

На правах рукописи



Шульц Татьяна Евгеньевна

**ИМПЕДАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ В СОСТАВЕ
СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ДЛЯ
ВОЗОБНОВЛЯЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ**

Специальность 05.09.12 –
«Силовая электроника»

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Новосибирск – 2022

Работа выполнена в ФГБОУ ВО «НГТУ».

Научный руководитель:

Брованов Сергей Викторович
доктор технических наук, доцент,
проректор по научной работе,
ФГБОУ ВО «НГТУ»

Официальные оппоненты:

Дмитриков Владимир Федорович
доктор технических наук, профессор,
заслуженный деятель науки РФ, почетный
профессор ФГБОУ ВО «СПбГУТ», профес-
сор кафедры теоретических основ телеком-
муникаций ФГБОУ ВО «СПбГУТ», действу-
ющий член Академии Естественных наук по
Санкт-Петербургскому региональному отде-
лению, член-корреспондент Академии элект-
ротехнических наук РФ, член-корреспон-
дент Международной Академии наук Выс-
шей школы

Обухов Сергей Геннадьевич
доктор технических наук, профессор,
профессор Отделения электроэнергетики и
электротехники Инженерной школы энерге-
тики ФГАОУ ВО «Национальный исследова-
тельский Томский политехнический универ-
ситет».

Ведущая организация:

ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государ-
ственный университет»

Защита состоится «31» марта 2022 г. в 14:00 часов на заседании диссертационного
совета Д 212.268.03 ФГБОУ ВО «ТУСУР» по адресу:

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ауд. 201

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ТУСУР, по адресу:

634045, г. Томск, ул. Красноармейская, 146 и на сайте

<https://postgraduate.tusur.ru/urls/kapnznjb>

Автореферат разослан «__» февраля 2022 г

Ученый секретарь
диссертационного совета

Костюченко Евгений Юрьевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы исследования. Возобновляемые источники энергии и системы электроснабжения на их основе, становятся перспективными решениями по генерации электроэнергии в мире. При этом параметры возобновляемых источников электроэнергии зависят от погодных условий и могут изменяться в широком диапазоне. Так, для солнечных батарей (СБ) ключевыми факторами являются уровень освещённости, наличие частичного затенения СБ, географическое расположение и высота над уровнем моря. В этой связи разработка энергетически эффективных полупроводниковых преобразователей (ПП), позволяющих согласовывать уровни напряжений источника и нагрузки, является актуальной задачей.

Чаще всего согласование напряжения источников постоянного тока и выходного напряжения системы переменного тока производится с помощью последовательного включения инвертора и повышающего DC/DC преобразователя, коэффициент преобразования по напряжению которого ($K_{пн} = U_{out}/U_{in}$) определяется величиной относительной длительности интервалов коммутации ключа преобразователя D . В системе без потерь, достигим любой $K_{пн}$. Однако, в реальных системах, после некоторого D , статические потери в полупроводниковых устройствах начинают превалировать, выходное напряжение и мощность схемы становятся меньше расчётных, а входной ток – прерывистым. $K_{пн}$ повышают, используя каскадные включения DC/DC преобразователей или схемы импедансных инверторов (ИИ). В первом случае количество пассивных элементов и полупроводников в схемах значительно возрастает, второй может быть рассмотрен подробнее.

ИИ обладают рядом особенностей. Первая – импедансная цепь (ИЦ) ИИ включает только диод (диоды) и осуществляет свою работу только за счёт ключей инвертора, в течении дополнительно введенного на такте ШИМ интервала контролируемого короткого замыкания (КЗ). Вторая – не требуется «мёртвое время». Третья – ИИ может работать в повышающем и понижающем режимах, с широким диапазоном регулирования напряжения. Четвертая – упрощенная схемотехника драйверов ИИ, требующая однополярного (а не двухполярного как обычно) напряжения. Основные разработчики ИЦ – Fang Z. Peng, Florida State University, USA; Joel Anderson, Michigan State University; Marek Adamowicz, Ryszard Strzelecki – Gdynia Maritime University, Poland; Yam Siwakoti, Frede Blaabjerg, Poh Chiang Loh - Aalborg University, Denmark; Wieslaw Bury, DeVry University, USA; Haitham Abu-Rub, Texas A&M University at Qatar, Qatar; Dmitri Vinnikov, Andrii Chub, Oleksandr Husev – Tallinn University of Technology, Estonia; Enrique Romero-Cadaval, University of Extremadura, Spain; Панфилов Д., НГТУ, РФ и др. К ведущим ученым РФ в области повышения энергетической эффективности относятся Кобзев А.В., ТУСУР, Харитонов С.А., НГТУ, Гарганеев А.Г., ТУСУР, ТПУ, Зиновьев Г.С., НГТУ, Рулевский В.М. ТУСУР, Панфилов Д.И. МЭИ и др.

Класс ИЦ включает >20 схемотехнических решений для 2- и 3-уровневых инверторов, применимых для питания нагрузки от СБ или ветрогенераторов, транс-

фера энергии в сеть, питания машин переменного тока, коррекции качества сетевой электроэнергии, работы в системах электроснабжения летательных аппаратов. В ряде статей проведён широкий обзор ИЦ. Однако, прямое сравнение ИЦ предлагаемых авторами, с ранее опубликованными ИЦ, даёт очень неопределённые выводы. Сложно найти работы, чётко демонстрирующие влияние параметра D на размер, объем и, вероятно, стоимость компонентов ИИ. Поэтому, необходимо провести анализ и сравнение существующих ИЦ по единой методике, оценив через величины емкостей и дросселей ИЦ, а также энергии накапливаемой в них, масса-габаритные показатели и напряжение на полупроводниковых приборах схем.

Согласно исследованиям, в солнечных энергетических станциях средней мощности (250 кВА) на частотах свыше 20 кГц применение 3-уровневых схем с фиксированной нулевой точкой (Natural Point Clamped – NPC) на IGBT является наиболее целесообразным, и используются многими ведущими мировыми производителями, в первую очередь азиатскими. Отмечается, что 3-уровневый NPC имеет меньший уровень потерь, и это преимущество растёт с увеличением частоты ШИМ. Экономическая целесообразность использования такой схемы по сравнению с 2-уровневой выше. NPC имеет низкий уровень потерь, близкую к синусоидальной форму выходного сигнала, к выходным пассивным фильтрам инвертора предъявляются более низкие требования, меньшее значение рассеиваемой мощности определяют пониженные требования к системе охлаждения и больший срок службы силовых ключей. Применение специализированных IGBT позволяет создавать компактные устройства, отличающиеся хорошими техническими и экономическими показателями. Пониженное рабочее напряжение полупроводников позволяет использовать более быстродействующие полупроводниковые транзисторы (например, MOSFET). Сочетание любых ИЦ с NPC инвертором сочетает в себе вышеупомянутые преимущества обоих решений. Однако, существующие ИЦ для NPC инвертора включают большое количество пассивных элементов, что снижает надёжность ИИ в целом.

Эффективность работы преобразователя также зависит и от способа управления. Векторные ШИМ (ВШИМ), применяемые в классических 3-фазных системах, позволяют решать несколько задач. Они адаптированы и для импедансных инверторов. Однако, ВШИМ однофазной системы не была предложена, а это бы позволило одновременно снизить коммутационные потери, осуществить гибкую балансировку нулевой точки, повысить качество выходного напряжения, использовать дополнительные состояния 3-уровневого импедансного NPC инвертора.

С учётом вышеизложенного, можно сделать вывод о том, что исследование ИЦ, 3-уровневых NPC ИИ, способов управления однофазными NPC ИИ и улучшение их характеристик является актуальной задачей.

Объектом исследования является импедансные инверторы и способы управления ими, находящимися в составе системы запитанной от возобновляемого источника энергии.

Предметом исследования являются характеристики ИИ.

Целью диссертационной работы является улучшение характеристик преобразователей на основе импедансных цепей за счёт разработки новых топологий трёхуровневых импедансных инверторов с расширенным диапазоном регулирования выходного напряжения, сниженным числом пассивных компонентов, плавной регулировочной характеристикой, высоким коэффициентом полезного действия, непрерывным входным током и способов управления, повышающих эффективность их работы.

Для достижения поставленной цели были сформулированы и решены следующие задачи:

1. проведение общего анализа и сравнения существующих ИЦ, потребляющих непрерывный входной ток, по различным параметрам, таким как: массагабаритные показатели схем, потери в схемах и напряжение на полупроводниковых приборах схем.

2. разработка схемы трёхуровневого импедансного инвертора с непрерывным входным током со сниженным числом пассивных компонентов и диодов ИЦ, которая позволила бы повысить надёжность схемы, снизить потери в полупроводниках ИЦ.

3. разработка векторных способов управления однофазными трёхуровневыми импедансными инверторами с фиксированной нулевой точкой, позволяющие снизить коммутационные потери схемы, осуществлять гибкую балансировку нейтральной точки, улучшить качество выходного напряжения и более эффективно использовать дополнительные состояния трёхуровневого инвертора.

Методы исследований. В диссертационной работе были применены математическое и имитационное моделирование с использованием прикладных пакетов Maple, PowerSIM, а также экспериментальные исследования.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. разработана методика по оценке и сравнению схем ИЦ включающей оценку масса-габаритных показателей схем через энергию, накопленную в конденсаторах и дросселях ИЦ;

2. разработан 3-уровневый NPC LCCT-Z-инвертор с непрерывным входным током, с наименьшим числом компонентов ИЦ;

3. разработаны новые способы управления 1-фазными 3-уровневыми ИИ с нулевой точкой, позволяют производить контроль заряда-разряда конденсаторов ИЦ, улучшить качество выходного напряжения ИИ, эффективно использовать дополнительные состояния инвертора.

Практическая ценность работы:

1. полученные по единой методике соотношения для компонентов преобразователей позволяют рассчитать и сравнить их параметры и загрузку при равных параметрах входного напряжения и мощности схем.

2. полученные теоретические и практические результаты могут быть использованы в инженерных расчётах при проектировании системы электроснабжения, запитанной от возобновляемого источника энергии.

На защиту выносятся:

1. предложенная единая методика анализа существующих ИЦ позволяет рассчитать и сравнить параметры и загрузку элементов схем, потери в схемах при их равных параметрах входного напряжения и мощности.
2. предложенная топология 3-уровневого NPC LCCT-Z-инвертора имеет наименьшее число компонентов ИЦ по сравнению с существующими 3-хуровневыми схемами.
3. предложенная математическая модель 3-уровневого NPC LCCT-Z-инвертора позволяет произвести проверку работоспособности схемы.
4. предложенные алгоритмы ВШИМ управления схемой 1-фазного 3-уровневого NPC ИИ повышают КПД схемы с ростом частоты ШИМ, позволяют производить контроль заряда-разряда конденсаторов ИЦ, улучшить качество выходного напряжения, более эффективно использовать дополнительные состояния трёхуровневого импедансного NPC инвертора.

Степень достоверности и апробация результатов исследования.

Достоверность полученных результатов определяется корректным использованием научно-обоснованных методов исследований, сходимостью экспериментальных и расчетных данных. Результаты, полученные при проведении экспериментальных испытаний, подтверждают справедливость научных положений и применимость предложенных методов, технических решений и выводов.

Связь исследований с научно-техническими программами:

- DORA-5 program – 6-месячная стажировка в ТГУ, Таллин, группа Силовой электроники, руководители Винников Дмитрий и Гусев Александр.

- грант мол_a- Конкурс инициативных научных проектов, выполняемых молодыми учёными (Мой первый грант) – 2016 год - «Разработка трёхуровневого трёхфазного импедансного преобразователя для системы генерирования электроэнергии с питанием от фотоэлектрических панелей.» - грант номер 16-38-00340 - должность Руководитель.

Личный вклад автора. Автор диссертационной работы принимал непосредственное участие в теоретических исследованиях, разработке, планировании и проведении экспериментальных исследований, анализе и обобщении полученных данных, написании текстов статей и докладов. В работах, написанных в соавторстве, автор проводил: имитационное моделирование и расчет 3-уровневых NPC LCCT-Z-инверторов, проектирование печатной платы ИЦ инвертора, анализ электромагнитных процессов в NPC LCCT-Z-инверторах, расчет и оценку массогабаритных показателей ИЦ различных видов, математическое описание и имитационное моделирование векторных ШИМ 1-фазных 3-уровневых ИИ, анализ электромагнитных процессов в них, моделирование и анализ параметров *CIC T-source* инвертора.

Апробация работы и публикации. Основные положения и результаты научно-квалификационной работы докладывались и обсуждались:

- Closing Conference of the Project “Doctoral School of Energy and Geotechnology II,” January 12 - 17, 2015, Пярну, Эстония.

- 2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), May 11-13, 2015, Riga, Latvia.

- 4th International Doctoral School of Electrical Engineering and Power Electronics, the student sport centre "Ronishi" of Riga Technical University, 29 - 30 May, 2015, Latvia.

- 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), June 29 2015-July 3, 2015, Республика Алтай, Чемальский район, ЗСОК НГТУ «Эрлагол», РФ.

- 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), November 9 – 12, 2015, Yokohama, Japan. - доклад соавтора.

- 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) 30 июня - 4 июля 2016, Республика Алтай, Чемальский район, ЗСОК НГТУ «Эрлагол», РФ.

- 16th International Symposium “Topical problems in the field of electrical and power engineering” and “Doctoral School of Energy and Geotechnology III” 16-21 января 2017 Пярну, Эстония. - Приз за лучшее выступление в секции.

- 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. 29 июня - 3 июля 2018, Республика Алтай, Чемальский район, ЗСОК НГТУ «Эрлагол», РФ.

- 19th International Symposium “Topical problems in the field of electrical and power engineering” and “Doctoral School of Energy and Geotechnology III” 14-17 января 2020 Тарту, Эстония.

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 17 публикациях, в том числе 2-х статьях в журналах, рекомендованных ВАК РФ, 3 публикациях в зарубежных журналах уровня Q_1 , Q_2 , Q_3 , 1 патенте, 6 статьях, индексируемых в SCOPUS и WoS.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность исследования, определены объект и предмет исследования, сформирована цель работы, основные задачи, научная новизна и практическая ценность исследований, приведены основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе проведен аналитический обзор существующих решений в области повышающих преобразователей, схем инверторов и способов управления ИИ. Общая структура рассматриваемых систем показана на рисунке 1.

Показано, что применение ИЦ работающих совместно с инвертором, где накоплением и сбросом энергии ИЦ управляют только ключи инвертора во время контролируемого короткого замыкания (КЗ), целесообразно в системах, где входное напряжение изменяется в широком диапазоне. Так как ИЦ в своём составе не имеет транзисторов, только диод (диоды), обеспечивается одноступенчатое преобразование энергии, а также состояние КЗ для инвертора перестает быть запрещенным.

Проведен обзор существующих ИЦ и описаны их свойства. Многие ИЦ показывают высокий коэффициент преобразования по напряжению при небольшой относительной длительности интервала КЗ ($D_{КЗ}$), а ИЦ потребляющие непрерывный входной ток имеют одинаковые показатели по сравнению со схемами с прерывистым входным током. Анализ работ по ИЦ показал, что сложно найти работы, которые бы чётко продемонстрировали влияние уменьшения $D_{КЗ}$ ИЦ на размер, объем и, вероятно, стоимость компонентов всего преобразователя.

В некоторых работах встречаются противоречивые результаты. Показано, что необходимо провести анализ и сравнение существующих ИЦ, оценив их масса-габаритные показатели, мощность потерь и напряжение на полупроводниковых приборах схем через значения индуктивностей, емкостей элементов ИЦ, энергии накопленной в них при равных параметрах входного напряжения и мощности схем.

В работах отечественных и зарубежных авторов, отмечается, что 3-уровневые схемы имеют более синусоидальную форму выходного напряжения и большую экономическую целесообразность использования, по сравнению с 2-уровневыми схемами. Отмечается целесообразное применение NPC (на IGBT) подтверждающаяся широким их использованием многими ведущими мировыми производителями, в первую очередь азиатскими. Преимущество NPC растет с ростом частоты ШИМ преобразователя. А объединение схем NPC инверторов и ИЦ позволяют получить схемы инверторов, вбирающих в себя все их преимущества. Достоинством таких схем становится упрощенная схемотехника драйверов и их помехозащищенность по управлению. Для драйвера не требуется двуполярное питание – положительное для отпитания транзистора, и отрицательное для гарантированного его запираения. Достаточно питания положительного и нулевого уровня. Разработаны схемы ИИ NPC типа, имеющие симметричные ИЦ ответственные за формирование нейтральной точки. Они включают большое количество пассивных элементов в ИЦ, что снижает их надёжность. Также, это может негативно сказываться на их массогабаритных показателях.

Анализ работ, посвященных способам управления импедансными инверторами показывает, что они базируются на способах синусоидального ШИМ для автономных инверторов напряжения. К модулирующим фазное напряжение сигналам добавляется сигнал для формирования импульсов КЗ ключей инвертора. Скалярные способы управления строятся в фазных координатах, которые являются естественными и дают реальные напряжения и токи. Векторные – используют переход к модели инвертора представленной в плоскости комплексного переменного (модели инвертора для обобщённых векторов). Векторные способы управления позволяют достаточно гибко чередовать доступные состояния инвертора для

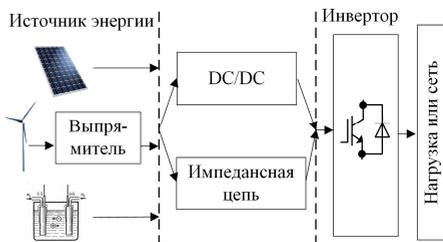


Рисунок 1. Структура систем электроснабжения на возобновляемых источниках энергии

формирования выходного напряжения высокого качества, обеспечения 15% прибавки в амплитуде основной гармоники напряжения, контроль заряда-разряда конденсаторов ИЦ. Такой подход применяется, в основном, для трёхфазных схем, однако может быть распространён на трёхуровневые однофазные схемы.

Во второй главе проведен математический анализ ИЦ потребляющих непрерывный входной ток по единой методике.

В первую очередь описаны выражения для напряжений пассивных компонентов и диодов ИЦ рисунка 2. Затем выведены выражения для расчета ёмкостей и индуктивностей ИЦ. Полученные выражения в купе с имеющимися позволили провести расчёт и подбор пассивных компонентов ИЦ инверторов, дать оценку и сравнить между собой ИЦ. Предполагая, что для схемы рисунка 2в – $n=N_1/N_3$, а для схемы рисунка 2г – $n=N_2/N_1$ и n является одинаковым для всех схем, на рисунке 3 показаны зависимости относительной длительности интервала КЗ $D_{КЗ}$ от входного напряжения инвертора U_{in} в относительных единицах (о.е.). Предполагается также, что выходное напряжение инверторов

во всех точках всех схем одинаково. Для некоторых схем L_2 на графиках соотносится как L_M . Как видно из рисунка 3 схемы T - q -Z-типа, $LCCT$ -типа и A -тип имеют больший коэффициента преобразования по напряжению, чем схемы q - T -типа и q -Z-типа. Это значит, что данные схемы при ограниченном диапазоне $D_{КЗ}$ способны регулировать выходное напряжение в более широких пределах. Стоит отметить, что при повышении n графики зависимостей схем с магнитными элементами становятся близки.

На рисунке 4 показаны зависимости C_1 , C_2 , L_1 и L_2 от U_{in} , при одинаковых k_C и k_L . Суммарно (C_1+C_2) наибольшей ёмкостью будет обладать схемы q - T -типа и q -Z-типа, наименьшей схема A -типа. Для всех схем характерно снижение C_1 , L_1 и L_2 при увеличении U_{in} . При $U_{in} = U_{OUT}$ C_1 , L_1 и L_2 всех схем равны нулю. Характер изменения C_2 от U_{in} противоположный. Наименьшие номиналы индуктивностей показывают схемы (по возрастанию) T - q -Z-типа, $LCCT$ -типа, q -Z-типа, q - T -типа, A -типа. Таким образом, номиналы элементов ИИ выбираются: C_1 , L_1 и L_2 – из наибольшего предполагаемого $D_{КЗ}$, C_2 – для $D_{КЗ} = 0$.

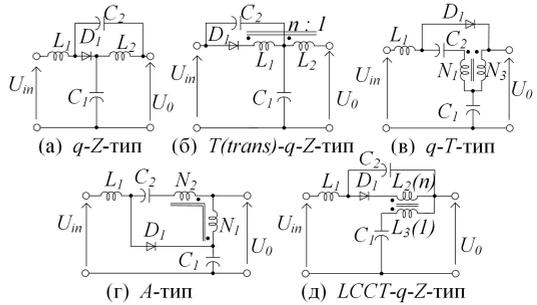


Рисунок 2. Базовые типы ИЦ

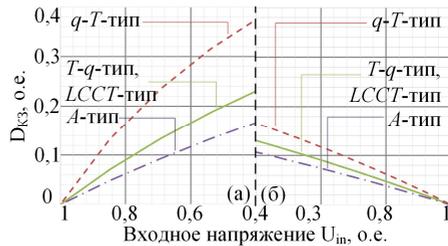


Рисунок 3. Зависимость $D_{КЗ}$ от U_{in} в о.е. инвертора при $n=2$ (а) и $n=4$ (б)

На рисунке 5 показаны зависимости C_1 , C_2 , L_1 и L_2 от n , при $U_{in} = 0,6$ и $P_{in} = const$. С ростом n , C_1 всех схем растут незначительно и близки друг к другу, C_2 уменьшаются в значительной степени. Наименьшую C_2 имеет схема A -типа, но суммарная ёмкость этой схемы и схемы $LCCT$ -типа при $n = 4$ очень близки. ИЦ $LCCT$ -типа имеет L_1 ниже, но $L_2(L_M)$ выше, чем другие схемы. На интервале $2 < n < 4$ схема A -типа имеет наименьшую $L_2(L_M)$, но суммарно, индуктивности схемы $LCCT$ -типа будут меньше.

Для оценки размеров и объема пассивных компонентов, а также общих потерь мощности был принят ряд допущений: объем магнитных компонентов пропорционален максимальной запасённой в них энергии E_L которая оценивается индуктивностью L и током дросселя I_{MAX} ; E_C – энергия, запасённая в конденсаторе, которая оценивается ёмкостью C и напряжением конденсатора U_{MAX} ; частота ШИМ, уровень мощности, пульсация входного тока, а также пульсация напряжения постоянного тока считаются равными для всех сравниваемых случаев. Так, предельный подход даст результаты, которые зависят только от самой топологии.

Были получены графики суммарной энергии, накопленной в конденсаторах и дросселях, схем и представленные на рисунке 6 а и б. Суммарная энергия, накопленная в конденсаторах, всех схем будет одинаковой и будет снижаться с увеличением U_{in} . Меньше всего энергии копится в схеме A -типа. Схемы $LCCT$ -типа и T - q - Z -типа находятся посередине между схемой A -типа и схемами q - Z и q - T -типов. На рисунке 6 в и г показана зависимость потерь проводимости от U_{in} . Расчёты произведены для 3-фазного мостового инвертора напряжения. Эта зависимость основан на предположении о том, что потери проводимости пропорциональны среднеквадратичному значению тока в транзисторах и среднему току в диодах. Для всех топологий выбраны транзисторы и диоды одного

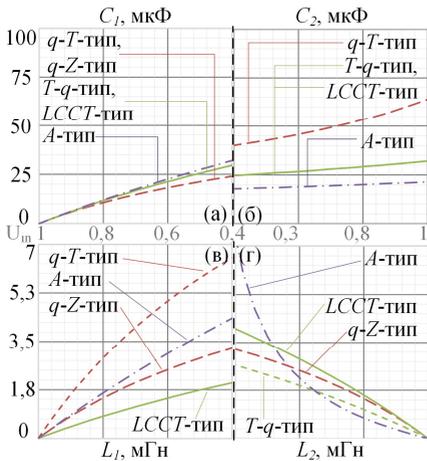


Рисунок 4. Зависимость ёмкости конденсаторов C_1 (а) и C_2 (б) и индуктивности дросселей L_1 (в) и L_2 (г) от относительного входного напряжения U_{in} инвертора, $I_{in} = const$, $P_{in} = var$

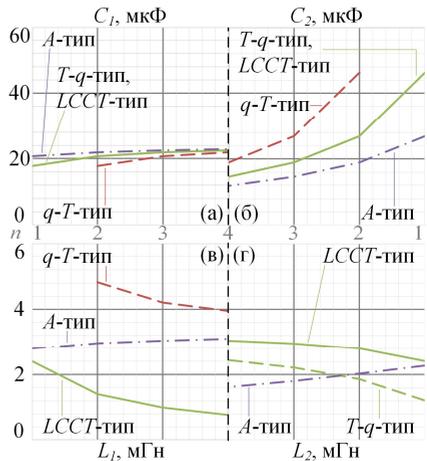


Рисунок 5. Зависимость ёмкости конденсаторов C_1 (а) и C_2 (б) и индуктивности дросселей L_1 (в) и L_2 (г) от коэффициента трансформации n , $U_{in} = 0,6$, $P_{in} = const$

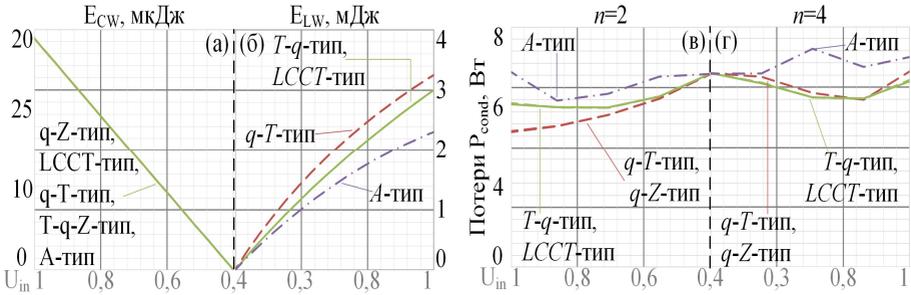


Рисунок 6. Зависимость E_{SW} (мкДж) (а) и E_{LW} (мДж) (б), P_{cond} (Вт) полупроводников при $n = 2$ (в) и $n = 4$ (г) от U_{in} о.е., $I_{in} = const$, $P_{in} = var$.

типа ($V_F = 0,8$ В, $R_{DS} = 0,27$ Ом). Уровень потерь схем изменяется не линейно. Увеличение n приводит к росту потерь проводимости в схемах q - T -типа, $LCCT$ -типа T - q - Z -типа в области более низкого U_{in} , что объясняется увеличением пульсации тока в полупроводниках. Стоит отметить, что наименьшее количество потерь проводимости наблюдается у схем q - Z -типа и q - T -типа при $n = 2$, у $LCCT$ -типа и T - q - Z -типа при $n = 4$. Если экстраполировать полученные данные применительно к NPC инвертору, можно ожидать, что ИЦ показавшая наименьшее количество потерь проводимости в случае двухуровневого мостового инвертора покажет пропорционально меньшие потери и в трёхуровневой схеме.

В третьей главе приведены описание, расчет и моделирование топологии трёхфазного трёхуровневого NPC $LCCT$ - Z -инвертора с одним независимым источником напряжения, непрерывным входным током, сниженным числом пассивных компонентов и её сравнение с топологиями семейства трёхфазных трёхуровневых NPC $LCCT$ - Z -инверторов с точки зрения размерностей компонентов, загрузки компонентов по токам и напряжениям.

ИЦ схемы на рисунке 7 б несимметричная, включает наименьшее число пассивных компонентов и один диод. Коэффициент передачи по напряжению схемы соответствует коэффициенту $K_{ПН}$ ИЦ $LCCT$ -типа двухуровневого инвертора.

$$U_0 = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-(n+1) \cdot D_{K3}} \quad (1)$$

Для расчетов примем трансформатор идеальным. Анализ схем проведен в установившемся режиме работы. На рисунке 8 приведены эквивалентные схемы инвертора в активном (а) и короткозамкнутом (б) состояниях. Идеализированные формы кривых токов и напряжений ИЦ показаны на рисунке 9, где: T_{K3} - интервал короткого замыкания; T_a - интервал активного состояния; $T_{ШИМ}$ - период ШИМ.

Для схем (рисунок 7) был проведен расчет токов, напряжений и параметров пассивных компонентов, в соответствии с главой 2, с одинаковыми коэффициентами пульсаций. Результаты расчетов сведены в таблицу 1.

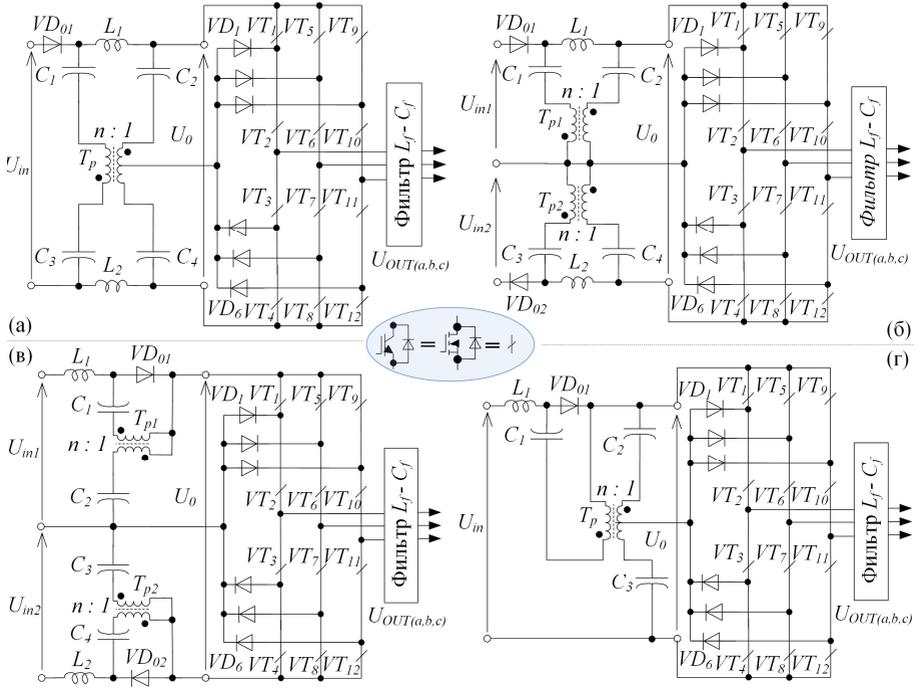


Рисунок 7. Трёхфазный трёхуровневый NPC LCCT-Z-инвертор: с прерывистым входным током (а – не симметричный, б – симметричный), с непрерывным входным током (в – симметричный, г – не симметричный)

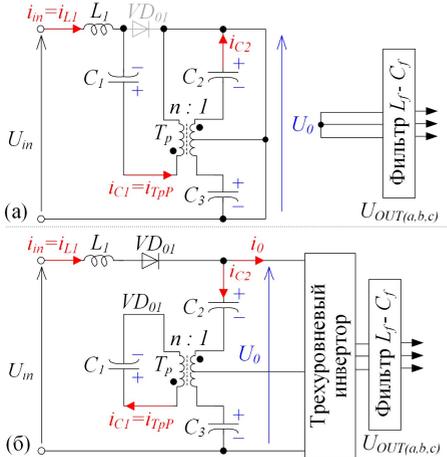


Рисунок 8. Эквивалентные схемы не симметричного 3-фазного NPC LCCT-Z-инвертора, с непрерывным входным током и одним входным источником напряжения: а – состояния КЗ; б – активного состояния

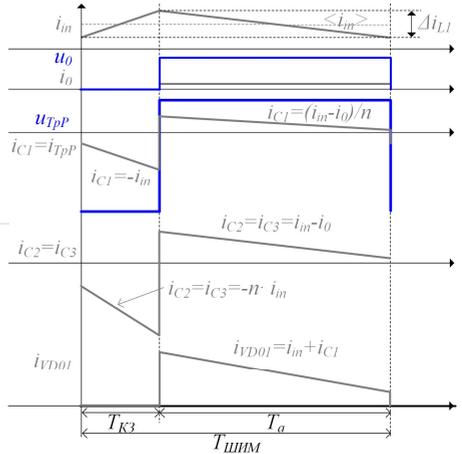


Рисунок 9. Идеализированные формы кривых токов и напряжений схемы г

Таблица 1 – Сравнение элементов схем NPC LCCT-Z-инверторов

Схема	Индукторы			Конденсаторы			
	№	Ср. ток	Индуктивность	№	Среднее напряжение	Ёмкость	
Рис. 8 а, б	L_1	P	$\frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{2 \cdot k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}$	C_1	$\frac{U_{in} \cdot D_{K3} \cdot n}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})}{k_{\gamma} \cdot U_{in}^2 \cdot n}$	
				C_4	$\frac{U_m \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$	
	L_2	U_m	$\frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{2 \cdot k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}$	C_2	$\frac{U_m \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$	
				C_3	$\frac{U_m \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$	
	Рис. 8 в	L_1	P	$\frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{2 \cdot k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}$	C_1	$\frac{U_{in} \cdot D_{K3} \cdot n}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})}{k_{\gamma} \cdot U_{in}^2 \cdot n}$
					C_4	$\frac{U_m \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$
L_2		U_m	$\frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{2 \cdot k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}$	C_2	$\frac{U_m \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$	
				C_3	$\frac{U_m \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$	
Рис. 8 г		L_1	P	$\frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}$	C_1	$\frac{U_m \cdot D_{K3} \cdot n}{1 - (1 + n) \cdot D_{K3}}$	$\frac{P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n}$
					C_2	$\frac{U_m \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$
	L_2	U_m	$\frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}$	C_3	$\frac{U_m \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$	
				C_4	$\frac{U_m \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_{\gamma} \cdot U_m^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$	

Как видно из таблицы 1, суммарная индуктивность всех схем определяется одной формулой. Токи дросселей всех схем одинаковы. Суммарное напряжение конденсаторов C_1, C_4 схем а-в и напряжение конденсатора C_1 схемы г, а также их ёмкости определяются одинаковыми формулами. Ёмкости C_2, C_3 и их напряжения для всех схем равны. Таким образом, топологии с прерывистым входным током содержат большее количество пассивных компонентов по сравнению со схемами непрерывного входного тока и не имеют перед ними преимуществ. Схемы с прерывистым входным током были исключены из дальнейшего анализа.

В рамках данной главы было проведено имитационное моделирование двух схем с непрерывным входным током с параметрами, рассчитанными по данным таблицы 1, равными мощностью нагрузки, U_{in} , частотой ШИМ, D_{K3} , параметрами выходных фильтров. Результаты моделирования показаны на рисунке 10. Качество выходного напряжения и напряжения в звене постоянного тока у обеих схем

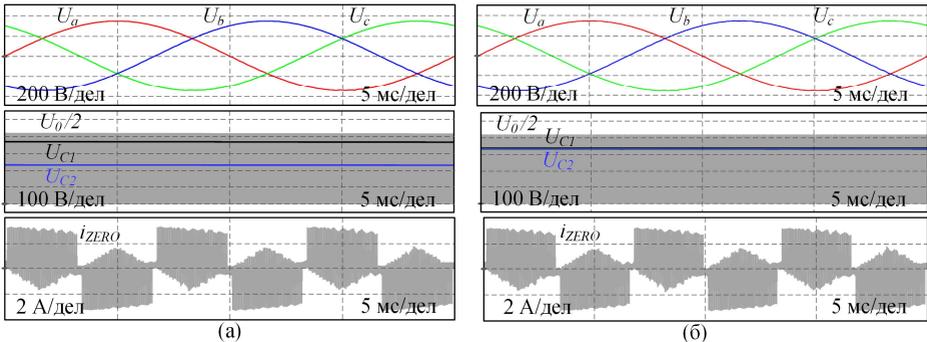


Рисунок 10. Результаты моделирования: NPC LCCT-Z-инвертор рисунок 7 в (а), LCCT-Z-инвертор рисунок 7 г (б)

практически не отличаются. Поэтому, по количеству пассивных компонентов и полупроводниковых устройств, схема LCCT-Z-типа рисунка 7г выглядит более привлекательной. В этой схеме наименьшее количество пассивных компонентов и всего один диод. Входной ток является непрерывным и идентичным для обеих схем. Поскольку, предыдущие экспериментальные исследования ИИ, показали, что существенный вклад общие потери вносят именно диоды ИЦ, и что их большое количество ухудшает эффективность преобразователя, предпочтение следует отдавать схемам с наименьшим количеством диодов в ИЦ.

В четвертой главе описаны и рассчитаны векторные ШИМ (ВШИМ) способы управления для 1-фазных 3-уровневых импедансных NPC схем, позволяющие снизить коммутационные потери, осуществлять гибкую балансировку нейтральной точки, улучшить качество выходного напряжения и эффективно использовать дополнительные состояния КЗ 3-уровневого ИИ. Проведено моделирование предельных векторных и аналогичного им скалярного способа управления.

Предлагаемые ВШИМ способы управления основаны на использовании перехода к модели инвертора представленной в плоскости комплексного переменного. В модели используется понятие комбинаций состояния ключей (КСК) и весовых коэффициентов. Для однофазного NPC инвертора можно построить 2 векторные диаграммы (рисунок 11). В первом случае диаграмма включает 6 секторов по 60° , в каждом из которых в формировании опорного вектора V^* участвуют 3 близко расположенных вектора V_j , V_{j+1} и V_0 (j – номер вектора) из 6 не нулевых векторов V_1 - V_6 и 1 нулевого вектора V_0 , необходимого для обеспечения $0 \leq M \leq 1$. Весовые коэффициенты рассчитываются из (2):

$$\begin{cases} \tau_0 = 1 - (M/\sqrt{3}) \cdot (\cos(\vartheta) + (1/\sqrt{3}) \cdot \sin(\vartheta)) \\ \tau_{i,j} = (M/\sqrt{3}) \cdot (\cos(\vartheta) - (1/\sqrt{3}) \cdot \sin(\vartheta)) \\ \tau_{i,(j+1)} = (2/3) \cdot M \cdot \sin(\vartheta) \\ \tau_{i,j} + \tau_{i,(j+1)} + \tau_0 = 1, \tau_{i,j} = T_{i,j}/T_{ШИМ}, 0^\circ < \vartheta \leq 60^\circ \end{cases} \quad (2)$$

На рисунке 11б показана векторная диаграмма, где опорный вектор V^* синтезируется с помощью 4 не нулевых векторов V_1 - V_4 и 1 нулевого вектора V_0 . Векторную диаграмму можно разбить на 8 секторов (I-VIII), где в каждом вектор V^* формируют 2 наиболее близко расположенных вектора. Угол ϑ изменится в пределах $0^\circ < \vartheta \leq 360^\circ$. Данная ВШИМ имеет 15% прибавку в амплитуде основной гармоники напряжения и простой расчёт весовых коэффициентов, в следствие чего для дальнейшего построения системы управления однофазным 3-уровневым NPC ИИ был выбран ВШИМ, представленный на рисунке 11б.

На рисунке 12 слева показан предлагаемый ВШИМ для однофазного NPC ИИ, и пример распределения КСК в каждом секторе. Следует отметить, что рассматривается только генерация КСК имитирующая *SBC* (simple boost control), поскольку пульсации, вносимые в противном случае, могут вызвать колебания в ИЦ,

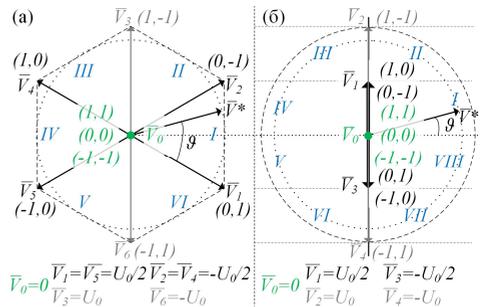


Рисунок 11. Пространственно-векторные диаграммы однофазного ИИ

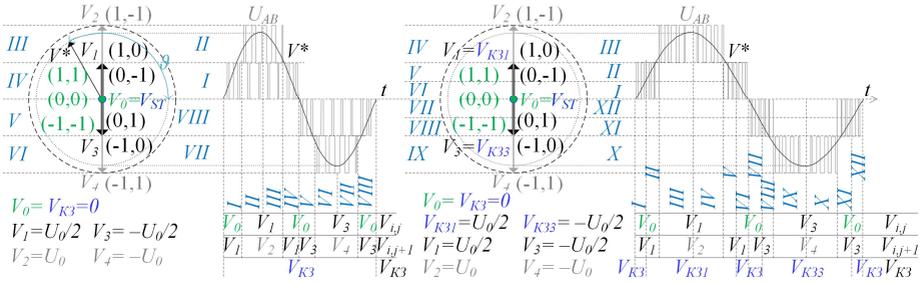


Рисунок 12. Пространственно-векторная диаграмма. Слева на право: скалярный ШИМ, ВШИМ, модифицированный ВШИМ

что нецелесообразно для практической реализации. Векторную диаграмму импедансного NPC инвертора можно разделить на 8 секторов, используются 6 векторов, и 1 дополнительную КСК. Принимая во внимание равномерное распределение интервалов КЗ согласно *SBC*, весовые коэффициенты определяются из:

$$\begin{cases} \tau_{i,j} = (\vec{V}_{j+1} \cdot (1 - \tau_{K3}) - \vec{V}^*) / (\vec{V}_{j+1} - \vec{V}_j) \\ \tau_{i,(j+1)} = (\vec{V}_j \cdot (1 - \tau_{K3}) - \vec{V}^*) / (\vec{V}_j - \vec{V}_{j+1}) \\ \tau_{K3} = D_{K3} = T_{K3} / T_{ШИМ} = const, 0 \leq M \leq 1 \\ \tau_{K3} + \tau_{i,j} + \tau_{i,(j+1)} = 1, \end{cases} \quad (3)$$

где V_j, V_{j+1} – пространственные вектора использующиеся в секторе i и $V^* = (1 - \tau_{K3}) \cdot M \cdot U_0 \sin(\vartheta)$ опорный вектор. $\tau_{i,j}$, рассчитанные из системы (3) для всех секторов, приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Весовые коэффициенты для ВШИМ импедансного инвертора

Весовые коэффициенты (τ_{ij})	Границы сектора	
$\begin{cases} \tau_{1,0} = \tau_{4,0} = 1 - \tau_{K3} - 2 \cdot V_j^* \\ \tau_{1,3} = \tau_{4,3} = 2 \cdot V_j^* \end{cases}$	$I: 0 \leq \vartheta < \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$	$IV: \pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < \pi$
$\begin{cases} \tau_{2,1} = \tau_{3,1} = (1 - \tau_{K3}) \cdot 2 - 2 \cdot V_j^* \\ \tau_{2,2} = \tau_{3,2} = -(1 - \tau_{K3}) + 2 \cdot V_j^* \end{cases}$	$II: \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < \frac{\pi}{2}$	$III: \frac{\pi}{2} \leq \vartheta < \pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$
$\begin{cases} \tau_{5,0} = \tau_{8,0} = 1 - \tau_{K3} + 2 \cdot V_j^* \\ \tau_{5,3} = \tau_{8,3} = -2 \cdot V_j^* \end{cases}$	$V: \pi \leq \vartheta < \pi + \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$	$VIII: 2\pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < 2\pi$
$\begin{cases} \tau_{6,3} = \tau_{7,3} = 2 \cdot (1 - \tau_{K3}) + 2 \cdot V_j^* \\ \tau_{6,4} = \tau_{7,4} = -(1 - \tau_{K3}) - 2 \cdot V_j^* \end{cases}$	$VI: \pi + \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < \frac{3\pi}{2}$	$VII: \frac{3\pi}{2} \leq \vartheta < 2\pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$

Для равномерного заряда и разряда конденсаторов ИЦ могут использоваться КСК формирующие на выходе инвертора одинаковое напряжение. На рисунке 13 показаны эквивалентные схемы КСК вектора V_1 , формирующие одинаковое напряжение $U_0/2$. В первом случае зарядный ток конденсатора C_2 ($i_{C2} = i_{in}$) больше зарядного тока конденсатора C_3 ($i_{C3} = i_{in} - i_0$), во втором случае – наоборот. Принцип балансировки состоит в равновесном использовании КСК векторов V_1 и V_3 . При распределении КСК с балансировкой число коммутаций на такте ШИМ составляет 12 во всех секторах.

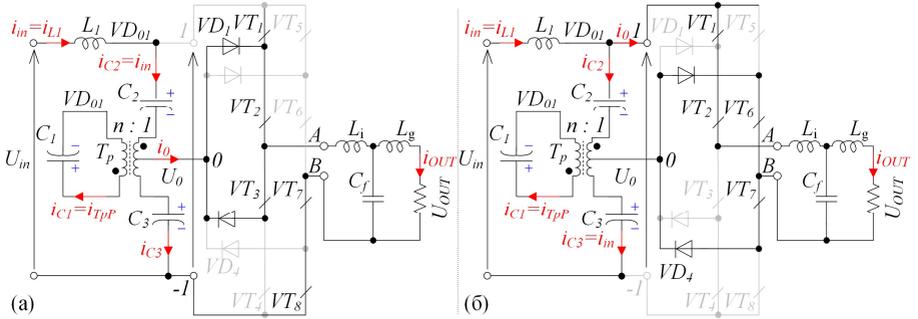


Рисунок 13. Эквивалентные схемы активных состояний на примере трёхуровневого однофазного NPC LCCT-Z-инвертора

Модифицированная ВШИМ, показанная на рисунке 12 справа, строится на основании того, что для симметричных импедансных NPC инверторов можно ввести еще два дополнительных вектора состояния неполного КЗ стоек инвертора. В этом состоянии выходное напряжение инвертора равно $\pm U_0/2$. Эквивалентная схема дополнительного состояния неполного КЗ (1, КЗ) для симметричного 1-фазного NPC q-Z-инвертора изображена на рисунке 14. Применение состояния неполного КЗ позволяет снизить количество переключений транзисторов

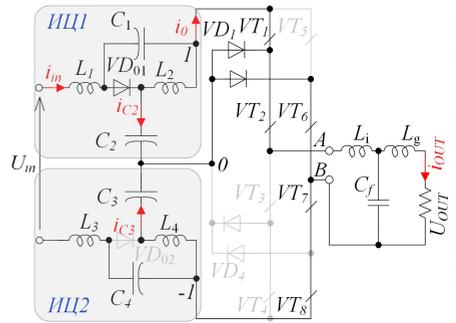


Рисунок 14. Эквивалентная схема дополнительного неполного состояния КЗ (1,К3)

Таблица 3 – Весовые коэффициенты для модифицированного ВШИМ ИИ

Весовые коэффициенты	Границы сектора	
$\tau_{1,0} = \tau_{6,0} = 1 - \tau_{K3} - 2 \cdot V_T^*$ $\tau_{1,1} = \tau_{6,1} = 2 \cdot V_T^*$	$I: 0 \leq \vartheta < \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$	$VI: \pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < \pi$
$\tau_{2,0} = \tau_{5,0} = 1 - 2 \cdot V_T^*$ $\tau_{2,1} = \tau_{5,1} = 2 \cdot V_T^* - \tau_{K3}$	$II: \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right)$	$V: \pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right) \leq \vartheta < \pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$
$\tau_{3,1} = \tau_{4,1} = 2 - \tau_{K3} - 2 \cdot V_T^*$ $\tau_{3,2} = \tau_{4,2} = -1 + 2 \cdot V_T^*$	$III: \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right) \leq \vartheta < \frac{\pi}{2}$	$IV: \frac{\pi}{2} \leq \vartheta < \pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right)$
$\tau_{7,0} = \tau_{12,0} = 1 - \tau_{K3} + 2 \cdot V_T^*$ $\tau_{7,3} = \tau_{12,3} = -2 \cdot V_T^*$	$VII: \pi \leq \vartheta < \pi + \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$	$XII: 2\pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < 2\pi$
$\tau_{8,0} = \tau_{11,0} = 1 + 2 \cdot V_T^*$ $\tau_{8,3} = \tau_{11,3} = -2 \cdot V_T^* - \tau_{K3}$	$VIII: \pi + \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < \pi + \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right)$	$XI: 2\pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right) \leq \vartheta < 2\pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$
$\tau_{9,3} = \tau_{10,3} = 2 - \tau_{K3} + 2 \cdot V_T^*$ $\tau_{9,4} = \tau_{10,4} = -1 - 2 \cdot V_T^*$	$IX: \pi + \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right) \leq \vartheta < \frac{3\pi}{2}$	$X: \frac{3\pi}{2} \leq \vartheta < 2\pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right)$

на такте ШИМ. Можно выделить 4 КСК неполного КЗ, где в стойке инвертора открыты только 3 ключа: $(1, K3)$, $(K3, -1)$, $(K3, 1)$ и $(-1, K3)$. Чтобы не допустить неравномерного использования конденсаторов звена ИЦ на такте ШИМ следует использовать по 2 КСК неполного КЗ, $(1, K3)$ и $(K3, -1)$ или $(K3, 1)$ и $(-1, K3)$. Применение неполных КЗ дают дополнительную гибкость формирования выходного напряжения, но количество секторов ВШИМ увеличивается до 12. Весовые коэффициенты и границы секторов модифицированного ВШИМ приведены в таблице 3. Количество коммутаций на периоде ШИМ в секторах I, VI, VII, XII - 12, в остальных секторах – 8.

Для проверки корректности работы ВШИМ проведено моделирование (рисунок 15) схемы симметричного однофазного NPC q-Z-инвертора. Для сравнения выбран скалярный способ управления с maximum boost control, со сбалансированным распределением энергии на стойках инвертора. При $D_{K3} = 0,2$, напряжение $U_{in}=300$ В, выходная мощность ≈ 400 Вт. Среднее напряжение на конденсаторах – 400 В, а $U_{OUT(RMS)} = 230$ В, $M = 0,8$. Форма напряжения U_0 модифицированного ВШИМ отличается от остальных способов управления. Неполные состояния КЗ соответствуют половине U_0 , что обеспечивает более низкий КГ напряжения перед фильтром, составляющий 43%, по сравнению с 67% для остальных способов. Все способы обеспечивают стабильное напряжение на конденсаторах, а КГ выходного тока схем близки.

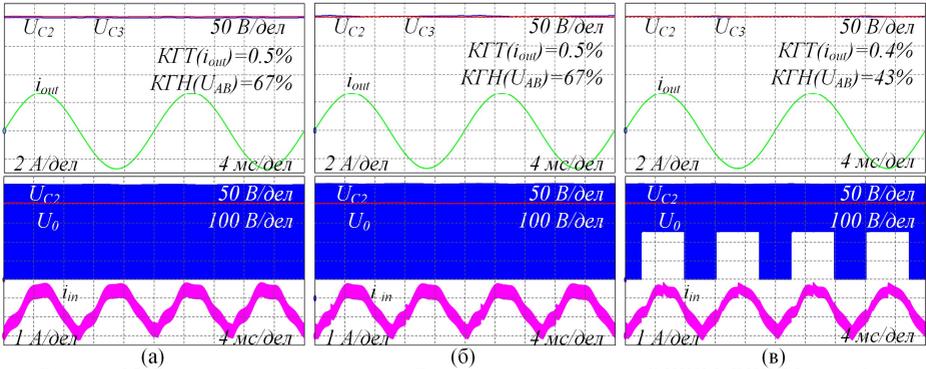


Рисунок 15. Результаты моделирования. Слева на право: скалярный ШИМ, ВШИМ, модифицированный ВШИМ

Чтобы продемонстрировать разницу между способами управления, было проанализировано количество переходных процессов (времен) на одном интервале коммутации (определённом при 50 Гц). Их значения, отнесённые к уровню коммутационных потерь, представлены на рисунке 16, $D_{K3} > 0$. Скалярной ШИМ для обеспечения того же качества вы-

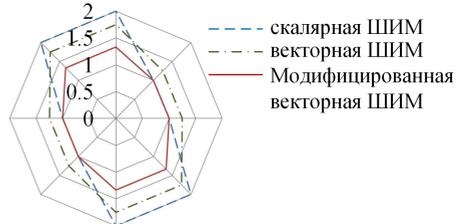


Рисунок 16. Количество коммутаций на такте ШИМ. Специальный скалярный ШИМ и предложенные ВШИМ.

ходного напряжения требует в 2 раза более низкую частоту опорных сигналов фазы и такую же частоту опорных сигналов КЗ. ВШИМ 1 – ВШИМ с равноимённым распределением заряда-разряда конденсаторов ИЦ на каждом такте ШИМ, ВШИМ 2 – ВШИМ с более равномерным распределением переключений транзисторов на такте ШИМ. Модифицированная ВШИМ даёт меньшее количество коммутаций и более равномерную загрузку ключей, чем остальные способы управления. Общие количество коммутаций во ВШИМ способе управления такое же, как в скалярном ШИМ.

В пятой главе проведены экспериментальные исследования модели предложенного трёхфазного трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с одним независимым источником напряжения с непрерывным входным током и ВШИМ способов управления однофазным симметричным 3-уровневым NPC *q-Z*-инвертором.

Макет схемы 3-фазного 3-уровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с 1 независимым источником напряжения и непрерывным входным током показан на рисунке 17 и построена на базе ПЛИС Altera EP4CE22E22C8, дешёвого высокочастотного драйвера ACPL-H312, высокочастотных SiC диодах ИЦ и инвертора и МОП-транзисторов с высокочастотными внутренними диодами и $F_{\text{ШИМ}}=100\text{кГц}$. В качестве источника питания использовался регулируемый источник постоянного тока. Измерения проводились с помощью оборудования фирмы Tektronix: цифрового осциллографа DPO7254, датчиков тока TSP0030 и напряжения TRA-BNC. Параметры элементов обеспечивают непрерывность входного тока во всём рабочем диапазоне ИИ.



Рисунок 17. Макет экспериментальной установки

Выходное синусоидальное напряжение (фаза-нейтраль) и регулировочная характеристика исследуемого ИИ показаны на рисунке 18. КГ выходного напряжения составил $\sim 5\%$. Экспериментальный $K_{\text{ПН}}$ близок к математически предсказанному, что показывает качество полученных математических выражений, расхождение объясняется потерями в экспериментальном макете.

На рисунке 19 показаны экспериментальные осциллограммы: а, г - входное напряжение $U_{in}=160\text{ В}$ и средний входной ток $I_{in}=2\text{ А}$; б, д - ток средней точки i_{Z0} показан вместе с напряжением на первичной $U_{T,P}$ и вторичного $U_{T,S}$ обмотках трансформатора; в - напряжения конденсаторов $U_{C1}=165\text{ В}$, $U_{C2}=U_{C3}=155\text{ В}$ показаны вместе с напряжением звена постоянного тока U_0 ; е - напряжения на диоде U_{VD01} . Напряжение U_{VD01} , соответствует ожидаемому. Ток средней точки может

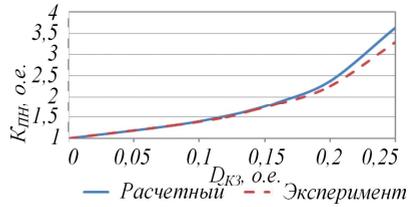
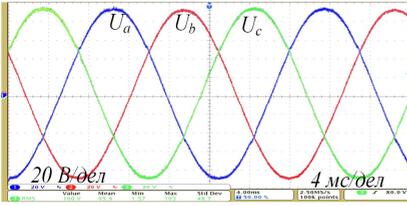


Рисунок 18. Осциллограммы выходного напряжения инвертора. Регулировочная характеристика: расчётная (сплошная линия) и экспериментальная (пунктирная линия).

насыщать сердечник трансформатора, что следует учитывать при его проектировании или же следует использовать методы ШИМ уменьшающие ток в средней точке. Всплески напряжения на полупроводниках и в напряжении ЗПТ объясняются наличием в схеме индуктивности рассеяния трансформатора. Оптимизация экспериментального макета с точки зрения дизайна значительно улучшит ситуацию. КПД экспериментального прототипа находился в диапазоне 90-94%. Максимальный КПД соответствует режиму работы схемы без состояний КЗ, при $M=1$.

На рисунке 20 показана экспериментальная установка для проверки ВШИМ алгоритмов. Она включает трёхуровневый NPC инвертор, ИЦ q-Z-типа, и управление преобразователем. Использовались кремниевые Infineon IPW65R041CFD. Измерения были выполнены цифровым осциллографом Tektronix MDO4034B-3. Система управления состоит из ПЛИС от Altera Cyclone IV EP4CE6E22C8 и микроконтроллера STM32F417ZET.

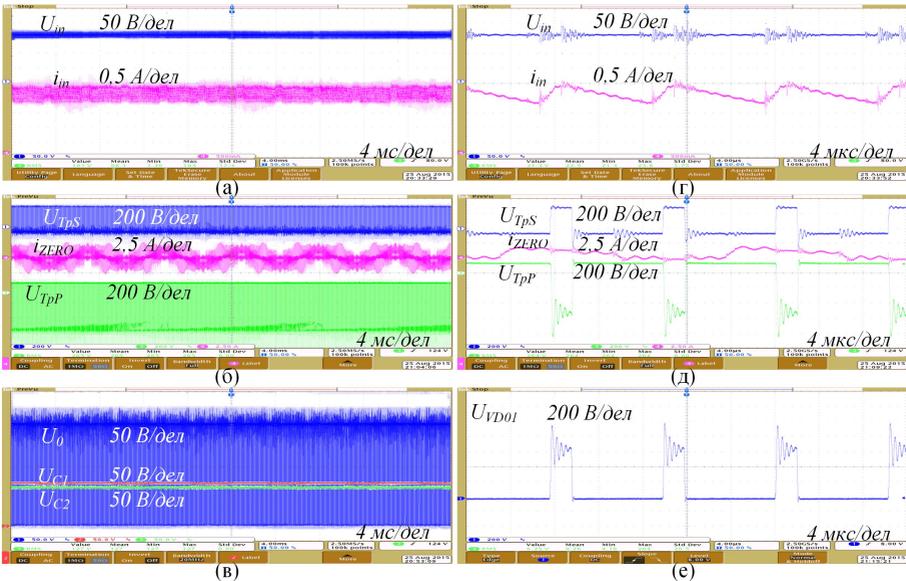


Рисунок 19. Результаты эксперимента для схемы LCCT-Z-типа 3-уровневого 3-фазного инвертора с 1 независимым источником напряжения и непрерывным входным током (Рисунок 8г): а-в – на частоте 50Гц; г-е – на частоте ШИМ

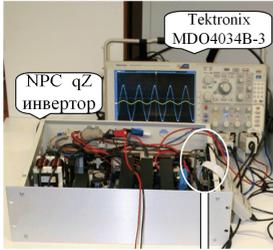


Рисунок 20. Фотография экспериментальной установки

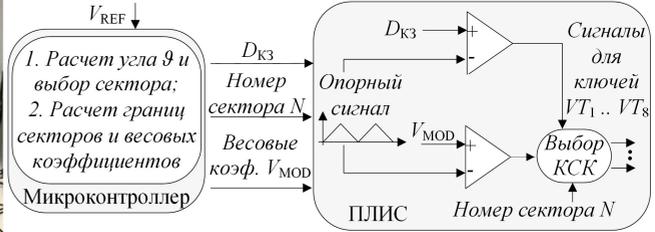


Рисунок 21. Схема расчёта последовательности КСК векторных ШИМ

Расчёт угла вектора выходного напряжения, сектора, границ секторов и весовых коэффициентов производится в микроконтроллере, а ПЛИС осуществляет реализацию алгоритмов, связанных со сравнением опорных и моделирующих сигналов, полученных от микроконтроллера (рисунок 21). Входным для микроконтроллера является сигнал опорного вектора синусоидального выходного напряжения V_{REF} . В соответствии с фазой и амплитудой опорного синусоидального напряжения микроконтроллер определяет номер сектора и весовые коэффициенты векторов. ПЛИС на основе переданного в неё весового коэффициента и номера сектора определяет КСК и отправляет сигналы на драйверы транзисторов схемы. Частота ШИМ определяется опорным сигналом в ПЛИС и изменялась в пределах от 120 кГц до 240 кГц, в то время как частота обмена данными была постоянной – 15 кГц. На рисунке 22 слева показаны осциллограммы

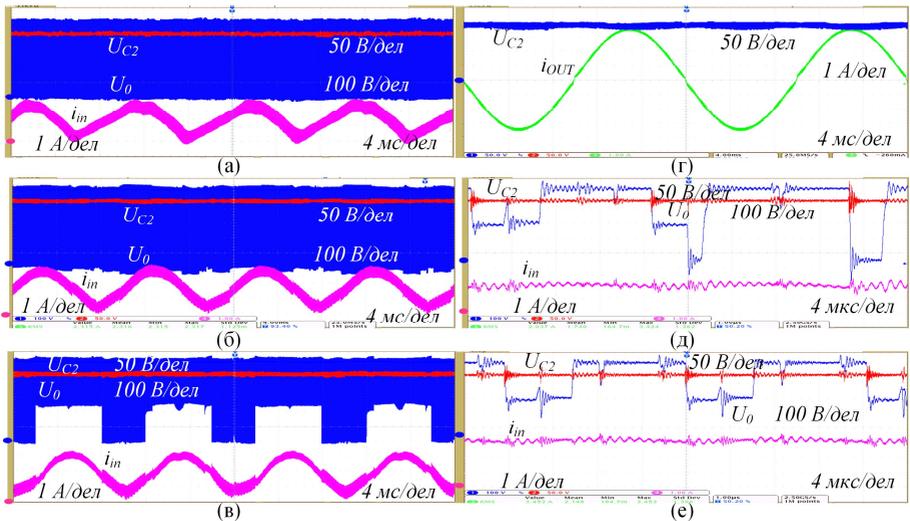


Рисунок 22. Результаты эксперимента: напряжение ЗПТ U_0 , напряжение конденсатора U_{C2} и входной ток i_{in} : (а) скалярная ШИМ; (б) ВШИМ; (в) модифицированная ВШИМ; частота 50Гц (г), частота ШИМ (д) и (е)

напряжения U_0 , напряжение конденсатора U_{C2} и входной ток i_{in} . Результаты эксперимента подтверждают возможность работы преобразователя и системы управления на высокой частоте ШИМ (240 кГц). Амплитудное значение $i_{in} \approx 3$ А, среднее значение в 2 раза ниже. Экспериментальные результаты соответствуют результатам моделирования. В случае модифицированного ВШИМ напряжение U_0 отличается из-за наличия состояний неполного КЗ. На рисунке 22 справа показаны экспериментальные результаты только для модифицированного ВШИМ на частоте 50 Гц и частоте ШИМ. Мощность нагрузки 400 Вт. Показано соответствие формы выходного тока синусоидальному виду. Также показан цикл коммутации, где реализовано состояние частичного и полного КЗ. Видно, что состояния частичного КЗ используются и обеспечивают переходные процессы между соседними состояниями с минимальным количеством переключений транзисторов. Пульсации входного тока малы из-за очень высокой частоты коммутации силовых ключей.

Для проверки предположения о том, что предложенные векторные ШИМ будут иметь меньшие коммутационные потери, снята характеристика КПД от частоты ШИМ и выходной мощности (рисунок 23). $U_{in} = 300$ В, относительная длительность интервала КЗ инвертора $D_{КЗ} = 0,2$. На рисунке 22 справа видно, что в случае скалярной ШИМ при увеличении частоты ШИМ КПД преобразователя значительно снижается, в случае модифицированной ВШИМ – КПД снижается незначительно, график ВШИМ лежит посередине. Характер поведения кривой ВШИМ близок к кривой скалярной ШИМ. Уровень наклона характеристик отличается. Это означает, что уровень коммутационных потерь в обоих ВШИМ ниже, и, в частности, значительно ниже на более высокой частоте ШИМ, в случае модифицированного решения. В модифицированном ВШИМ потери проводимости выше, чем в двух других способах управления. В результате КПД схемы ниже при относительно низкой частоте ШИМ (<160 кГц) и значительно выше при частоте ШИМ выше 160 кГц.

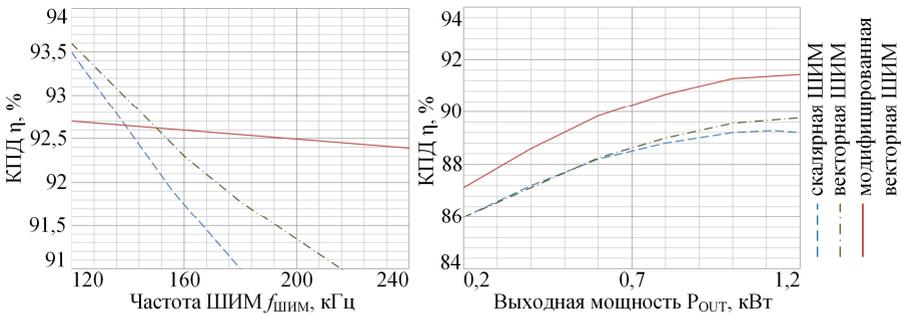


Рисунок 23. Экспериментальная зависимость КПД однофазного симметричного ИИ q-Z-типа для различных способов управления: слева - от частоты ШИМ, справа - от выходной мощности при $f_{ШИМ} = 240$ кГц

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложена топология 3-фазного 3-уровневого NPC LCCT-Z-инвертора с одним независимым источником напряжения, непрерывным входным током и наименьшим числом компонентов импедансной цепи.

2. Получены соотношения для расчёта компонентов семейства трёхуровневых NPC LCCT-Z-инверторов по общей методике. Справедливость соотношений подтверждена путём имитационного моделирования.

3. Сравнительный анализ показал, что предложенный трёхуровневый NPC LCCT-Z-инвертор с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током по сравнению с другими трёхуровневыми схемами его семейства имеет одинаковую загрузку компонентов по току и напряжению, не уступает по качеству выходного напряжения, при этом потребляет непрерывный входной ток, может питаться от одного источника напряжения и имеет большую надёжность, т.к. требует меньшее количество пассивных компонентов и диодов в звене импеданса.

4. Предложены векторные ШИМ способы управления трёхуровневым однофазным импедансным NPC инвертором, позволяющие производить контроль заряда-разряда конденсаторов ИЦ, снизить количество переключений транзисторов на такте ШИМ, более равномерно распределить загрузку транзисторов инвертора, поднять его КПД.

5. Для предложенных способов управления по единой методике произведён расчёт весовых коэффициентов, границ секторов и предложены оптимальные последовательности комбинаций состояния ключей. Справедливость соотношений подтверждена путём имитационного моделирования.

6. Анализ работы преобразователя под управлением предложенными ВШИМ способами управления показал, что качество формируемого с их помощью выходного напряжения не уступает скалярному способу управления, а в случае модифицированной ВШИМ оно выше, на конденсаторах ИЦ инвертора поддерживается одинаковое напряжение, модифицированная векторная ШИМ позволяет снизить количество коммутаций транзисторов инвертора, повысить КПД инвертора, особенно в области частот ШИМ выше 160 КГц по сравнению со скалярной ШИМ.

7. Приложением предложенной топологии и способов управления может быть автономная система электроснабжения с широким диапазоном входного напряжения источника питания.

8. В соответствии с проведённым исследованием, были разработаны и изготовлены физические макеты трёхфазного трёхуровневого NPC LCCT-Z-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током и программно-аппаратная реализация ВШИМ способов управления однофазным NPC q-Z-инвертором. Результаты полученные аналитически и с помощью моделирования верифицируются экспериментально, при соответствующих условиях и допущениях.

Научные публикации по теме диссертации:

Публикации в изданиях, рекомендованных ВАК РФ

1. Шульц Т.Е., Гусев А.А. *Сравнительный анализ трехфазных трехуровневых квазиимпедансных инверторов T-типа* // Доклады академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2016. - № 3 (32) – С. 117-127.
2. Курочкин Д.А. *Сравнительный анализ шунтовых регуляторов на основе топологий повышающих DC/DC преобразователей для аэрокосмического применения* / Д.А. Курочкин, Т.Е. Шульц, А.В. Гейст, Д.А. Штейн, С.А. Харитонов // Электропитание. – 2019. – № 2. – С. 22-34.

Публикации в зарубежных журналах Q1, Q2, Q3

3. Shults T., Husev O., Blaabjerg F., Zakis J., Khandakji K. / *LCCT-derived three-level three-phase Inverters* // IET Power Electronics, Vol. 10, Issue 9, 28 July 2017, pp. 996 – 1002.
4. T. E. Shults, O. Husev, F. Blaabjerg, C. Roncero-Clemente, E. Romero-Cadaval and D. Vinnikov / *Novel Space Vector Pulsewidth Modulation Strategies for Single-Phase Three-Level NPC Impedance-Source Inverters*. // IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 5, May 2019, pp. 4820-4830.
5. Husev, O.; Shults, T.; Vinnikov, D.; Roncero-Clemente, C.; Romero-Cadaval, E.; Chub, A. / *Comprehensive Comparative Analysis of Impedance-Source Networks for DC and AC Application* // Electronics, vol. 8(4), no 405, 2019, pp. 1-21.

Патенты

6. Пат. ЕЕ05800В1 Эстонская Республика, МКИ Н02М, А LCCT-derived three-level three-phase inverter, having a new impedance source network, consisting of a single inductor, a single impedance diode, a transformer, having a secondary winding with a center point, and only three capacitors [Текст] / Janis Zakis, Oleksandr Husev, Tatiana Schults; заявитель и патентообладатель Tallinna Tehnikaülikool; №P201500034 заявл. 02.12.2015; опубл. 15.11.2017. – 12 с.

Публикации в базе SCOPUS и WoS:

7. Brovanov S.V., Shults T.E., Sidorov A.V., "Stand-alone power supply system using photovoltaic panels and diode-clamped multilevel inverter. // 2014 15th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), June 30 2014-July 4, 2014, Novosibirsk, pp. 464 - 467
8. Shults T., Husev O., Blaabjerg F. / *Design and Comparison of Three-Level Three-Phase T-Source Inverters*. // 2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), May 11-13, 2015, Riga, Latvia, pp. 1-6.
9. Shults T.E., Husev O.O., Zakis, J.G. / *Overview of impedance source networks for voltage source inverters*. // 2015 16th International Conference of Young Specialists

on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), June 29 - July 3, 2015, Novosibirsk, pp. 514 – 520.

10. Shults T., Husev O., Roncero-Clemente C., Blaabjerg F., Strzelecki R. / *Design of Three-Phase Three-Level CIC T-Source Inverter with Maximum Boost Control.* // IECON, 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 9 – 12, 2015, pp. 4447-4452.
11. Shults T.E., Husev O.O., Blaabjerg F. / *Space Vector Pulse Width Modulation Strategy for Single-Phase Three-Level CIC T-source Inverter* // Proceedings of 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. June 30-July 4, 2016, Novosibirsk, pp. 600-606.
12. T. E. Shults, A. S. Filatova, M. A. Dybko and O. O. Husev / *SVPWM Capacitor Balancing Method for Single-Phase Three-Level NPC Impedance-Source Inverters.*//19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, 2018, pp.6403-6407.

В других изданиях:

13. Шульц Т.Е., Штейн Д.А. / *Анализ особенности использования солнечной энергетики в сибирском регионе* // Наука, технологии, инновации (НТИ), Часть 2, г.Новосибирск, 21-24 ноября 2013: Тез. Докл. – С. 192-193.
14. Шульц Т.Е. / *Система генерирования электрической энергии с использованием фотоэлектрических панелей.* // Наука, технологии, инновации (НТИ), Часть 11, г.Новосибирск, 02-06 декабря 2014: Тез. Докл. С. 20-22
15. Shults T. / *Power Supply System Based on Photovoltaic Panels and Three-level NPC Inverter.* // Closing Conference of the Project “Doctoral School of Energy and GeotechnologyII,”January12-17,2015,Parnu,Estonia,pp.154-157.
16. Shults T., Husev O., Blaabjerg F. / *Design and Comparison of Three-Level Three-Phase T-Source Inverters.* // 4th International Doctoral School of Electrical Engineering and Power Electronics, the student sport centre "Ronishi" of Riga Technical University, Latvia, 29 - 30 May, 2015: Стенд. докл.
17. Shults T., Sidorov A., Husev O. / *SVPWM Strategy for Single-Phase Three-Level Impedance Source Inverter* // Proceedings of 16th International Symposium “Topical problems in the field of electrical and power engineering” and “Doctoral School of Energy and Geotechnology III”, Publisher: Elektrijam. January 16-21, 2017, Parnu, Estonia, pp. 144-147.