ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

ВОЛКОВ АЛЕКСАНДР ГЕННАДЬЕВИЧ

МНОГОЗОННЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ КОНВЕРТОРЫ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ СИСТЕМ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

05.09.12 – Силовая электроника

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

д-р техн. наук, проф. Г.С. Зиновьев

оглавление

	стр.
ВВЕДЕНИЕ	5
1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР АВТОНОМНЫХ СИСТЕМ ГЕНЕРИРОВАНИЯ	
ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ	17
1.1 СИСТЕМЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ДЛЯ ЛЕТАТЕЛЬН	łЫХ
АППАРАТОВ	17
1.2 СИСТЕМЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ДЛЯ	
ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ УСТАНОВОК	24
1.3 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ ГЕНЕРИРОВАНИЯ	32
1.3.1 Многозонные выпрямители	32
1.3.2 МНОГОУРОВНЕВЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ	38
1.3.3 МНОГОУРОВНЕВЫЕ ИНВЕРТОРЫ ТОКА	47
1.4 Выводы по первой главе	64
2 ТРЕХФАЗНЫЕ МНОГОЗОННЫЕ КОНВЕРТОРЫ	65
2.1 ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОЗОННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ	65
2.1.1 МНОГОЗОННЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ НА ОДНОФАЗНЫХ МОСТАХ	65
2.1.2 НОВАЯ МНОГОЗОННАЯ МОСТОВАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ	73
2.1.3 ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМА ЗАВИСИМОГО ИНВЕРТИРОВАНИЯ	84
2.2 ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОЗОННОГО ИНВЕРТОРА ТОКА	89
2.2.1 Введение	89
2.2.2 УПРАВЛЕНИЕ МНОГОЗОННЫМ ИНВЕРТОРОМ ТОКА БЕЗ ИСПОЛЬЗОВА	АНИЯ
ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ	90
2.2.3 УПРАВЛЕНИЕ МНОГОЗОННЫМ ИНВЕРТОРОМ ТОКА ПРИ ПОМОЩИ	
ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ	92
2.2.4 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ КОММУТАЦИОННЫХ	
ФУНКЦИЙ	93

2

стр.

3.6 РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ	
УПРАВЛЕНИЯ	.155
3.7 Выводы по третьей главе	.158
4 РЕЗУЛЬТАТЫ ФИЗИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА	.159
4.1 ОСНОВНЫЕ ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО	
ИССЛЕДОВАНИЯ	.159
4.2 РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ МНОГОЗОННЫМ ИНВЕРТОРОМ ТО	КA
НА БАЗЕ ПРОГРАММИРУЕМОЙ ЛОГИКИ	161
4.3 ПЕРЕКРЫТИЕ ИМПУЛЬСОВ УПРАВЛЕНИЯ В МНОГОЗОННОМ ИНВЕРТОРЕ	
ТОКА	162
4.4 КОМПОНЕНТЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ МАКЕТА	164
4.5 ФИЗИЧЕСКИЙ МАКЕТ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА	165
4.6 Выводы по четвертой главе	174
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	175
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	177
ПРИЛОЖЕНИЕ А	190
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	191

введение

Актуальность работы. В настоящее время известен ряд электротехнических систем, работающих в условиях переменной скорости вращения вала генератора. К таким системам относятся авиационные системы генерирования электрической энергии, транспортные системы, а также автономные системы генерирования возобновляемой энергии, к которым относятся ветроэнергетические установки. В последние годы во многих авиационных системах генерирования электрической энергии для стабилизации частоты бортового переменного напряжения широкое распространение получили турбомеханические дифференциальные реверсивные привода постоянной скорости (ППС), принцип действия которых основан на использовании сжатого воздуха компрессором. Такие привода преобразовывают механическую энергию, отбираемую от редуктора авиационного двигателя, в механическую энергию вращения ротора магистрального генератора с постоянной частотой. По сравнению с гидромеханическим приводом имеют более простую конструкцию, низкую стоимость, не требуют абсолютной герметичности, просты в установке и ремонте на авиационном двигателе, а также не нуждаются в охлаждении или обогреве. Но и имеют свои недостатки, такие как низкий КПД, большую относительную массу и малую жесткость механических характеристик. В целом на сегодняшний момент существующие ППС не удовлетворяют современным авиационным требованиям, что предполагает поиск новых принципов построения систем генерирования переменного тока постоянной частоты.

В отечественном самолетостроении (SSJ-100, Ty-204CM, Ил-96-300, Ан-148) также придерживаются концепции построения централизованной системы генерирования с постоянной частотой переменного напряжения, где стабилизация осуществляется за счет интегрального привода-генератора, обладающего рядом существенных недостатков, прежде всего низкая надежность, высокая стоимость и необходимость обслуживания.

В современной литературе известны авиационные системы генерирования переменного тока на базе инверторов напряжения с промежуточным звеном постоянного тока. Такого рода системы получили название – системы генерирования электрической энергии переменного тока типа «переменная скорость – постоянная частота» (ПСПЧ). В системах данного рода, магистральный генератор размещен непосредственно на валу раздаточной коробки авиационного двигателя и имеет переменную угловую скорость вращения ротора. При этом постоянство частоты выходного напряжения достигается посредством полупроводникового преобразователя частоты, который установлен на выходе магистрального генератора.

Благодаря высокой управляемости силового преобразователя и отсутствию механического привода по постоянной частоте рассматриваемые системы генерирования переменного тока с ПСПЧ способны значительно улучшить качество генерируемой электроэнергии, повысить быстродействие и точность согласования всех параметров напряжения при включении на параллельную работу и в конечном результате улучшить энергетические и массогабаритные показатели всего авиационного электрооборудования в целом.

Эффективность систем генерирования с постоянной частотой вращения вала генератора подтверждена большим количеством исследований [1] и реализованных проектов в ветроэнергетике [2]. Исключение механической системы, стабилизирующей частоту вращения вала генератора, в общем случае приводит к увеличению энергетической эффективности в среднем на 15÷20%. На борту летательного аппарата такое увеличение становится еще более актуальным, поскольку обеспечивает значимое снижение затрат на авиаперевозки.

По этой причине многие передовые фирмы, такие как *Shinko Denshi* (Япония), *General Electric* (США), *Westinghouse Electric* ведут интенсивные исследования по построению автономных систем генерирования типа «Переменная Скорость Постоянная Частота». Различные аспекты, затрагивающие данную тематику, нашли

6

отражение в научных трудах таких видных ученых как С. А. Харитонов, Б. Пелли, М. Назер, И.М. Синдеев, Ф.Ф. Галтеев, Ф.И. Ковалев, Г. С. Мыцык, О.И. Хасаев, В.С. Руденко, В.И. Сенько, Б.И. Фигаро, Ю.М. Быков, Д.Э. Брускин, М. Росвурм, Л. Джуджи, М. Виллиам, и др.

В качестве альтернативного варианта использования трехкаскадного генератора в системах генерирования электрической энергии (СГЭЭ) переменного тока постоянной частоты можно рассмотреть перспективный синхронный генератор (СГ) с возбуждением от постоянных магнитов, который обеспечивает существенные преимущества в массе, габаритах и надежности, сочетающиеся с простотой конструкции. Удельная масса генератора с возбуждением от постоянных магнитов может доходить до колоссально низких значений. По данным из имеющихся источников, удельная масса магнитоэлектрического генератора (МЭГ) может составлять 0,3÷0,1 кг/кВт. Современные разработки в области проектирования конструкции ротора и способов крепления постоянных магнитов выразились в особенности параметров статорной цепи, а именно в увеличении собственного реактивного сопротивления обмотки в несколько раз, на фоне примерно неизменившейся индуктивности рассеяния. В итоге токи короткого замыкания снизились до трех-четырехкратных значений, причем такие значения вполне допустимы для систем электроснабжения летательных аппаратов.

Вдобавок к применению в системах генерирования для летательных аппаратов, одной из перспективных областей использование ПСПЧ являются автономные ветроэнергетические и дизель-генераторные установки наземного назначения.

Ветроэнергетика является бурно развивающейся отраслью. К началу 2015 года общая установленная мощность всех ветрогенераторов составила 369 ГВт. В 2014 году количество электрической энергии, произведённой всеми ветрогенераторами мира, составило 706 тераватт-часов, что также составляет 3 % всей произведённой человечеством электрической энергии. Некоторые страны особенно интенсивно развивают ветроэнергетику, в частности, на 2014 год в Дании с помощью

ветрогенераторов производится 39 % всего электричества; в Португалии — 27 %; в Никарагуа — 21 %; в Испании — 20 %; Ирландии — 19 %; в Германии — 8 %; в ЕС — 7,5 %.

Силовые преобразователи частоты можно разделить на прямые топологии и топологии с промежуточным звеном постоянного тока [3], [4]. Кроме того, топологии с промежуточным звеном могут быть сгруппированы в две основные категории: выпрямитель, в роли первого звена преобразования и инверторы тока, инверторы напряжения в роли второго звена преобразования.

Для прямых преобразователей (*AC-AC*), наиболее распространенными топологиями являются циклоконвертеры. Циклоконвертеры используют массив силовых полупроводниковых вентилей для прямого подключения напряжения питания к генератору, преобразовывая трехфазное переменное напряжение с переменной амплитудой и частотой в трехфазное переменное напряжение с фиксированной частотой и амплитудой [5]. Этот способ позволяет эффективно изменять направление потока мощности в обоих направлениях. Данный тип преобразователей также применяется в ветроэнергетических системах, где требуются низкие диапазоны скоростей и высокий крутящий момент.

Наиболее распространенными, В теоретическом плане, системами, обеспечивающими высокое качество генерируемой электрической энергии при минимальной массе и габаритах, на сегодняшний день являются системы на базе инверторов напряжения и обращенного режима работы инвертора напряжения в звене формирования постоянного напряжения. В данных системах активный выпрямитель базе инвертора напряжения обеспечивает на режим электро-стартерного запуска и синусоидальный характер потребляемого от СГ тока с единичным коэффициентом мощности. Инвертор напряжения, подключенный входом к выходу активного выпрямителя, непосредственно преобразовывает энергию постоянного тока в энергию переменного тока с требуемой величиной напряжения и частотой. Недостатками данной системы являются ее сниженная надежность, тяжелые аварийные режимы в случае выхода транзисторов из строя, наличие электролитического конденсатора, имеющего ограничение по допустимой отрицательной температуре, высокие du/dt, а также высокий уровень электромагнитных помех.

Более надежный вариант системы генерирования электрической энергии с меньшими массогабаритными показателями – использование управляемого выпрямителя вместо активного выпрямителя на базе инвертора напряжения. Такая обеспечить режим запуска сможет электро-стартерного без система не использования дополнительной коммутационной аппаратуры, но за счет применения управляемого выпрямителя увеличивается надежность системы в целом и снижаются массогабаритные показатели. Качество генерируемой выходной электрической энергии обеспечивается инвертором напряжения на том же уровне, как и в ранее рассмотренном варианте.

Управляемый выпрямитель может быть заменен на новый класс схем выпрямителей (a также зависимых инверторов, регуляторов переменного напряжения, компенсаторов реактивной мощности, инверторов тока, активных выпрямителей на базе инвертора тока), в которых обратные и прямые напряжения на тиристорах не превосходят амплитуды напряжения одной секции вторичной обмотки трансформатора или одной секции последовательной конденсаторной цепочки, используемой вместо трансформатора. Это позволяет строить схемы указанных преобразователей с высоковольтным выходом при использовании силовых ключей с n-раз меньшим рабочим напряжением при n-зонах регулирования величины выходного напряжения для питания последующих мощных инверторов тока. Вместе с тем, использование амплитудной модуляции для дискретного регулирования выпрямленного напряжения по зонам в сочетании с непрерывным фазовым (широтно-импульсным) регулированием внутри зон позволяет не только радикально улучшить качество выпрямленного напряжения, но и улучшить входной коэффициент мощности выпрямителя. Повышение качества выпрямленного

9

напряжения приводит к уменьшению затрат на выходной фильтр выпрямителя. Повышение качества входного тока выпрямителя приводит к улучшению электромагнитной совместимости выпрямителя. Это приводит к уменьшению затрат на дополнительное оборудование (пассивные и активные фильтры, компенсаторы реактивной мощности), предназначенное для уменьшения обратного влияния выпрямителей на систему.

Однако такие способы построения систем генерирования обладают и существенным недостатком. Проектно-конструкторские требования к СГЭЭ переменного тока обязательно содержат важный пункт, заключающийся в способности СГЭЭ обеспечить необходимый ток короткого замыкания в целях надежного срабатывания защитной аппаратуры на базе предохранителей. При последовательном подключении полупроводникового преобразователя к синхронному генератору, токи короткого замыкания должны формироваться самим преобразователем.

По сравнению с инверторами напряжения, инверторы тока обладают естественными преимуществами, такими как простота топологии, компактные размеры, высокий потенциал мощности, превосходную защиту от короткого замыкания, и гибкое управление потоками мощности. Основным преимуществом инверторов тока была и остается возможность увеличения выходного напряжения, относительно входного, в несколько раз, что не позволяют сделать ни инверторы напряжения, ни матричные преобразователи без дополнительного силового оборудования.

Независимо от объекта применения, будь то авиационные системы генерирования ветроэнергетические установки, ИЛИ задачи силовых преобразователей частоты остаются неизменными. Ветроэнергетические системы генерирования электрической энергии имеют больший порядок мощностей и используемых напряжений, но используют тот же диапазон регулирования скоростей генератора, что переносит существующие проблемы построения систем генерирования электрической энергии летательных аппаратов в данную область и обуславливает применение нового семейства многозонных электронных конверторов.

Целью работы является разработка и исследование нового семейства схем трехфазных многозонных электронных конверторов для автономных систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты.

Для достижения указанной цели поставлены следующие задачи:

1. Анализ допустимых вариантов построения, выбор и разработка силовых схем трехфазных многозонных электронных конверторов для систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты;

2. Разработка математических моделей многозонных преобразователей, обеспечивающих общий анализ энергетических показателей и алгоритмов управления полупроводниковых преобразователей, входящих в состав автономных систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты;

3. Анализ электромагнитных процессов в многозонных преобразователях электрической энергии для систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты;

4. Синтез алгоритмов управления многозонными полупроводниковыми конверторами, обеспечивающих требуемое качество генерируемой электрической энергии переменного тока постоянной частоты;

5. Разработка процедуры преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления инвертором тока, применительно к многозонному инвертору тока;

6. Разработка физического макета и проведение экспериментальных исследований многозонного электронного конвертора, работающего на автономную нагрузку.

Методы исследования. Основные результаты диссертационной работы получены с использованием методов анализа теории электрических цепей и систем регулирования. Использованы алгебраизации автоматического методы дифференциальных уравнений, разработанные на кафедре Электроники и Электротехники профессором Зиновьевым Г. С., позволяющие определить показатели качества электромагнитных процессов напрямую через коэффициенты дифференциальных уравнений, без их решения. Также использованы методы аналитического и численного расчета линейных дифференциальных уравнений и имитационное моделирование в пакете прикладных программ для расчета процессов с учетом нелинейных характеристик полупроводникового преобразователя. В работе применяются спектральные методы анализа напряжений с помощью разложения известной формы сигнала гармонические составляющие, на используя преобразования Фурье, различные разделы линейной алгебры и математического анализа. Экспериментальные исследования проводятся путем имитационного моделирования и физического макетирования.

Достоверность полученных результатов подтверждаются корректной постановкой задач, адекватностью применения математического аппарата, а также результатами имитационного моделирования и натурального эксперимента.

Научная новизна заключается в следующем:

1. В разработке новых схем многозонных конверторов и результатах анализа их энергетических характеристик, которые имеют лучшие показатели качества выходного напряжения, входного тока, а также обладают меньшим количеством полупроводниковых элементов;

2. В результатах синтеза алгоритмов управления новыми многозонными электронными конверторами в составе систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты;

3. Предложен и исследован алгоритм замкнутой системы управления для активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока, который

обеспечивает работу преобразователя в требуемых режимах. Полученные аналитические соотношения позволяют рассчитать параметры регуляторов через параметры схемы в каждом из контуров регулирования преобразователя;

4. Предложена и исследована процедура преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления инвертором тока.

Практическая значимость работы:

1. В результате аналитического расчета получены соотношения для проектирования трехфазных многозонных выпрямителей и инверторов тока;

2. Разработана инженерная методика расчета полного сопротивления нагрузки для многозонного инвертора тока в составе систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты;

3. Создан макетный образец силовой схемы многозонного инвертора тока для систем генерирования переменного тока постоянной частоты, на котором проведенные экспериментальные исследования подтвердили достоверность расчетно-теоретических положений и сравнительно высокую точность выведенных аналитических выражений;

4. Предложен алгоритм управления активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока входящего в состав систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты, позволяющий улучшить качество выходного напряжения и входного тока, что ведет к улучшению электромагнитной совместимости устройств по входу и выходу.

Основные результаты, выносимые на защиту:

1. Предложенные схемы трехфазных многозонных электронных конверторов, применительно к системам генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов;

2. Результаты анализа электромагнитных процессов в многозонных преобразователях электрической энергии для систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты;

3. Результаты имитационного моделирования трехфазных многозонных электронных конверторов, которые имеют лучшие показатели качества выходного напряжения, входного тока, имеют возможность регулирования выходного напряжения в широком диапазоне, а также обладают сниженными обратными напряжениями на силовых ключах;

4. Способ построения замкнутой системы управления активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока с использованием широтно-импульсной модуляции, который позволяет получить лучшее качество выходного напряжения, что приводит к уменьшению массогабаритных показателей выходного фильтра;

5. Процедура преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления инвертором тока, применительно к многозонному инвертору тока.

Апробация работы. Основные результаты доложены, обсуждены и одобрены на следующих научных семинарах и конференциях:

- Всероссийская научная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации», Новосибирск, НГТУ, 2010, 2011 гг.;
- Международная конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП», Новосибирск, НГТУ, 2010, 2012, 2014 гг.;
- Международная конференция молодых специалистов по микро/нано-технологиям и электронным приборам «EDM», Новосибирск, НГТУ, 2009, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014, 2015 гг.;

• Международная научная конференция «Вычислительные технологии в электротехнике и электронике» SIBIRCON-2010.

Внедрение результатов исследований. Разработанные имитационные модели многозонных электронных конверторов, а также алгоритмы управления

многозонными полупроводниковыми конверторами на базе инвертора тока с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией, обеспечивающих требуемое качество генерируемой электрической энергии и улучшение энергетических показателей системы генерирования на базе синхронного генератора с постоянными магнитами использованы при выборе вариантов построения систем генерирования в рамках договора № 64-13/177-78 от 27.08.2010 г. между ФГУП ПО "Север" и Федеральным государственным бюджетным образовательным учреждением высшего образования «Новосибирский государственный технический университет».

Научные результаты диссертационной работы (разработанные новые схемы многозонных электронных конверторов и результаты анализа их энергетических характеристик, а также энергоэффективные алгоритмы управления полупроводниковыми базе многозонными конверторами на инвертора тока высокочастотной с широтно-импульсной модуляцией в составе автономных систем генерирования электрической энергии) внедрены в НИР, ОКР и технологические работы по договору №64-13/177-78 от 27.08.2010 г. между Федеральным государственным унитарным предприятием ПО «CEBEP» Федеральным государственным И бюджетным образовательным учреждением высшего образования «Новосибирский государственный технический университет», в рамках договора №13.G36.31.0010 между ФГУП ПО «СЕВЕР» и Министерством образования и науки РФ на тему «Исследование, разработка и производства организация промышленного механотронных систем для энергосберегающих технологий двойного назначения» от 22 октября 2010г. и использованы при подготовке научных отчетов.

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 25 печатных работ, в том числе 2 работы в журналах из перечня ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание учёной степени доктора и кандидата наук, а также 20 работ в журналах, цитируемых *SCOPUS*, и 1 работа, цитируемая «*Web of Science*». Предложенные структуры преобразователей защищены 3 патентами на изобретение.

Личный вклад автора в работы, опубликованные в соавторстве с научным руководителем, заключается в участии в постановке задач исследований, разработке структурных вариантов, математических и имитационных моделей многозонных преобразователей, аналитических и численных расчетов энергетических характеристик многозонных преобразователей, а также в синтезе алгоритмов и систем управления.

Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения и 2 приложений. Общий объем 192 страниц. Основная часть изложена на 189 страницах машинописного текста, иллюстрирована 141 рисунком, 10 таблицами. Список литературы содержит 106 наименований.

1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СИСТЕМ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

В этом разделе диссертационной работы будет приведен аналитический обзор систем генерирования электрической энергии для перспективных направлений, таких как автономные системы генерирования для летательных аппаратов и ветроэнергетические автономные установки наземного назначения. Рассматриваются основные методики построения многозонных выпрямителей, история развития И современное состояние многоуровневых инверторов напряжения, многозонных инверторов тока, а также активного выпрямителя на базе инвертора тока, входящих в системы генерирования переменного тока постоянной частоты.

1.1 Системы генерирования электрической энергии для летательных аппаратов

С развитием полупроводниковой аппаратуры очевидным факт стал использования в системах генерирования полупроводниковых преобразователей как замена приводу постоянных оборотов. Требования к СГЭЭ на базе ПП условно можно представить в виде двух групп, первая из них - основная, определяется общими требованиями и нормами качества электроэнергии самолетов и вертолетов, сформулированными ГОСТом – 54073-2010; вторая – определяется конкретным типом объекта применения СГЭЭ, требования как правило, ЭТО проектно-конструкторского характера, включая ряд дополнительных требований к электромеханическим параметрам и характеристикам системы.

Аналитический обзор отечественных и зарубежных публикаций [6-18], анализ сформулированных требований, а также выводы по результатам НИОКР, проведенных фирмами ПО "Дзержинец", АКБ "Якорь", General Electric, Bendix,

Boeing, Westinghouse, Auxilec, Precision Mecanique Labial, Artus, Aerospatiale, ATEL, EAS, Bronzavia, Lucas, Plessey и др. приводят к однозначному выводу о перспективности применения на борту летательных аппаратов систем генерирования на базе полупроводниковых преобразователей электрической энергии. Основные преимущества подобных систем по сравнению с применяемыми системами с различного рода приводами постоянной скорости (ППС) могут быть сформулированы следующим образом:

- теоретически отсутствуют ограничения на мощность канала генерирования электрической энергии;
- возможность обеспечения любого наперед заданного качества генерируемой электрической энергии в статических и динамических режимах;
- практически отсутствуют ограничения на характер нагрузки;
- широкие перспективы по минимизации массы и габаритов систем, отсутствие ограничений на место установки;
- возможность обеспечения режимов параллельной работы каналов генерирования, как между собой, так и с наземными источниками электрической энергии;
- возможность обеспечения режима электро-стартерного запуска маршевого двигателя;
- высокое значение коэффициента полезного действия системы, открытые перспективы по дальнейшему его повышению;
- повышенная эксплуатационная надежность, отсутствие теоретических ограничений на дальнейшее улучшение данного показателя;
- увеличение срока службы, малые эксплуатационные расходы.

Обзор отечественных и зарубежных публикаций [10-13] показал, что систему генерирования электрической энергии для летательных аппаратов возможно

реализовать последовательным соединением магнитоэлектрического генератора и полупроводникового преобразователя.

Структурно бортовые СГЭЭ переменного тока переменной частоты могут быть построены на базе систем с непосредственным преобразователем частоты (циклоконвертором) с естественной коммутацией, которые используют массив силовых полупроводниковых вентилей для прямого подключения напряжения питания к генератору, преобразовывая трехфазное переменное напряжение с переменной амплитудой и частотой в трехфазное переменное напряжение с фиксированной частотой и амплитудой (рисунок 1.1).



Рисунок 1.1 – Структурная схема системы генерирования электрической энергии для летательных аппаратов на базе циклоконвертора с естественной коммутацией

Особенностью данной системы является обеспечение эффективного изменения направления потока мощности в обоих направлениях. В свою очередь три выходные фазы циклоконвертора имеют общее индуктивное сопротивление генератора, обуславливающее их взаимное влияние. Качество генерируемого напряжения во многом зависит от кратности частот входного и выходного напряжения. Для достижения требований по гармоническому составу генерируемого напряжения в такой структуре требуется значительный по массогабаритным значениям силовой фильтр [6]. Данный тип преобразователей также применяется в ветроэнергетических системах, где требуются низкие диапазоны скоростей и высокий крутящий момент.

В литературе известен также ряд систем на базе инверторов напряжения с промежуточным звеном постоянного тока [10]. Такого рода системы получили название – системы генерирования электрической энергии переменного тока типа «переменная скорость – постоянная частота» (ПСПЧ). Наиболее перспективными, в теоретическом плане, системами, обеспечивающими высокое качество генерируемой электрической энергии при минимальной массе и габаритах, на сегодня следует признать системы с инвертором напряжения с использованием модульного принципа построения и обращенного режима работы инвертора в звене формирования постоянного напряжения (рисунок 1.2).



Рисунок 1.2 – Структурная схема системы генерирования электрической энергии для летательных аппаратов типа ПСПЧ

Недостатками данной системы являются ее сниженная надежность, тяжелые аварийные режимы в случае выхода транзисторов из строя, наличие электролитического конденсатора, имеющего ограничение по допустимой отрицательной температуре, высокие *du/dt*, а также высокий уровень электромагнитных помех.

Более надежный вариант системы генерирования электрической энергии с меньшими массогабаритными показателями – использование управляемого выпрямителя вместо активного выпрямителя на базе инвертора напряжения приведен на рисунке 1.3.



Рисунок 1.3 – Структурная схема системы генерирования электрической энергии для летательных аппаратов типа ПСПЧ

Такая система без использования коммутационной аппаратуры не обеспечивает режим электро-стартерного запуска, но за счет применения управляемого выпрямителя увеличивается надежность системы в целом, снижаются массогабаритные показатели. Качество генерируемой электрической энергии обеспечивается инвертором напряжения на том же уровне, как и в ранее рассмотренном варианте.

Управляемый выпрямитель может быть заменен на новый класс схем выпрямителей (а также зависимых инверторов, регуляторов переменного

напряжения, компенсаторов реактивной мощности, инверторов тока, активных выпрямителей на базе инвертора тока), в которых обратные и прямые напряжения на тиристорах не превосходят амплитуды напряжения одной секции вторичной обмотки трансформатора или одной секции последовательной конденсаторной цепочки, используемой вместо трансформатора. Вместе с тем, использование дискретного амплитудной модуляции для регулирования выпрямленного напряжения по зонам в сочетании с непрерывным фазовым (широтно-импульсным) регулированием внутри зон позволяет не только радикально улучшить качество выпрямленного напряжения, но и улучшить входной коэффициент мощности выпрямителя. Повышение качества выпрямленного напряжения приводит к уменьшению затрат на выходной фильтр выпрямителя. Повышение качества входного тока выпрямителя приводит к улучшению электромагнитной совместимости выпрямителя.

Система генерирования переменного трехфазного тока переменной частоты трехпроводной с соединением фаз в должна быть звезду, номинальным напряжением 115/200 В и частотой, не выходящей за пределы 360 – 800 Гц. Допускается применение систем переменного тока с двойным номинальным напряжением 230/400 В переменной частоты 360 – 800 Гц. Нейтральные точки обмоток источников электроэнергии должны быть соединены с корпусом самолета или вертолета, который используется как четвертый провод в системе распределения (допускается прокладка нейтрального электроэнергии провода). Базовыми параметрами являются параметры фаз. Линейные параметры определяются на основании установленных параметров фаз. В различных режимах полета такие величины как скорость вращения вала маршевого двигателя, величина и характер нагрузки могут варьироваться в широком диапазоне значений. Все эти перечисленные переменные параметры прямым образом воздействуют на генератор электрической энергии, изменяя действующее значение генерируемого напряжения.

Широкое распространение получил трехкаскадный тип синхронного генератора. Наиболее современные достижения в проектировании СГЭЭ переменного тока переменной частоты, реализованные в двух проектах, А-380 и В-787, заключаются в использовании генераторов, приводимых во вращение непосредственно от редуктора коробки самолетных агрегатов [19]. Удельная масса используемых трехкаскадных генераторов фирмы Hamilton-Sundsrand, составляет примерно 0,5÷0,6 кг/кВт (масса сухого генератора). В качестве альтернативы трехкаскадным генераторам можно рассматривать СГ с возбуждением от постоянных магнитов на базе редкоземельных металлов (R2Co17) с высокой магнитной энергией (BHmax≥ 240 кДж/м3) и остаточной индукцией (Br ≥ 1 Тл). Последние десятилетия интерес разработчиков СГЭЭ для ЛА в основном обращен к магнитоэлектрическим генераторам, что объясняется следующими преимуществами их применения в составе бортовых систем [20-22]:

- высокие массогабаритные показатели;
- повышенная надежность, малые эксплуатационные расходы;
- широкий температурный диапазон эксплуатации;
- меньшая трудоемкость в изготовлении;
- малые переходные и сверхпереходные реактансы.

Единственным общепризнанным недостатком системы с МЭГ является повышенная стоимость, эти затраты в бортовых СГЭЭ достаточно быстро окупаются, учитывая, что годовая стоимость эксплуатации одного лишнего килограмма веса летательного аппарата обходится в 6000 долларов США [23].

В общем случае, стабильная частота напряжения выглядит более приемлемой, по сравнению с переменной. Но такой способ стабилизации обладает и существенным недостатком. Проектно-конструкторские требования к СГЭЭ переменного тока обязательно содержат важный пункт, заключающийся в способности СГЭЭ обеспечить необходимый ток короткого замыкания в целях надежного срабатывания защитной аппаратуры на базе предохранителей. При последовательном

подключении полупроводникового преобразователя к синхронному генератору, токи короткого замыкания должны формироваться самим преобразователем. В таком случае идеально использование активных выпрямителей на базе инвертора тока и инверторов тока, в качестве второго звена преобразовании системы генерирования электрической энергии.

1.2 Системы генерирования электрической энергии для ветроэнергетических установок

Конфигурация ветряной турбины с переменной скоростью вращения и полномасштабным преобразователем электрической энергии соответствует полному регулированию скорости вращения ветряной турбины, с генератором, подключенным к сети через преобразователь электрической энергии, как показано на рисунке 1.4.

Генератор



Рисунок 1.4 – Система электрической энергии переменной скорости постоянной частоты для ветроэнергетических установок

Преобразователь частоты исполняет роль компенсатора реактивной мощности и осуществляет плавное соединение генератора с сетью для всего диапазона скоростей. Генератор может представлять собой синхронный генератор с фазным ротором, или синхронный генератор с постоянными магнитами. Обмотки статора подключены к сети через полномасштабный силовой преобразователь.

Некоторые ветроэнергетические системы генерирования могут выполняться в безредукторном исполнении – редуктор показан пунктиром на рисунке 1.4. В таких Уровни случаях используется подключение многополюсного генератора. напряжений силового преобразователя могут начинаться от низких напряжений (ниже 1 КВ) до уровней средних напряжений, и, учитывая данную тенденцию, в может целесообразно будущем быть подключить систему генерирования непосредственно в сеть, чтобы исключить наличие выходного повышающего трансформатора.

Для того чтобы получить стабилизированное напряжение в звене постоянного тока при переменной скорости вращения, повышающий *DC-DC* преобразователь должен быть включен в звено постоянного тока, как показано на рисунке 1.5. Также возможно использование и неуправляемых выпрямителей [24].



Рисунок 1.5 – Система генерирования электрической энергии для ветроэнергетических установок. Диодный выпрямитель, повышающий преобразователь и инвертор напряжения

На рисунке 1.6 показано использование двух конверторов на базе инвертора тока [25]. Преимущество предложенного решения заключается в использовании индуктивностей длинных кабелей, которые применяются в ветряных электростанциях, когда обращенный инвертор тока находится непосредственно

рядом с генератором, в то время как сам инвертор расположен в нижней части ветряной системы [26].



Рисунок 1.6 – Система генерирования электрической энергии для ветроэнергетических установок. Обращенный инвертор тока, инвертор тока

В настоящее время наиболее часто используемой топологией трехфазных силовых преобразователей в системах генерирования электрической энергии для ветроэнергетических установок является двухуровневый инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Система генерирования обычно представляет собой два инвертора напряжения, соединенные по технологии *«back-to-back»*, с трансформатором на стороне сети, как показано на рисунке 1.7. Достоинства такой системы заключаются в относительно простой структуре и малом количестве полупроводниковых элементов, которые способствуют надежной работе преобразователей и системы в целом.



Рисунок 1.7 – Обращенный инвертор напряжения и инвертор напряжения в составе ветряной системы генерирования

Однако, вследствие увеличения мощности и диапазонов напряжений ветровой турбины, преобразователь на базе инверторов напряжений может пострадать от больших динамических потерь и низкого коэффициента полезного действия на высоких уровнях мощности (до единиц мегаватт). Доступные на настоящий момент полупроводниковые устройства должны быть включены последовательно-параллельно для того, чтобы получить требуемую мощность и напряжение ветровых установок; также это приведет к усложнению силовой схемы преобразователя и, как следствие, уменьшению надежности [27].

Очевидным недостатком, при применении данного типа системы генерирования, является двухуровневое выходное напряжение. Всего два уровня напряжения привносят более высокие dv/dt к генератору и трансформатору. Необходимо применять громоздкие выходные фильтры, для ограничения градиента напряжения и снижения коэффициента гармоник [28].

В общем случае многоуровневые преобразователи могут быть классифицированы на три категории [28-32]: структуры с фиксирующими диодами, структуры с плавающими конденсаторами, и структуру на базе однофазных

мостовых ячеек. Для получения экономически эффективной конструкции, использование многоуровневые преобразователи заключается, в основном, в ветроэнергетических системах генерирования электрической энергии в диапазонах от 3 МВт до 7 МВт. Несколько возможных многоуровневых систем генерирования представлены ниже.

Топология трехуровневого преобразователя с фиксирующими диодами является одной из самых коммерциализированных топологий многоуровневых конверторов на рынке. Подобно классическому двухуровневому инвертору, в ветроэнергетических системах генерирования трехуровневых инвертор тока применяется, как правило, в структуре «*back-to-back*», как представлено на рисунке 1.8.



Рисунок 1.8 – Трехуровневый инвертор напряжения с фиксирующими диодами в составе ветряной системы генерирования

Дополнительный уровень в выходном напряжении позволяет достичь меньших значений перенапряжений по сравнению с двухуровневым инвертором, а также меньшего выходного фильтра. Данная система генерирования на базе трехуровневых инверторов также может выдавать двойную амплитуду напряжения по сравнению с двухуровневой топологией, при использовании полупроводниковых транзисторов того же номинального напряжения. Однако такая система имеет и свои недостатки. Существует неравномерное распределение динамических потерь между внешними и внутренними транзисторами в стойке. Данная проблема может привести к понижению мощности преобразователя, по сравнению с той мощностью, на которую он разработан [33].

Система генерирования электрической энергии, показанная на рисунке 1.9, состоит из двух *H*-мостовых преобразователей, которые выполнены по технологии *«back-to-back»*. При помощи данной системы можно добиться выходной производительности подобно решению с фиксирующими диодами, но такие недостатки, как неравномерное распределение динамических потерь между транзисторами в стойках и дополнительные фиксирующие диоды будут устранены. Также могут быть получена повышенная проектная мощность преобразователя и более эффективное и равномерное использование полупроводниковых ключей по току [34].



Рисунок 1.9 – Система генерирования электрической энергии на базе трехуровневых инверторах напряжения на *Н*-мостах

Кроме того, так как только половина напряжения звена постоянного тока необходима при использовании системы генерирования на *H*-мостах, по сравнению с системой на базе инверторов с фиксирующими диодами, то это приводит к использованию меньшего количества конденсаторов, включенных последовательно, в звено постоянного тока, а также отсутствует средняя точка в звене постоянного

тока. Таким образом, размеры конденсаторов звена постоянного тока могут быть дополнительно уменьшены.

В свою очередь, системе генерирования на базе трехуровневых инверторах напряжения на *H*-мостах необходимы разомкнутые обмотки на генераторе и трансформаторе с целью достижения изоляции между каждой из фаз. Данное свойство имеет как свои преимущества, так и недостатки: с одной стороны, структура разомкнутых обмоток позволяет осуществить изолированную работу каждой из фаз, а также обеспечить потенциальную способность отказоустойчивости, в таких случаях, когда одна или даже две фазы генератора или преобразователя вышли из строя. С другой стороны, для структуры разомкнутых обмоток требуется двойная длина и вес кабеля для соединения с генератором и трансформатором. Дополнительные расходы, потери и индуктивности кабелей также могут быть отнесены к основным недостаткам такой системы.

Система генерирования электрической энергии, представленная на рисунке 1.10, представляет собой двунаправленную систему генерирования электрической энергии на базе пятиуровневых инверторах напряжения на *H*-мостах. Данная топология является продолжением трехуровневой системы на *H*-мостах, и разделяет такие же требования к структуре разомкнутых обмоток генератора и трансформатора.



Рисунок 1.10 – Система генерирования электрической энергии на базе пятиуровневых инверторах напряжения на *H*-мостах

При использовании силовых полупроводниковых ключей одинакового номинала, приведенная система на рисунке 1.10 может достичь пяти уровней выходного напряжения и двойной амплитуды напряжения по сравнению с системой на базе трехуровневых инверторах напряжения на *H*-мостах. Эти преимущества позволяют использовать еще меньший выходной фильтр и транзисторы, рассчитанные на меньший уровень номинального тока [35]. Однако такая система состоит из большего количества транзисторов, которые могут снизить надежность всей системы. Проблемы неравномерного распределения динамических потерь, а также больших конденсаторов звена постоянного тока, к сожалению, также вернутся.

В общем случае требования к качеству выходного напряжения со стороны сети намного строже, чем со стороны генератора [36]. Для адаптации к этому несимметричному требованию в ветроэнергетических установках используется конфигурация трехуровневого инвертора напряжения в обращенном режиме с фиксирующими диодами на стороне генератора и пятиуровневый инвертор напряжения на *H*-мостах на стороне сети, как показано на рисунке 1.11.



Рисунок 1.11 – Система генерирования электрической энергии для ветроэнергетических установок. Трехуровневый инвертор напряжения в обращенном режиме с фиксирующими диодами и пятиуровневый инвертор напряжения на *H*-мостах Данная система генерирования совмещает в себе преимущества трехуровневого инвертора напряжения с фиксирующими диодами на стороне генератора, а также преимущества пятиуровневого инвертора напряжения на *H*-мостах на стороне сети. Очевидно, что уровни напряжения и амплитуда на стороне сети выше, чем на стороне генератора. Такое подключение силовых конверторов имеет меньшее количество полупроводниковых устройств по сравнению с системой, показанной на рисунке 1.10, но проблема неравномерного распределения динамических потерь на транзисторах по-прежнему остается.

1.3 Преобразовательные элементы систем генерирования

1.3.1 Многозонные выпрямители

звена преобразования электрической В качестве первого энергии ИЗ переменного тока в постоянный, в системах генерирования электрической энергии возможно использовать многозонные выпрямители. В конверторах данного типа обратные и прямые напряжения на силовых ключах не превосходят амплитуды напряжения одной секции вторичной обмотки трансформатора или одной секции последовательной конденсаторной цепочки, используемой вместо трансформатора. Это позволяет строить схемы указанных преобразователей с высоковольтным выходом при использовании силовых ключей с *n*-раз меньшим рабочим напряжением при *n*-зонах регулирования величины выходного напряжения для питания последующих мощных инверторов. Вместе с тем, использование амплитудной модуляции для дискретного регулирования выпрямленного напряжения по зонам в сочетании с непрерывным фазовым (широтно-импульсным) регулированием внутри зон позволяет не только радикально улучшить качество выпрямленного напряжения, но и улучшить входной коэффициент мощности выпрямителя. Повышение качества выпрямленного напряжения приводит к уменьшению затрат на выходной фильтр конвертора. Повышение качества входного тока выпрямителя приводит к улучшению электромагнитной совместимости выпрямителя. Это приводит к уменьшению затрат на дополнительное оборудование (пассивные и активные фильтры, компенсаторы реактивной мощности), предназначенное для уменьшения обратного влияния выпрямителей на систему.

Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения, улучшения использования трансформатора и уменьшения индуктивности сглаживающего дросселя, обеспечивающего режим непрерывного тока, применяют трехфазные управляемые выпрямители со ступенчатым регулированием выходного напряжения. Некоторые из таких выпрямителей показаны на рисунке 1.12.



Рисунок 1.12 – Основные схемы трехфазных управляемых выпрямителей со ступенчатым регулированием выходного напряжения

В данных схемах так же, как и в схеме с нулевым выводом, наблюдается вынужденное намагничивание сердечника трансформатора, которое можно устранить, соединив вторичную обмотку в зигзаг.

На рисунке 1.13 показан пример трехзонного трехфазного однополупериодного выпрямителя.



Рисунок 1.13 – Схема предлагаемого трехзонного однополупериодного выпрямителя трехфазного тока

На рисунке 1.14 приведена схема предлагаемого трехзонного двухполупериодного выпрямителя трехфазного тока.



Рисунок 1.14 – Схема предлагаемого трехзонного двухполупериодного

выпрямителя трехфазного тока

На рисунке 1.15 приведены диаграммы выпрямленного напряжения и трех уровней питающих напряжений для первой и второй зон регулирования.



Рисунок 1.15 – Диаграммы выпрямленного и трех уровней питающего напряжений для первой зоны регулирования



Рисунок 1.16 – Диаграммы выпрямленного и трех уровней питающего напряжений для второй зоны регулирования

Предлагаемый способ построения многоуровневых выпрямителей распространяется и на класс реверсивных выпрямителей. На рисунке 1.17 показана схема трехзонного однополупериодного реверсивного выпрямителя трехфазного напряжения, полученная из схемы нереверсивного выпрямителя на рисунке 1.13. Здесь необходим режим раздельного управления нереверсивными выпрямителями, образующими реверсивный выпрямитель.



Рисунок 1.17 – Схема трехфазного нулевого трехзонного реверсивного выпрямителя

В тех случаях, когда не требуется трансформация уровня сетевого напряжения, и гальваническая изоляция цепей выхода от питающей сети, рациональна бестрансформаторная схема выпрямителя с зонным регулированием. Функцию деления входного напряжения выполняет конденсаторный делитель напряжения, как это показано на рисунке 1.18 для варианта трехзонного мостового выпрямителя однофазного напряжения, аналогичного выпрямителю на рисунке 1.13.


Рисунок 1.18 – Однофазный трехзонный бестрансформаторный выпрямитель

При этом отстающая реактивная составляющая входного тока вентильного комплекта, обусловленная управлением тиристоров, может частично опережающим током конденсаторной компенсироваться цепочки так, ЧТО действующее значение тока сети становится даже меньше действующего значения входного тока вентильного комплекта выпрямителя, что повышает входной коэффициент мощности такого выпрямителя по сравнению с классической схемой.

Схема трехфазного трехзонного мостового бестрансформаторного выпрямителя приведена на рисунке 1.19.



Рисунок 1.19 – Трехфазный трехзонный бестрансформаторный мостовой

выпрямитель

Здесь фиксирующие диоды изображены как одинарные с тем замечанием, что обратные напряжения на них, как и во всех предыдущих схемах, будут в соответствующее число раз превосходить напряжение питания одной секции конденсаторного делителя.

Аналогично переводятся в бестрансформаторный вариант и все другие предложенные многозонные схемы выпрямителей.

Дальнейшего улучшения качества преобразуемой и преобразованной электрической энергии в выпрямителях можно получить, перейдя от тиристорных схем к транзисторным, путем простой замены тиристоров в предлагаемых схемах на транзисторы. При использовании транзисторных многозонных электронных конверторов улучшается качество выходного напряжения, гармонических состав входного тока, появляется возможность зонного регулирования выходного напряжения.

1.3.2 Многоуровневые инверторы напряжения

Построение автономных систем генерирования электрической энергии для летательных аппаратов и ветроэнергетических установок невозможно без применения многоуровневых инверторов напряжения и тока, где данные преобразователи выступают в роли второго звена преобразования электрической энергии из постоянного тока в переменный. Многоуровневые инверторы напряжения были исследованы намного раньше инверторов тока. Именно от этого вида преобразователей произошли первые многоуровневые инверторы тока, вследствие дуальности схем инверторов напряжения и инверторов тока.

Вероятно, первым прообразом многоуровневого инвертора в СССР была схема, изображенная на рисунке 1.20.

38



Рисунок 1.20 – Прообраз многоуровневого инвертора

Ее особенностью по сравнению с современными схемами многоуровневых инверторов является наличие нулевых пауз после каждого импульса напряжения и отсутствие дополнительной синусоидальной ШИМ на каждом уровне напряжения (между двумя соседними уровнями). Развитием этой идеи явились более поздние схемы многоуровневых инверторов с последовательным соединением однофазных мостовых ячеек [37, 38].

Известна с 1972 г. также схема с последовательным соединением одноключевых ячеек с развязанными источниками питания, как показано на рисунке 1.21 [39]. Здесь многоуровневая модуляция сделана на однополярном пульсирующем напряжении, а переменное (двухполярное) напряжение получено с помощью однофазной мостовой инверторной ячейки.



Рисунок 1.21 – Инвертор с последовательным соединением одноключевых ячеек

В схеме на рисунке 1.22 [40] диоды одноключевых ячеек заменены на ключи и еще одно нововведение, широко используемое в современных схемах, связано с использованием разных уровней напряжения источников питания ячеек. Но использование отдельной мостовой инверторной ячейки на полное напряжение для формирования переменного напряжения лишает многоуровневый инвертор одного из его главных достоинств – напряжения на всех вентилях не должны превышать напряжения отдельных источников питания.



Рисунок 1.22 – Инвертор с последовательным соединением двухключевых ячеек

40

Радикальным шагом в направлении многоуровневых инверторов явилось в 1975г. построение трехуровневого инвертора напряжения с фиксирующими диодами сначала даже без ШИМ [41]. Схема инвертора приведена на рисунке 1.23. Обратные вентили в тексте изобретения оговорены, но на рисунке не показаны.



Рисунок 1.23 – Первый трехуровневый инвертор напряжения с фиксирующими диодами

Здесь налицо все признаки трехуровневого инвертора с фиксацией нулевой точки, в современной технологии, то есть, во-первых, наличие секционированного источника питания инвертора (здесь две секции), во-вторых, выполнение плеча инвертора из последовательно соединенных транзисторов (здесь двух), в-третьих, наличие фиксирующих диодов связи точек соединения последовательных транзисторов каждого плеча инвертора с отводом источника питания (здесь с половинным напряжением питания). Истоки второго подхода к построению многоуровневых инверторов напряжения путем использования «гашения» части

напряжения источника питания за счет встречно-последовательного включения с ним предварительно заряженного до определенного напряжения конденсатора или конденсаторов (схемы с плавающими конденсаторами), видны в схемах инверторов, представленных на рисунке 1.24 [42] и рисунке 1.25 (а), (б) [43]. Схема инвертора на рисунке 1.24 из последовательно включенных транзисторно-конденсаторных ячеек имеет неравномерную загрузку конденсаторов по напряжению и току. От этого недостатка освобождена схема инвертора на рисунке 1.25, где коэффициент уменьшения напряжения на выходе дискретен и равен двум (при отсутствии ШИМ). Каскадное включение таких инверторных ячеек с конденсаторными делителями напряжения, как показано на рисунке 1.25, позволяет получить коэффициент деления напряжения 2n.



Рисунок 1.24 – Инвертор из последовательно включенных

транзисторно-конденсаторных ячеек



Рисунок 1.25 – Инверторные ячейки с конденсаторными делителями напряжения в однокаскадном варианте

Наконец, третий подход к построению многоуровневых инверторов напряжения, являющийся самым распространенным сегодня, основан на последовательном соединении бестрансформаторных однофазных мостовых ячеек инверторов напряжения. В западной литературе начало эпохи многоуровневых инверторов с ШИМ напряжения с фиксирующими диодами связывается с появлением статьи [44] в 1981 г., описывающей трехуровневый инвертор с фиксирующими диодами с ШИМ синусоидальной ШИМ. Многоуровневые инверторы с на основе последовательного включения однофазных мостовых схем инверторов связывают с появлением работы [37], а многоуровневые инверторы с ШИМ с плавающими конденсаторами – с работой [45].

Современное состояние схемотехники многоуровневых инверторов включает в себя три базовых варианта построения многоуровневых структур:

- Инверторы с фиксирующими диодами.
- Инверторы с плавающими конденсаторами.
- Инверторы на базе однофазных мостовых ячеек.

43

Bo всех типах инверторов используется принцип амплитудной И широтно-импульсной модуляции. В первом типе многоуровневого инвертора нагрузка поочередно подключается к различным секциям (уровням напряжения) входного секционированного источника питания постоянного напряжения, как условно показано на рисунке 1.26 (а). Во втором типе многоуровневого инвертора нагрузка на такте коммутации получает питание от источника с последовательно включенным предварительно заряженным до соответствующего напряжения конденсатором, как условно показано на рисунке 1.26 (б). Этим обеспечивается последовательное получение различных уровней напряжения на нагрузке. В третьем типе многоуровневого инвертора с n уровнями обеспечивается получение различных уровней напряжения на нагрузке путем создания последовательной цепочки из 1, 2, 3 п изолированных источников постоянного напряжения, как условно показано на рисунке 1.26 (в) для случая последовательного включения четырех источников питания.



Рисунок 1.26 – Принципы формирования многоуровневых напряжений инверторов

Полные схемы трех- и пятиуровневых инверторов напряжения трех базовых видов показаны на рисунках 1.27-1.29 соответственно.



Рисунок 1.27 – Трех- а) и пятиуровневые б) инверторы с фиксирующими диодами



Рисунок 1.28 – Трех- и пятиуровневые инверторы с плавающими конденсаторами



Рисунок 1.29 – Пятиуровневый инвертор на однофазных мостовых ячейках

Многоуровневому инвертору можно придать свойство повышать выходное напряжение по сравнению с входным путем превращения его в Z-инвертор за счет предвключения перед инвертором перекрестного LC-фильтра, как показано для трехуровневого инвертора на рисунке 1.30 [46, 47].



Рисунок 1.30 – Трехуровневый Z-инвертор

46

Некоторые пути упрощения многоуровневых инверторов изложены в работе [48]. Более подробное рассмотрение ряда вопросов предыстории многоуровневых инверторов сделано в работах [49, 50].

1.3.3 Многоуровневые инверторы тока

В течение многих лет инверторы тока используется в промышленности для систем электропривода. Преимуществами данного типа преобразователей являются защита от короткого замыкания и буферизация выхода преобразователя от колебаний напряжения питания. С момента своего создания, инверторы тока постепенно изменились за эти годы. В 1970-х годах, самой популярной топологией инвертора тока была топология последовательно-коммутируемого инвертора, в генерировались котором использовались тиристоры И выходные токи квазипрямоугольной формы. Тем не менее, такая система зависила от сильных пульсаций крутящего момента при низких скоростях в связи с наличием высших гармоник во входном токе. Необходимость исправления этой и других проблем стимулировала исследования для поиска путей улучшения производительности инверторов тока.

Наиболее распространенным способом снижения высших гармоник тока является использование широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для синтеза выходных токов инвертора тока. Поэтому с появлением силовых биполярных полностью управляемых транзисторов, И тиристоров, последовательно-коммутируемые инверторы начали постепенно замещаться инверторами тока с ШИМ [51-54, 55]. Использование полностью управляемых тиристоров и других силовых полупроводниковых приборов с возможностью выключения делает использование широтно-импульсную модуляцию возможной для инверторов тока. В трудах М. Хомбу [51, 52] и С. Нонака [53, 54] были описаны

некоторые схемы инверторов тока, в которых были реализованы алгоритмы управления с ШИМ.

Тем не менее, предыдущие работы по инверторам с ШИМ были ограничены использованием постоянной модуляцией, а изменение выходного тока достигалось путем изменения входного постоянного тока через управление выпрямителем, как показано в [51-54]. Эта топология хоть и обеспечивает превосходную производительность в установившемся режиме, но имеет плохие частотные характеристики, в связи с наличием большой индуктивности в звене постоянного тока. Следовательно, переходная характеристика электродвигателей переменного тока существенно ограничена.

Инверторы напряжения, которые рассматривались выше, являются многоуровневыми инверторами. Эти инверторы делят полное напряжение на несколько ключей, и позволяют существенно уменьшить высшие гармоники в выходном напряжении. Как уже было сказано, данная область была детально исследована и широко применяется на данный момент. В настоящее время, инверторы тока изучены менее детально, чем инверторы напряжения; однако, они интенсивно используются в электроприводах переменного тока, и рекомендуются в случаях, когда требуется повышение напряжения на выходе преобразователя.

Поскольку мы расширяем область применения многоуровневых инверторов тока, важно видеть различие между этими двумя видами многоуровневых инверторов – применение инвертора (источник напряжения или источник тока) и внутренняя топология инвертора (многоуровневое напряжение или многоуровневый ток). Если емкости находятся в цепи переменного напряжения, а индуктивность находится в цепи постоянного тока, то тогда это классифицируется как источник тока, а топологией является многоуровневый инвертор тока.

В основе построения многоуровневых инверторов тока лежит принцип дуальности инверторов напряжения и тока [56]. Новые виды трехфазных многоуровневых инверторов тока являются производными от топологий многоуровневых инверторов напряжения. Все это позволяет использовать существующие знания по инверторам напряжения в исследованиях многоуровневых инверторов тока. Рассмотрим несколько дуальных схем инверторов напряжения и тока.

На рисунке 1.31 показан инвертор напряжения с четвертой стойкой, а на рисунке 1.32 дуальная схема инвертора тока.



Рисунок 1.31 – Трехуровневый инвертор напряжения с четвертой стойкой



Рисунок 1.32 – Дуальная структура трехуровневого инвертора тока с четвертой

стойкой

На рисунке 1.33 показан инвертор напряжения с дополнительным источником напряжения, а на рисунке 1.34 дуальная схема инвертора тока.



Рисунок 1.33 – Трехуровневый инвертор напряжения с дополнительным источником



Рисунок 1.34 – Дуальная структура трехуровневый инвертора тока с дополнительным источником

Рисунок 1.35, показывает улучшенный трехфазный пятиуровневый инвертор напряжения с плавающими конденсаторами. На рисунке 1.36 представлен трехфазный пятиуровневый инвертор тока, в котором двунаправленные вентили

преобразованы в однонаправленные, и элементы инвертора напряжения заменены на двойственные им элементы для инвертора тока.



Рисунок 1.35 – Улучшенный трехфазный пятиуровневый инвертор напряжения с

плавающими конденсаторами



Рисунок 1.36 – Дуальная структура трехфазного пятиуровневого инвертора тока

Далее будут рассмотрены существующие решения построения многоуровневых инверторов тока.

Два многоуровневых инвертора тока показаны ниже на рисунках 1.37 и 1.38. В обоих примерах они имеют многоуровневую форму тока в емкости. Уровень

напряжения инвертора ограничивается ключами, однако, входной ток делится между несколькими полупроводниковыми вентилями.



Рисунок 1.37 – Многоуровневый инвертор тока с «плавающими индуктивностями»



Рисунок 1.38 – Инвертор тока на *Н*-мостах

У инверторов тока есть много преимуществ:

1) Хорошо контролируемый ток – защита по току от краткосрочных перегрузок. Защита по своей сути осуществляется индуктивностью, включенной в цепь постоянного тока; от длительных перегрузок требуется обратная связь по току.

2) Узел аккумулирования энергии шины постоянного напряжения - большая катушка индуктивности, а не большой конденсатор. Большая энергетическая

катушка индуктивности более проста, более дешева и что наиболее важно, более надежна.

3) Существующие инверторы тока возможно построить с использованием силовых ключей большой мощности, таких как тиристоры и GTO-тиристоры, которые могут блокировать прямое и обратное напряжения, и проводят ток только в одном направлении.

Однако у них есть и недостатки:

1) В катушках индуктивности более высокие потери, чем конденсаторах.

2) Большинство полупроводниковых вентилей лучше переносят кратковременный сверхток, чем кратковременные перенапряжения.

3) В отличие от инвертора напряжения, в фильтрах входа и выхода существует большая вероятность возникновения резонанса.

4) Когда используется пара инвертор/выпрямитель, то требуется более сложный и дорогой управляемый выпрямитель, в качестве источника тока, с обратной связью по току. Для инвертора напряжения чаще применяется неуправляемый диодный выпрямитель.

По сравнению с обычными двухуровневыми инверторами, многоуровневые инверторы имеют преимущества, такие как низкие значения dv/dt и di/dt, а также менее искаженные выходные токи, которые приводят к уменьшению размера выходного фильтра.

Многоуровневые и многозонные инверторы тока – ключ к решению таких задач построения систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты. Управление инвертором тока проще, чем управление инвертором напряжения, поскольку инвертор тока может буферизовать выход от колебания сетевого напряжения, генерирует предопределенную величину тока в сеть и может достигнуть больших значений коэффициента мощности [57], [58]. Инвертор тока не нуждается в обратных связях по току, для управления переменным током в нагрузке, которые обязательны в инверторах напряжения. Его выходной ток в меньшей степени зависит от сетевого напряжения. Кроме того, дискретные диоды, соединенные последовательно с силовыми ключами, для того чтобы получить однонаправленные силовые вентили, используемые в инверторах тока, окажутся ненужными в самом ближайшем будущем, потому что появляются IGBT, блокирующие обратные напряжения [59].

Существует несколько видов многоуровневых инверторов тока. Это может быть инвертор тока с ШИМ [60–62], инвертор тока, коммутируемый нагрузкой [63], и многоуровневый инвертор тока [64], [65]. Одним из недавно предложенных инверторов тока является Z-инвертор. Этот тип преобразователя также подходит для применений, когда требуется повышение напряжения в нагрузке. В литературе не найдено разделения на классы данного типа преобразователей. На рисунке 1.40, показана топология однофазного Z-инвертора тока. Основные принципы работы различны для каждого преобразователя. В инверторе напряжения запрещено включать одновременно два ключа в одной стойке. В свою очередь, для инвертора тока необходимо одновременно включать два вентиля в стойке, для накапливания энергии во входной индуктивности.



Рисунок 1.39 – Однофазный Z-инвертор тока

54

Самым распространенным методом генерирования многоуровневых токовых сигналов является распараллеливание нескольких *Н*-мостов инвертора тока, как показано на рисунке 1.40, который является дуальной схемой многоуровневого инвертора напряжения [66-68]. Однако, требование изолированных источников постоянного тока, большое количество силовых ключей и их схем управления являются серьезными недостатками данной конфигурации.



Рисунок 1.40 – Параллельный Н-мост пятиуровневого однофазного инвертора тока

Инверторы тока применяются там, где требуется повышение напряжения на выходе преобразователя. Одно из этих направлений – солнечные батареи и ветряные энергетические установки, где входное напряжение обычно ниже, чем напряжение питание в сети. В таком случае инвертором тока можно повысить напряжение для его передачи в сеть переменного тока. Другое применение инверторов тока регулируемый электропривод. Эти преобразователи также хорошо применяются в данной области, где при провалах входного напряжения существует возможность повышения напряжения на выходе преобразователя [69]. Преобразователь энергии постоянного тока в энергию переменного тока, описанный в [70], является многоуровневым инвертором тока, который позволяет получать выходной ток с более низким содержанием высокочастотных гармоник по сравнению с частотой коммутации полупроводниковых приборов. На рисунке 1.41 показана предложенная трехуровневая топология, которая содержит два инвертора тока, соединенных в параллель. На рисунке 1.41 (а) показана схема с двумя независимыми источниками напряжения; однако, если используются одинаковые источники питания, то топология может быть упрощена, как показано на рисунке 1.41 (б).





Рисунок 1.42 – Параллельный трехуровневый однофазный инвертор тока: а – полная топология, б – упрощенная топология

Еще одна конфигурация многоуровневого однофазного инвертора тока была предложена в [71]. Как видно из предложенной конфигурации многоуровневого инвертора тока на рисунке 1.42, силовые ключи S3, S4, и силовые ключи S5 к Sk соединены в точке с общим эмиттером. Следовательно, независимо от того, сколько ячеек тока соединены, для работы всей схемы требуется всего три независимых драйвера управления ключами. Две изолированные схемы управления используются для управления ключами S1 и S2, и одна для управления S3, S4, S5 к Sk.

На рисунке 1.43 показан пример пятиуровневой конфигурации инвертора тока.



Рисунок 1.42 – Конфигурация многоуровневого инвертора тока



Рисунок 1.43 – Конфигурация пятиуровневого инвертора тока

Схема предложенного в [72] трехфазного многоуровневого инвертора тока показана на рисунке 1.44. Он состоит из n-модулей источника тока, трехфазных преобразователей с шестью ключами и 2(n-1) катушками индуктивности. Это топология имеет 2n+1 уровней тока. Цепи постоянного тока для каждого модуля параллельно соединены через катушки индуктивности. Эти катушки индуктивности, являются разделительными катушками индуктивности, играют роль в сглаживании токов каждого модуля и делят постоянный ток источника на несколько уровней тока. В каждом модуле из шести ключей, в один и тот же момент времени только один ключ из верхних трех ключей и один ключ из нижних может проводить ток.



Рисунок 1.44 – Обобщенная топология трехфазного многоуровневого инвертора тока

На рисунке 1.45 изображен пятиуровневый трехфазный инвертор тока путем выбора двух модулей из рисунка 1.44.



Рисунок 1.45 – Пятиуровневый трехфазный инвертор тока

До сих пор понятие «многоуровневые» главным образом использовалось для инверторов напряжения, потому что они чаще использовались, чем инверторы тока. Главной причиной этого является то, что у катушек индуктивности, как у элемента аккумулирования энергии, есть недостатки. Одним из таких недостатков является высокие кондуктивные потери и низкая эффективность аккумулирования энергии.

Однако, с развитием технологии сверхпроводящих магнитных накопителей энергии (*SMES*), сверхпроводящие катушки индуктивности могут быть использованы в качестве высокоэффективных накопителей энергии [73].

Применение многоуровневых и многозонных технологий построения инверторов тока в энергетических системах будет становиться более и более популярным. Известно, что многоуровневые инверторы напряжения могут генерировать ступенчатое напряжение от нескольких уровней постоянного напряжения конденсатора. Таким же образом, инверторы тока генерируют ступенчатый ток из нескольких уровней токов катушки индуктивности.

На рисунке 1.46 представлена схема пятиуровневого инвертора, который использует топологию многоуровневого инвертора тока и на рисунке 1.47 представлена схема семиуровневого инвертора тока.



Рисунок 1.46 – Пятиуровневый однофазный инвертор тока

Структура пятиуровневого инвертора тока включает в себя звено постоянного тока и однофазный инвертор. Звено постоянного тока состоит из двух пар параллельно-соединенных вентилей (S5, S6 и S7, S8) и катушки индуктивности L1, которая делит ток. Если у вентилей будет одно и то же сопротивление во включенном состоянии, и на индуктивности L1 не будет потерь, то по индуктивности L1 будет протекать ток I/2 [74]. Однофазный инвертор составляется из вентилей S1, S2, S3, и S4. Вентили так же, как и в предыдущей схеме, представляют собой *GTO*-тиристоры или *IGBT*, включенные последовательно с диодом.



Рисунок 1.47 – Семиуровневый однофазный инвертор тока

На основе однофазного преобразователя был постороен новый трехфазный пятиуровневый инвертор тока изображенный на рисунке 1.48. Новый инвертор состоит из трех однофазных пятиуровневый инверторов тока, которые отделены нейтральной линией нагрузки. Каждая фаза инвертора может работать независимо от других фаз. Принцип действия отдельной ячейки был рассмотрен выше. Сигналы управления для двух других фаз смещены на 120 градусов. Lx и Cx (где X = A, B, C) представляют собой низкочастотный фильтр для фильтрации гармоник по переменному току. Za, Zb, и Zc являются нагрузкой в звене переменного тока. Также есть возможность расширения топологии многоуровневого инвертора, изменяя количество уровней в каждой отдельной однофазной ячейке.



Рисунок 1.48 – Пятиуровневый трехфазный инвертор тока

Многоуровневые и многозонные инверторы тока могут использоваться в тех случаях, когда требуется упрощенное управление, буферизация выхода от колебания сетевого напряжения, генерация предопределенной величины тока в сеть и достижение значений коэффициента мощности, близких к единице. Также инвертор тока не нуждается в обратных связях по току, для управления переменным током в нагрузке и имеет защиту по току от краткосрочных перегрузок. Защита по своей сути осуществляется индуктивностью, включенной в цепь постоянного тока.

Узел аккумулирования энергии шины постоянного напряжения - большая катушка индуктивности, которая более проста, более дешева и что наиболее важно, более надежна, чем конденсатор. Поэтому, в скором будущем многоуровневые и многозонные инверторы тока будут широко использоваться в различных промышленных областях применения, главным образом в системах генерирования для летательных аппаратов и ветроэнергетических установок, в случае последовательного включения инвертора тока и обращенного инвертора тока.

Входные и выходные энергетические характеристики трехфазных преобразователей переменного тока в постоянный могут быть значительно улучшены при использовании широтно-импульсной модуляции. Преимущество достигается в отношении коэффициента мощности, качества входного тока и качества выходного напряжения. Среди всех преобразователей переменного тока в постоянный, активный выпрямитель на базе инвертора тока с оптимальными методами управления позволяет получить малые искажения входных токов, прекрасно сглаженный постоянный ток, а также регулирование напряжения в достаточно широком диапазоне. В настоящий момент многие современные исследователи ведут работы над активными выпрямителями на базе инвертора тока.

Новая схема регулирования по отклонению для трехфазного понижающего выпрямителя с ШИМ была описана в [75]. Внешний контур обратной связи регулирует выходной ток, протекающий через звено постоянного тока. Внутренний контур обратной связи поддерживает заданное качество тока и единичный коэффициент мощности в сети переменного тока. Внутренний контур регулирует ток косвенно, за счет регулированию по отклонению напряжения на зажимах входного источника переменного тока.

Некоторые исследования установившихся режимов, динамики и анализа по малым отклонениям были проведены для трехфазного активного выпрямителя на базе инвертора тока с ШИМ в [76]. Используя преобразованные нелинейные уравнения, были получены малосигнальные модели и модели для установившегося режимов. Для устранения низкочастотных гармоник представлен систематический и удобный подход для выбора компонентов фильтра.

Алгоритм управления для активного выпрямителя на базе инвертора тока с входным фильтром был представлен в [77]. Данный алгоритм использует отдельный контур обратной связи для компенсации коэффициента смещения входного тока в установившемся режиме, в дополнение к стандартному контуру регулирования выходного напряжения. Результаты анализа влияния параметров схемы и задержек управления на активные эффекты демпфирования и стабильность работы преобразователя были исследованы в [78].

Одним из наиболее функциональных решений является использование активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока или многозонного выпрямителя, в качестве первого звена преобразования энергии, и многозонного инвертора тока, генерирующего необходимый уровень выходного напряжения. За счет гибкой системы управления такой системы преобразования, представляется возможность регулировать уровень выходного напряжения в широком диапазоне и поддерживать значение входного коэффициента мощности близкое к единице. Преимущества многозонных преобразователей, такие как уменьшенные обратные напряжения на вентилях, дискретного регулирования выпрямленного напряжения по зонам в сочетании с непрерывным широтно-импульсным регулированием внутри зон также характерны для этого решения. Структурная схема такой системы приведена на рисунке 1.49. Анализ такой системы и есть основная задача, исследуемая автором в данной работе. По данной тематике имеется ряд публикаций [79-100].



Рисунок 1.49 – Система генерирования электрической энергии на базе многозонных электронных конверторов

1.4 Выводы по первой главе

Аналитический обзор зарубежной и отечественной литературы показал основные направления развития систем электроснабжения летательных аппаратов и ветроэнергетических установок. Проведен обзорный анализ методик построения выпрямителей, многоуровневых многоуровневых многозонных инверторов проанализированы различные напряжения, а также варианты построения многоуровневых инверторов тока с обоснованием достоинств и недостатков каждой из топологий. Показана перспективность применения систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов и многозонных электронных конверторов, которые имеют лучшие показатели качества генерируемой и потребляемой энергии и меньшее количество полупроводниковых элементов.

2 ТРЕХФАЗНЫЕ МНОГОЗОННЫЕ КОНВЕРТОРЫ

В этом разделе диссертационной работы приводятся описания математических моделей трехфазных многозонных конверторов сетевого напряжения. Проводится сравнительный многозонных выпрямителей анализ ПО количеству полупроводниковых элементов в схеме, качеству выходного напряжения, качеству входного тока преобразователя, а также по обратным напряжениям на силовых Приводятся ключах. результаты аналитического расчета энергетических показателей многозонного инвертора тока, таких как коэффициент гармоник выходного напряжения, внешняя и регулировочная характеристика. Приведена методика расчета полного сопротивления нагрузки, позволяющая рассчитать Также основные энергетические характеристики. представлена процедура преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления инвертором тока.

2.1 Исследование многозонных выпрямителей напряжения

2.1.1 Многозонный выпрямитель на однофазных мостах

Применение многозонных выпрямителей трехфазного напряжения рационально для высоковольтных нагрузок и нагрузок на средние значения напряжения при требовании регулирования напряжения в достаточно широком диапазоне.

Многозонное регулирование выпрямленного напряжения позволяет улучшить качество выпрямленного напряжения, что уменьшает потери у потребителя. Уменьшение неактивных токов на входе и выходе преобразователя приводит к уменьшению энергопотребления, т. е. решается задача энергосбережения.

В качестве исследуемой схемы использовалась схема трехфазного трехзонного выпрямителя (рисунок 2.2), а также на ее основе была исследована схема

(рисунок 2.3). была двухзонного выпрямителя Схема получена путем однофазных соединения девяти схем выпрямителей. последовательного 18-пульсность схемы обеспечивается путем соединения первичных обмоток двух трансформаторов в плавающий треугольник со смещением на 20 электрических градусов вправо и влево относительно питающей сети.



Рисунок 2.1 – Классическая схема 12-пульсного преобразователя



Рисунок 2.2 – Предлагаемая схема трехфазного трехзонного выпрямителя на однофазных мостах



Рисунок 2.3 – Предлагаемая схема двухзонного выпрямителя на однофазных мостах

Дополнительные диоды в каждом мосте обеспечивают фиксацию напряжений на тиристорах на соответствующих уровнях напряжения секции трансформатора [101].

В данном разделе приведены основные энергетические характеристики, иллюстрирующие результаты компьютерного моделирования для предлагаемых схем, а именно: коэффициента мощности, коэффициента гармоник выходного напряжения и тока, коэффициента гармоник входного тока. Данные характеристики будут представлены также и для двухзонной схемы.

Качество входной энергии оценено входным коэффициентом мощности в функции степени регулирования выпрямленного напряжения, как показано на рисунке 2.4.



Рисунок 2.4 – Входной коэффициент мощности в функции степени регулирования выпрямленного напряжения. Круглый и квадратный маркеры использованы для отображения графика коэффициента мощности для трехзонного и двухзонного выпрямителей соответственно

Качество входного тока оценено его коэффициентом гармоник. Графики зависимости от степени регулирования напряжения, а также осциллограммы входного тока и напряжения в третьей зоне регулирования исследуемой схемы приведены на рисунке 2.5 и 2.6 соответственно.



Рисунок 2.5 – Коэффициент гармоник входного тока для трехзонного выпрямителя. Круглый и квадратный маркеры использованы для отображения зависимостей трехзонного и двухзонного выпрямителей соответственно



Рисунок 2.6 – Осциллограммы входного напряжения и тока в третьей зоне регулирования

Качество выпрямленного напряжения и тока оценено их коэффициентами гармоник. Графики их зависимостей от степени регулирования напряжения приведены на рисунке 2.7. Осциллограммы выходного тока и напряжения также в третьей зоне регулирования показаны на рисунке 2.8.



Рисунок 2.7 – Коэффициенты гармоник выпрямленного напряжения в зависимости от степени регулирования напряжения. Круглый и квадратный маркеры использованы для отображения зависимостей трехзонного и двухзонного выпрямителей соответственно.



Рисунок 2.8 – Осциллограммы выходного тока и напряжения также в третьей зоне регулирования

Многозонное регулирование выпрямленного напряжения позволяет снизить обратные и прямые напряжения на тиристорах, которые в данном случае составляют 5,8%, от выпрямленного напряжения. Предлагаемая схема имеет еще дополнительно фиксирующие диоды, обратные напряжения на которых соответствуют 5,8%, 11,6%, 17,4% от выпрямленного напряжения. В двухзонной схеме, которая также была проанализирована, напряжения на тиристорах составило 13,1% выпрямленного напряжения на фиксирующих диодах 13,1% и 26,2% от среднего значения выпрямленного напряжения.

Для каждой из представленных схем по результатам моделирования был произведен расчет коэффициента полезного действия. Расчеты проведены при использовании в выпрямителях тиристоров типа T353-800 и диодов типа *SD400C* фирмы *International Rectifier*. Результаты показали, что все схемы имеют практически одинаковый КПД, который составляет 98,3%.

70

Для сравнения качества выходного напряжения были получены его спектры для каждой из исследуемых схем и построены зависимости относительного значения напряжения от степени регулирования. Данные зависимости отображены на рисунке 2.9 (а) для двухзонной 12-пульсной, и трехзонной 18-пульсной соответственно на Рисунке 2.9 (б).



а



Рисунок 2.9 – Зависимости относительного значения напряжения от степени регулирования для основных гармоник выходного напряжения для: а – двухзонной 12-пульсной, а также б – трехзонной 18-пульсной

Как видно из полученных осциллограмм, спектр выходного напряжения для схемы трехзонного трехфазного преобразователя является наиболее качественным, что и следовало ожидать. Можно заметить, что исследуемые схемы по качеству выходного напряжения превышают классическую 12-пульсную схему. Результаты исследований были сведены в таблицу 2.1:

Схема	Классическая 12-фазная	Трехфазная 3-зонная	Трехфазная 2-зонная
Обратные напряжения на тиристорах, отн.	0,525	0,058	0,131
Суммарные напряжения на тиристоров, отн.	12,6	1,044	1,57
Суммарные напряжения на диодах, отн.	0	8,35	6,28
Количество тиристоров в схеме	72	18	24
Количество диодов в схеме	0	90	36

Таблица 2.1 – Результаты моделирования

Основная область применения данной конфигурации многозонных выпрямителей, это мощный электропривод в горнодобывающей промышленности, шахтные установки. Также возможно применение в мощных ветроэнергетических системах переменного тока постоянной частоты, в качестве первого звена преобразования электрической энергии. Отсутствие последовательного включения нескольких вентилей, из-за уменьшенных обратных напряжений на управляемых силовых вентилях, делают исследуемые схемы наилучшими для применения в данной области.
2.1.2 Новая многозонная схема выпрямления

В данном разделе выполнено сравнение новых трехфазных многозонных выпрямителей по энергетическим характеристикам, а также по количеству полупроводниковых элементов в схеме. Показано, что в новых схемах трехфазного многозонного (*n*-зонного в общем случае) выпрямителя существенно уменьшается число тиристоров, и снижаются обратные напряжения на вентилях. Представлены графики коэффициентов гармоник выходного напряжения, коэффициента гармоник входного тока, а также коэффициента мощности, полученные компьютерным моделированием в *PSIM*. На рисунке 2.10 (a, б) представлены трехзонная и двухзонная схема соответственно, а на рисунке 2.11 (a, б) представлены схемы трехзонной нулевой и двухзонной схемы выпрямления на однофазных мостах соответственно.



Рисунок 2.10 – Предлагаемые схемы выпрямителей: а – мостовая трехзонная схема выпрямления б – мостовая двухзонная схемы выпрямления



Рисунок 2.11 – Предлагаемые схемы выпрямителей: а – трехзонная нулевая схема выпрямление б – двухзонная схемы выпрямления на однофазных мостах

Качество входной энергии оценено входным коэффициентом мощности в функции степени регулирования выпрямленного напряжения, как показано на рисунке 2.12.



Рисунок 2.12 – Входной коэффициент мощности

Как видно из рисунка лучший показатель коэффициента мощности достигается при использовании трехфазной трехзонной схемы выпрямления.

Качество входного тока оценено его коэффициентом гармоник. Графики зависимости от степени регулирования напряжения, а также осциллограммы входного тока и напряжения в третьей зоне регулирования исследуемой схемы приведены на рисунке 2.13.



Рисунок 2.13 – Коэффициент гармоник входного тока

На рисунках 2.14, 2.15, 2.16 и 2.17 представлены осциллограммы напряжения одной фазы питающей сети, а также входной ток, потребляемый преобразователем.





Осциллограммы входного тока и напряжения



Рисунок 2.15 – Трехфазная двухзонная мостовая схема выпрямления. Осциллограммы входного тока и напряжения

76



Рисунок 2.16 – Трехфазная трехзонная нулевая схема выпрямления. Осциллограммы

входного тока и напряжения



Рисунок 2.17 – Трехфазная трехзонная схема выпрямления на однофазных мостах. Осциллограммы входного тока и напряжения

Качество выпрямленного напряжения и тока оценено их коэффициентами гармоник. Графики их зависимостей от степени регулирования напряжения, а также

осциллограммы выходного тока и напряжения также в третьей зоне регулирования приведены на рисунке 2.18.



Рисунок 2.18 – Коэффициент гармоник выходного напряжения

На рисунках 2.19, 2.20, 2.21 и 2.22 представлены графики выходного, выпрямленного напряжения, а также выпрямленный ток в установившемся режиме.



Рисунок 2.19 – Трехфазная трехзонная мостовая схема выпрямления.

Осциллограммы выходного тока и напряжения



Рисунок 2.20 – Трехфазная двухзонная мостовая схема выпрямления.

Осциллограммы выходного тока и напряжения



Рисунок 2.21 – Трехфазная трехзонная нулевая схема выпрямления. Осциллограммы выходного тока и напряжения



Рисунок 2.22 – Трехфазная трехзонная схема выпрямления на однофазных мостах. Осциллограммы выходного тока и напряжения

Результаты исследований были сведены в таблицу 2.2.

Из таблицы видно, что использование двухзонной схемы выпрямления дает хорошее качество напряжения, практически не отличающееся от напряжения в трехзонной схеме, а также значительное уменьшение по числу полупроводниковых управляемых вентилей. Число диодов также сокращается на 25%.

В случае, когда получение хорошего качества напряжения является второстепенной задачей, возможно использование трехзонной нулевой схемы, которая существенно мостовых отличается OT схем количеством полупроводниковых устройств.

80

Схема	3-х зонная нулевая	2-зонная мостовая	3-зонная мостовая	На однофазных мостах 2-х зонная
Количество диодов	6	6	12	12
Количество тиристоров	9	12	18	12
Напряжения на тиристорах	84,2%;50,6%; 41%	58,5%;41,9%	48,6%;29,2%; 23,7%	58,5%;41,9%
Напряжение на диодах	66,6%;33,3%	28,8%	38,5%;19,2%	28,8%;57,7%
Суммарные Напряжения Тиристоров, отн.	5,27	6,024	6,09	6,024
Суммарные Напряжения Диодов, отн.	3	1,73	3,46	5,2

Таблица 2.2 – Результаты исследований

Все вышеуказанные схемы выпрямителей могут быть выполнены с использованием конденсаторного делителя в цепи переменного тока. Недостатком данного исполнения является невозможность повышения напряжения на выходе конвертора. Принципиальная схема многозонного выпрямителя с конденсаторным делителем представлена на рисунке 2.23.



Рисунок 2.23 – Трехфазная трехзонная схема выпрямления с конденсаторным делителем на входе

Так как конденсаторы одинаковой емкости, поэтому напряжение на каждом равно трети от входного напряжения одной фазы. В установившемся режиме при достаточной емкости конденсаторы можно рассматривать как источники ЭДС, с помощью которых и формируется напряжение.

Для сравнения данных схем были получены осциллограммы спектров выходного напряжения и входного тока для схемы с трансформаторным входом на рисунке 2.24 и для схемы с конденсаторным делителем в цепи питания на рисунке 2.25.



Рисунок 2.24 – Спектр входного тока и выходного напряжения с трансформаторным



Рисунок 2.25 – Спектр входного тока и выходного напряжения с конденсаторным делителем на входе преобразователя

Также для сравнения приведен коэффициент гармоник входного тока на рисунке 2.26. Видно, что качество входного тока в схеме с конденсаторным делителем немного лучше, чем в схеме с трансформаторным входом. Это связано с тем, что на

83

собственный входной ток преобразователя накладывается ток емкостного делителя. Ток, полученный данным образом, имеет лучшее качество и меньшее количество высших гармоник.



Рисунок 2.26 – Коэффициент гармоник входного тока трехфазной трехзонной схемы с конденсаторным делителем (квадратный маркер) и с трансформаторным входом (круглый маркер)

Качество выходного напряжение остается неизменно. Влияние конденсаторной цепочки практически никак не сказывается на выходном напряжении и выходном токе преобразователя.

2.1.3 Исследование режима зависимого инвертирования

При использовании данных схем выпрямления, возможны ситуации, когда требуется рекуперация энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока. В электроэнергетике это имеет место в передачах электроэнергии постоянным током. Подобная ситуация возникает и в тех случаях, когда выпрямительное устройство питает якорную цепь машины постоянного тока в системе электропривода какого-либо транспортного средства или грузоподъемного механизма. Тогда при движении транспорта под уклон или грузоподъемного механизма вниз (с грузом) машина постоянного тока переходит из двигательного режима работы в генераторный режим за счет механической энергии, подводимой к ней от исполнительного механизма. Эту энергию можно использовать, преобразовав ее в электрическую, и возвратив через вентильный преобразователь в сеть переменного тока. В преобразователе при этом происходит изменение направления потока активной мощности на обратное. Режим зависимого инвертирования был исследован для новой трехфазной трехзонной мостовой схемы выпрямителя. Получены основные энергетические характеристики в программной среде PSIM. Вид выходного напряжения инвертора показан на рисунке 2.27.



Рисунок 2.27 – Трехфазный трехзонный инвертор. Осциллограммы выходного тока и напряжения

Изменение направления потока активной мощности в звене постоянного тока при сохранении неизменным направления тока в силу наличия вентилей возможно только за счет изменения полярности напряжения в звене постоянного тока. Это

достижимо, в соответствии с уравнением регулировочной характеристики управляемого вентильного преобразователя при углах регулирования α >90. При этом сдвинется кривая тока в первичной обмотке трансформатора, а значит, и его первая гармоника. Тогда изменится и знак активной мощности в цепи переменного тока вентильного преобразователя, т. е. действительно будет происходить отдача мощности в сеть переменного тока, а не ее потребление из сети, как было в случае режима управляемого выпрямления. Осциллограммы входного напряжения и входного тока изображены на рисунке 2.28.



Рисунок 2.28 – Трехфазный трехзонный инвертор. Осциллограммы входного тока и напряжения

Качество входного тока и выходного напряжения преобразователя были оценены их коэффициентами гармоник. Коэффициент гармоник выходного напряжения показан на рисунке 2.29.



Рисунок 2.29 – Коэффициент кагмоник выходного напряжения

Из рисунка не трудно заметить, что в третьей зоне режима зависимого инвертирования качество напряжения высоко, и коэффициент гармоник напряжения не превышает 5%.

Коэффициент гармоник входного тока показан на рисунке 2.30.



Рисунок 2.30 – Коэффициент кагмоник входного тока

Также был получен коэффициент мощности зависимого инвертора, который приведен на рисунке 2.31.



Рисунок 2.31 – Коэффициент мощности

Коэффициент мощности близок к единице на границах зон. В самих зонах есть заметное ухудшения, связанное с искажением входного тока.

Область применения мощных многозонных выпрямителей это в первую очередь мощный электропривод постоянного тока. Также возможно применения и в автономных системах генерирования электрической энергии, где исследуемые схемы могут быть использованы в качестве первого звена преобразования электрической энергии переменного тока в постоянный, для последующего питания звена постоянного тока и второго звена преобразования энергии постоянного тока в переменный, ввиду уменьшенных обратных напряжений на управляемых вентилях, улучшенного качества выходного напряжения, лучшего входного тока и, как следствие, электромагнитной совместимости и энергосбережения.

2.2 Исследование многозонного инвертора тока

2.2.1 Введение

Наиболее распространенной топологией инверторов для систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты является трехфазный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Однако, в связи с характером топологии, данный тип преобразователя не может преобразовать энергию переменного тока без предварительного выпрямления, из-за чего возникает эффект dv/dt в фазном напряжении на выходе конвертора. Это может привести к существенным проблемам, таким как повышенный шум двигателя в нагрузке и к деградации изоляции вследствие скачков напряжения. Альтернативной топологией инвертору напряжения является инвертор тока, показанный на рисунке 2.32. Он имеет преимущества, а именно защиту от короткого замыкания и значительное снижение высших гармоник тока в нагрузке, вследствие фильтрации напряжения, которое происходит на выходных конденсаторах преобразователя.



Рисунок 2.32 – Схема инвертора тока, работающего на автономную трехфазную RL-нагрузку

Топологии инверторов тока имеют определенные эксплуатационные преимущества с точки зрения надежности и возможности работы на емкостные и низкоимпедансные нагрузки. Хотя алгоритмы управления для инверторов тока развиты гораздо слабее, чем для инверторов напряжения, некоторые успехи были достигнуты в применении широтно-импульсной модуляции, как показано в [102], для управления инверторами тока.

2.2.2 Управление многозонным инвертором тока без использования широтно-импульсной модуляции

На рисунке 2.33 изображены сигналы управления силовыми ключами для режима работы многозонного инвертора тока без использования ШИМ. В этом режиме работы быстрые изменения в выходном токе вызывают всплески напряжения на индуктивностях нагрузки [103]. Для обеспечения нормальной работы частота коммутации в мощных преобразователях значительно уменьшается. Использование такого алгоритма управления не предусматривает контроля величины выходного тока в преобразователе, следовательно, это обеспечивается управляемым выпрямителем на входе инвертора. *Sap, San, Sbp, Sbn, Scp, Scn* представляют верхнюю (р) и нижнюю (п) коммутационные функции, и *ias, ibs, ics* - трехфазные токи нагрузки. Недостатком является то, что прямоугольный выходной ток вносит высокие искажения в качество выходного сигнала. Разложим в ряд Фурье:

$$i_{as}(t) = I_{dc} \frac{4}{\pi} \left[\frac{\pi}{4} + \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_0 t + \dots \right]$$

Фазы *В* и *С* токов можно представить, заменив $\omega_0 t$ на $\omega_0 t - 2\pi/3$ и $\omega_0 t + 2\pi/3$ соответственно. Из выражения линейный ток *Iab*:

$$i_{ab}(t) = I_{dc} \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{5}\sin(5\omega_0 t - \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{7}\sin(7\omega_0 t + \frac{\pi}{6}) + \dots \right]$$



Рисунок 2.33 – Сигналы управления силовыми ключами и выходные токи трехфазного инвертора тока без использования ШИМ

Таким же образом могут быть найдены линейные токи *Ibc* и *Ica*, сдвинутые на $\frac{2\pi}{3}$ и $-\frac{2\pi}{3}$ соответственно. Действующее значение линейного тока:

$$I_{ll,rms} = I_{dc} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{n}$$

Где $n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3...$

Полезно записать амплитудное значение первой гармоники линейного тока нагрузки, которое будет использоваться в качестве базового значения для широтно-импульсной модуляции в последующих главах:

$$I_{1,ll,\text{peak}} = I_{dc} \frac{4}{\pi}$$

2.2.3 Управление многозонным инвертором тока при помощи ииротно-импульсной модуляции

Области применения силовых преобразователей быстро расширяется в связи с улучшением полупроводниковых технологий, которые предоставляют полупроводниковые элементы с более высокими уровнями напряжения и тока, а [104]. также улучшенными частотными характеристиками Основные С преимущества современных силовых электронных преобразователей, заключаются в высокой эффективности, низком весе, малых массогабаритных параметрах, быстром управлении и высоких уровнях мощности, которые достигаются за счет использования так называемой работы силовых устройств в ключевом режиме. Основными требованиями для преобразователей с ШИМ являются:

- широкий рабочий диапазон;
- минимальное количество переключения силовых ключей для уменьшения динамических потерь;
- минимальное содержание высших гармоник в напряжении и токе, так как они создают дополнительные потери и искажения в нагрузке;
- устранение низкочастотных гармоник.

Алгоритм управления с ШИМ показан на рисунке 2.34. Три модулирующих сигнала сдвинуты на 120 электрических градусов относительно друг друга и имеют произвольную частоту и амплитуду. Результаты сравнения модулирующих сигналов с опорным приведены на рисунке 2.34 (б, в, г). Если амплитуда модулирующего сигнала превышает амплитуду опорного треугольного сигнала, то на силовой ключ будет подан отпирающий импульс управления. Например, если Ma>Vop тогда коммутационная функция S=1 и ключ включится, если Ma<Vop тогда коммутационная функция S=0 и ключ выключится.



Рисунок 2.34 – Алгоритм управления с широтно-импульсной модуляцией: а – трехфазные модулирующие сигналы (*Map*, *Mbp*, *Mcp*) и опорный сигнал, б – коммутационная функция фазы *A* (*Sap*), в – коммутационная функция фазы *B* (*Sbp*), г – коммутационная функция фазы *C* (*Scp*)

2.2.4 Математическое представление коммутационных функций

Подобно инвертору напряжения инвертор тока также имеет трехфазную мостовую схему. В случае инвертора тока, на стороне постоянного тока стоит индуктивность с очень большим сглаживающей индуктивностью, которая компенсирует пульсации в постоянном токе.

Силовой ключ в инверторе тока может быть представлен в виде полупроводникового прибора, который блокирует обратное напряжение и пропускает ток в одном направлении. На выходе преобразователя находится конденсаторная батарея для фильтрации тока и обеспечении синусоидального напряжения и токов нагрузки. В случае активного выпрямителя на базе инвертора тока питание подается на сторону переменного напряжения, и конденсаторная батарея используется для фильтрации гармоник сетевого тока. На выходе активного выпрямителя имеется индуктивность для фильтрации пульсаций в постоянном токе и конденсатор в звене постоянного тока.

Алгоритмы управления преобразователями, как многозонным инвертором тока, так и активным выпрямителем на базе инвертора тока, будут одинаковыми.

В стратегии управления преобразователями переключения силовых вентилей должны удовлетворять законам Кирхгофа для токов и напряжений.



Рисунок 2.35 – Схема замещения для отображения закона Кирхгофа для напряжений

Необходимо принимать во внимание момент включения ключей, чтобы это не нарушало закон Кирхгофа для напряжений, то есть два неравных напряжения никогда не должны быть подключены без всякого элемента между ними, при помощи которого можно объяснить неравенство между обоими напряжениями. Рассмотрим схему, показанную на рисунке 2.35. Эта схема может работать с закрытым ключом 'S' только тогда, когда ключ замкнут, и сумма напряжений по контуру не равна нулю. Если это произойдет, то будет протекать очень большой ток, который ничем не будет ограничен, что может привести к аварии.

Для инверторов тока, чтобы удовлетворить закон Кирхгофа для напряжений, нельзя включать два транзистора в верхней части схемы преобразователя одновременно, так как произойдет короткое замыкание конденсаторов на выходе устройства. А именно в каждый момент времени должны удовлетворяться следующие условия:

$$S_{ap} \cdot S_{bp} = 0, \ S_{bp} \cdot S_{cp} = 0, \ S_{ap} \cdot S_{cp} = 0;$$

$$S_{an} \cdot S_{bn} = 0, \ S_{bn} \cdot S_{cn} = 0, \ S_{an} \cdot S_{cn} = 0;$$
(2.1)

Где *Sap*, *Sbp*, *Scp* – коммутационные функции трех верхних ключей, *San*, *Sbn*, *Scn* – коммутационные функции трех нижних ключей. Уравнение (2.1) показывает, что произведение любых двух коммутационных функций верхних транзисторов или коммутационных функций нижних транзисторов всегда должны быть равны нулю, откуда следует, что никакие два устройства сверху и никакие два устройства из нижней части преобразователя не должны быть включены в одно и то же время, чтобы удовлетворять условию закона Кирхгофа для напряжений и избежать короткого замыкания в системе.

Закон Кирхгофа для токов, который гласит, что сумма токов в узле должна быть равна нулю, также должен выполняться при переключении преобразователя. Рассмотрим схему на рисунке 2.36, которая может работать, если ключ 'S' закрыт. В том случае, если ключ открыт, то токи в двух источниках тока не равны, чем нарушается закон Кирхгофа для токов и сумма токов, входящих в узел не равна нулю.



Рисунок 2.36 – Схема замещения для отображения закона Кирхгофа для токов

В инверторе тока для того, чтобы удовлетворить закон Кирхгофа для токов, по

меньшей мере, один ключ сверху преобразователя, и один снизу должен быть включен, чтобы избежать размыкания цепи на входной стороне преобразователя; т.е. в любой момент должно выполняться условие:

$$S_{ap} + S_{bp} + S_{cp} = 1, \ S_{an} + S_{bn} + S_{cn} = 1;$$
 (2.2)

Из уравнения (2.2) сумма коммутационных функцией трех верхних транзисторов и сумма коммутационных функцией трех нижних транзисторов должны быть равны единице, т.е. один транзистор из верхней группы и один транзистор и нижней группы всегда должны быть включены. Это гарантирует, что закон Кирхгофа для токов будет выполняться всегда, а также не будет разрыва во входной цепи преобразователя, и, соответственно, входной ток всегда будет течь в нагрузку.

Существует девять режимов работы инвертора тока на основе переключения между транзисторами в мостовой схеме, когда оба закона Кирхгофа выполняются. В таблице 2.3 показан ток, протекающий от источника тока к нагрузке в каждом режиме работы, а также приведены включенные транзисторы и соответствующие токи, протекающие в каждой фазе нагрузки.

Включ транзи	Ia	Ib	Ic	
Sap	Sbn	Id	-Id	0
Sap	Scn	Id	0	-Id
Sbp	San	-Id	Id	0
Sbp	Scn	0	Id	-Id
Scp	San	-Id	0	Id
Scp	Sbn	0	-Id	Id
Sap	San	0	0	0
Sbp	Sbn	0	0	0
Scp	o Scp		0	0

Таблица 2.3 - Возможные состояния ключей в трехфазном инверторе тока

На рисунке 2.37 показана принципиальная схема трехфазного инвертора тока, работающего на активно-индуктивную нагрузку. Все обозначения представлены в таблице 2.4.



Рисунок 2.37 – Принципиальна схема трехфазного инвертора тока, работающего на активно-индуктивную нагрузку

Обозначение	Описание		
Van, Vbn,	Напряжение на выходных		
Vcn	конденсаторах		
in it in	Токи инвертора до		
1a, 10, 10	выходного фильтра		
Ian, ibn, icn	Трехфазные токи нагрузки		
рī	Активно-индуктивная		
K, L	нагрузка		
Lde	Реактор в цепи постоянного		
	тока		
Ide	Входной постоянный ток		
Iuc	инвертора		
Vde	Входной источник		
vuc	постоянного напряжения		
San Shn Son	Коммутационные функции		
Sap, Sop, Sep	трех верхних транзисторов		
San Shn Son	Коммутационные функции		
San, Son, Sen	трех нижних транзисторов		

Таблица 2.4 – Используемые обозначения

Запишем дифференциальные уравнения для входной цепи:

$$LpI_{dc} = V_{dc} - (S_{ap} - S_{an}) \cdot v_{an} + (S_{bp} - S_{bn}) \cdot v_{bn} + (S_{cp} - S_{cn}) \cdot v_{cn}$$

где *Idc* – входной постоянный ток; *van*, *vbn*, *vcn* – выходные напряжения на нагрузке, *Sap*, *Sbp*, *Scp*, *San*, *Sbn*, *Scn* представляют собой коммутационные функции для всех шести ключей преобразователя, а *Vdc* – входное постоянное напряжение инвертора. Выходные токи преобразователя могут быть записаны в виде:

$$i_a = (S_{ap} - S_{an}) \cdot I_{dc}$$
$$i_b = (S_{bp} - S_{bn}) \cdot I_{dc}$$
$$i_c = (S_{cp} - S_{cn}) \cdot I_{dc}$$

Напряжение в звене постоянного тока задается в виде:

$$Vr = (S_{ap} - S_{an}) \cdot v_{an} + (S_{bp} - S_{bn}) \cdot v_{bn} + (S_{cp} - S_{cn}) \cdot v_{cn}$$

Токи, протекающие через выходные конденсаторы, могут быть выражены как:

$$C_{f} pv_{an} = i_{a} - i_{an}$$
$$C_{f} pv_{bn} = i_{b} - i_{bn}$$
$$C_{f} pv_{cn} = i_{c} - i_{cn}$$

где *ia*, *ib*, *ic* – токи инвертора до выходного фильтра, а *Cf* – выходной конденсатор фильтра. Напряжение нагрузки выражается как:

$$v_{an} = R \cdot i_{an} + Lpi_{an}$$
$$v_{bn} = R \cdot i_{bn} + Lpi_{bn}$$
$$v_{cn} = R \cdot i_{cn} + Lpi_{cn}$$

где *R* – активное сопротивление нагрузки, *L* – индуктивность нагрузки.

2.2.5 Анализ семейства внешних характеристик многозонного инвертора тока

На рисунке 2.38 представлены схемы исследуемого трехфазного двузонного инвертора тока, а также трехфазного трехзонного инвертора тока. Входной источник тока реализован постоянной ЭДС, последовательно которой подключена входная индуктивность, благодаря чему и поддерживается задаваемый уровень тока.



Рисунок 2.38 – Предлагаемые схемы многозонных инверторов тока

Отличие приведенных схем от других схем подобного рода заключается том, что многозонность инвертора заключается не в прямом получении нескольких уровней выходного тока, а в получении многозонного напряжения, величину которого мы можем изменять, подключая источник тока с помощью отводов к разным точкам инвертора. Переключая нагрузки отводы, ΜЫ изменяем полное входное сопротивление нагрузки инвертора, тем самым увеличивая или уменьшая напряжение на ней, а значит и на нагрузке потребителя. Изменяя отношение емкостей конденсаторов в фазе нагрузки, мы можем изменять величину напряжений в каждой из зон преобразователя.

Возможно использование в качестве второго звена преобразования энергии, в системе двойного преобразования энергии *AC-AC*, на входе которого установлен управляемый выпрямитель или активный выпрямитель в качестве преобразователя переменного напряжения в постоянного, и многозонный инвертор тока, в качестве преобразователя постоянного напряжения в переменное.

100

Рассмотрим в общем случае трехфазный *N*-зонный преобразователь, включенный на активно-индуктивную нагрузку.

Будем полагать, что процессы во всех фазных стойках преобразователей протекают одинаково. На рисунке 2.39 представлена эквивалентная схема замещения, представляет собой где емкость эквивалентную емкость последовательно включенных конденсаторов. Определим методом алгебраизации дифференциальных уравнений (АДУ) выходной ток преобразователя, как функцию Для параметров схемы. этого составим схему замещения одной фазы преобразователя:



Рисунок 2.39 – Эквивалентная схема для расчета тока нагрузки

Запишем дифференциальные уравнения для данной схемы замещения:

$$\begin{cases} i_{\rm HHB} = i_{\rm H} + \frac{C}{N} \cdot \frac{du_C}{dt} \\ u_C = i_{\rm H}R + L\frac{di_{\rm H}}{dt} \end{cases}$$

Где *N* – число зон, а соответственно и количество конденсаторов, включенных последовательно.

Приведем уравнение для тока нагрузки к виду:

$$\frac{d^2 i_{\rm H}}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{d i_{\rm H}}{dt} + \frac{N}{L \cdot C} \cdot i_{\rm H} = \frac{N}{L \cdot C} \cdot i_{\rm HHB}$$

Действующее значение первой гармоники тока нагрузки найдем алгебраизацией дифференциального уравнения в соответствии с методом АДУ [105]:

$$I_{\rm H} = \frac{\pi \cdot E \cdot \sqrt{L^2 C^2 \omega^4 + R^2 C^2 \omega^2 + N^2 - 2NLC \omega^2}}{N \cdot R \cdot \sqrt{6}}$$

Введем относительные единицы:

$$U6 = E$$
$$R\delta = \frac{1}{\omega \cdot C}$$
$$I\delta = E \cdot \omega \cdot C$$
$$R^* = R \cdot \omega \cdot C$$
$$IH^* = \frac{IH}{I6} = \frac{IH}{E \cdot \omega \cdot C}$$
$$L = \frac{R^* \cdot tg(\varphi)}{\omega^2 \cdot C}$$

Действующее значение первой гармоники тока нагрузки в относительных единицах имеет вид:

$$I_{\rm H}^{*} = \frac{\pi \cdot tg(\phi) \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{tg^{2}(\phi)} + \frac{N^{2}}{R^{*2}tg^{2}(\phi)} - \frac{2 \cdot N}{R^{*} \cdot tg(\phi)}}}{N \cdot \sqrt{6}}$$

В случае перехода из одной зоны в другую, каждый следующий конденсатор будет подключаться последовательно нагрузке, а число конденсаторов в цепочке, параллельной источнику тока, будет уменьшаться на единицу.

Для анализа последующих зон многозонного инвертора тока рассмотрим схему замещения одной фазы преобразователя зоны:



Рисунок 2.40 – Эквивалентная схема последующих зон для расчета тока нагрузки

Запишем дифференциальные уравнения для схемы замещения на рисунке 2.40:

$$\begin{cases} i_{\text{HHB}} = i_{\text{H}} + C_1 \cdot \frac{du_c}{dt} \\ u_c = i_{\text{H}}R + L\frac{di_{\text{H}}}{dt} + \frac{1}{C_2}\int i_{\text{H}}dt \end{cases}$$

Приведем уравнение для тока нагрузки к виду:

$$\frac{d^{2}i_{\rm H}}{dt^{2}} + \frac{R}{L} \cdot \frac{di_{\rm H}}{dt} + \frac{i_{\rm H}}{L \cdot C_{\rm 1}} \cdot (1 + \frac{C_{\rm 1}}{C_{\rm 2}}) = \frac{1}{L \cdot C_{\rm 1}} \cdot i_{\rm HHB}$$

Действующего значения первой гармоники тока нагрузки в соответствии с методом АДУ:

$$I_{\rm H} = \frac{\pi \cdot E \cdot L \cdot C_1 \cdot \omega^2 \sqrt{1 + \frac{R^2}{L^2 \omega^2} + \frac{(1 + \frac{C_1}{C_2})^2}{L^2 C_1^2 \omega^4} - \frac{2}{L C_1 \omega^2} (1 + \frac{C_1}{C_2})}{R \cdot \sqrt{6}}$$

Сделаем замену:

$$\frac{C}{C_1} = N; \ \frac{C_1}{C_2} = \frac{n-1}{N-n+1}$$

где N – число зон преобразователя, а n – текущая зона

Получим действующее значение первой гармоники тока нагрузки в относительных единицах:

$$I_{\rm H}^{*} = \frac{\pi \cdot tg(\phi) \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{tg^{2}(\phi)} + \frac{N^{2}(\frac{N}{N-n+1})^{2}}{R^{*2}tg^{2}(\phi)} - \frac{2 \cdot N}{R^{*} \cdot tg(\phi)}(\frac{N}{N-n+1})}{N \cdot \sqrt{6}}$$

Зависимость тока нагрузки от сопротивления нагрузки в относительных единицах при представлена на рисунке 2.41:



Рисунок 2.41 – Зависимость тока нагрузки от сопротивления нагрузки при N = 2, при различных $\cos(\varphi)$ нагрузки

Зная ток и сопротивление нагрузки (2.3), построим внешнюю характеристику трехфазного двузонного (*N*-зонного) инвертора тока:

$$Z_{\rm H}^{*} = \sqrt{R^{*2} + (R^{*2} \cdot tg(\varphi))^{2}}$$
(2.3)
$$U_{\rm H}^{*} = I_{\rm H}^{*} \cdot Z_{\rm H}^{*}$$

Внешняя характеристика многозонного инвертора тока при представлена на рисунке 2.42:



Рисунок 2.42 – Внешняя характеристика многозонного инвертора тока при N = 2, при различных $\cos(\varphi)$ нагрузки

Зависимость выходного тока от сопротивления нагрузки в относительных единицах при представлена на рисунке 2.43:



Рисунок 2.43 – Зависимость выходного тока от сопротивления нагрузки при N = 3, при различных $\cos(\varphi)$ нагрузки

Внешняя характеристика многозонного инвертора тока при представлена на рисунке 2.44:



Рисунок 2.44 – Внешняя характеристика многозонного инвертора тока при N = 3, при различных $\cos(\varphi)$ нагрузки

В программной среде PowerSIM было выполнено моделирование трехфазных многозонных инверторов тока с целью верификации результатов анализа внешних характеристик, полученных для их расчета.

Для исследования схем, представленных на рисунке 2.37, зададимся постоянным напряжением на входе *Vdc*=100B, частотой широтно-импульсной модуляции в 40 раз больше частоты выходного напряжения, постоянной частотой выходного напряжения *f*=50Гц.

На рисунке 2.45 представлены временные диаграммы выходного напряжения и выходного тока преобразователя при следующих параметрах

преобразователя: n = 2, N = 2, Vdc = 100B, Ld = 0.001 мкГн и C = 1 мкФ . От величины нагрузки и кратности широтно-импульсной модуляции зависит качество выходного напряжения. Чем больше величина нагрузки и чем меньше частота пилы широтно-импульсной модуляции – тем хуже качество выходного напряжения. При допущении постоянной величины тока, в звене постоянного тока, можно утверждать, что все три выходных фазы работают независимо и не влияют друг на друга. На каждую фазу поступают импульсы тока с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией. При этом, замыкаясь через конденсатор, они создают синусоидальное напряжение на нагрузке.

Представленные эпюры в целом подтверждают результаты, полученные в ходе проведения анализа. В таблице представлены результаты расчета и моделирования для различных конфигураций преобразователей.

		(A 190 H	С Ф	*	I_{H}^{*}		5.0/
N	п	ф,рад	С, мкФ	R	формулы (10, 15)	модель	0,%
2	1	0,452	1	5	0,644	0,620	3.87
2	2	0,796	2	7	0,703	0,725	3.30
3	2	0,452	2	6	0,442	0,318	3.89
3	3	0,796	1	5	0,542	0.523	3.63

Таблица 2.5 – Оценка погрешности

Ошибка между расчетным и измеренным значением рассчитана по формуле:

$$\delta = \frac{\left| \frac{I_{\rm H}^{*(\text{pacyer})} - \Delta I_{\rm H}^{*(\text{модель})}}{\Delta I_{\rm H}^{*(\text{модель})} \right| \times 100\%$$

Из таблицы видно, что максимальная погрешность не превышает 4%, а значения, полученные с помощью компьютерных моделей, всегда отличаются в меньшую сторону. Это объясняется учетом активной составляющей фильтров и полупроводниковых приборов.


Рисунок 2.45 – Выходное напряжение и ток в трехфазном двухзонном инверторе

тока (2 зона)



Рисунок 2.46 – Внешняя характеристика трехфазного двузонного инвертора тока, при различных cos(ф) нагрузки

Благодаря конденсаторам на выходе инвертора тока, амплитуда выходного напряжения имеет сильную зависимость от частоты выходного напряжения. Так как емкостное сопротивление обратно-пропорционально частоте, а индуктивное сопротивление в нагрузке пропорционально частоте, то и выходное напряжение будет зависеть от соотношения данных реактивных элементов.

Отличие приведенной схемы от других схем подобного рода заключается том, что многоуровневость инвертора заключается не в прямом получении нескольких уровней выходного тока, а в получении многозонного напряжения, величину которого мы можем изменять, подключая источник тока с помощью отводов к разным точкам нагрузки. Переключая отводы, мы изменяем полное сопротивление нагрузки, тем самым увеличивая или уменьшая напряжение. Изменяя отношение емкостей в фазе нагрузки, мы можем изменять величину напряжений в каждой из зон преобразователя.



Рисунок 2.47 – Сформированные: а – выходное напряжение и б – выходной ток в многозонном инверторе тока с ШИМ

При допущении постоянной величины тока, в звене постоянного тока, можно утверждать, что все три выходных фазы работают независимо и не влияют друг на друга. На каждую фазу поступают импульсы тока с синусоидальной ШИМ. При этом, замыкаясь через конденсатор, они создают синусоидальное напряжение на нагрузке.

Благодаря конденсаторам на выходе инвертора тока, амплитуда выходного напряжения имеет сильную зависимость от частоты выходного напряжения. Так как емкостное сопротивление обратно-пропорционально частоте, а индуктивное сопротивление в нагрузке пропорционально частоте, то выходное напряжение будет зависеть от соотношения данных реактивных элементов. Исходя из этого, становится ясно, что выходные конденсаторы не могут отдавать одинаковую мощность на разных частотах, и для увеличения диапазона выходных частот необходимо увеличивать номинал конденсаторов. Было получено расчетные соотношения полного сопротивления нагрузки для схемы трехзонного инвертора тока на рисунке 2.38.

Для третьей зоны (2.4), где напряжение и ток нагрузки минимальны, а полное сопротивление нагрузки максимально, отвод подключается к трем последовательно-соединенным емкостям:

$$Z3 = \frac{(-j \cdot 3 \cdot Xc) \cdot (Rn + j \cdot Xl)}{(-j \cdot 3 \cdot Xc) + Rn + j \cdot Xl},$$
(2.4)

где Z3 – полное сопротивление; *Xc* – сопротивление емкости, *Rn* – сопротивление нагрузки, *Xl* – сопротивление индуктивности нагрузки.

Для второй, средней зоны (2.5), когда отвод подключается к двум последовательно-соединенным емкостям, а третья емкость подсоединена последовательно с нагрузкой:

$$Z2 = \frac{(-j \cdot 2 \cdot Xc) \cdot (Rn + j \cdot Xl - j \cdot Xc)}{(-j \cdot 2 \cdot Xc) + Rn + j \cdot Xl - j \cdot Xc}$$
(2.5)

Для первой зоны (2.6), где напряжение и ток нагрузки максимальны, а полное сопротивление минимально, отвод подключается к одной емкости, параллельно которой подсоединены последовательно две емкости и нагрузка:

$$Z1 = \frac{(-j \cdot Xc) \cdot (Rn + j \cdot Xl - 2 \cdot j \cdot Xc)}{(-j \cdot Xc) + Rn + j \cdot Xl - 2 \cdot j \cdot Xc}$$
(2.6)

В общем виде, полное сопротивление нагрузки, в случае n-зонного инвертора тока равно:

$$Zt = \frac{\sqrt{(n^2 \cdot R^*)^2 + [n \cdot Xl^{*2} - 6 \cdot n \cdot Xl^* + 9 \cdot n + n^2 \cdot Xl^* + n \cdot R^{*2} - 3n^2}}{R^{*2} + Xl^{*2} - 6 \cdot Xl^* + 9},$$

где n – номер зоны, R^* – относительное сопротивление Rn/Xc, Xl^* – относительная индуктивность Xl/Xc.

Изменяя номиналы емкостей можно добиться изменения соотношения напряжений на нагрузке. Так как на входе стоит неидеальный источник тока, при изменении любого параметра схемы будет меняться как выходное напряжение, так и ток. Здесь *U* – напряжение на нагрузке, *Ed* – постоянная входная ЭДС.

$$U = \pi \cdot Zr^2 \cdot \frac{Ed}{2\sqrt{3} \cdot |Z| \cdot Rn}$$
(2.7)

Напряжение в первой зоне, когда отвод подключен к одной емкости, максимальное и превышает напряжения во второй и третьей зонах. Регулирование выходного напряжения осуществляется путем переключения между тремя зонами выходного напряжения в соответствии с заданной мощностью.

При увеличении количества емкостей, соединенных последовательно, внешние характеристики будут располагаться выше полученных характеристик, и будет возможно получение более высокого значения выходного напряжения.

2.2.7 Регулировочная характеристика и коэффициент гармоник выходного напряжения

Для исследуемой схемы многозонного инвертора тока была построена и проанализирована регулировочная характеристика, отношение выходного напряжения от глубины модуляции. Это было сделано для того, чтобы определить лучший момент перехода с одной зоны на другую.

На рисунке 2.48 представлена полученная регулировочная характеристика, для всех трех зон регулирования.



Рисунок 2.48 – Регулировочная характеристика

Как видно из полученной зависимости, при малой модуляции выходное напряжение резко возрастает, а при дальнейшем увеличении модуляции напряжение спадает. Это обуславливается тем, что при малой модуляции время закороченного состояния входной индуктивности максимально. Эффект повышения выходного напряжения наиболее выражен. Дальнейшее увеличение модуляции уменьшает время накачки индуктивности, поэтому при модуляции близкой к единице напряжение минимально.

Наряду с регулировочной характеристикой, были оценены качество входного тока преобразователя, а также его коэффициент гармоник выходного напряжения, показанный на рисунке 2.49.



Рисунок 2.49 – Коэффициент гармоник выходного напряжения

Пульсации тока в цепи питания постоянного тока не превышают 1% для всех трех зон регулирования. Как видно из рисунка исследуемый конвертор имеет хорошее качество выходного напряжения, даже при минимальной модуляции, когда выходное напряжения максимально, коэффициент гармоник не превышает 10%. При модуляции M=0.5 для первой зоны он составляет 5.63%, для второй зоны 4.48%, для третьей зоны 4.25%.

2.3 Процедура преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления инвертором тока

В данном разделе рассматривается одна из стратегий модуляции для инвертора тока с использованием состояний ключей инвертора напряжения. Инвертор напряжения обладает большими dv/dt в выходных фазных напряжениях, что приводит к таким проблемам, как увеличение потерь, акустические шумы в нагрузке, ухудшение качества изоляции вследствие скачков напряжения и воздействия электромагнитных помех. В схеме трехфазного инвертора напряжения, добавляя нулевую последовательность напряжения к существующим сигналам модуляции оптимизируются потери переключения и линейность напряжения. Аналогичным образом, используя эти стратегии модуляции в инверторе тока, стратегий управления инвертором преимущества напряжения можно распространить и на инвертор тока.

Исследуется алгоритм управления преобразователя постоянного напряжения в переменное, который работает на активно-индуктивную нагрузку. Результаты оцениваются посредством имитационного моделирования и эксперимента.

Очевидно, что любой инвертор тока может управляться любой стратегией модуляции инвертора напряжения, если активные состояния, созданные при помощи модулятора, преобразуются в стационарные векторы и комбинации переключения, связанные с этими векторами. В разработке данной стратегии, необходимо определить, как сигналы управления транзисторами в инверторе тока должны быть связаны с сигналами управления трехфазным инвертором напряжения.

2.3.1 Алгоритм широтно-импульсной модуляции для инвертора напряжения

В соответствие с законом Кирхгофа для напряжения и тока, инвертор напряжения ограничен в том смысле, что оба ключа в одной и той же стойке не могут

быть включены в одно и то же время, так как это привело бы к замыканию входного конденсатора постоянного тока. Таким образом, характер двух ключей в одной и той же стойке комплементарный. В соответствии с рисунком 2.50.





Рисунок 2.50 – Схема трехфазного инвертора напряжения

	Состояние	Sap	Sbp	Scp	San	Sbn	Scn
	V1	0	0	1	1	1	0
	V2	0	1	0	1	0	1
івны(ояни	V3	0	1	1	1	0	0
Акти Сост	V4	1	0	0	0	1	1
	V5	1	0	1	0	1	0
	V6	1	1	0	0	0	1
BLE MHMA	V0	1	1	1	0	0	0
HVJE	V7	0	0	0	1	1	1

Таблица 2.6 – Коммутационные состояния в трехфазном инверторе напряжения

Состояния от V1 до V6 являются активными состояниями, а состояния V0 и V7 являются нулевыми. Из таблицы видно, что инвертор напряжения имеет шесть активных состояний и два нулевых состояния, создающие в общей сложности восемь возможных состояний. Уравнения напряжения фаз сбалансированной трехфазной нагрузки выражается через коммутационные функции и входное напряжение постоянного тока Vdc, которые задаются в виде:

$$\frac{V_{dc}}{2}(S_{ap} - S_{an}) = v_{an} + v_{no}$$
(2.8)

$$\frac{V_{dc}}{2}(S_{bp} - S_{bn}) = v_{bn} + v_{no}$$
(2.9)

$$\frac{V_{dc}}{2}(S_{cp} - S_{cn}) = v_{cn} + v_{no}$$
(2.10)

Где *van*, *vbn*, *vcn*- фазные напряжения нагрузки, а напряжение *vno* это напряжение между нейтральной точкой нагрузки и средней точкой конденсаторов.

Суммируя выражения (2.8) – (2.10), получаем:

- -

$$\frac{V_{dc}}{2}(S_{ap} + S_{bp} + S_{cp} - S_{an} - S_{bn} - S_{cn}) = v_{an} + v_{bn} + v_{cn} + 3v_{no}$$

Так как напряжения сбалансированы, то:

$$\frac{V_{dc}}{2}(2S_{ap} - S_{bp} - S_{cp}) = v_{an}$$
$$\frac{V_{dc}}{2}(2S_{bp} - S_{ap} - S_{cp}) = v_{bn}$$
$$\frac{V_{dc}}{2}(2S_{cp} - S_{bp} - S_{ap}) = v_{cn}$$

Коммутационные функции ключей в преобразователе могут быть аппроксимированы в виде суммы основополагающей компоненты и компоненты постоянного тока с использованием разложения в ряд Фурье, следовательно, аппроксимированные коммутационные функции могут быть заданы как:

$$S_{ap} = \frac{1}{2}(1 + M_{ap})$$
$$S_{bp} = \frac{1}{2}(1 + M_{bp})$$
$$S_{cp} = \frac{1}{2}(1 + M_{cp})$$

где *Мар*, *Мbp*, *Mcp* представляют модулирующие сигналы. Из уравнений (2.8) – (2.10) модулирующие сигналы могут быть выражены как:

$$M_{ap} = \frac{2 \cdot v_{an}}{V_d} + \frac{2 \cdot v_{no}}{V_d}$$
$$M_{bp} = \frac{2 \cdot v_{bn}}{V_d} + \frac{2 \cdot v_{no}}{V_d}$$
$$M_{cp} = \frac{2 \cdot v_{cn}}{V_d} + \frac{2 \cdot v_{no}}{V_d}$$

2.3.2 Алгоритм широтно-импульсной модуляции для инвертора тока

В соответствие с законом Кирхгофа для напряжения и тока, в отношении инвертора тока является обязательным то, что только один ключ в верхней и один ключ в нижней части преобразователя должны быть включены одновременно, иначе выходные фильтровые конденсаторы будут закорочены.



Рисунок 2.51 – Схема трехфазного инвертора тока

В таблице 2.7 предложены возможные состояния переключений для инвертора тока. Состояния [*I*1...*I*6], являются активными состояниями, а *I*7, *I*8, *I*9 называются нулевыми состояниями. Таким образом, из приведенной выше таблицы, можно утверждать, что существует шесть активных состояний и три нулевых состояния, которые составляют в общей сложности девять состояний для инвертора тока. Активные состояния инвертора тока используются для синтеза выходных токов, а три нулевых состояния используются в качестве шунтирующих состояний, для сброса энергии, запасенной в индуктивности звена постоянного тока.

	State	Тар	Tbp	Тср	Tan	Tbn	Tcn
	I1	1	1	0	0	0	0
e M	12	0	1	1	0	0	0
ІВНЫ ОЯНИ	13	0	0	1	1	0	0
Акти Сост	14	0	0	0	1	1	0
	15	0	0	0	0	1	0
	16	1	0	0	0	0	1
ЛЕВЫЕ ТОЯНИЯ	17	1	0	0	1	0	0
	18	0	1	0	0	1	0
HV COC	19	0	0	1	0	0	1

Таблица 2.7 – Состояние ключей в трехфазном инверторе тока

Используя данные из таблиц 2.6 и 2.7 и объединяя состояния инвертора напряжения [V1...V8] определенным образом, могут быть получены желаемые состояния для инвертора тока [I1...I9]:

$$c1 = V_1 + V_3$$

Принимая:

$$c1 = V_1 + V_3$$

$$\overline{c1} = \overline{S_{cp}S_{an}S_{bn} + S_{bp}S_{cp}S_{an}}$$

$$\overline{c1} = \overline{S_{cp}S_{an} \cdot (S_{bn} + S_{bp})}$$

Используя тождество:

$$A \cdot B = A + B$$

$$\overline{A + B} = A \cdot B$$

$$\overline{A + B} = A \cdot B$$

$$\overline{C1} = \overline{S_{cp}S_{an}} \cdot \overline{(S_{bn} + S_{bp})} = \overline{S_{cp}S_{an}} + S_{bn}S_{bp} = \overline{\overline{S_{cn}} \cdot \overline{S_{ap}}} + S_{bn}S_{bp}$$

Используя свойство:

$$\overline{\overline{A} \cdot \overline{B}} = A \cdot B$$

$$c1 = S_{cn}S_{ap} + S_{ap}S_{an}$$

Здесь, первое слагаемое соответствует активному состоянию, а второй член соответствует нулевому состоянию в инверторе тока. Остальные состояния инвертора тока представлены как:

$$c2 = S_{an}S_{bp} + S_{cp}S_{cn}$$

$$c3 = S_{an}S_{bp} + S_{bp}S_{bn}$$

$$c4 = S_{cp}S_{an} + S_{bp}S_{bn}$$

$$c5 = S_{cp}S_{bn} + S_{ap}S_{an}$$

$$c6 = S_{bn}S_{ap} + S_{cp}S_{cn}$$

Как видно из этих выражений, что любое сочетание состояний инвертора напряжения приводит к комбинации активного состояния инвертора тока и нулевого состояния. Таблицы истинности для выражений приведены в таблицу 2.8.

Таблица 2.8 – Получение состояний инвертора тока из доступных состояний инвертора напряжения

Sap	Sbp	Scp	San	Sbn	Scn	c1	c2	c3	c4	c5	c6
0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0
0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0
1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1
1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Из таблицы видно, что нет состояний, в которых два ключа сверху или снизу включены одновременно; то есть, только один ключ в верхней части и один ключ в нижней включаются одновременно. Нулевые состояния инвертора напряжения не отображаются в нулевых состояниях инвертора тока с использованием вышеуказанного алгоритма, так как произведение из двух состояний всегда равно нулю.

2.3.3 Распределение импульсов для формирования нулевых состояний

Существует необходимость введения в инверторе тока нулевых состояний в сочетании с активными состояниями. Таким образом, накладываются дополнительные условия минимизации потерь на переключение путем сокращения переключений силовых ключей И поддержание сбалансированного числа использования полупроводниковых элементов. Это также должно обеспечивать симметрию в выходных коммутируемых токах для минимизирования высших гармоник. Для выполнения вышеуказанных требований, разработана логическая схема, которая обнаруживает времена, когда должны быть применены нулевые состояния. Эта логическая схема определяет нулевое состояние, когда все полупроводниковые элементы в верхней или нижней части выключены. Инвертор напряжения имеет два нулевых состояния, которые должны быть приведены к трем нулевым состояниям инвертора тока за один период времени. Нулевые состояния в инверторе тока, означают замыкание одной стойки любой фазы. Это закорачивание должно быть равномерно распределено для синтеза сбалансированных выходных токов. Такое распределение нулевых состояний осуществляется при помощи определения абсолютного максимума трех линейных модулирующих сигналов.

На рисунке 2.52 изображены три модулирующих сигнала, абсолютные максимумы модулирующих сигналов и три сигнала распределения фаз. Видно, что, когда *Mab* максимален, тогда *Ssa* будет принимать единичное значение, когда *Mbc*

максимален, тогда *Ssb* будет равняться единице, когда *Mca* максимален, тогда *Ssc* будет принимать единичное значение.



Рисунок 2.52 – Распределение сигналов: а – три модулирующих сигнала, б – абсолютные максимумы модулирующих сигналов, в – фаза '*a*' распределение сигнала *Ssa*, г – фаза '*b*' распределение сигнала *Ssb*, д – фаза '*c*' распределение сигнала *Ssc*

2.3.4 Практическая реализация логической схемы и результаты моделирования

Сигналы широтно-импульсной модуляции, полученные с выхода модулятора, преобразуются для того, чтобы сгенерировать таблицу 2.8. Таким образом, V1 по V6 являются выходами логических элементов, соответствующих состояниям инвертора напряжения. Расчет абсолютного максимума опорных сигналов осуществляется блоком распределения импульсов перекрытия и формирует сигналы *Ssa*, *Ssb*, *Ssc*. На рисунке 2.53 показана практическая реализации логической схемы в пакете имитационного моделирования PowerSIM. Сигналы управления далее передаются

через комбинации логических элементов «И», «ИЛИ» для реализации стратегии модуляции, описанной выше. Итоговые импульсы управления [*Tap...Tcn*] подаются на силовые ключи инвертора тока:





моделирования



Рисунок 2.54 – Результаты имитационного моделирования

На рисунке 2.54, а – показан сигнал управления инвертором напряжения, б – функция коммутации *c*1, в – сигнал распределения импульсов *Ssa*, который соответствует максимальному линейному модулирующему сигналу *Mab*, г – нулевые состояния во время работы инвертора тока, д – импульсы управления для верхнего силового ключа фазы «*a*».

На рисунке 2.55 (а) и (б) показаны итоговые импульсы управления для верхнего и нижнего силовых ключей фазы '*a*' соответственно, в – представлен выходной ток фазы '*a*'.



Рисунок 2.55 – Результаты имитационного моделирования

2.4 Выводы по второй главе

Разработанные математические модели трехфазных многозонных конверторов, входящие в систему генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты, позволили осуществить общий анализ энергетических характеристик преобразователей.

Проведенный сравнительный анализ многозонных выпрямителей по количеству полупроводниковых элементов в схеме, качеству выходного напряжения, качеству входного тока преобразователя, а также по обратным напряжениям на силовых ключах позволяет подобрать наилучшую топологию преобразователя под конкретную область применения.

Произведенный аналитический расчет основных энергетических характеристик, таких коэффициент гармоник выходного как напряжения, внешняя И регулировочная характеристика в статическом режиме работы многозонного энергетическую эффективность инвертора тока доказывает высокую рассматриваемой топологии преобразователя. Предложенная методика расчета полного сопротивления нагрузки позволяет рассчитать сопротивление нагрузки в каждой из зон многозонного инвертора тока.

Подтверждена возможность управления инвертором тока представленной процедурой преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления инвертором тока, что упрощает разработку и не требует разработки отдельной системы управления.

3 АКТИВНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ НА БАЗЕ МНОГОЗОННОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

3.1 Введение

В последние 10 лет интерес к качеству электроэнергии развивается все более интенсивно, вследствие использования большого числа электронных устройств. В настоящее время самыми распространенными преобразователями электрической энергии являются диодные и тиристорные выпрямители, как в однофазном, так и в трехфазном исполнении, которые характеризуется значительно искаженным входным током. Результатом улучшения качества электроэнергии является использование многозонных выпрямителей, описанных в главе 2, а также активная замена диодных и тиристорных выпрямителей на активные выпрямители, которые обеспечивают единичный коэффициент мощности и имеют значительно лучший коэффициент гармоник входного тока.

На данный момент существует множество топологий активных выпрямителей. Наиболее распространенным активным выпрямителем является активный выпрямитель на базе инвертора напряжения, главное преимущество которого заключается в использовании простой стратегии управления. Данная топология не может быть использована в схемах, где требуется пониженное выходное напряжение постоянного тока, вследствие отсутствия возможности понижения постоянного напряжения на выходе преобразователя. Очевидный выбор для понижения выходного напряжения является активный выпрямитель на базе инвертора тока. Другие, более сложные и гибкие выпрямительные топологии [106] также позволяют организовать двунаправленное протекание энергии, и позволяют и повышать, и понижать выходное напряжение.

Первоначально, для данных типов преобразователей широко применялись и использовались управляемые тиристоры, из-за их простоты, экономичности и надежности, а также не требует никаких специальных средств для их коммутирования.

Тем не менее, этот топология преобразователя имеет следующие недостатки:

- коэффициент мощности уменьшается при увеличении угла управления;
- имеет низкий коэффициент мощности при низкой выходной мощности;

• наличие значительного количества высших гармоник в выходном напряжении из-за наличия гармоник низшего порядка в сетевом, потребляемом токе, что требует больших значений элементов *LC*-фильтра. Это также может привести к сбоям в работе чувствительных к качеству электроэнергии устройствах, подключенных к сети, таких как компьютеры, оргтехника.

Наличие данных недостатков привели к текущим исследованиям в направлении структуры преобразователя, что позволит улучшить энергетические показатели. Использование полностью управляемых транзисторов позволяет преодолеть или уменьшить основные ограничения тиристорных преобразователей. Также с использованием транзисторов возможно улучшение качества входного тока и качества выходного напряжения. Уменьшение мощности для удовлетворения потребности нагрузки может быть получено путем достижения близкого к единице входного коэффициента мощности. Использование широтно-импульсной модуляции позволяет уменьшить входные гармоники тока и выходные пульсации напряжения.

В этом разделе будут рассмотрены режимы работы активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока, который представляет собой первое звено преобразования энергии *AC-DC* в системе генерирования электрической энергии

переменного тока постоянной частоты, а также представлен алгоритм управления преобразователем в *DQ0*-системе координат. Представлен метод разработки системы управления активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока для регулирования постоянного выходного напряжения с единичным коэффициентом мощности. Основными задачами в этом разделе являются:

 описание режимов работы трехфазного активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока;

• разработка математической модели преобразователя в АВС-системе координат;

• алгоритм управления преобразователем в *DQ0*-системе координат;

 синтез системы управления активным выпрямителем для регулирования выходного напряжения и поддержания единичного коэффициента мощности на входе преобразователя;

• Результаты моделирования замкнутой системы управления преобразователем.

3.2 Режимы работы активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока

Принципиальная схема трехфазного активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока показана на рисунке 3.1. Трехфазный выпрямитель состоит из мостовой схемы с двенадцатью однонаправленными силовыми ключами, образованных последовательным соединением *IGBT* транзистора и диода.



Рисунок 3.1 – Предлагаемая принципиальная схема трехфазного активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока

На входе преобразователя на стороне переменного тока стоит Rs-Ls-Cs фильтр второго порядка. На выходе фильтр по постоянному току состоит из реактора Ld и конденсатора Cn. Сопротивление нагрузки представлено в виде эквивалентного сопротивления Rn и индуктивности Ln. При помощи широтно-импульсной модуляции в активном выпрямителе существует возможность регулировать ток звена постоянного тока. Входной фильтр минимизирует гармоники, поступающие в сеть переменного тока. Значение индуктивности реактора выбирается таким образом, чтобы поддерживать низкий уровень пульсаций тока, частота которых будет связана с частотой коммутации, следовательно, значение индуктивности негативно

влияет на переходные характеристики схемы. Выходной конденсатор является не обязательным, но в установившемся режиме обеспечивает протекание непрерывного тока в индуктивности, для баланса выходного тока.

В зависимости от сигналов управления транзисторами, выпрямитель может работать в различных режимах работы. Режимы работы выпрямителя показаны на рисунках 3.2 – 3.8, их можно разделить на активные и нулевые режимы работы. В активном режиме, ток протекает от источника к нагрузке, а в случае нулевого режима работы ток от источника не потребляется.

В таблице 3.1 показаны входные трехфазные токи сети в каждом из состояний.

Включ	енные	iaa	iha	ics	
транзи	історы	las	lDS		
Sap	Sbn	Id	-Id	0	
Sap	Scn	Id	0	-Id	
Sbp	San	-Id	Id	0	
Sbp	Scn	0	Id	-Id	
Scp	San	-Id	0	Id	
Scp	Sbn	0	-Id	Id	
Sap	San	0	0	0	
Sbp	Sbn	0	0	0	
Scp	Scn	0	0	0	

Таблица 3.1 – Режимы работы выпрямителя

Для корректной работы активного выпрямителя должны выполняться два основных условия в любой момент времени:

 в цепи переменного тока не должно происходить короткого замыкание.
 Выполнение данного условия подразумевает то, что в любой момент времени нельзя включать более одного транзистора в верхней или нижней части преобразователя; так как в цепи постоянного тока находится большая индуктивность, то во избежание аварийной ситуации, ток в данной цепи нельзя разрывать. Следовательно, существует необходимость одновременного включения одного транзистора из верхней части преобразователя и одного транзистора из нижней части.

Из вышеприведенных ограничений, можно сделать вывод, что в любой момент времени только один верхний и один нижний транзистор схемы должен быть открыт.

$$S_{ap} + S_{bp} + S_{cp} = 1$$

$$S_{an} + S_{bn} + S_{cn} = 1$$

$$S_{ap} \cdot S_{bp} = S_{ap} \cdot S_{cp} = S_{bp} \cdot S_{cp} = S_{an} \cdot S_{bn} = S_{an} \cdot S_{cn} = S_{bn} \cdot S_{cn} = 0$$

На рисунках 3.2 – 3.7 представлены режимы работы активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока в активных режимах работы. Рисунок 3.8 показывает режим работы, при котором ток от источника питания не протекает в нагрузку.

В этом режиме работы, верхние транзисторы фазы «A» и нижние транзисторы фазы «B» включены, таким образом, что ток *Id* протекает через *ias*, а -*Id* протекает через *ibs*. Такой режим работы представляет собой активное состояние, потому что мощность передается от источника к нагрузке.



Рисунок 3.2 – Предлагаемая принципиальная схема активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока в режиме 1

В этом режиме работы, верхние транзисторы фазы «А» и нижние транзисторы фазы «В» включены, так что ток *Id* протекает через *ias*, а *-Id* через *ics*. Также является активным состоянием преобразователя.



Рисунок 3.3 – Предлагаемая принципиальная схема активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока в режиме 2

В этом режиме работы, верхние транзисторы фазы «*B*» и нижние транзисторы фазы «*A*» включены, так что ток *Id* протекает через *ibs*, а -*Id* через *ias*. Также является активным состоянием преобразователя.



Рисунок 3.4 – Предлагаемая принципиальная схема активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока в режиме 3

В этом режиме работы, верхние транзисторы фазы «B» и нижние транзисторы фазы «C» включены, так что ток *Id* протекает через *ibs*, а -*Id* через *ics*. Также является активным состоянием преобразователя.



Рисунок 3.5 – Предлагаемая принципиальная схема активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока в режиме 4

В этом режиме работы, верхние транзисторы фазы «C» и нижние транзисторы фазы «A» включены, так что ток Id протекает через *ics*, а -Id через *ias*. Также является активным состоянием преобразователя.



Рисунок 3.6 – Предлагаемая принципиальная схема активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока в режиме 5

В этом режиме работы, верхние транзисторы фазы «C» и нижние транзисторы фазы «B» включены, так что ток *Id* протекает через ics, а -*Id* через *ibs*. Также является активным состоянием преобразователя.



Рисунок 3.7 – Предлагаемая принципиальная схема активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока в режиме б

Во второй зоне преобразования входного тока работают только внешние силовые устройства преобразователя (Vap1, Vbp1, Vcp1, Van1, Vbn1, Vcn1) и фиксирующие диоды. На внутренние силовые устройства импульсы управления не подаются.



Рисунок 3.8 – Предлагаемая принципиальная схема активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока в режимах 7 и 8



Рисунок 3.9 – Предлагаемая принципиальная схема активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока в режиме 9

Рисунки 3.8 и 3.9 показывают нулевые режимы работы, в которых одновременно включены транзисторы в одной стойке. В нулевых режимах работы ток не протекает от источника в нагрузку.

3.3 Математическая модель активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока

На рисунке 3.10 представлена принципиальная схема активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока. Все обозначения приведены для удобства в таблицу 3.2.



Рисунок 3.10 – Предлагаемая принципиальная схема активного выпрямителя на базе

многозонного инвертора тока

Таблица 3.2 – Используемые обозначения при моделировании активного

выпрямителя

Обозначение	Описание				
Vas, Vbs, Vcs	Напряжения питающей сети				
Vac Vbc Vcc	Напряжения на конденсаторах				
	входного фильтра				
iar ihr icr	Трехфазные входные токи				
<i>iai</i> , <i>ibi</i> , <i>ici</i>	активного выпрямителя				
ias, ibs, ics	Токи питающей сети				
Ld	Реактор в цепи постоянного тока				
DJ	Активное сопротивление реактора				
ка	Ld				
Cn	Конденсатор в цепи постоянного				
Cn	тока				
Rn	Сопротивление нагрузки				
Id	Выходной постоянный ток				
Ls	Индуктивность входного фильтра				
Cs	Емкость входного фильтра				
Rs	Активное входное сопротивление				
San Shn San	Коммутационные функции трех				
<i>Sup</i> , <i>Sup</i> , <i>Scp</i>	верхних транзисторов				
San Shn San	Коммутационные функции трех				
sun, son, son	нижних транзисторов				

Некоторые уравнения активного выпрямителя в *ABC*-системе координат можно получить, записав уравнения для напряжения источника питания по законам Кирхгофа.

Выражения для входных напряжений:

$$v_{as} = r_s i_{as} + L_s p i_{as} + v_{ac} \tag{3.1}$$

$$v_{bs} = r_s i_{bs} + L_s p i_{bs} + v_{bc} \tag{3.2}$$

$$v_{cs} = r_s i_{cs} + L_s p i_{cs} + v_{cc} \tag{3.3}$$

Уравнения для напряжений на входных конденсаторах:

$$C_s p v_{ac} = i_{as} - I_d (S_{ap} - S_{an})$$
(3.4)

$$C_{s}pv_{bc} = i_{bs} - I_d(S_{bp} - S_{bn})$$
 (3.5)

$$C_{s} p v_{cc} = i_{cs} - I_d (S_{cp} - S_{cn})$$
 (3.6)

Токи преобразователя:

$$i_{ar} = I_d \left(S_{ap} + S_{an} \right) \tag{3.7}$$

$$i_{br} = I_d \left(S_{bp} + S_{bn} \right) \tag{3.8}$$

$$i_{cr} = I_d \left(S_{cp} + S_{cn} \right) \tag{3.9}$$

где *I*_d это выходной постоянный ток.

При написании закона Кирхгофа для напряжений:

$$L_n p I_n + R_n I_n = V_{csr} - V_{cn}$$
$$V_{csr} = v_{ac} (S_{ap} - S_{an}) + v_{bc} (S_{bp} - S_{bn}) + v_{cc} (S_{cp} - S_{cn})$$

Уравнение тока выходного конденсатора можно записать в виде:

$$C_n p V_{cn} = I_d - I_n$$

Выходное напряжение на индуктивности нагрузки может быть выражено как:

$$L_n p I_n = V_{cn} - I_n R_n$$

Данные уравнения в *ABC*-системе координат были использованы для математического моделирования активного выпрямителя тока. Вышеуказанные уравнения могут быть преобразованы в уравнения синхронной *DQ0*-системы координат для проектирования регуляторов системы управления преобразователем.

3.4 Алгоритм управления преобразователем в DQ0- системе координат

Математическая модель исследуемого преобразователя в синхронной системе координат может быть получена путем преобразования уравнений (3.1) – (3.9). Величины в *DQ0*-системе координат могут быть получены из уравнений в *ABC*-системе координат при помощи следующих соотношений:

T(0) (

r

$$f_{dqo} = T(\theta) \cdot f_{abc}, \text{ где}$$
$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \beta) & \cos(\theta + \beta) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \beta) & \sin(\theta + \beta) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \text{ где } \beta = \frac{2\pi}{3}.$$

Соотношения, которые будут использоваться для последующих преобразований, получены следующим образом:

$$v_{asbscs} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, \ i_{asbscs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \ v_{acbccc} = \begin{bmatrix} v_{ac} \\ v_{bc} \\ v_{cc} \end{bmatrix}, \ S_{abc} = \begin{bmatrix} S_{ap} \\ S_{bp} \\ S_{cp} \\ S_{an} \\ S_{bn} \\ S_{cn} \end{bmatrix}$$

$$v_{dqs} = T(\theta) \cdot v_{asbscs}$$

 $v_{dqc} = T(\theta) \cdot v_{acbccc}$
$$i_{dqs} = T(\theta) \cdot i_{asbscs}$$

$$S_{dq} = T(\theta) \cdot S_{abc}$$

$$v_{dqs} = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{os} \end{bmatrix}, \ i_{dqs} = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix}, \ S_{dq} = \begin{bmatrix} S_{ds} \\ S_{qs} \\ S_{os} \end{bmatrix}$$

Кроме того, может быть применено и обратное преобразование:

$$f_{abc} = T^{-1}(\theta) \cdot f_{dqo}, \ rge$$
$$T^{-1}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1\\ \cos(\theta - \beta) & \sin(\theta - \beta) & 1\\ \cos(\theta + \beta) & \sin(\theta + \beta) & 1 \end{bmatrix}$$

Определим, что $\theta = \int \omega dt + \theta_0$, где θ_0 начальное значение угла и $\frac{d\theta}{dt} = \omega$.

Запишем выражение для АВС-системы координат в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_{as} \\ pi_{bs} \\ pi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ac} \\ v_{bc} \\ v_{cc} \end{bmatrix}$$

Преобразуя уравнения к синхронной системе отсчета, используя матрицу преобразования *T*(θ):

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + L_s p i_{ds} + \omega L_s i_{qs} + v_{dc}$$
(3.10)

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + L_s p i_{qs} + \omega L_s i_{ds} + v_{qc}$$
(3.11)

$$v_{OS} = r_S i_{OS} + L_S p i_{OS} \tag{3.12}$$

Точно так же преобразуются уравнения напряжений на входных конденсаторах (3.4 – 3.6):

$$C_s p v_{dc} + C_s \omega v_{qc} = i_{ds} - (S_{dp} - S_{dn})I_d$$
(3.13)

$$C_{s}pv_{qc} + C_{s}\omega v_{dc} = i_{qs} - (S_{qp} - S_{qn})I_d$$
 (3.14)

$$C_{s} p v_{oc} = i_{os} - (S_{op} - S_{on}) I_d$$
 (3.15)

Где:

$$S_{dqp} = T(\theta) \Big[S_{abcp} \Big]$$

$$S_{dqn} = T(\theta) \Big[S_{abcn} \Big]$$

$$S_{dp} = \frac{2}{3} \Big[S_{ap} \sin(\theta) + S_{bp} \sin(\theta - \beta) + S_{cp} \sin(\theta + \beta) \Big]$$

$$S_{qp} = \frac{2}{3} \Big[S_{ap} \cos(\theta) + S_{bp} \cos(\theta - \beta) + S_{cp} \cos(\theta + \beta) \Big]$$

$$S_{op} = \frac{1}{3} \Big[S_{ap} + S_{bp} + S_{cp} \Big]$$

отсюда:

$$S_{dn} = \frac{2}{3} \Big[S_{an} \sin(\theta) + S_{bn} \sin(\theta - \beta) + S_{cn} \sin(\theta + \beta) \Big]$$

$$S_{qn} = \frac{2}{3} \Big[S_{an} \cos(\theta) + S_{bn} \cos(\theta - \beta) + S_{cn} \cos(\theta + \beta) \Big]$$

$$S_{on} = \frac{1}{3} \Big[S_{an} + S_{bn} + S_{cn} \Big]$$

$$S_{on} = S_{op} = \frac{1}{3}$$

$$L_d p I_d + r_d I_d = \frac{3}{2} (v_{dc} (S_{qn} - S_{dn}) + v_{qc} (S_{qp} - S_{dp})) \qquad (3.16)$$

$$C_n p V_{cn} = I_d - I_n \qquad (3.17)$$

В приведенных выше уравнениях vds, vqs – преобразованные входные напряжения, ids и iqs – преобразованные входные токи, vdc и vqc – преобразованные напряжения, приложенные к входным конденсаторам, Sdp, Sqp, Sdn, Sqn – являются коммутационными функциями транзисторов.

3.5 Синтез системы управления активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока

Использование трехфазных преобразователей электрической энергии с широтно-импульсной модуляцией все чаще применяется в автономных системах генерирования. Активный выпрямитель на базе многозонного инвертора тока генерирует постоянное напряжение на выходе преобразователя и синусоидальный входной ток без каких-либо низкочастотных гармоник. Однако, гармоники кратные частотам коммутации, содержащиеся BO входном токе, должны быть минимизированы при помощи входного фильтра, который вносит фазовый сдвиг между входным током и входным напряжением. Фазовый сдвиг варьируется в зависимости от нагрузки и от величины входного напряжения. Решение этой проблемы заключается в контроле фазового сдвига входных токов в замкнутой системе управления. В этом случае входной фильтр будет включен в контур управления совместно с преобразователем.

В этом разделе представлен алгоритм управления активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока, который обеспечивает регулирование выходного напряжения с коррекцией входного коэффициента мощности. Фазовый сдвиг входных токов компенсируется за счет внутреннего токового контура, который обеспечивает устойчивое состояние преобразователя, генерируя желаемый ток. Внешний контур регулирования по напряжению используется для поддержания необходимой величины выходного постоянного напряжения.

Управление активным выпрямителем выполнено в *DQ0*-системе координат, вследствие того, что в синхронной системе координат все величины, изменяющиеся во времени, перестают зависеть от данного параметра, то есть становятся инвариантными во времени. Управлять этими постоянными величинами удобнее при помощи пропорционально-интегральных, или пропорционально-интегрально-дифференциальных регуляторов. Таким образом, все переменные величины преобразуются в постоянные, инвариантные величины с использованием преобразования Парка-Горева. Была использована система подчиненного регулирования, в которой выход одного регулятора используется для вычисления задания на другие регуляторы. В связи с этим, время отклика регуляторов становится главным критерием при выборе его параметров.

Основными задачами регуляторов в активном выпрямителе на базе многозонного инвертора тока являются:

• достижение единичного коэффициента мощности на стороне источника;

• регулирование постоянного выходного напряжения.

Ниже приведены уравнения для активного выпрямителя в *DQ0*-системе координат. Уравнения (3.10 – 3.17), в комплексной форме имеют вид:

$$v_{dqs} = r_s i_{dqs} + L_s p i_{dqs} - j\omega L_s i_{dqs} + v_{dqc}$$
(3.18)

$$C_s p v_{dqc} - j \omega C_s v_{dqc} = i_{dqs} - M_{dq} I_d$$
(3.19)

$$L_{d} p I_{d} + r_{d} I_{d} = \frac{3}{2} (v_{dqc} M_{dq}) - V_{cn}$$
(3.20)

$$C_n p V_{cn} = I_d - I_n \tag{3.21}$$

Выше приведены четыре уравнения модели для выпрямителя в комплексной форме. Комплексная форма уравнений используется, чтобы разделить уравнения для получения модулирующих сигналов *Md* и *Mq* в синхронной системе координат. Дифференцируя уравнение (3.18) и умножив на Cs:

$$C_s p v_{dqs} = C_s L_s p^2 i_{dqs} + r_s C_s p i_{dqs} - j \omega L_s C_s p i_{dqs} + C_s p v_{dqc}$$
(3.22)

Используя уравнение (3.19) и подставляя в (3.22):

$$C_{s}pv_{dqs} = C_{s}L_{s}p^{2}i_{dqs} + r_{s}C_{s}pi_{dqs} - j\omega L_{s}C_{s}pi_{dqs} + i_{dqs} - M_{dq}I_{d} + j\omega C_{s}v_{dqc}$$
(3.23)

Приведем (3.23) к виду:

$$C_{s}pv_{dqs} = i_{dqs}(C_{s}L_{s}p^{2} + r_{s}C_{s}p - j\omega L_{s}C_{s}p) + i_{dqs} - M_{dq}I_{d} + j\omega C_{s}v_{dqc} \quad (3.24)$$

Заменим:

$$A_{Idqs} = i_{dqs} (C_s L_s p^2 + r_s C_s p - j\omega L_s C_s p)$$
(3.25)

Тогда приведенное выше уравнение преобразуется:

$$M_{dq} = [A_{Idqs} + j\omega C_s v_{dqc} + i_{dqs} - C_s p v_{dqs}] \frac{1}{I_d}$$
(3.26)

Используя (3.21):

$$I_d = C_n p V_{cn} + I_n \tag{3.27}$$

Подставляя (3.27) в уравнение (3.20):

$$(L_d p + r_d)(C_n p V_{cn} + I_n) = \frac{3}{2}(v_{dqc} M_{dq}) - V_{cn}$$
(3.28)

Получаем:

$$(L_d C_n p^2 + r_d C_n p) V_{cn} + V_{cn} = \frac{3}{2} (v_{dqc} M_{dq}) - (L_d p + r_d) I_n$$
(3.29)

Пусть:

$$A_{Vcn} = V_{cn} (L_d C_n p^2 + r_d C_n p)$$
(3.30)

Уравнение может быть представлено в виде:

$$A_{Vcn} = \frac{3}{2} (v_{dqc} M_{dq}) - (L_d p + r_d) I_n - V_{cn}$$
(3.31)

Используя вышеуказанные условия и используя уравнение (3.26), можно записать:

$$A_{Vcn} = \frac{3}{2} \left[\left[A_{Idqs} + j\omega C_{s} v_{dqc} + i_{dqs} - C_{s} p v_{dqs} \right] \frac{1}{I_d} v_{dqc} \right] - (L_d p + r_d) I_n - V_{cn} \quad (3.32)$$

Известно, что в синхронной системе координат мнимая часть Vdqs равна нулю, т.е. $j\omega C_s v_{dqc} = 0.$

Уравнение (3.32) может предоставлено в виде:

$$A_{Vcn} = \frac{3}{2I_d} \left[A_{Idqs} v_{dqc} + i_{dqs} v_{dqc} \right] - I_n \left(L_d p + r_d \right) - V_{cn}$$
(3.33)

Из уравнения (3.33):

$$A_{Idqs}v_{dqc} + i_{qds}v_{dqc} = \frac{2I_d}{3}A_{Vcn} + \frac{2I_d}{3}I_n(L_d p + r_d) + \frac{2I_d}{3}V_{cn}$$
(3.34)

Упрощая вышеприведенное уравнение:

$$A_{Idqs}v_{dqc} + i_{qds}v_{dqc} = \frac{2I_d}{3} \Big[A_{Vcn} + I_n \Big(L_d p + r_d \Big) + V_{cn} \Big]$$
(3.35)

Разделяя действительные и мнимые части в уравнении (3.35) и приравнивая реальные части, вышеприведенное уравнение примет вид:

$$i_{qs}v_{qc} + i_{ds}v_{dc} + A_{Iqs}v_{qc} + A_{Ids}v_{dc} = \frac{2I_d}{3} \Big[A_{Vcn} + I_n(L_d p + r_d) + V_{cn} \Big]$$
$$i_{ds}^* = \frac{\frac{2I_d}{3} \Big[A_{Vcn} + I_n(L_d p + r_d) + V_{cn} \Big] - v_{qc}(i_{qs} + A_{Iqs}) - A_{Ids}v_{dc}}{v_{dc}}$$
(3.36)

Из уравнения (3.26):

$$M_{dq} = [A_{Idqs} + j\omega C_s v_{dqc} + i_{dqs} - C_s p v_{dqs}] \frac{1}{I_d}$$
(3.37)

Разделив комплекс и приравнивая действительные и мнимые части с обеих сторон получим:

$$M_{d} + jM_{q} = \left[A_{Ids} + jA_{Iqs} + j\omega C_{s}(v_{dc} + jv_{qc}) + i_{ds} + ji_{qs}\right] \frac{1}{I_{d}}$$

$$M_{d} = \left[A_{Ids} - \omega C_{s}v_{qc} + i_{ds}\right] \frac{1}{I_{d}}$$
(3.38)

$$M_q = \left[A_{Iqs} - \omega C_s v_{dc} + i_{qs}\right] \frac{1}{I_d}$$
(3.39)



Рисунок 3.11 – Система управления для выпрямителя тока

На рисунке 3.11 показана система управления активным выпрямителем, в которой сигнал задания на выходное напряжение сравнивается с фактическим постоянным напряжением и сигнал ошибки проходит через ПИ-регулятор напряжения. Выход этого регулятора передается посредством уравнения (3.36), для достижения необходимого значения тока. Полученное задание на входной ток сравнивается с фактическим током, преобразованным к *DQ0*-системе координат, далее сигнал ошибки проходит через ПИ-регулятор тока. Выход регулятора тока используется в уравнении (3.38), для вычисления *Md*.

Сигнал задания на ток *q*-оси сравнивается с фактическим током, преобразованным к *DQ0*-системе координат, далее сигнал ошибки проходит через ПИ-регулятор тока. Выход регулятора используется в уравнении (3.39) для расчета *Mq*. Также можно выразить *Md* и *Mq* в виде коммутационных функций:

$$M_q = 2S_{qp}; M_d = 2S_{dp}$$
 (3.40)

Таким образом, из уравнения (3.40) $S_{qp} = \frac{M_q}{2}$, и $S_{dp} = \frac{M_d}{2}$. Преобразовав с помощью преобразующей матрицы сигналы *Sdp*, *Sqp*, *Sdn*, *Sqn* к *ABC*-системе координат, могут быть получены выражения для *Sap*, *Sbp*, *Scp*, *San*, *Sbn* и *Scn*.

3.5.1 Разработка внешнего контура регулирования по выходному напряжению

Из приведенного выше уравнения (3.30):

$$A_{Vcn} = V_{cn} (L_d C_n p^2 + r_d C_n p)$$
(3.41)

где *A_{Vcn}* – постоянное напряжение на выходе регулятора.



Рисунок 3.12 – Регулятор напряжения

Из рисунка 3.12 мы можем записать выход регулятора, как:

$$A_{Vcn} = K_{Vcn} (V_{cn}^* - V_{cn})$$
(3.42)

Подставляя уравнение (3.42) в (3.41):

$$V_{cn}(L_d C_n p^2 + r_d C_n p) = K_{Vcn}(V_{cn}^* - V_{cn})$$
(3.43)

где *Kvcn* коэффициент усиления регулятора, *Vcn** задание на выходное напряжение, и *Vcn* постоянное напряжение, являющееся фактическим выходным напряжением на нагрузке. Передаточная функция из приведенного выше уравнения (3.43) может быть выражена как:

$$\frac{V_{cn}}{V_{cn}^{*}} = \frac{K_{Vcn}}{L_d C_n p^2 + r_d C_n p + K_{Vcn}}$$
(3.44)

Пусть регулятор представляет собой ПИ-регулятор, следовательно, постоянная времени может быть задана как:

$$K_{Vcn} = K_{pVcn} + \frac{K_{iVcn}}{s}$$
(3.45)

где *КрVсп* – пропорциональный коэффициент регулятора, а *KiVcn* - интегральный коэффициент регулятора. Подставляя уравнение (3.45) в передаточную функцию (3.44):

$$\frac{V_{Cn}}{V_{Cn}^{*}} = \frac{(K_{pVcn} + \frac{K_{iVcn}}{s})\frac{1}{L_{d}C_{n}}}{s^{3} + \frac{r_{d}}{L_{d}}s^{2} + \frac{K_{pVcn}}{L_{d}C_{n}}s + \frac{K_{iVcn}}{L_{d}C_{n}}}$$
(3.46)

Сравнивая знаменатель (3.46) с полиномом третьего порядка:

$$P^3 + 2P^2\omega_0 + 2P\omega_0^2 + \omega_0^3 = 0$$

Получаем:

$$2\omega_0^2 = \frac{K_{pVcn}}{L_d C_n}, \ \omega_0^3 = \frac{K_{iVcn}}{L_d C_n}, \ K_{pVcn} = 2\omega_0^2 L_d C_n, \ K_{iVcn} = \omega_0^3 L_d C_n$$
(3.47)

3.5.2 Разработка внутреннего контура регулирования по отклонению входного тока

Из уравнения (3.25):

$$A_{Idqs} = i_{dqs} (C_s L_s p^2 + r_s C_s p - j\omega L_s C_s p)$$
(3.48)

где Alqds регулируемый ток на выходе.



Рисунок 3.13 – Структура регулятора тока

Из рисунка 3.13, выход регулятора:

$$A_{Idqs} = K_{Idqs} (i^*_{dqs} - i_{dqs})$$
(3.49)

Подставляя в уравнение (3.48):

$$i_{dqs}(C_s L_s p^2 + r_s C_s p - j \omega L_s C_s p) = K_{Idqs}(i^*_{dqs} - i_{dqs})$$
 (3.50)

Составим уравнения для реальной и мнимой частей тока:

$$i_{ds}(C_{s}L_{s}p^{2} + r_{s}C_{s}p - j\omega L_{s}C_{s}p) = K_{Ids}(i^{*}_{ds} - i_{ds})$$
$$i_{qs}(C_{s}L_{s}p^{2} + r_{s}C_{s}p - j\omega L_{s}C_{s}p) = K_{Iqs}(i^{*}_{qs} - i_{qs})$$

Запишем передаточную функцию регулятора тока:

$$\frac{i_{ds}}{i^{*}_{ds}} = \frac{(sK_{pIds} + K_{iIds})\frac{1}{L_{s}C_{s}}}{s^{3} + \frac{r_{s}C_{s} - j\omega L_{s}C_{s}}{L_{s}C_{s}}s^{2} + \frac{K_{pIds}}{L_{s}C_{s}}s + \frac{K_{iIds}}{L_{s}C_{s}}}$$
(3.51)

Сравнивая знаменатель (3.51) с полиномом третьего порядка:

$$K_{pIds} = 2\omega_0^2 L_s C_s$$
$$K_{iIqs} = \omega_0^3 L_s C_s$$

Аналогичная процедура для *q*-оси тока регулятора, передаточная функция может быть записана в виде:

$$\frac{i_{qs}}{i^{*}_{qs}} = \frac{(sK_{pIqs} + K_{iIqs})\frac{1}{L_{s}C_{s}}}{s^{3} + \frac{r_{s}C - j\omega L_{s}C_{s}}{L_{s}C_{s}}s^{2} + \frac{K_{pIqs}}{L_{s}C_{s}}s + \frac{K_{iIqs}}{L_{s}C_{s}}}$$
(3.52)

Сравнивая знаменатель (3.52) с полиномом третьего порядка:

$$K_{pIqs} = 2\omega_0^2 L_s C_s$$
$$K_{iIqs} = \omega_0^3 L_s C_s$$

3.6 Результаты моделирования замкнутой системы управления

В данном разделе представлены результаты имитационного моделирования динамических свойств замкнутой системы управления активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока при изменении сигнала задания на выходное набросе нагрузки. Система управления напряжение, а также полностью соответствует двухконтурной системе подчиненного регулирования, которая была проанализирована и представлена ранее. Основные формулы И законы формирования импульсов управления соответствуют многозонному инвертору тока, с той лишь разницей, что в обращенном режиме ток звена постоянного тока отбирается от сети с длительностью, пропорциональной амплитуде текущей фазы и пропорционально коэффициенту модуляции конвертора. Таким образом, при М=0 ток с сети не берется, а соответственно и напряжение на нагрузке равно нулю.

На рисунке 3.14 показаны результаты моделирования активного выпрямителя на базе инвертора тока с замкнутой системой управления при изменении сигнала задание на выходное постоянное напряжение со 120 В до 200 В. Уровень пульсаций в звене постоянного тока не превышают 5% от среднего значения тока.



Рисунок 3.14 – Осциллограммы тока преобразователя *Iar*, потребляемого активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока, сетевого напряжения *Vas* и тока *Ias*, а также тока нагрузки *In* при изменении сигнала задания на выходное напряжение со 120 В до 200 В



Рисунок 3.15 – Осциллограммы сигнала задания на выходное напряжение *Vcn** и выпрямленного напряжения *Vcn* при изменении сигнала задания на выходное напряжение со 120 В до 200 В

На рисунке 3.15 представлены осциллограммы сигнала задания на выходное выпрямленное напряжение и фактическое напряжение звена постоянного тока. Видно, что переходной процесс заканчивается за пять периодов сетевого напряжения. Зависимость тока звена постоянного тока от коэффициента модуляции - линейная, что позволяет регулировать входной ток последующего звена преобразования электрической энергии во всем диапазоне, а соответственно и регулировать выходное напряжение системы генерирования в целом.

Также был проведен анализ динамических свойств системы управления при набросе активно-индуктивной нагрузки на 40%. На рисунке 3.16 представлены осциллограммы тока преобразователя *Iar*, потребляемого активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока, сетевого напряжения *Vas* и тока *Ias*, а также тока нагрузки *In* при набросе нагрузки на 40% (с 25 Ом до 15 Ом). Можно заметить, что сетевой ток и входное сетевое напряжение синфазны. Изменяя фазу вектора задающего тока входного конвертора возможно регулирование входного коэффициента мощности.



Рисунок 3.16 – Наброс нагрузки с 25 Ом до 15 Ом

3.7 Выводы по третьей главе

Разработанная имитационная модель активного выпрямителя на базе многозонного инвертора тока, входящего в состав системы генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты, как первое звено преобразование электрической энергии *AC-DC*, позволила осуществить численные расчеты электромагнитных процессов в системе.

При помощи представленного метода разработки системы замкнутой системы необходимых коэффициентов управления расчет сделан пропорционально-интегральных регуляторов. Результаты имитационного моделирования показали, что алгоритм управления активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока, обеспечивает регулирование выходного напряжения с коррекцией входного коэффициента мощности, где фазовый сдвиг входных токов компенсируется за счет внутреннего токового контура, который обеспечивает устойчивое состояние преобразователя, генерируя желаемый ток. Внешний контур регулирования по напряжению используется для поддержания необходимой величины выходного постоянного напряжения.

Использование широтно-импульсной модуляции позволяет уменьшить входные гармоники тока и выходные пульсации напряжения. Представленные режимы работы активного выпрямителя на базе инвертора тока позволяют наиболее полно представить работу преобразователя. Также были проведено моделирование работы динамических режимов полупроводникового преобразователя, заключающиеся в мгновенных изменениях величины нагрузки и сигнала задания на выходное напряжение, показавшее качество переходных процессов, удовлетворяющее требования ГОСТ – 54073-2010.

4 ФИЗИЧЕСКИЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

4.1 Основные цели и задачи экспериментального исследования

Разработанные в настоящей диссертации математические и имитационные модели анализа электромагнитных процессов в системе генерирования переменного тока постоянной частоты на базе синхронного генератора с постоянными магнитами и многозонных электронных конверторов в общем виде дают представления об энергетических показателях системы. Проведенный анализ различных энергетических характеристик и параметров в целом позволяет определить основные критерии выбора оптимальных значений функциональных узлов системы генерирования. Подтверждающим критерием правильности выявленных физический эксперимент. характеристик является Создание полноценного макетного образца, позволяющего в полной мере подтвердить или выявить неучтенные особенности в различных режимах работы рассматриваемой СГЭЭ связанно с разработкой многофункционального испытательного стенда. В этой связи экспериментальная часть текущего исследования будет основываться только на подтверждении принципиальных возможностей построения трехфазного многозонного инвертора тока, работающего на активно-индуктивную нагрузку, и выполняющего роль регулируемого источника тока в цепи нагрузки, а также на подтверждении реализации процедуры преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления многозонным инвертором тока.

С этой целью был собран макет исследуемой энергетической установки, включающей источник постоянного напряжения со входным фильтром, силовую схему преобразователя, выполненного на базе трехфазного многозонного инвертора тока с широтно-импульсной модуляцией, выходной конденсаторный делитель, нагрузку и систему управления преобразователем. На рисунке 4.1 приведена функциональная блок схема, поясняющая структуру испытательного макета.



Рисунок 4.1 – Функциональная схема испытательного макета трехфазного многозонного инвертора тока

В этой главе объясняется процесс синтеза двенадцати независимых сигналов от ПЛИС, требованиях к перекрытию импульсов управления в многозонном инверторе тока. Показан вариант реализации перекрывания импульсов управления на дискретных элементах, в случае отсутствия микропроцессора. Приведены параметры используемых в макете транзисторов и диодов. Представлены фотографии готового макетного образца, а также результаты физического эксперимента.

4.2 Реализация системы управления многозонным инвертором тока на базе программируемой логики

Система управления полупроводниковым преобразователем основывается на цифровой реализации алгоритмов управления с использованием процедуры преобразования алгоритма управления инвертора напряжения для работы инвертора тока, описанного в главе 2, на базе высокопроизводительной программируемой логической интегральной схемы. В нее включены:

 Программируемая логическая интегральная схема, осуществляющая формирование импульсов управления транзисторами с возможностью регулирования глубины модуляции;

• Платы драйверов, усиливающие сигналы управления транзисторами с трансформаторной развязкой силовой цепи и управления.

На рисунке 4.2. Представлена внутренняя структура программируемой интегральной микросхемы, где *Ma*, *Mb*, *Mc* – модулирующие сигналы, *Vref* – опорный сигнал, a the сигнал *clk* – сервисный сигнал тактирования.

При реализации системы управления для многозонного инвертора тока была использована ПЛИС фирмы *Microsemi A3P250* с частотой 350 МГц.



Рисунок 4.2 – Результаты эксперимента. Структура программируемой логической интегральной схемы

4.3 Перекрытие импульсов управления в многозонном инверторе тока

Мертвое время между двумя транзисторами в стойке инвертора напряжения является одним из важных аспектов в высоковольтных преобразователях. Мертвое время необходимо в инверторе напряжения, вследствие того, что транзисторы, используемые в силовой схеме преобразователя, недостаточно быстро реагируют на изменения сигналов управления. То есть, существует такой промежуток времени, в котором один транзистор включается, а комплементарный транзистор выключается, вследствие чего возможно короткое замыкание на входе преобразователя.

В случае инвертора тока или активного выпрямителя на базе инвертора тока необходимо не мертвое время, а время перекрытия импульсов управления, который необходимо реализовать между тремя верхними и тремя нижними транзисторами преобразователя. Если будет некоторая задержка между включением и выключением двух верхних транзисторов, то будет отсутствовать контур

протекания для тока индуктивности. В данной ситуации транзисторы могут выйти из строя из-за большой индуктивности на входе инвертора, при которой отсутствие контура протекания тока может вызвать выброс энергии, запасенной в ней. Таким образом, в целях исключения данной аварийной ситуации должны быть введены времена перекрытия импульсов управления транзисторами, для того, чтобы реализовать контур протекания для тока индуктивности.



Рисунок 4.3 – Мертвое время между двумя транзисторами в стойке инвертора напряжения



Рисунок 4.4 – Время перекрытия между тремя верхними транзисторами в инверторе

тока

При реализации системы управления на дискретной логике, перекрытие импульсов управления может быть реализовано следующим образом. На рисунке 4.5 представлена простейшая схема реализации перекрытия импульса управления. Логический элемент «И-НЕ» соединен с конденсатором и диодом так, как показано на рисунке, такое соединение используется для достижения перекрытия импульса. Данная схема должна использоваться для достижения перекрытия импульсов для всех сигналов управления.



Рисунок 4.5 – Схематическое исполнение перекрытия управляющих импульсов на дискретной логике

4.4 Компоненты, используемые при проектировании макета

Для изготовления физического макета преобразователя в лаборатории были использованы MOSFET транзисторы IXFN110N60P3, фирмы IXYS с параметрами: *Vdss*=600 B, *Id*=25 A, *Rds(on)*=56 мОм, $t\leq$ 250 нс. Двенадцать транзисторов используются для реализации силовой схемы преобразователя, высокочастотные диоды MUR460, фирмы ON Semiconductor с параметрами: *If*=4 A, *Vrrm*=600 B, соединены последовательно с каждым из транзисторов для обеспечения однонаправленного протекания тока через транзистор.

4.5 Физический макет и результаты эксперимента

Параметры эксперимента: входное напряжение E=100 В, индуктивность в звене постоянного тока Ld=15 мГн, выходные конденсаторы Cf=16 мкФ, сопротивление нагрузки Rh=30 Ом, частоты коммутации fk=5000 Гц. Такой испытательный макет позволил провести физический эксперимент в реальных условиях.

Частота выходного фазного напряжения равняется 50 Гц для всех временных диаграмм. В силу особенностей функционирования транзисторного преобразователя форма выходного напряжения существенно искажается, что требует увеличения значений фильтрующих элементов силовой схемы.

На рисунках 4.6 и 4.7 приведены результаты физического эксперимента реализации процедуры преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления инвертора тока, а именно: коммутационная функция *c*1, сигнал распределения импульсов перекрытия *Ssa*, нулевые состояния инвертора тока *Sd*, и сигнал управления верхним транзистором фазы «А» *Tap*.



Рисунок 4.6 – Результаты эксперимента. Временные диаграммы



Рисунок 4.7 – Результаты эксперимента. Временные диаграммы с увеличенной областью



Внешний вид элементов испытательного стенда приведен на рисунках 4.8 – 4.12.

Рисунок 4.8 – Цифровая система управления полупроводниковым преобразователем



Рисунок 4.9 – Внешний вид макета полупроводникового преобразователя



Рисунок 4.10 – Внешний вид макета полупроводникового преобразователя



Рисунок 4.11 – Выходной фильтр преобразователя и плата драйвера



Рисунок 4.12 – Силовая схема многозонного инвертора тока

На рисунках 4.13 – 4.21 приведены временные диаграммы фазного напряжения на нагрузке и входной ток преобразователя, выходного напряжения и тока, а также фазного выходного напряжения и тока преобразователя до выходного фильтра для первой и второй зон преобразователя.



Рисунок 4.13 – Выходное фазное напряжение и входной ток преобразователя для

первой зоны



Рисунок 4.14 – Выходные фазные напряжение и ток для первой зоны



Рисунок 4.15 – Выходные фазные напряжение и ток для первой зоны



Рисунок 4.16 – Выходное фазное напряжение и входной ток преобразователя для



Рисунок 4.17 – Выходное фазное напряжение и входной ток преобразователя для второй зоны (с увеличенной областью)



Рисунок 4.18 – Выходные фазные напряжение и ток для второй зоны



Рисунок 4.19 – Выходные фазные напряжение и ток для второй зоны



Рисунок 4.20 – Выходное фазное напряжение на нагрузке и ток преобразователя

до выходного фильтра



Рисунок 4.21 – Выходное фазное напряжение на нагрузке и ток преобразователя до выходного фильтра (с увеличенной областью)

4.6 Выводы по четвертой главе

Таким образом, в ходе физического эксперимента была подтверждена принципиальная возможность построения трехфазного многозонного инвертора тока, работающего на активно-индуктивную нагрузку, выполняющего роль регулируемого источника тока в цепи нагрузки.

Реализация процедуры преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления инвертором тока на базе микропроцессорной системы управления с использованием программируемой логической интегральной логике показала возможность использование данного преобразования в реальных преобразователях, входящих в системы генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данная диссертационная работа посвящена исследованию энергетических характеристик и алгоритмов управления новыми схемами многозонных электронных конверторов в системах генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты на базе магнитоэлектрического генератора и полупроводникового преобразователя.

Основные результаты выполненной работы состоят в следующем:

1. Проведен анализ и физическое обоснование энергетической эффективности предложенных структурных вариантов систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов и многозонных электронных конверторов;

2. Разработаны новые схемы многозонных конверторов, получены результаты анализа их энергетических характеристик, которые имеют лучшие показатели качества выходного напряжения, входного тока, а также обладают меньшим количеством полупроводниковых элементов;

3. Разработаны математические модели трехфазных многозонных электронных конверторов, обеспечивающие общий анализ энергетических показателей преобразователей, входящих в состав автономных систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты;

4. С использованием имитационного моделирования в среде PSIM получены основные энергетические характеристики трехфазных многозонных выпрямителей и многозонных инверторов тока, входящих в систему генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты;

5. Разработана инженерная методика расчета полного сопротивления нагрузки для многозонного инвертора тока в составе системы генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты, позволяющая наиболее полно оценить величину полного сопротивления нагрузки многозонного конвертора; 6. Предложена и исследована процедура преобразования алгоритма управления инвертором напряжения в алгоритм управления инвертором тока, позволяющая использовать ранее сгенерированные сигналы управления инвертором напряжения для управления инвертором тока, а также многозонным инвертором тока;

7. Разработан и исследован алгоритм управления замкнутой системы управления активным выпрямителем на базе многозонного инвертора тока с использованием широтно-импульсной модуляции, входящего в состав автономных систем генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты, позволяющий улучшить качество выходного напряжения и входного тока, что ведет к улучшению электромагнитной совместимости устройств по входу и выходу;

8. Разработан макет трехфазного многозонного инвертора тока, работающего на активно-индуктивную нагрузку, выполняющего роль регулируемого источника тока в цепи нагрузки, и проведены физические эксперименты, подтверждающие принципиальную возможность построения данного типа преобразователей.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- Никитин Б. В. Транзисторные преобразователи постоянного напряжения в синусоидальное / Б. В. Никитин // Полупроводниковые приборы и их применение (М), 1965. – Выпуск 14. – С. 243–259.
- Васильев, С. В. Выбор структуры систем электроснабжения автономных объектов / М. Ю. Васильев, С. В. Козырев, С. И. Маслов и др. – Москва: МЭИ, 1987. – 90 с.
- Chong K. H. J. High power medium voltage drives / K. H. J. Chong, R. D. Klug // in Proceedings PowerCon, Nov. 21–24, 2004. – vol. 1. – P. 658–664.
- Klug R. D. High power medium voltage drives Innovations portfolio, trends / Klug R.
 D., N. Klaassen // Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl., Sep. 11–14, 2005. 10 p.
- Rashid M. H. Power Electronics Handbook / M. H. Rashid // 2nd edition, New York: Academic, 2006. – 90 p.
- 6. Харитонов С. А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов: монография / С. А. Харитонов // Новосибирск изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.
- 7. Харитонов С. А. Некоторые энергетические соотношения в системе генерирования электрической энергии «переменная скорость-постоянная частота» на базе синхронных генераторов с возбуждением от постоянных магнитов и инверторов напряжения / С. А. Харитонов // Техническая электродинамика, тематический выпуск. Часть 3. – Киев, 2006. – С. 51-58.
- Харитонов С. А. Энергетические Соотношения в Системе «Магнитоэлектрический Синхронный Генератор – Активный Выпрямитель» / С. А. Харитонов // Электроника Сибири. – Выпуск 2. – Новосибирск, изд. НГТУ, 2007. – С. 9-17.
- 9. Бородин Н. И. Система генерирования электрической энергии «переменная скорость постоянная частота» на базе синхронного генератора с

возбуждением от постоянных магнитов и инверторов напряжения. / Н. И. Бородин, М. А. Маслов, А.В. Левин, Д. В. Коробков, М.М. Юхнин, С. А. Харитонов, Э.Я. Лившиц // Сборник тезисов. – IX симпозиум «Электротехника 2030». – Перспективные технологии электроэнергетики. Московская обл. 29-31 мая. 2007. – С. 301-302.

- Харитонов С. А. Результаты разработки системы генерирования электрической энергии типа «переменная скорость – постоянная частота» на базе синхронного генератора и инверторов напряжения / С. А. Харитонов, Н. И. Бородин, Д. В. Коробков, М.М. Юхнин, В.В. Машинский, М. А. Маслов, А. В. Левин, А. Ю. Храмов, Э. Я. Лившиц // Силовая интеллектуальная электроника. Новосибирск, №1(7), 2007. – С. 17-20.
- Харитонов С. А. Система «синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов – активный выпрямитель» (Математическая модель) / С. А. Харитонов // Электротехника, 2009. – № 11. – С. 5.
- Clements N. Design Considerations for a Stator Side Voltage Regulated Permanent Magnet AC Generator / N. Clements, G. Venkataramanan, T. M. Jahns // Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. – ECCE 2009. – P. 2763-2770.
- Mitcham A. J. Permanent Magnet Generator Options for the More Electric Aircraft / A.J. Mitcham, J.J.A. Cullen // 2002 International Conference on Power Electronics, Machines, and Drives. - Publ. No. 487. – 4-7 June 2002. – P. 241-245.
- Naidu M. A High-Efficiency High Power-Generation System for Automobiles / M. Naidu, N. Boules, R. Henry // IEEE Transactions on Industry Applications. – Vol 33, Issue 6, Nov. – Dec. 1997. – P. 1535-1543.
- Ganev E. High Reactance Permanent Magnet Machine for High Performance Power Generation Systems / E. Ganev // SAE Transactions, Journal of Aerospace. – Vol. 115. – Nov. 2006. – P. 273.

- Elbuluk M.E. Potential Starter-Generator Technologies for Future Aerospace Application / M.E. Elbuluk, M.D. Kankam // IEEE AES Systems Magazine. – Oct. 1996. – P. 16-24.
- Cheng K.W.E. Comparative Study of AC/DC Power Converters for More Electric Aircraft / K.W.E. Cheng // Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives. – 21-23 Sept. 1998. – P. 299-304.
- Jian A. Voltage Regulation with STATCOMs: Modeling, Control, and Results / A. Jian, K. Joshi, A. Behal, N. Mohan // IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 21, Issue 2. April 2006. P. 726-735.
- 19. Отчет о НИР. «Оптимизация активной зоны и параметров электрогенератора повышенной мощности для самолета с повышенным уровнем электрификации». МАИ. Москва. 2011 г.
- 20. Куркалов И.И. Исследование магнитного поля реакции якоря и тягового усилия линейного синхронного двигателя с ферромагнитными полюсами на экспериментальной модели / И.И. Куркалов, Ю.Н. Жиличев // Бесконтактные электрические машины, 1980. – вып.19. – С. 175-183.
- Зечихин Б.С. Исследование магнитного поля в активном зазоре синхронной машины с постоянными магнитами / Б.С. Зечихин, Ф.Г. Тимершин // Электромеханика. Изв. ВУЗов, 1977. №1. С. 30-39.
- 22. Зечихин Б.С. Электромагнитные поля и параметры синхронных машин с редкоземельными постоянными магнитами без полюсных наконечников / Б.С. Зечихин, Н.П. Старовойтова, О.Ю. Цыбакова // Электромеханика, 1988. №5. С. 35-42.
- 23. Отчет о НИР. «Технические предложения по созданию системы электроснабжения и силовых электромеханических приводов». ОАО «АКБ «Якорь». Москва. 2008 г.

- 24. Oliveira D.S. A Three-Phase High-Frequency Semicontrolled Rectifier for PM WECS / D.S. Oliveira, M.M. Reis, C. Silva, L B. Colado, F. Antunes, B.L. Soares // IEEE Transactions on Power Electronics. – vol.25, no.3. – P. 677-685.
- 25. Dai J. A Novel Control Scheme for Current-Source Converter-Based PMSG Wind Energy Conversion Systems / J. Dai, D.D. Xu, B. Wu // IEEE Transactions on Power Electronics. – vol.24, no.4. – P. 963-972.
- 26. Tenca P. Current Source Topology for Wind Turbines With Decreased Mains Current Harmonics, Further Reducible via Functional Minimization / P. Tenca, A.A. Rockhill, T.A. Lipo, P. Tricoli // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol. 23, no.3. – P. 1143-1155.
- 27. Rodriguez J. Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives / J. Rodriguez, S. Bernet, Wu Bin, J. O. Pontt, S. Kouro // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – vol. 54, no. 6, P. 2930-2945, 2007.
- Kouro S. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters / S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, J. I. Leon // IEEE Transactions on Power Electronics. 2010. vol. 57, no. 8. P. 2553-2580.
- Rodrigues J. I. A multilevel inverter topology for inductively coupled power transfer / J. I. Rodrigues, S. B. Leeb // IEEE Transitions Power Electronics. 2006. no. 6. P. 1606-1617.
- Krug D. Comparison of 2.3-kV Medium-Voltage Multilevel Converters for Industrial Medium-Voltage Drives / D. Krug, S. Bernet, S. S. Fazel, K. Jalili, M. Malinowski //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2007. – vol. 54, no. 6. – P. 2979-2992.
- Steimer P. K. A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters / J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, I. E. Lizama // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2010. vol. 57, no. 7. P. 2219-2230.
- 32. Teichmann R. A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications / R. Teichmann, S. Bernet // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2005. – vol. 41, no.3. – P. 855-865.
- Bruckner T. The active NPC converter and its loss-balancing control / T. Bruckner,
 S. Bernet, H. Guldner // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2005. vol.
 52, no. 3. P. 855-868.
- 34. Senturk O. S. Medium voltage three-level converters for the grid connection of a multi-MW wind turbine / O. S. Senturk, L. Helle, S. Munk-Nielsen, P. Rodriguez, R. Teodorescu // In Proc. EPE 2009. – P. 1-8.
- 35. Hosoda H. Multi-level converters for large capacity motor drive / H. Hosoda, S. Peak // In Proc. IECON'10. 2010. P. 516-522.
- 36. Altin M. Overview of recent grid codes for wind power integration / M. Altin, O. Goksu, R. Teodorescu, P. Rodriguez, B. Bak-Jensen, L.Helle // Proc. of OPTIM'2010. 2010. P. 1152-1160.
- 37. Electric power converter / R.H. Baker. US Patent № 3867643. 18.02.75.
- 38. Кобзев А. В. Многозонная импульсная модуляция / А. В. Кобзев // Наука. Новосибирск, 1979. – 350 с.
- 39. Тонкаль В. Е. Способы улучшения качества выходного напряжения автономных инверторов / В. Е. Тонкаль, К.А. Липковский, Л.П. Мельничук // Киев, 1972. – 92 с. (АН УССР, ИЭД, № 49).
- 40. Гречко Э.Н. Тиристорный инвертор с амплитудно-импульсной модуляцией кривой выходного напряжения / Э.Н. Гречко // Проблемы техн.
 Электродинамики. 1975. выпуск 50. С. 78-80.
- 41. Транзисторный инвертор / В.С. Моин, И.А. Войтович. Авторское свидетельство СССР № 575751 от 25.04.75. БИ № 37, 1977.
- 42. Преобразователь напряжения / И.И. Черный. Авторское свидетельство СССР № 413590. БИ № 4, 1974.

- 43. Понижающий бестрансформаторный инвертор / В.С. Моин, Н.Н. Лаптев. Авторское свидетельство СССР № 1089740 от 12.1982. БИ № 16, 1984.
- 44. Nabae A. A new neutralpoint clamped PWM inverter / A. Nabae, J. Takahashi, H. Akagi // IEEE Trans. Ind. Applic. 1981. v. 17, no. 2. P. 4.
- 45. Meynard T.A., Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters / T.A. Meynard, H. Foch // Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference. –1992. – P. 397-403.
- 46. Steiner M. A New Transformerless Topology for AC-fed Traction Vehicles using Multi-Star Induction Motors / M. Steiner // Conf. Proc. EPE Lausanne. – 1999. – P. 153-158.
- 47. Blaajberg F. PWM Z-source NPC inverter / P.C. Lox, F. Blaajberg, S. Y. Feng, R.
 N. Soon // Proc. APEC2006. 2006. P. 40-46.
- 48. Шавелкин А. А. Минимизация силовых цепей многоуровневых преобразователей частоты для электроприводов среднего напряжения / А.А. Шавелкин // Техническая электродинамика. – тематический выпуск «Силовая электроника и энергоэффективность». – часть 3. – 2005. – С. 38-43.
- 49. Мыцык Г.С. Анализ и оценка форм выходного напряжения преобразователей с амплитудно-импульсной модуляцией / Г.С. Мыцык, В.Г. Пикулин, Н.Б. Шевякова // Электричество. 1979. №11. С. 25-30.
- 50. Гречко Э. Н. Автономные инверторы модуляционного типа / Э. Н. Гречко, В. Е. Тонкаль // Наук. Думка. – Киев, 1983. – С. 304.
- 51. Ueda S. A current source GTO inverter with sinusoidal Output voltage and current / M. Hombu, S. Ueda, and A. Ueda // IEEE Transactions on Industry Applications. – Sep/Oct 1985. – vol. 21, no. 2. – P. 1192-1198.
- 52. Hombu M. A current source GTO inverter with sinusoidal input and outputs / M. Hombu, S. Ueda, and A. Ueda // IEEE Transactions on Industry Applications. –Mar. 1987. vol. 23, no. 2, P. 247-255.

- 53. Nonaka S. New GTO current source inverter with pulsewidth modulation control techniques / S. Nonaka and Y. Neba // IEEE Transactions on Industry Applications. July/Aug. 1986. vol. 22, no. 4. P. 666-672.
- 54. Nonaka S. A PWM GTO current source converter– inverter system with sinusoidal inputs and outputs / S. Nonaka and Y. Neba //IEEE Transactions on Industry Applications. –1989. – vol. 25, no. 1. – P. 76-85.
- 55. Bendre A. A current source PWM inverter with actively commutated SCR's / A. Bendre, I. Wallace, J. Nord and G. Venkataramanan // IEEE Transactions on Power Electronics. 2002. vol. 17, no. 4. P. 461-468.
- 56. Bao J. Multilevel Current Source Inverter Topologies Based on the Duality Principle / J. Bao, W. Bao S. Wang and Z. Zhang // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – vol. 17, no. 4. – P. 322-326.
- 57. Barbosa P. G. Boost current multilevel inverter and its application on single phase grid connected photovoltaic system / P. G. Barbosa, H. A. C. Braga, M. C. Barbosa, E. C. Teixeria // IEEE Trans. on Power Electronic. 2006. vol. 21, no. 4. P. 1116-1124.
- Li R. An active modulation technique for single-phase grid connected CSI / R. Li,
 H. S. Chung, T. K. M. Chan //IEEE Transitions on Power Electronic. 2007. vol.
 22. P. 1373-1380.
- Klumpner C. Using reverse blocking IGBTs in power converters for adjustable-speed drives / C. Klumpner, F. Blaajerg // IEEE Trans. on Industry Applications. – May/June 2006. – vol. 42, no. 3. – P. 807-816.
- 60. Joos G. A high performance current source inverter / G. Joos, G. Moschopoulos, P. D. Ziogas // IEEE Trans. Power Electron. Oct. 1993. vol. 8, no. 4. P. 571-579.
- Espinoza J. R. Current-source converter on-line pattern generator switching frequency minimization / J. R. Espinoza, G. Joos // IEEE Trans. Ind. Electron. – Apr. 1997. – vol. 44, no. 2. – P. 198-206.

- 62. Zmood D. N. A generalized approach to the modulation of current source inverters / D. N. Zmood, D. G. Colmes // In Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. 1998. P. 739-745.
- 63. Sudhoff S. D. Start up performance of load-commutated inverter fed synchronous machine drives / S. D. Sudhoff, E. L. Zivi, T. D. Collins // IEEE Trans. Energy Convers. – 1995. – vol. 10, no. 2. – P. 268-274.
- 64. Antunes F. L. M. Application of a generalized current multilevel cell to current-source inverters / F. L. M. Antunes, H. A. C. Braga, I. Barbi // IEEE Trans. Ind. Electron. – Apr. 1999. – vol. 46, no. 1. – P. 31-38.
- 65. Barbosa P. G. Boost current multilevel inverter and its application on single-phase grid connected photovoltaic systems / P. G. Barbosa, H. A. Carvalho, M. D. C. Barbosa, E. Coelho // IEEE Trans. Power Electron. – Jul. 2006. – vol. 21, no. 4. – P. 1116-1124.
- 66. Rodríguez J. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications
 / J. Rodríguez, J. S. Lai, F. Z. Peng // IEEE Trans. Ind. Electron. Aug. 2002. vol.
 49, no. 4. P. 724-738.
- 67. Holmes D. G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters / B. P. McGrath,
 D. G. Holmes // IEEE Trans. Ind. Electron. Aug. 2002. vol. 49, no. 4. P. 858-867.
- Leon J. I. Three-dimensional feedforward space vector modulation applied to multilevel diode-clamped converters / J. I. Leon, S. Vazquez, R. Portillo, L. G. Franquelo, J. M. Carrasco, P. W. Wheeler, A. J. Watson // IEEE Trans. Ind. Electron. – Jan. 2009. – vol. 56, no. 1. – P. 101-109.
- 69. Pontt J. Current-source converter and cycloconverter topologies for industrial medium-voltage drives / J. Pontt, J. Rodríguez, S. Bernet, S. Kouro // IEEE Trans. Ind. Electron. – Jul. 2008. – vol. 55, no. 7. – P. 2786-2797.
- 70. McGrath B. P. Natural Current Balancing of Multicell Current Source Converters /
 B. P. McGrath, D. G. Holmes // Dept. of ECSE, Monash University. P. 21-26.

- 71. Noguchi S. New H-Bridge Multilevel Current-Source PWM Inverter with Reduced Switching Device Count / S. Noguchi, T. Noguchi // The 2010 International Power Electronics Conference. – P. 103-107.
- 72. Z. Bai, Z. Zhang, Y. Zhang A Generalized Three-Phase Multilevel Current Source Inverter with Carrier Phase-Shifted SPWM / Z. Bai, Z. Zhang, Y. Zhang // IEEE Trans. Ind. Electron. – P.220-227.
- 73. Zhang Z. C. Multi-modular current-source SPWM converter for superconducting magnetic energy storage system / Z. C. Zhang // IEEE Trans on PE. – 1993. – Vol.8, No.3. – P. 250-256.
- 74. Braga C. A New Technique for Parallel Connection of Commutation Cells: Analysis, Design and Experimentation / Henrique A. C. Braga, I. Barbi // PESC-1995 conference. – P. 81-86.
- 75. Mwinyiwiwa B. M. M. Delta-modulated bucktype PWM converter / B. M. M. Mwinyiwiwa, P. M. Birks, B. T. Ooi // IEEE Transactions on Industry Applications. May/June 1992. vol. 28, no. 3. P. 552-557.
- 76. Ojo O. Analysis of Three-Phase PWM Buck Rectifier Under Modulation Magnitude and Angle Control / O. Ojo, I. Bhat // IEEE-Industry Application Conference Record. – June 1993. – vol. 2. – P. 917-919.
- 77. Hiti S. A new control algorithm for three phase PWM buck rectifier with input displacement factor compensation / S. Hiti, V. Vlatkovic, D. Borojevic, F. C. Lee // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1994. – vol. 9, no. 2. – P. 173-179.
- 78. Sato Y. A current type PWM rectifier with active damping function / Y. Sato, T. Kataoka // IEEE Transactions on Industry Applications. May/June 1996. vol. 32, no. 3. P. 553-541.
- 79. Волков А.Г. Разработка и исследование многозонных выпрямителей / А.Г. Волков, Г. С. Зиновьев // Десятая международная конференция-семинар по микро/нанотехнологиям и электронным приборам (EDM 2009). – Сборник

трудов. Новосибирский государственный университет. – 1-6 июля, 2009. – С. 372-378.

- 80. Volkov A. G. High-voltage Rectifiers for New Systems of Electrosupply of Railways / А. Г. Волков, Г. С. Зиновьев, А. П. Косарев // International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering Sibircon-2010. – Volume II. – Irkutsk Listvyanka, Russia, July 11-15, 2010. – P. 649-652.
- 81. Волков А. Г. Анализ нового многозонного выпрямителя для электровоза типа ВЛ85 / А. Г. Волков, Г. С. Зиновьев // Материалы Х международной конференции Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения. – АПЭП-2010. – Том 7. – С. 18-23.
- 82. Volkov A. G. Analysis of New Multizone Rectifier for Electric Locomotives of VI85 Type / А. П. Косарев, А. Г. Волков, Г. С. Зиновьев // International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2010). – Erlagol, Altai. – June 30-July 4, 2010. – P. 475-479.
- 83. Volkov A. G. Development and Research of Three-phase Multizone AC-DC Converters / А. Г. Волков, Г. С. Зиновьев // Twelfth international conference and seminar on micro/nanotechnologies and electron device (EDM 2011). – Erlagol, Altai. – June 30 – July 4, 2011. – P. 377-380.
- 84. Волков А. Г. Автономная система электроснабжения с плавающей частотой стабилизированного переменного напряжения на базе асинхронного генератора и компенсатора реактивной мощности на основе инвертора тока / А. Г. Волков, Г. С. Зиновьев, А. В. Сидоров, С. А. Харитонов // Материалы XI конференции Проблемы Международной Актуальные Электронного Приборостроения, АПЭП. – 2-4 октября 2012. – Новосибирск: НГТУ, 2012. – Том 7. – С. 93-96.
- 85. Volkov A. G. The method of Data Exchange between High Performance PWM Modulator and MCU / M. A. Дыбко, А. Г. Волков, Д. В. Макаров // XIII

International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2012). – Section VII. – Erlagol. – P. 308-312.

- 86. Зиновьев Г. С. Сравнительный анализ трёхфазных многозонных преобразователей сетевого напряжения / Г. С. Зиновьев, А. Г. Волков // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. – Частина 2. – Київ, 2012. – С.137-142.
- 87. Волков А. Г. Исследование мехатронной системы для автономного генерирования напряжения переменной частоты постоянной амплитуды на базе магнитоэлектрического генератора и полупроводникового преобразователя / А. Г. Волков, Г. С. Зиновьев, С. А. Харитонов // Технічна електродинаміка. – № 2. – Київ, 2012. – С.63-64.
- Volkov A. G. Analysis of coupled inductors in AC variable frequency generation system / D. V. Makarov, D. V. Korobkov, P. A. Bachurin, A. V. Geist, A. G. Volkov, D. A. Shtein // 14 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2013). – Altai, Erlagol. – 1-5 July 2013. – Novosibirsk: NSTU, 2013. – P. 310-314.
- 89. Volkov A. G. The ADC implementation for high-frequency converter of the electrical energy / A. V. Geist, A. G. Volkov, D. V. Korobkov, D. V. Makarov // 14 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2013). Altai, Erlagol. 1–5 July 2013. Novosibirsk: NSTU, 2013. P. 279-282.
- 90. Volkov A. G. The structure of the hybrid control system for voltage source inverter in the autonomous power generation system / A. G. Volkov, D. V. Makarov, D. A. Shtein // 14 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2013). – Altai, Erlagol. – 1–5 July 2013. – Novosibirsk: NSTU, 2013. – P. 389-391.
- 91. Volkov A. G. Transistor converters as a part of four-wire autonomous power generation system / S. A. Kharitonov, D. A. Shtein, P. A. Bachurin, A. G. Volkov, A.

V. Sidorov, T. E. Shults // 14 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2013). – Altai, Erlagol. – 1-5 July 2013. – Novosibirsk: NSTU, 2013. – P. 361-363.

- 92. Волков А. Г. Автономная система электроснабжения на базе асинхронного генератора и токового компенсатора / А. Г. Волков, Г. С. Зиновьев, А. В. Сидоров, С. А. Харитонов // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – 2013. – Т. 2, спец. вып., № 8 (114). – С. 36-42.
- 93. Волков А. Г. Анализ электромагнитных процессов в трехфазном многозонном инверторе тока / А. Г. Волков, Г. С. Зиновьев // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. – 2014. – № 1 (54). – С. 134-142.
- 94. Волков А. Г. Сравнительный анализ автономных систем генерирования электрической энергии на базе многоуровневых инверторах тока и напряжения / А. Г. Волков, Г. С. Зиновьев // Материалы XII Международной научно-техническая конференция «Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения». – АПЭП-2014 Новосибирск 2-4 октября 2014. – Новосибирск: НГТУ, 2014. – Том 7. – С. 296-298.
- 95. Volkov A. G. Simulation of control system for parallel operation of AC/DC and DC/DC converters for microprocessor implementation / Volkov, A.G., Shtein, D.A., Geist, A.A., Korobkov, D.V., Balagurov, M.V. // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014) . 2014. P. 459-463.
- 96. Volkov A. G. Systems of independent power supply with AC voltage regulators at variable frequency / Volkov, A.G., Zinoviev, G.S., Sidorov, A.V., Kharitonov, S.A.
 // Source of the Document International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014). 2014. P. 380-382.
- 97. Volkov A. G. Analysis of electromagnetic processes in the three phase multizone current source inverter / Volkov, A.G., Zinoviev, G.S., Sidorov, A.V., Kharitonov,

S.A. // Source of the Document International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014). – 2014. – P. 415-418.

- 98. Volkov A. G. Mathematical model of AC-AC converter without passive elements in DC-link/ Volkov, A.G., Zinoviev, G.S., Kharitonov, S.A., Balagurov, M.V., Bachurin, P.A // Source of the Document International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014). – 2014. – P. 403-407.
- 99. Волков А.Г., Зиновьев Г.С. Преобразователь переменного напряжения в постоянное. Патент РФ № 2460202, Зарегистрирован 28.07.2012. Приоритет от 1.06.2011.
- 100. Волков А.Г., Зиновьев Г.С. Многозонный преобразователь постоянного тока в переменный. Патент РФ № 2523001, от 19.11.2012.
- 101. Зиновьев Г. С. Преобразователь переменного напряжения в постоянное. Патент РФ № 2368998, Бюллетень № 27, 2009.
- 102. Boost M. A. State of the Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation / Michael A. Boost, Phoivos D. Ziogas // IEEE Trans. Industry Applications. – Mar. /Apr. 1988. – vol.24, no. 2. – P. 271-280.
- 103. Trzynadlowski A. M. Introduction to Modern Power Electronics / A. M. Trzynadlowski // Wiley Interscience. 2010. 2nd edition. 456 p.
- 104. Phillips K. P. Current-source converter for ac motor drives / K. P. Phillips // IEEE Transactions Industry Applications. Nov/Dec.1972. vol. 8, no. 5. P. 679-683.
- 105. Зиновьев Г. С. Основы Силовой Электроники / Г. С. Зиновьев. Учеб. Пособие. – Издание 3-е, исправленное и дополненное. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
- 106. Wallace I. A unity-PowerFactor Three-Phase PWM SCR Rectifier for High-Power Applications in the Metal Industry / I. Wallace, A. Bendre, J. P. Nord, G. Venkataramanan // IEEE Transactions on Industrial Applications. – July/Aug 2002. – vol. 38, no. 4. – P. 782-288.

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе НГТУ, заслуженный деятель науки РФ д.т.н., профессор BOCTDELIOB · 20" 1101 СПРАВКА

о внедрении в НИР результатов диссертационной работы А.Г. Волкова

Мы, руководитель работ по договору № 64-13/177-78 от 27.08.2010 г. на выполнение НИОКР и технологических работ между Федеральным государственным унитарным предприятием ПО «Север» и Федеральным государственным бюджетным образовательным учреждением высшего образования «Новосибирский государственный технический университет» в рамках договора № 13.G36.31.0010 от 22 октября 2010 г. между ФГУП ПО «Север» и Министерством образования и науки РФ на тему «Исследование, разработка и организация промышленного производства механотронных систем для энергосберегающих технологий двойного назначения» научный руководитель отраслевой научноисследовательской лаборатории электрооборудования летательных аппаратов (ОНИЛ-ЭЛА), заведующий кафедрой электроники и электротехники д.т.н., профессор С. А. Харитонов и декан факультета радиотехники и электроники д.т.н., профессор В.А. Хрусталев составили настоящую справку о том, что следующие научные результаты диссертационной работы А.Г. Волкова использованы при подготовке научных отчетов указанной НИОКР:

- разработанные новые схемы многозонных электронных конверторов и результаты анализа их энергетических характеристик;
- энергоэффективные алгоритмы управления полупроводниковыми многозонными конверторами на базе инвертора тока с высокочастотной широтноимпульсной модуляцией в составе автономных систем генерирования электрической энергии.

Научный руководитель ОНИЛЭЛА, зав. каф. электроники и электротехники, д.т.н.,

профессор

С.А. Харитонов

Декан факультета радиотехники и электроники, д.т.н., профессор

В.А. Хрусталев

УТВЕРЖДАЮ

Главный инженер

ФГУП ПО «Север»

Н.Н. Вагин 09 2015 г.

Проректор по научной работе НГТУ,

УТВЕРЖДАЮ

Приложение Б

д.т.н., профессор



АКТ

о практическом использовании научных результатов диссертационной работы А.Г. Волкова

Мы, нижеподписавшиеся, представители ФГУП ПО "Север" зам. главного конструктора, канд. техн. наук В. В. Машинский и представители НГТУ, научный руководитель ОНИЛЭЛА НГТУ, заведующий кафедрой электроники и электротехники д.т.н., профессор С. А. Харитонов составили настоящий акт об использовании на предприятии ФГУП ПО "Север" результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук А.Г. Волкова на тему «Автономная система генерирования электрической энергии на базе многозонных электронных конверторов» выполненной в процессе совместных работ ФГУП ПО "Север" и ОНИЛЭЛА НГТУ по созданию системы генерирования электрической энергии переменного тока.

Разработанные А.Г. Волковым имитационные модели многозонных электронных конверторов, а также алгоритмы управления многозонными полупроводниковыми конверторами на базе инвертора тока с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией, обеспечивающих требуемое качество генерируемой электрической энергии и улучшение энергетических показателей системы генерирования на базе синхронного генератора с постоянными магнитами использованы при выборе вариантов построения систем генерирования в рамках договора № 64-13/177-78 от 27.08.2010 г. между ФГУП ПО "Север" и Новосибирским государственным техническим университетом.

От ФГУП ПО "Север"

От НГТУ

Заместитель главного конструктора,

К.Т.Н.

В.В. Машинский

Научный руководитель ОНИЛЭЛА,

зав. каф. электроники и электротехники, д.т.н., профессор

С.А. Харитонов