

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

Шульц Татьяна Евгеньевна

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

05.09.12 – Силовая электроника

Диссертация  
на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
д-р техн. наук, доцент  
С.В. Брованов

Новосибирск - 2022

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Оглавление .....	2
Перечень используемых сокращений .....	4
Введение.....	5
Глава 1. Обзор схем повышающе-понижающих DC/AC преобразователей.....	17
1.1. Повышающие преобразователи постоянного тока .....	17
1.2. Импедансные цепи .....	21
1.3. Многоуровневые инверторы .....	28
1.4. Способы управления импедансными инверторами.....	33
Выводы по главе 1.....	35
Глава 2. Математический анализ импедансных цепей.....	37
2.1. Расчёт схемы $q$ - $Z$ -типа .....	39
2.2. Расчёт схемы $T$ (транс)- $q$ - $Z$ -типа.....	41
2.3. Расчёт схемы $q$ - $T$ -типа .....	44
2.4. Расчёт схемы $A$ -типа .....	46
2.5. Расчёт схемы LCCT- $q$ - $Z$ -типа.....	49
2.6. Сравнительный анализ цепей.....	51
Выводы по главе 2.....	59
Глава 3. Новое Семейство трехуровневых LCCT- $Z$ -инверторов.....	61
3.1. Описание схем трёхуровневых LCCT- $Z$ -инверторов.....	61
3.2. Расчёт параметров пассивных компонентов схем .....	65
3.3. Моделирование NPC LCCT- $Z$ -инверторов с непрерывным входным током 72	72
Выводы по главе 3.....	76
Глава 4. Векторный способ управления однофазной трехуровневой схемой .....	78
4.1. Векторная ШИМ для однофазного трёхуровневого инвертора .....	78
4.2. ВШИМ для однофазного трёхуровневого импедансного NPC инвертора.	82

4.3. Модифицированная ВШИМ для симметричного импедансного однофазного трёхуровневого NPC инвертора.....	88
4.4. Моделирование ВШИМ способов управления .....	92
Выводы по главе 4.....	97
Глава 5. Результаты эксперимента .....	99
5.1. Схема трёхфазного трёхуровневого NPC <i>LCCT-Z</i> -инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током.....	99
5.2. ВШИМ способы управления однофазным симметричным трёхуровневым NPC <i>q-Z</i> -инвертором.....	106
Выводы по главе 5.....	113
Заключение .....	115
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	117
Приложение А .....	129
Приложение Б.....	131
Приложение В.....	132
Приложение Г .....	133

## ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

СБ – солнечная батарея

ИЦ – импедансные цепи

КЗ – короткое замыкание

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ЗПТ – звено постоянного тока

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

МОП – металл – оксид – полупроводник

ВШИМ – векторная ШИМ

*DC* – *direct current* – постоянный ток

*AC* – *alternating current* – переменный ток

*MOSFET* – *metal-oxide-silicon field-effect transistor* – полевой транзистор с МОП структурой

*IGBT* – *insulated-gate bipolar transistor* – БТИЗ – биполярный транзистор с изолированным затвором

*LCCT* – *Inductor-Capacitor-Capacitor-Transformer*

*CAEB* – *capacitor assisted extended boost*

*MCAEB* – *modified capacitor assisted extended boost*

*DAEB* – *diode assisted extended boost*

*MDAEB* – *modified diode assisted extended boost*

*NPC* – *Natural Point Clamped* – с фиксированной нулевой точкой

*SBC* – *simple boost control*

*MBC* – *maximum boost control*

*CBC* – *Constant Boost Control*

## ВВЕДЕНИЕ

### **Актуальность темы и степень её проработанности**

Возобновляемые источники энергии и системы электроснабжения на их основе становятся ключевыми областями генерации электроэнергии в мире [1]-[4]. Такие системы уверенно занимают свою нишу в областях малой, средней и большой мощности [5]-[8]. К одной из них относятся системы с распределённой генерацией энергии, позволяющие домохозяйствам продавать произведённую энергию в сеть при её избытке и покупать при недостатке. Начиная с 2016 года, в мире реализуются проекты умных городов, включающих строительство и обновление зданий для достижения ими нулевого потребления энергии (тепловой, электрической) в течении года [5], [6]. Основой таких проектов, в первую очередь, становятся системы на возобновляемых источниках энергии. Все это говорит о том, что разработка полупроводниковых преобразователей для систем электроснабжения на возобновляемых источниках энергии является как никогда перспективной областью силовой электроники.

Особенностью большинства возобновляемых источников энергии является то, что мощность и напряжения источника электроэнергии может значительно меняться в зависимости от погодных и природных условий. Так для солнечных батарей (СБ) ключевыми факторами являются уровень освещённости, наличие частичного затенения СБ, географическое расположение (чем ближе к экватору, тем больше уровень солнечной радиации), а также высота над уровнем моря (в горах уровень солнечной радиации будет выше чем на равнине на той же широте) [9]. Для согласования уровней напряжения источников питания и последующей передачи электроэнергии в нагрузку используются полупроводниковые преобразователи. Поскольку амплитуда напряжения возобновляемого источника энергии может варьироваться в широком диапазоне, полупроводниковый преобразователь должен обладать широким диапазоном регулирования выходного напряжения.

Выходное напряжение традиционных инверторов не может превысить напряжение источника питания инвертора [10], [11], что является одним из его недостатков при работе на возобновляемый источник энергии. Чаще всего, согласование напряжений источников постоянного тока и выходного напряжения системы переменного тока производится с помощью последовательного включения, повышающего  $DC/DC$  преобразователя и инвертора [10] (рисунок 1). В этом случае  $DC/DC$  преобразователь в звене постоянного тока (ЗПТ) формирует напряжение необходимой амплитуды, а инвертор преобразует постоянное напряжение ЗПТ в переменное. Однако, с точки зрения построения дополнительной системы управления для  $DC/DC$  преобразователя, из-за двухступенчатого преобразования энергии и усложнения топологии схемы – это решение является более сложным.

Коэффициент преобразования по напряжению ( $K_{\text{пн}}=U_{\text{out}}/U_{\text{in}}=1/(1-D)$ ) повышающего  $DC/DC$  преобразователя определяется величиной относительной длительности интервалов коммутации ключа преобразователя ( $D=t_1/T$ ). Теоретически, в системе без потерь, достигим любой коэффициент преобразования по напряжению схем  $DC/DC$  преобразователей. Однако, в реальных системах, после достижения определённого уровня  $D$ , статические потери в полупроводниковых устройствах схемы начинают превалировать, таким образом выходное напряжение и мощность схемы сильно уменьшаются и не укладываются в рамки расчётных значений. Кроме того, при некотором значении  $D$  входной ток становится прерывистым. Последний недостаток можно компенсировать, увеличивая размер входного дросселя. Однако, в реальных системах бесконечно увеличивать размер входного дросселя также не представляется возможным. К другим способам повышения коэффициента преобразования по напряжению относится использование каскадных включений  $DC/DC$  повышающих преобразователей, а также разработка схем, позволяющих получить больший коэффициент преобразования по напряжению при меньшей относительной длительности интервалов коммутации ключа преобразователя. В

первом случае количество пассивных элементов и полупроводниковых устройств в схемах значительно возрастает, а второй может быть рассмотрен подробнее.

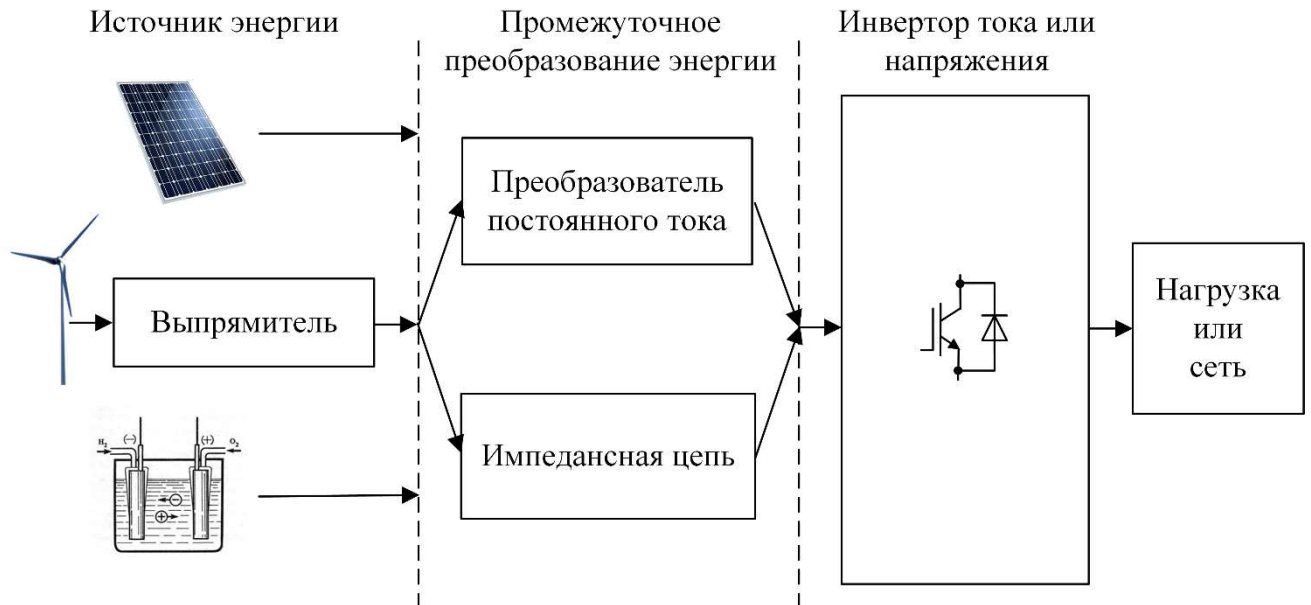


Рисунок 1. Структура систем электроснабжения на возобновляемых источниках энергии

К схемам, позволяющим получить большой коэффициент преобразования по напряжению при меньшей относительной длительности интервалов коммутации ключа преобразователя, относятся так называемые *impedance source converters* (импедансные преобразователи). Они могут быть выполнены как для схем DC/DC, так и для схем DC/AC преобразователей. При этом у схем DC/AC импедансных инверторов есть особенности, выделяющие их перед системами, построенными по связке DC/DC преобразователь и инвертор. Первая состоит в том, что импедансная цепь (ИЦ), где производится обмен энергией между пассивными элементами, за счёт которого повышается входное напряжение преобразователя, включает только диод (диоды), осуществляя свою работу только за счёт ключей инвертора. Для этого на такте ШИМ инвертора вводится так называемый интервал контролируемого короткого замыкания (КЗ), в течении которого в стойке или стойках инвертора создаётся путь протекания тока от источника напряжения через ИЦ и инвертор. Из этого рождается вторая особенность импедансного инвертора – такой инвертор не требует в ведении в алгоритм управления ключами так называемого «мёртвого времени», позволяющего в случае классического

инвертора на транзисторных ключах избежать случайных и неконтролируемых КЗ стойки инвертора и выхода его из строя. И третья особенность – импедансный инвертор может работать как в повышающем, так и в понижающем режимах, достигая таким образом широкого диапазона регулирования выходного напряжения.

На данный момент существует большое количество ИЦ различного типа. Основоположителем данного вида преобразователей можно считать Фэнг Зэнг Пенга (Fang Z. Peng, Florida State University, USA) ещё в 2003 году предложившем использовать ИЦ Z-типа [12], включённую последовательно между источником энергии и инвертором. Схема потребляла от источника энергии прерывистый входной ток, но имела более высокий  $K_{\text{пн}}$ , чем у классического DC/DC и инвертора. Далее в 2008 Андерсоном и Пенгом [Joel Anderson, Michigan State University, College of Engineering] была предложена схема q-Z-типа [76], потребляющая непрерывный входной ток, что немало важно при работе преобразователя на СБ. Затем был предложен ряд схем повышающих импедансных инверторов имеющих те или иные преимущества, в основном заключающиеся в повышении  $K_{\text{пн}}$ : схема T(trans)-Z-типа [40], потребляющая прерывистый входной ток, предложена Марекком Адамовичем и Натальей Штрелецкой [Marek Adamowicz, Natalia Strzelecka – Gdynia Maritime University (Gdynia, Poland)] в 2009 году; модифицированная схема T(trans)-Z-типа [44], с непрерывным входным током, предложена коллективом авторов из Michigan State University (Wei Qian, Fang Zheng Peng, Honnyong Cha) в 2011 и в том же году опубликован вариант схемы T(trans)-q-Z-типа [41] [Ryszard Strzelecki, Marek Adamowicz, Natalia Strzelecka – Gdynia Maritime University (Gdynia, Poland) and Wieslaw Bury DeVry University (North Brunswick, United States)]; улучшенная схема Y-типа была предложена Yam Siwakoti, Frede Blaabjerg и Poh Chiang Loh (Aalborg University, Denmark); схема q-T-типа [37] была предложена в 2009 году [Ryszard Strzelecki, Marek Adamowicz, Natalia Strzelecka1 (Gdynia Maritime University, Poland), Wieslaw Bury (DeVry University, United States)]; схема LCCT-типа предложили в 2011 году [47] коллектив авторов из Польши, США и Катара [Marek Adamowicz, Jaroslaw Guzinski (Gdansk



University of Technology, Poland), Ryszard Strzelecki (Gdynia Maritime University, Poland), Fang Zheng Peng (Michigan State University, United States), Haitham Abu-Rub (Texas A&M University at Qatar, Qatar)], а некоторые её модификации описаны тем же коллективом авторов и отдельными её членами в [62] и [63]; схема А-типа [65], одна из последних, предложена коллективом авторов из Дании и США [Yam P. Siwakoti, Frede Blaabjerg (Aalborg University, Denmark); Veda Prakash Galigekere (Lear Corporation, United States); Agasthya Ayachit (Wright State University, United States); Marian K. Kazimierczuk (Wright State University, United States)]. Из российских исследований можно отметить работы Дмитрия Панфилова, посвященные исследованию трехфазных трехуровневых квази-импедансных инверторов для автономных систем электроснабжения.

На данный момент класс импедансных схем включает более 20 самостоятельных схемотехнических решений для дву- и трёхуровневых инверторов, а также ряд способов их модификации [13]-[25]. Импедансные инверторы могут осуществлять питание нагрузки от СБ или ветрогенераторов, работать в системах электроснабжения летательных аппаратов, осуществлять трансфер энергии в сеть, осуществлять питание машин переменного тока, осуществлять коррекцию качества сетевой электроэнергии [26]-[30]. В статьях [13], [14], [15], [20], [48], [49] проведён широкий обзор ИЦ и способов управления ими. Почти все описанные ИЦ имеют в своём составе либо магнитосвязанные дроссели, либо трансформаторы (автотрансформаторы). Основным преимуществом таких ИЦ является высокий коэффициент преобразования по напряжению при достаточно небольшой относительной длительности интервала КЗ, который достигается путём варьирования отношения числа витков обмоток магнитосвязанных дросселей. В то же время, сложно найти работы, которые бы чётко продемонстрировали влияние уменьшения относительной длительности интервала КЗ ИЦ на размер, объем и, вероятно, стоимость компонентов всего преобразователя. Основная гипотеза, рассматриваемая в работах, посвящённых ИЦ, заключалась в возможном уменьшении размеров и объёмов пассивных компонентов, за счёт увеличения отношения числа витков первичной и вторичной

обмоток магнитосвязанных дросселей ИЦ. Однако, при более тщательном рассмотрении работ по ИЦ, можно подчеркнуть то, что в некоторых работах встречаются несколько противоречивые результаты. Прямое сравнение ИЦ, предлагаемых авторами, с ранее опубликованными решениями, даёт очень неопределённые выводы [50] - [55]. В некоторых публикациях раскрываются только преимущества преобразователей на основе ИЦ по сравнению с традиционными решениями [50], [51]. В других показываются противоположные результаты. Поэтому, необходимо провести анализ и сравнение существующих ИЦ по различным параметрам, таким как, масса-габаритные показатели схем, потери в схемах и напряжение на полупроводниковых приборах схем.

Применение модульных и многоуровневых преобразователей, также является новой тенденцией в силовой электронике. Многоуровневые преобразователи имеют ряд преимуществ перед обычными и хорошо известными двухуровневыми преобразователями. Согласно исследованиям, проведённым и опубликованным в [95, стр. 46] 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 такие устройства используются многими ведущими мировыми производителями, в первую очередь азиатскими». Кроме того, в данной работе был сделан вывод о том, что «3-уровневая схема имеет меньший уровень потерь, и это преимущество растёт с увеличением  $F_{sw}$ » ( $F_{sw}$  – частота ШИМ). В работе также отмечается большая экономическая целесообразность использования 3-уровневой схемы по сравнению с 2-уровневой. Главными достоинствами 3-уровневой топологии являются низкий уровень потерь, а также близкая к синусоидальной форма выходного сигнала благодаря которой к выходным пассивным фильтрам преобразователя предъявляются более низкие требования [31]-[34]. Меньшее значение рассеиваемой мощности, в свою очередь, означает 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* транзисторы).

Трёхуровневый *NPC Z*-инвертор был предложен в [35] как логическое расширение семейств трёхуровневого инвертора и двухуровневого *Z*-инвертора. Сочетание любых ИЦ с многоуровневым или каскадным инверторами обеспечивает одноступенчатое преобразование энергии с возможностью повышать и понижать входное напряжение. Всесторонние исследования трёхуровневых *NPC q-Z*-инверторов (*qZSI*) проводится в [35], [36]. Предлагаемое авторами работ решения сочетают в себе вышеупомянутые преимущества трёхуровневого инвертора и двухуровневого *Z*-инвертора с непрерывным входным током. Однако, как и трёхуровневые импедансные инверторы, описанные в [42], [46], [79], трёхуровневый *q-Z*-инвертор включает большое количество пассивных элементов в ИЦ, что снижает его надёжность. Таким образом, разработка схем импедансных трёхуровневых *NPC* инверторов со сниженным числом пассивных элементов и непрерывным входным током является актуальной задачей.

Важным фактором, определяющим эффективность работы преобразователя, является эффективность выбранного для него способа управления. На данный момент описано большое количество широко известных способов скалярных ШИМ, которые можно применить к импедансным преобразователям [15], [81], [85] - [89]. Векторные ШИМ (ВШИМ), позволяющие повысить эффективность их работы, в основном применяются в классических трёхфазных системах [107] - [114], но ВШИМ могут быть применимы и для управления импедансными преобразователями [115] - [118]. В работах [119], [120] показана реализация ВШИМ для трёхуровневых однофазных схем, а в работе [83] продемонстрировано реализация алгоритма, устраняющего небаланс напряжений на конденсаторах трёхуровневого *NPC* инвертора (данный недостаток, как и некоторые преимущества, трёхуровневый импедансный *NPC* инвертор получил в наследство от классического трёхуровневого *NPC* инвертора). Тем не менее, реализация ВШИМ однофазной системы была предложена только для схем классических

трёхуровневых *NPC* инверторов, а адаптация алгоритма ВШИМ для однофазных трёхуровневых импедансных *NPC* инверторов позволит повысить эффективность их работы, снизив, например, коммутационные потери, уменьшив количество коммутаций транзисторов на такте ШИМ, осуществить гибкую балансировку нейтральной точки, улучшить качество выходного напряжения, более эффективно использовать дополнительные состояния трёхуровневого импедансного инвертора.

С учётом вышеизложенного, можно сделать вывод о том, что исследование ИЦ, преобразователей на их основе, способов управления ими и улучшение их характеристик является актуальной задачей.

**Целью 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: масса-габаритные 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.** Для решения поставленных задач был проведён математический анализ ранее предложенных решений. Расчёт значения пассивных элементов схем в установившемся режиме работы по средствам программы Maple. Математическая оценка масса-габаритных показателей схем. Моделирование в программе PowerSIM. Проведен физический эксперимент.

**Научная новизна** заключается в следующем:

1. Разработана методика по оценке и сравнению схем ИЦ по различным параметрам, таким как: масса-габаритные показатели схем, потери в схемах и напряжение на полупроводниковых приборах схем.

2. Разработана новая топология трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с расширенным диапазоном регулирования выходного напряжения, сниженным числом пассивных компонентов и диодов в цепи импеданса, высоким коэффициентом полезного действия и непрерывным входным током.

3. Разработаны новые алгоритмы управления однофазным трёхуровневым импедансным NPC инвертором, повышающие эффективность работы схемы за счёт более сбалансированного использования конденсаторов импедансного звена, снижения числа коммутаций силовых ключей инвертора и распределения их загрузки за счёт более гибкого выбора последовательности коммутаций транзисторов.

**Практическая значимость** работы заключается в следующем:

1. Полученные по единой методике соотношения для компонентов преобразователей позволяют рассчитать и сравнить схемы с точки зрения загрузки компонентов и параметров пассивных компонентов.

2. Полученные теоретические и практические результаты могут быть использованы в инженерных расчётах при проектировании системы электроснабжения на возобновляемых источниках энергии.

**Основные положения, защищаемые автором:**

1. Предложенная единая методика анализа существующих ИЦ позволяет сравнить существующие ИЦ по различным параметрам, таким как: масса-габаритные показатели схем, потери в схемах и напряжение на полупроводниковых приборах схем.

2. Предложенная топология трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с расширенным диапазоном регулирования выходного напряжения имеет сниженное число пассивных компонентов и диодов в цепи импеданса, потребляет непрерывный входной ток и имеет меньшие масса-габаритные показатели.

3. Предложенная математическая модель трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора со сниженным числом пассивных компонентов и непрерывным входным током позволяет произвести проверку работоспособности новой схемы.

4. Предложенные алгоритмы ВШИМ управления схемой однофазного трёхуровневого импедансного NPC инвертора повышают эффективность работы схемы, позволяют производить контроль заряда-разряда конденсаторов ИЦ, улучшить качество выходного напряжения, более эффективно использовать дополнительные состояния трёхуровневого импедансного NPC инвертора.

#### **Связь исследований с научно-техническими программами и проектами:**

Исследования по данной работе выполнялись в рамках следующих программ:

- DORA-5 program – шестимесячная стажировка в Таллиннском техническом университете, группа Силовой электроники, руководитель Винников Дмитрий и со-руководитель 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.

**Апробация работы.** Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на международных научных конференциях и семинарах:

- Closing Conference of the Project “*Doctoral School of Energy and Geotechnology II*,” January 12 - 17, 2015, Parnu, Estonia

- 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», Россия.

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

- 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 (Parnu), 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», Россия.

**Имеется патент** № ЕЕ 201500034 А (ЕЕ 05800 В1) (страна патентования Эстония) на топологию трёхуровневого трёхфазного импедансного инвертора LCCT-типа (*LCCT-derived three-level three-phase inverter*).

**Публикации.** По теме диссертационной работы было опубликовано 17 работ, включая 2 в журнале из перечня ВАК, журнале ИЕТ (Impact Factor 3.547, Q2), журнале IEEE Transactions on Power Electronics (Impact Factor 6.812, Q1), журнале Electronics (Impact Factor 1.764, Q3).

**Структура работы.** ВКР изложена на 128 страницах основного текста, состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы из 120 наименований, содержит 58 рисунков, 9 таблиц.

**Первая глава** посвящена проведению аналитического обзора существующих решений в области повышающих преобразователей и способов управления ими.

**Вторая глава** посвящена сравнительному анализу, по единой методике, существующих схем импедансных цепей, потребляющих непрерывный входной ток.

**Третья глава** посвящена описанию семейства трёхуровневых схем импедансных инверторов с фиксированной нулевой точкой *LCCT*-типа, их расчёту, анализу и сравнению с точки зрения величины и загрузки компонентов схем; моделированию схем импедансных инверторов *LCCT-Z*-типа с двумя независимыми источниками напряжения и непрерывным входным током и *LCCT-Z*-типа с независимым источником напряжения и непрерывным входным током.

**Четвертая глава** посвящена описанию предлагаемых векторных ШИМ для однофазного импедансного инвертора с фиксированной нулевой точкой; описанию особенностей предлагаемых способов управления, их преимуществ и недостатков; моделированию и сравнению скалярного ШИМ с максимальным усилением и сбалансированным распределением энергии на стойках инвертора и предложенных векторных ШИМ методов управления схемой симметричного *q-Z*-типа трёхуровневого импедансного инвертора с фиксированной нулевой точкой.

**В Пятой главе** приведены результаты экспериментальных исследований, подтверждающие приведённые ранее выводы и положения.

#### **Благодарности.**

Выражаю огромную благодарность сотрудникам Power Electronics Group Tallinn University of Technology, без участия которых данная работа и научные публикации по ней не были бы созданы. Особенно благодарю Александра Гусева и руководителя Power Electronics Group Дмитрия Винникова, за предоставленные возможности стажировки в их замечательной команде и опыт продуктивной командной научной работы!



# ГЛАВА 1. ОБЗОР СХЕМ ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИХ DC/AC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Согласование напряжений источников постоянного тока и выходного напряжения системы переменного тока производится с помощью последовательного включения, повышающего  $DC/DC$  преобразователя и инвертора. Кроме того, функцию согласования входного и выходного напряжений может выполнять импедансный инвертор. В обоих случаях существует ряд схемотехнических решений как для повышающего звена, так и для схемы инвертора.

Цель данной главы – провести литературный обзор наиболее распространённых из существующих на данный момент схемотехнических решений в области повышающе-понижающих преобразователей постоянного тока в переменный.

## 1.1. Повышающие преобразователи постоянного тока

Наиболее распространённой схемой повышающего  $DC/DC$  преобразователя является схема, показанная на рисунке 2а. Данный преобразователь, относится к так называемым преобразователям с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы [92]. Коэффициент преобразования по напряжению этой схемы ( $K_{\text{пн}}=U_{\text{out}}/U_{\text{in}}$ ) выше единицы. Управление коэффициентом передачи осуществляется за счёт коммутации транзистора  $VT_{dc}$  (рисунок 2б). При включённом транзисторе  $VT_{dc}$  (интервал  $t_1$ ) в накопительном реакторе  $L_1$  нарастает ток и запасается энергия, отбираемая от источника входного напряжения  $U_{in}$ . Нагрузка при этом получает энергию, накопившуюся за предыдущий интервал коммутации, в конденсаторе  $C_f$ . При выключенном транзисторе  $VT_{dc}$  (интервал  $t_2$ ) ток дросселя  $L_1$  протекает через диод  $VD_{dc}$  в нагрузку и конденсатор  $C_f$ , подзаряжая

его и восполняя потерянную на предыдущем интервале энергию конденсатора. Получаем дифференциальные уравнения преобразователя с учётом уравнений вентиляционного комплекта, рассматривая фрагмент схемы преобразователя из транзистора  $VT_{dc}$  и диода  $VD_{dc}$  как вентиляционный комплект из ключей с коммутационными функциями  $\psi_1$  и  $\psi_2$ , где  $\psi_1 + \psi_2 = 1$  [92, с. 345]. Расчёт параметров преобразователя может быть проведён по гладкой (постоянной) составляющей с использованием коммутационных функций.

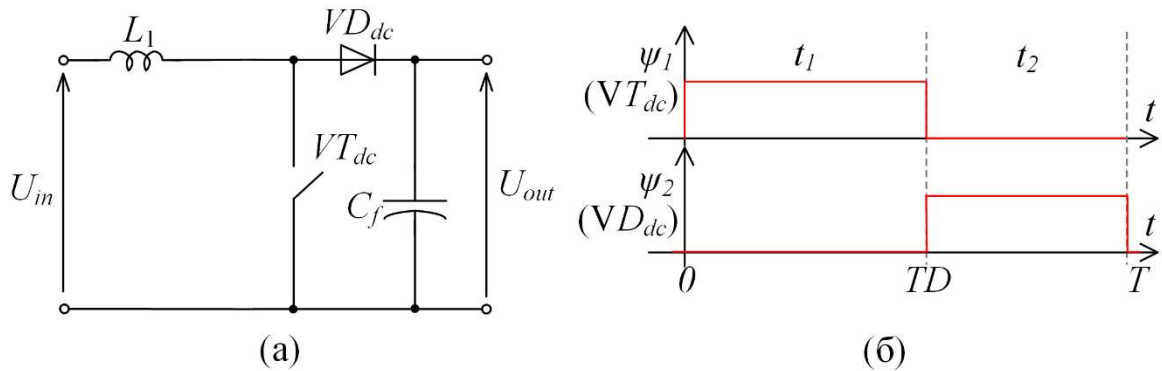


Рисунок 2. (а) Повышающий DC/DC преобразователь;  
(б) коммутационные функции преобразователя

Коэффициент преобразования по напряжению ( $K_{nh} = U_{out}/U_{in}$ ) повышающего DC/DC преобразователя определяется величиной относительной длительности интервалов коммутации ключа преобразователя ( $D$ ):

$$K_{nh} = \frac{1}{1-D}, \quad D = \frac{t_1}{T} = \Psi_1, \quad (1)$$

где  $\Psi_1$  – среднее значение коммутационной функции,  $T$  – период коммутации транзистора  $VT_{dc}$ .

Повышающе-понижающий преобразователь по схеме Кука показан на рисунке 3. Для работы этой схемы характерны те же коммутационные функции, что были показанные для повышающего DC/DC преобразователя на рисунке 2б. При включённом транзисторе  $VT_{dc}$  (интервал  $t_1$ ) в накопительном реакторе  $L_1$  нарастает ток и запасается энергия, отбираемая от источника входного напряжения  $U_{in}$ . Одновременно, буферный конденсатор  $C_1$  предаёт энергию в накопительный

конденсатор  $C_f$  через реактор  $L_2$ . Нагрузка получает энергию от конденсатора  $C_f$ . При выключенном транзисторе  $VT_{dc}$  (интервал  $t_2$ ) ток протекает через диод  $VD_{dc}$ , открывающийся под действием ЭДС самоиндукции реактора  $L_2$ . Конденсатор  $C_1$  подзаряжается током реактора  $L_1$ , тем самым энергия, отданная конденсатором на предыдущем интервале, восполняется. в нагрузку и конденсатор  $C_f$ , подзаряжая его и восполняя потерянную на предыдущем интервале энергию конденсатора.

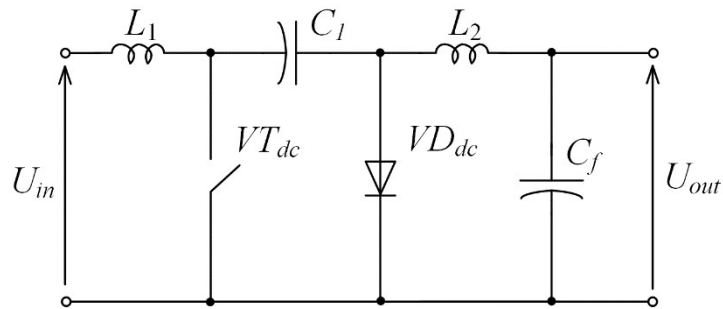


Рисунок 3. Схема Кука

Коэффициент преобразования по напряжению схемы определяется из (2):

$$K_{nn} = \frac{D}{1-D}. \quad (2)$$

Достоинствами этой схемы по сравнению с предыдущей [92, с. 353]:

- непрерывный характер тока дросселя  $L_2$ , питающего выходную цепь преобразователя, что уменьшает необходимые значения конденсатора  $C_f$ ;
- возможность в принципе получения нулевой пульсации выходного тока при создании соответствующей величины магнитной связи между обмотками дросселей  $L_1$  и  $L_2$ ;
- возможна схема преобразователя Кука с гальванической развязкой (за счёт трансформатора) входной и выходной цепи и получение вследствие этого нескольких выходов с различными напряжениями.

Дополнение или замена в предыдущих схемах реактора на трансформатор позволяет облегчить согласование уровней входного и выходного напряжений, и при их большом различии, оптимизировать установленные мощности элементов

преобразователя и конструировать преобразователь с несколькими гальванически развязанными выходными напряжениями [Там же, С. 355].

Одним из таких преобразователей является прямоходовой преобразователь (рисунок 4). Трансформатор добавлен в эту схему для получения всех выше перечисленных возможностей. Функция накопления энергии осталась за реактором  $L_1$ . При включении транзистора  $VT_{dc}$ , через трансформатор и диод  $VD_{dc1}$ , входное напряжение прикладывается ко входу цепочки накопительного реактора  $L_1$  и накопительного конденсатора  $C_f$ . Нагрузка питается от накопительного конденсатора  $C_f$ . Энергия в реакторе  $L_1$  и конденсаторе  $C_f$  растёт. При выключении транзистора  $VT_{dc}$  трансформатор обесточивается, а ток реактора  $L_1$  замыкается через диод  $VD_{dc2}$ .

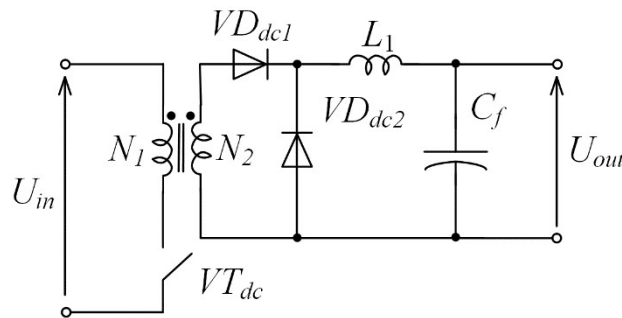


Рисунок 4. Схема прямоходового преобразователя

Теоретически, в системе без потерь, достигим практически любой коэффициент преобразования по напряжению схем  $DC/DC$  преобразователей, однако, в реальных системах после достижения определённого уровня  $D$ , статические потери в полупроводниковых устройствах схемы начинают превалировать, таким образом выходное напряжение и мощность схемы сильно уменьшаются и не укладываются в рамки рассчитанных для идеальной схемы значений [92, стр. 348, рис. 7.2.3]. Кроме того, при некотором значении  $D$  входной ток может стать прерывистым, при этом нивелировать этот эффект можно увеличив размер входного дросселя. Однако, в реальных системах бесконечно увеличивать его размер не представляется возможным. Таким образом, для получения высокого коэффициента преобразования по напряжению и непрерывного входного тока требуется либо использование каскадных включений  $DC/DC$  повышающих

преобразователей, либо разработка схем, позволяющих получить больший коэффициент преобразования по напряжению при меньшей относительной длительности интервалов коммутации ключа преобразователя. Кроме того, в системах преобразующих постоянное напряжение в переменное (рисунок 1), рассмотренные выше преобразователи работают на инвертор, таким образом в данных системах происходит двухступенчатое преобразование энергии, а системы управления  $DC/DC$  преобразователя и инвертора должны быть независимы друг от друга.

Для того чтобы преодолеть вышеупомянутые недостатки традиционных повышающих преобразователей, применяются так называемые импедансные цепи (ИЦ) или звенья накопления энергии. Они работают совместно с инвертором, причём, накоплением и сбросом энергии импедансного звена управляют только ключи инвертора, а импедансное звено в своём составе не имеет транзисторов, только диод (диоды). Таким образом, обеспечивается одноступенчатое преобразование энергии. В общем и целом, такой вид преобразователей, включающих импедансное звено и инвертор, принято называть импедансными инверторами.

## 1.2. Импедансные цепи

Одним из первых представителей импедансных инверторов стала схема Z-инвертора, предложенная Пенгом (Fang Z. Peng, Florida State University) в 2003 году [12]. В настоящее время представлено более 20 различных типов ИЦ. Схемы ИЦ могут включать накопительные реакторы, магнитосвязанные дроссели и трансформаторы. Замена накопительных реакторов ИЦ на трансформатор или магнитосвязанные дроссели с не единичным соотношением витков обмоток элемента позволяет значительно повысить коэффициент преобразования по напряжению всего инвертора. Различают также ИЦ потребляющие прерывистый и непрерывный входной ток. Как правило ИЦ с непрерывным входным током

включают большее количество элементов, чем ИЦ с прерывистым входным током. Однако, в работах [49], [56] было показано, что, не смотря на большее количество элементов, в схемах с непрерывным входным током, их суммарные ёмкости и индуктивности оказываются равными ёмкостям и индуктивностям схем, с прерывистым входным током, а также то, что у ИЦ потребляющих прерывистый входной ток нет преимуществ по сравнению с топологиями, потребляющими непрерывный входной ток. Поскольку непрерывный характер потребляемого преобразователем тока важен для систем, где в качестве источника энергии выступают солнечные батареи, и учитывая вышесказанное, далее будут рассматриваться только схемы ИЦ, потребляющие непрерывный входной ток.

На рисунке 5 показаны основные типы ИЦ потребляющие непрерывный входной ток. Первая рассматриваемая ИЦ это цепь  $q$ - $Z$ -типа, показанная на рисунке 5а и была предложена Андерсоном и Пенгом [Joel Anderson, Michigan State University, College of Engineering] в 2008 году [76]. Как уже упоминалось ранее, ИЦ  $q$ - $Z$ -типа потребляет непрерывный входной ток и имеет тот же размер и объем пассивных компонентов, что и цепь  $Z$ -типа. Принцип работы ИЦ  $q$ - $Z$ -типа основан на двух основных интервалах работы схемы – активном интервале (любое из возможных, для выбранной схемы инвертора, классических состояний подключения нагрузки к терминалу с напряжением  $U_0$  схемы ИЦ или, иначе, классических комбинаций состояний ключей (КСК) инвертора) и интервале короткого замыкания (КЗ) (КСК инвертора подбираются так, чтобы обеспечить минимальное, в идеале нулевое, падение напряжения  $U_0$  или, проще говоря, короткое замыкание одной или нескольких стоек инвертора). На протяжении интервала КЗ диод  $VD_1$  закрыт, энергия, потребляемая от входного источника, заряжает реактор  $L_1$ , входной ток нарастает, конденсатор  $C_2$  разряжается, также, как и конденсатор  $C_1$ , который передаёт энергию реактору  $L_2$ , напряжение на выходе инвертора равно нулю. На активном интервале диод  $VD_1$  открывается, токи реакторов  $L_1$  и  $L_2$  спадают, происходит восполнение энергии конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , потерянной на интервале КЗ, а напряжение  $U_0$  является суммой напряжений конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ .

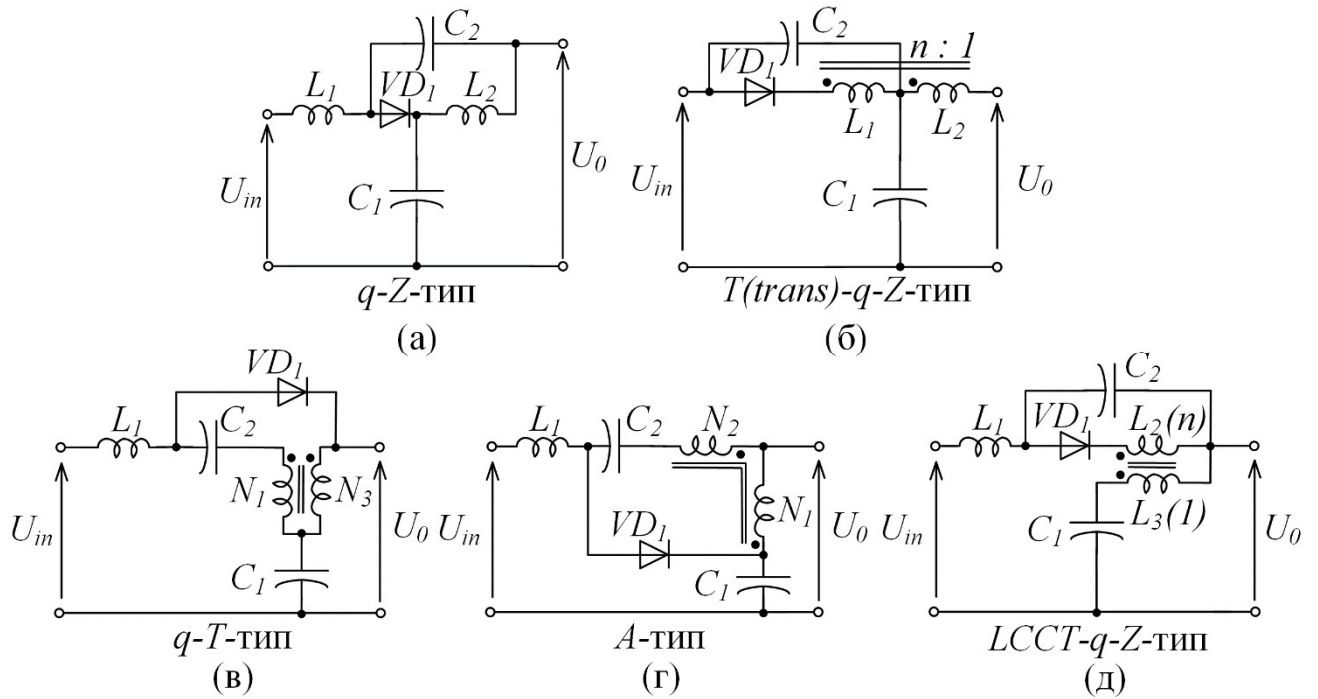


Рисунок 5. Базовые типы ИЦ:  $q$ -Z-тип (а),  $T$  (транс)- $q$ -Z-тип (б),  
 $q$ - $T$ -тип (в),  $A$ -тип (г),  $LCCT$ - $q$ -Z-тип (д)

Следующие четыре топологии, показанные на рисунках 5б-д принадлежат к ИЦ с трансформаторами или магнитосвязанными дросселями [41], [43], [46], [57]-[59]. Так как любой магнитосвязанный дроссель может быть представлен как комбинация индуктивности рассеяния, индуктивности намагничивания и идеального трансформатора, то любая другая ИЦ с магнитосвязанным дросселем может рассматриваться как производная вышеприведённых решений. Это было хорошо продемонстрировано в [60].

Схема  $T$ (trans)-Z-типа [40], потребляющая прерывистый входной ток, была предложена Марекком Адамовичем и Натальей Штрелецкой [Marek Adamowicz, Natalia Strzelecka – Gdynia Maritime University (Gdynia, Poland)] в 2009 году. В самом простом представлении схема содержала диод, двух обмоточный трансформатор и конденсатор. Далее, в 2011 [44] коллектив авторов из Michigan State University (Wei Qian, Fang Zheng Peng, Honnyong Cha) предложил модификацию с непрерывным входным током, и в том же году [41] [Ryszard Strzelecki, Marek Adamowicz, Natalia Strzelecka – Gdynia Maritime University (Gdynia, Poland) and Wieslaw Bury DeVry University (North Brunswick, United States)]

опубликован вариант схемы  $T(trans)-q-Z$ -типа показанный на рисунке 5б. Схема потребляет непрерывный входной ток, но в отличии от схемы [44] ток имеет более предпочтительную треугольную форму, как у повышающего  $DC/DC$  преобразователя. В работе [60, стр.7422, рис. 4(с)] 2016 года было показано, что схема  $T(trans)-q-Z$ -типа может быть получена из схемы улучшенного  $Y$ -типа ИЦ [45] (содержит трёх обмоточный трансформатор, потребляет непрерывный входной ток), если принять количество витков во второй обмотке равным 0. Сама улучшенная схема  $Y$ -типа была предложена Yam Siwakoti, Frede Blaabjerg и Poh Chiang Loh (Aalborg University, Denmark).

Схему  $q-T$ -типа, изображённую на рисунке 5в [60, стр.7423, рис. 5(с)] также можно считать производной схемы  $q-Y$ -типа [45]. Можно считать, что идея схемы такого типа с прерывистым входным током [37] была предложена в 2009 году [Ryszard Strzelecki, Marek Adamowicz, Natalia Strzelecka1 (Gdynia Maritime University, Poland), Wieslaw Bury (DeVry University, United States)]. Её преимуществами являются потребление непрерывного входного тока и сниженное напряжение, прикладываемое к диоду.

$LCCT$ -тип ИЦ (рисунок 5д) имеет весьма схожие свойства со схемами  $T(trans)-q-Z$ -типа и  $q-T$ -типа. Данную схему предложили в 2011 году [47] коллектив авторов из Польши, США и Катара [Marek Adamowicz, Jaroslaw Guzinski (Gdansk University of Technology, Poland), Ryszard Strzelecki (Gdynia Maritime University, Poland), Fang Zheng Peng (Michigan State University, United States), Haitham Abu-Rub (Texas A&M University at Qatar, Qatar)], а некоторые её модификации описаны тем же коллективом авторов и отдельными её членами в [62] и [63]. Отмечается, что данную топологию также можно получить из схемы улучшенного  $Y$ -типа приняв за ноль число витков третьей обмотки [60, стр.7421, рис. 3(с)]. Как и описанные выше схемы звено  $LCCT$ -типа питается непрерывным входным током треугольной формы.

Одним из последних предложенных решений 2016 года [65] является ИЦ  $A$ -типа, показанная на рисунке 5г. Схема предложена коллективом авторов из Дании и США [Yam P. Siwakoti, Frede Blaabjerg (Aalborg University, Denmark); Veda



Prakash Galigekere (Lear Corporation, United States); Agasthya Ayachit (Wright State University, United States); Marian K. Kazimierczuk (Wright State University, United States)]. В 2018 году [66] под авторством этого же коллектива вышла журнальная статья с подробным описанием работы схемы и её расчётом. Как пишут авторы, данная схема потребляет непрерывный входной ток треугольной формы, включает в себя двух обмоточный автотрансформатор с неединичным соотношением числа витков в обмотках.

В [67], [68] описаны способы, позволяющие увеличить коэффициент преобразования по напряжению схем  $Z$ - и  $q$ - $Z$ -типа. Теоретически, эти способы подходят для всех приведённых выше схем, однако, в основной массе посвящённой этой тематике статей описаны примеры, касающиеся схем  $Z$ - и  $q$ - $Z$ -типа, исключением является [59], где обсуждаются каскадные инверторы  $T$ - $Z$ -типа. Наиболее распространённая группа способов, увеличивающих коэффициент преобразования по напряжению с помощью добавления реактора в схему, в целом, называется способом коммутируемого реактора (*switched inductor*). Он показан на рисунке 6а и описан [69]-[71]. Модификация схем данным способом происходит путём замены в ИЦ  $q$ - $Z$ -типа реактора  $L_2$  на одну из трёх схем коммутируемого реактора, показанных на рисунке 6а [67].

Второй способ увеличения коэффициента преобразования по напряжению с помощью конденсаторов (*capacitor assisted extended boost - CAEB*) [72], [73], показан на рисунке 6б, а модифицированный способ увеличения коэффициента преобразования по напряжению с помощью конденсаторов (*modified capacitor assisted extended boost - MCAEB*) [72], [73] показан на рисунке 6в. *CAEB* характеризуется добавлением в схему ИЦ  $q$ - $Z$ -типа одного диода ( $VD_2$ ), одного реактора ( $L_3$ ) и двух конденсаторов ( $C_3$  и  $C_4$ ). *MCAEB*, для схемы  $q$ - $Z$ -типа, получен из *CAEB* путём изменения точек подключения конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$  [67].

Третий способ увеличения коэффициента преобразования по напряжению с помощью диодов (*diode assisted extended boost – DAEB*) [74], показан на рисунке 6г, а модифицированный способ (*modified diode assisted extended boost – MDAEB*) [74] – на рисунке 6д. *DAEB* характеризуется добавлением в схему ИЦ  $q$ - $Z$ -типа одного

конденсатора ( $C_3$ ), одного реактора ( $L_3$ ) и двух диодов ( $VD_2$  и  $VD_3$ ). *MDAEB* получен из способа *DAEB* путём изменения точек подключения конденсатора  $C_3$ .

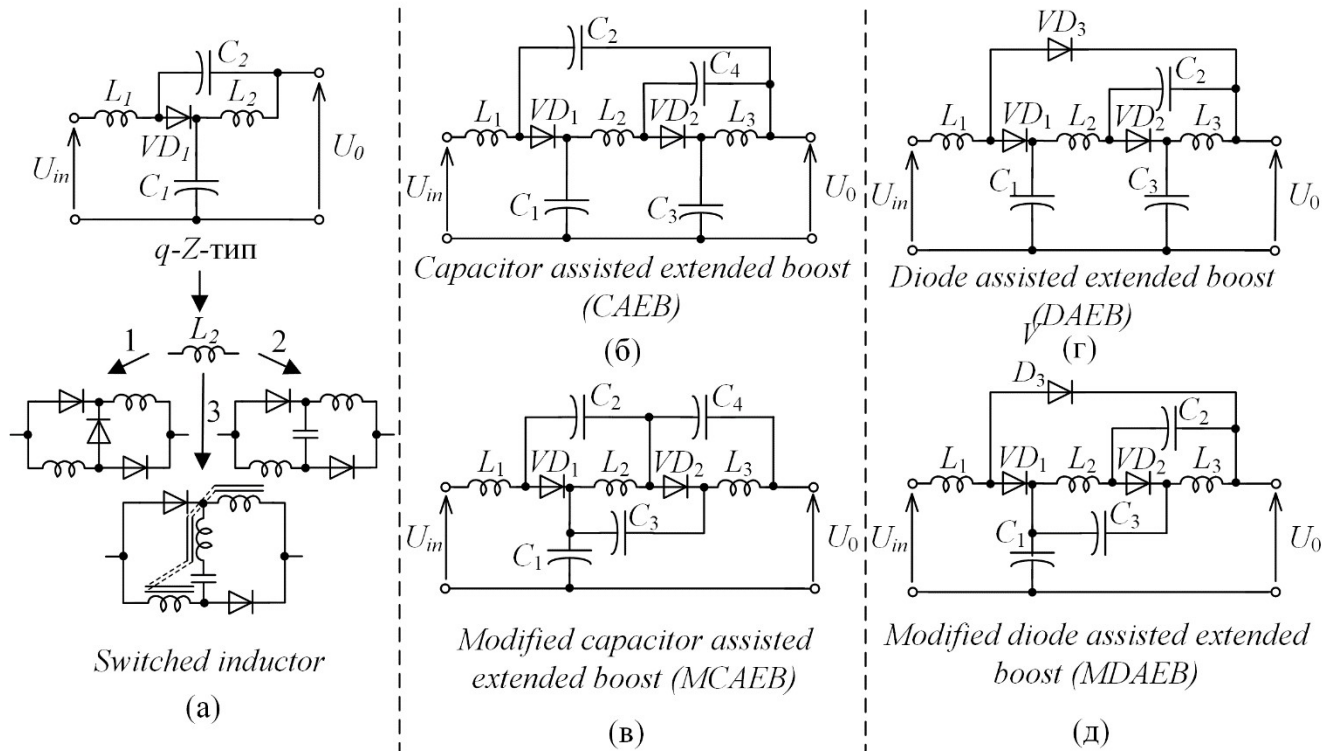


Рисунок 6. Способы увеличения коэффициента преобразования по напряжению

Теоретически, обозначенные выше способы позволяют достичь практически бесконечного коэффициента преобразования по напряжению, даже при малых  $D$  [71]. Однако, на практике коэффициент преобразования по напряжению ограничен из-за наличия потерь в реальных элементах схем. Авторами некоторых работ отмечается, что основная часть потерь в ИЦ приходится на диоды. По этой причине, *CAEB*, как способ увеличения коэффициента преобразования по напряжению, является более предпочтительным, поскольку для увеличения коэффициента преобразования по напряжению он требует меньшее количество полупроводниковых приборов, чем другие способы. Однако, с точки зрения практического применения, все эти способы ограничены. Схемы содержат большое количество пассивных компонентов, а, следовательно, менее надёжны, по сравнению со схемами на рисунке 5, и имеют дополнительные потери в полупроводниковых приборах. Стоит, однако, отметить, что в области построения авиационных стартёр-генераторных систем, может быть изучен вариант замены

двигателя постоянного тока на схему импедансного инвертора с увеличенным коэффициентом преобразования по напряжению с помощью, например, *САЕВ*.

В заключении данного раздела можно отметить, что в статьях [13], [14], [15], [20], [48], [49] проведён широкий обзор ИЦ и способов управления ими. Почти все описанные ИЦ имеют в своём составе либо магнитосвязанные дроссели, либо трансформаторы (автотрансформаторы). Основным преимуществом таких ИЦ является высокий коэффициент преобразования по напряжению при достаточно небольшой относительной длительности интервала КЗ, который достигается путём варьирования отношения числа витков магнитосвязанных дросселей ИЦ. В то же время, сложно найти работы, которые бы чётко продемонстрировали влияние уменьшения относительной длительности интервала КЗ ИЦ на размер, объем и, вероятно, стоимость компонентов всего преобразователя. Основная гипотеза, рассматриваемая в работах, посвящённых ИЦ, заключалась в возможном уменьшении размеров и объёмов пассивных компонентов, за счёт увеличения отношения числа витков магнитосвязанных дросселей ИЦ. Однако, при более тщательном рассмотрении работ по ИЦ, можно подчеркнуть то, что в некоторых работах встречаются несколько противоречивые результаты. Прямое сравнение ИЦ, предлагаемых авторами, с ранее опубликованными решениями, даёт очень неопределённые выводы [50] - [55]. В некоторых публикациях раскрываются только преимущества преобразователей на основе ИЦ по сравнению с традиционными решениями [50], [51]. В других показываются противоположные результаты. Поэтому, необходимо провести анализ и сравнение существующих ИЦ, потребляющих непрерывный входной ток, по различным параметрам, таким как, масса-габаритные показатели схем, потери в схемах и напряжение на полупроводниковых приборах схем.

### 1.3. Многоуровневые инверторы

Многоуровневые инверторы были разработаны для наращивания мощности преобразователя, увеличения выходного напряжения выше пределов полупроводниковых приборов схем двухуровневых инверторов. Однако, с ростом мощности и напряжения инвертора повышаются требования к качеству его выходного напряжения, что для многоуровневых схем не стало проблемой, так как количество уровней выходного напряжения инвертора растёт пропорционально числу уровней инвертора. Кроме того, многоступенчатая форма выходного напряжения инвертора уменьшает возможные импульсные перенапряжения на обмотках асинхронного электропривода, которые возникают из-за распространённости в пространстве реальных кабелей питания, моделируемых длинными линиями [92, с. 439].

В настоящее время существует три подхода к построению многоуровневых схем. Первый основан на создании инвертора из многих ячеек со своими конденсаторами, напряжения на которых регулируются с определённым допуском, то есть как бы «плавают» [92, с. 441]. Такой тип инверторов называют инверторами с плавающими конденсаторами. Трёхуровневый вариант такой однофазной схемы приведён на рисунке 7(б). Для получения на нагрузке полного напряжения должны быть открыты оба соединённых параллельно транзистора соответствующих плеч инверторного моста (например, пара  $VT_1$ - $VT_2$  и  $VT_7$ - $VT_8$ ). Для получения половины напряжения включают только транзисторы  $VT_1$  и  $VT_3$ . При этом на нагрузке напряжение уменьшится на величину напряжения на конденсаторе  $C_3$ . Нулевой уровень напряжения формируется, например, замыканием транзисторов  $VT_1$ - $VT_2$  и  $VT_5$ - $VT_6$ .

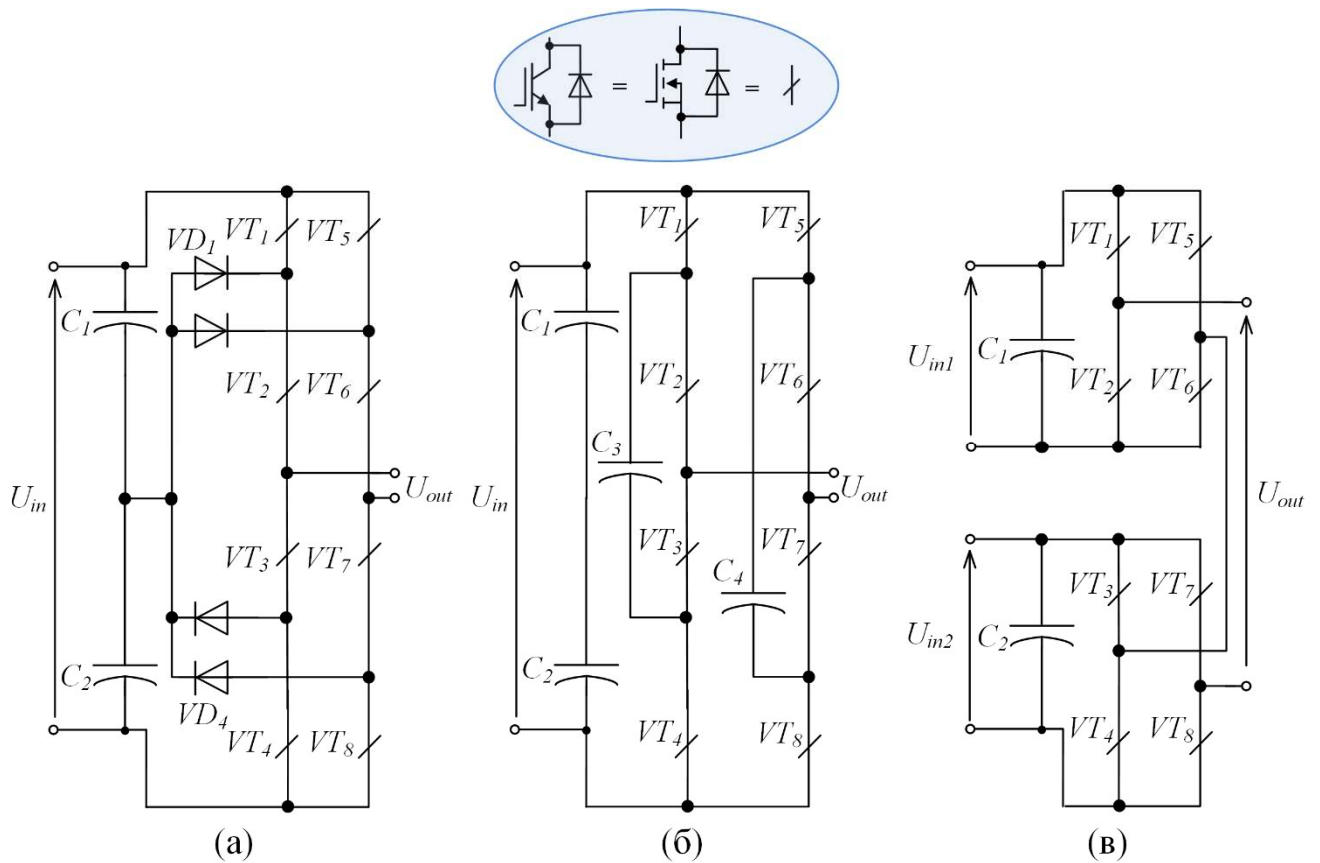


Рисунок 7. Трёхуровневые инверторы различных типов

Второй подход основан на секционировании (ёмкостным делителем) общего источника питания постоянного напряжения. Такой тип инверторов называют инверторами с фиксированной нулевой точкой (*Natural Point Clamped - NPC*). Трёхуровневый вариант такой однофазной схемы приведён на рисунке 7(a). Максимальное напряжение на выходе инвертора, равное напряжению на его входе, может быть получено при включении транзисторов  $VT_1$ - $VT_2$  и  $VT_7$ - $VT_8$ . Для получения половины напряжения включают, например, транзисторы  $VT_2$ - $VT_3$  и  $VT_7$ - $VT_8$ . Таким образом нагрузка подключается только к конденсатору  $C_2$ . Нулевой уровень напряжения можно получить открывая те же ключи, что и в случае инвертора с плавающими конденсаторами. ШИМ на каждой ступени выходного напряжения обеспечивается многократным переходом между соседними ступенями, что дополнительно улучшает форму напряжения [92, с. 440]. Напряжение на каждом элементе схемы ограничено половиной от входного напряжения  $U_{in}$ , что обеспечивается соответствующим включением блокирующих диодов.

Третий подход основан на формировании выходного напряжения одной фазы инвертора, путём соединения двух однофазных мостовых схем, как показано на рисунке 7(в). Данная схема получила название Н-мостового многоуровневого инвертора [93, 94]. Основной особенностью данной схемы является то, что питание каждого моста должно производиться от гальванически развязанного от других источников напряжения. Система управления такого типа инверторов более сложная, по сравнению с выше описанными схемами.

Наиболее распространены в промышленности NPC топологии и Н-мостовые инверторы. Первые имеют хорошие энергетические показатели за счёт малых коммутационных потерь, экономичны и просты в исполнении. Вторые рассчитаны, как правило, на более низкие мощности и унифицированы за счёт использования типовых блоков Н-мостов, которые производятся многими фирмами в виде одного модуля.

Согласно исследованиям, проведённым и опубликованным в [95, стр. 46] в солнечных энергетических станциях средней мощности (250 кВА) на частотах свыше 20 кГц применение 3-уровневых схем с фиксированной нулевой точкой (на IGBT) *«является наиболее целесообразным, и такие устройства используются многими ведущими мировыми производителями, в первую очередь азиатскими»*. Кроме того, в данной работе был сделан вывод о том, что *«3-уровневая схема имеет меньший уровень потерь, и это преимущество растёт с увеличением  $F_{sw}$ »* (с ростом частоты ШИМ). В работе также отмечается большая экономическая целесообразность использования 3-уровневой схемы по сравнению с 2-уровневой. Главными достоинствами 3-уровневой топологии являются низкий уровень потерь, а также близкая к синусоидальной форма выходного сигнала. Меньшее значение рассеиваемой мощности, в свою очередь, означает пониженные требования к системе охлаждения и больший срок службы силовых ключей. Применение специализированных IGBT позволяет создавать компактные устройства, отличающиеся хорошими техническими и экономическими показателями.

Как было сказано выше, 3-уровневые NPC инверторы имеют большое количество преимуществ и получили широкое распространение в областях

возобновляемой энергетики. Однако, недостатком данной схемы, в том числе и импедансного инвертора на её основе, являются более высокие коммутационные потери, по сравнению с двух уровневыми схемами. При увеличении количества уровней увеличивается число силовых ключей, а значит и потери в них. Оптимизированные для данных схем алгоритмы управления, например, векторные способы управления, позволяют снизить потери и повысить качество выходного напряжения.

Как было сказано выше, комбинирование любой ИЦ и многоуровневого инвертора позволяет получить повышающе-понижающий преобразователь с одноступенчатым преобразованием энергии. Сравнительный анализ трёхуровневого NPC инвертора и импедансного трёхуровневого NPC  $q$ -Z-инвертора проведён в [103], [104]. Такой преобразователь сочетает в себе все преимущества трёхуровневой схемы и импедансного звена.

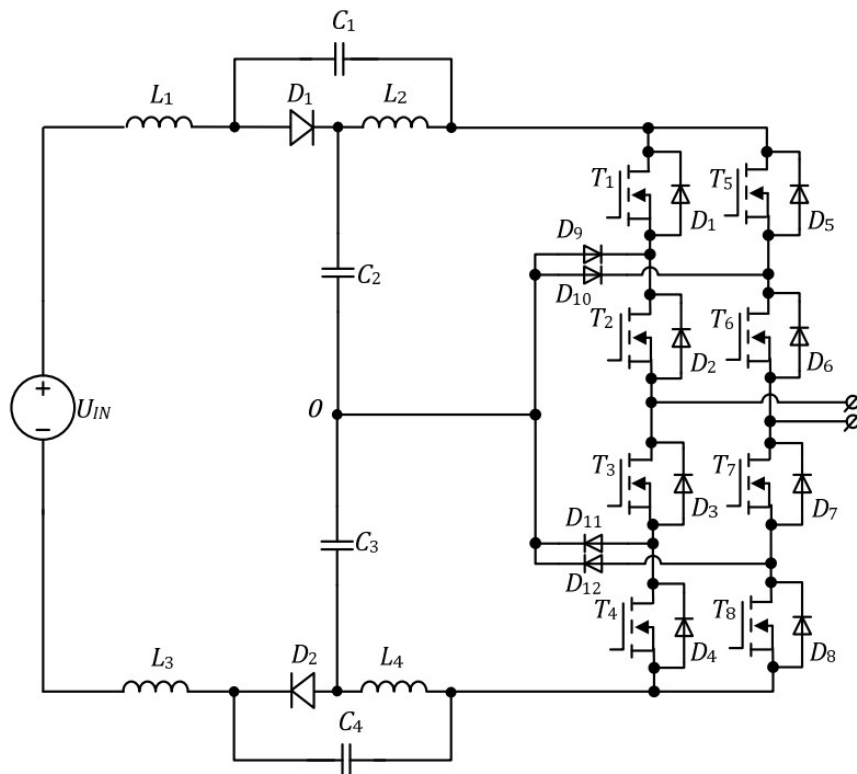


Рисунок 8. Импедансный трёхуровневый NPC  $q$ -Z-инвертор [103]

Многоуровневые инверторы с фиксированной нулевой точкой  $T(trans)$ -Z-типа и  $\Gamma$ -Z-типа описаны в [42], [46] и показаны на рисунке 9. Эти схемы являются симметричными, имеют одинаковое количество элементов (активных и

пассивных), потребляют прерывистый входной ток и требуют отдельных источников напряжения. Последнее свойство инверторов не всегда является их недостатком.

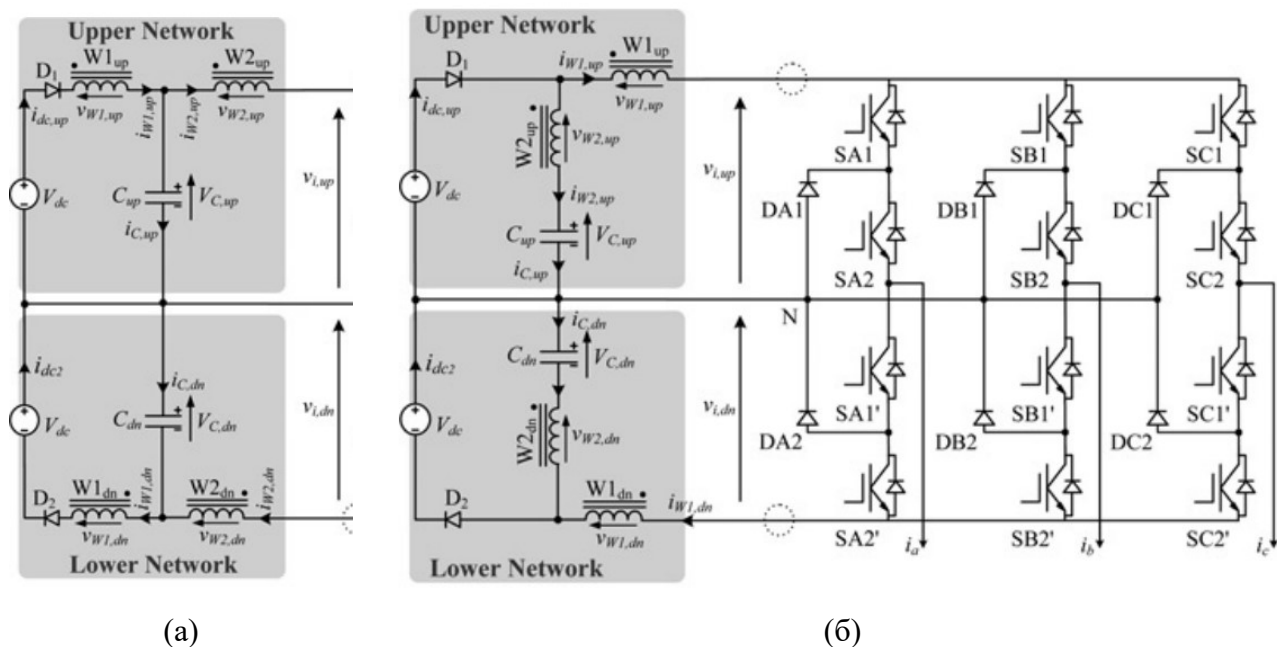


Рисунок 9. Импедансный трёхуровневый NPC T(trans)-Z-инвертор и Г-Z-инвертор [46]

Импедансный трёхуровневый NPC Z-инвертор трансформаторного типа, показанный на рисунке 10, по сравнению со схемами T(trans)-Z-типа и Г-Z-типа имеет один источник питания, меньшее количество диодов в ИЦ, не симметричную структуру. Нейтральная точка формируется в инверторе трёхобмоточным трансформатором, вторичные обмотки которого имеют одинаковое число витков. Более подробно преобразователь описан в [79]. Как и в случае описанных выше типов трёхуровневых инверторов, данный тип инвертора потребляет прерывистый входной ток. Кроме того, схемы включают большое количество пассивных элементов в ИЦ, что снижает их надёжность. Таким образом, разработка схем импедансных трёхуровневых NPC инверторов со сниженным числом пассивных элементов и непрерывным входным током является актуальной задачей.



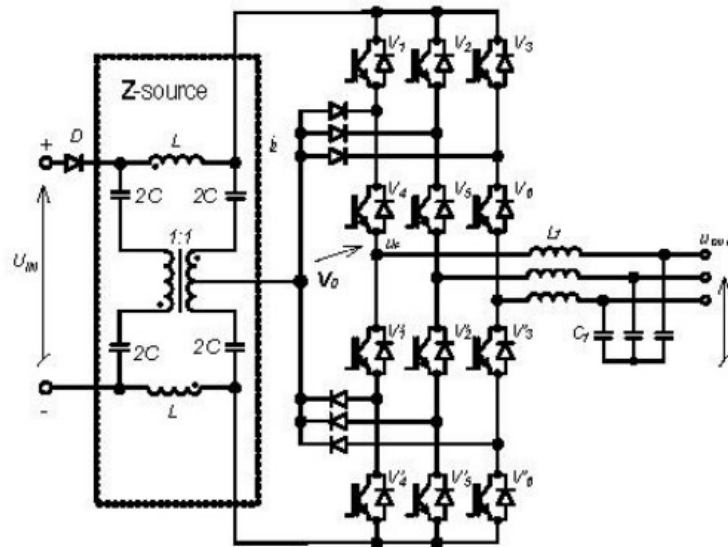


Рисунок 10. Импедансный трёхуровневый Z-инвертор трансформаторного типа [79]

#### 1.4. Способы управления импедансными инверторами

Традиционно, способы управления импедансными инверторами базируются на способах широтно-импульсного моделирования (ШИМ) [92, с. 413] для автономных инверторов напряжения. По форме модулирующего сигнала, задающего закон изменения длительностей импульсов на такте, а, следовательно, и форму гладкой составляющей выходного напряжения, чаще всего применяется синусоидальный закон модуляции. В общем и целом, принцип скалярной широтно-импульсной модуляции основан на сравнении высокочастотного опорного сигнала с низкочастотным модулирующим сигналом. Сигнал полученный при сравнении отвечает за формирование последовательности модулированных по длительности импульсов управления. В случае импедансного инвертора к модулирующим фазное напряжение сигналам добавляется модулирующий сигнал для формирования импульсов КЗ ключей инвертора. Как правило это постоянный сигнал, определяющий длительность интервалов КЗ. Управление импедансным инвертором с такой формой сигнала КЗ называют *Simple Boost Control (SBC)*. Кроме того, модулирующий сигнал КЗ может быть в форме огибающей кривой модулирующих сигналов (*Maximum Boost Control – MBC*) [85] и в форме третьей

гармоники этого сигнала (*Constant Boost Control – CBC*). Диаграммы опорных модулирующих и задающих сигналов для скалярных способов ШИМ импедансных инверторов (*SBC* (а), *MBC* (б), *CBC* (в)) показаны на рисунке 11 [15]. Скалярные способы управления строятся в фазных координатах, которые являются естественными и дают реальные напряжения и токи [92].

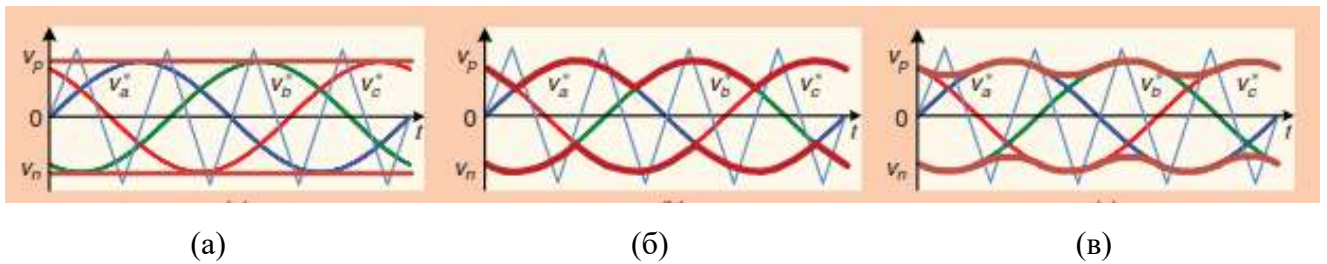


Рисунок 11. Способы скалярной ШИМ для двухуровневых импедансных инверторов [15]

Некоторые недостатки скалярного ШИМ управления можно устранить, частично или полностью, если перейти к модели инвертора представленной в плоскости комплексного переменного (модели инвертора для обобщённых векторов). Способы управления использующие подобные переходы называются векторными. Для трёхфазного двухуровневого инвертора, для которого чаще всего применяются векторные ШИМ, существует восемь возможных комбинаций протекания тока через нагрузку или восемь состояний силовой схемы инвертора (шесть активных и два нулевых). Шесть активных состояний дают возможность сформировать шесть возможных базовых положений вектора напряжения в пространстве координат, которые сдвинуты относительно друг друга на  $60^\circ$  (см. рисунок 12). Для трёхуровневого инвертора количество таких состояний растёт и зависит от числа фаз выходного напряжения.

На данный момент описано большое количество широко известных способов скалярных ШИМ, которые можно применить к импедансным преобразователям [15], [81], [85] - [89]. Векторные ШИМ (ВШИМ) в основном применяются к трёхфазным системам с классическими автономными инверторами [107] - [114], но ВШИМ могут быть применимы для управления импедансными преобразователями [115] - [118]. В работах [119], [120] показана реализация ВШИМ для трёхуровневых однофазных схем, а в работе [83] продемонстрировано реализация алгоритма,

устраняющего небаланс напряжений на конденсаторах трёхуровневого NPC инвертора. Тем не менее реализация ВШИМ однофазной системы была предложена только для схем классических трёхуровневых NPC инверторов, а адаптация алгоритма ВШИМ для однофазных трёхуровневых импедансных NPC инверторов позволит повысить эффективность их работы, снизив, например, коммутационные потери, уменьшив количество коммутаций транзисторов на такте ШИМ, осуществить гибкую балансировку нейтральной точки, улучшить качество выходного напряжения, более эффективно использовать дополнительные состояния трёхуровневого импедансного инвертора.

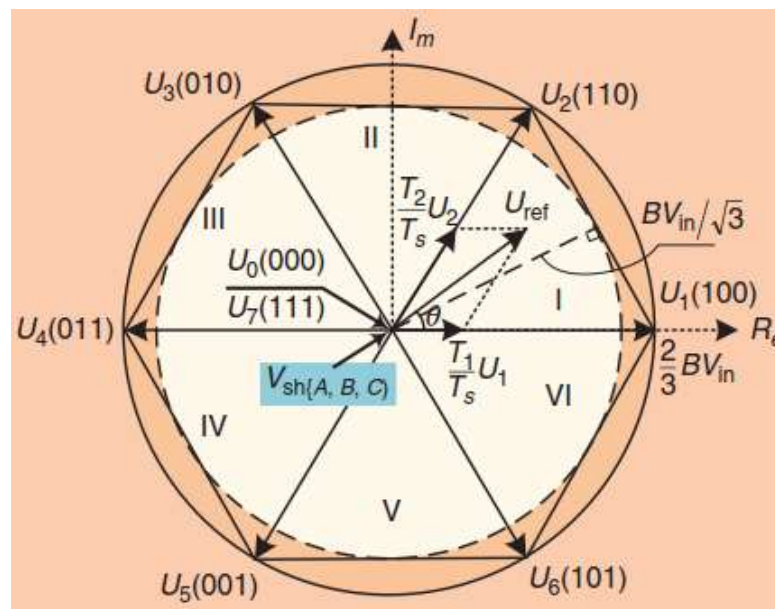


Рисунок 12. Пространственно-векторная диаграмма трёхфазного двухуровневого инвертора для реализации векторного ШИМ способа управления [15]

## Выводы по главе 1

Рассмотрены основные топологии повышающе-понижающих *DC/AC* преобразователей на базе двух и трёхуровневых топологий и способы управления ими. Указаны известные преимущества и недостатки рассмотренных топологий. Импедансные инверторы обладают повышенной надёжностью, по сравнению с традиционными решениями, а основным преимуществом ИЦ является высокий коэффициента преобразования по напряжению при достаточно небольшой

относительной длительности интервала КЗ, который достигается путём варьирования отношения числа витков магнитосвязанных обмоток элементов ИЦ. Были определены нерешённые задачи:

1. Необходимо провести общий анализ и сравнение существующих ИЦ, потребляющих непрерывный входной ток, по различным параметрам, таким как: масса-габаритные показатели схем, потери в схемах и напряжение на полупроводниковых приборах схем.

2. Трёхуровневые топологии импедансных инверторов на данный момент в основном включают схемы, потребляющие прерывистый входной ток, и ИЦ в их составе имеют большое количество пассивных элементов, а иногда и диодов. Разработка схемы с непрерывным входным током со сниженным числом пассивных компонентов и диодов ИЦ позволила бы повысить надёжность схемы, снизить потери в полупроводниках ИЦ.

3. Для однофазной трёхуровневой импедансной NPC схемы не разработаны векторные способы управления, позволяющие снизить коммутационные потери схемы, осуществлять гибкую балансировку нейтральной точки, улучшить качество выходного напряжения и более эффективно использовать дополнительные состояния трёхуровневого инвертора.

Таким образом, анализ ИЦ и разработка их основе новых схем и алгоритмов управления трёхуровневыми импедансными инверторами с улучшенными характеристиками является актуальной задачей.

## ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ИМПЕДАНСНЫХ ЦЕПЕЙ

Топологии двухуровневых импедансных инверторов были детально описаны с учётом их преимуществ и недостатков. Однако, описание схем импедансных инверторов проводилось, в основном, в сопоставлении с импедансным инвертором  $q$ - $Z$ -типа ( $Z$ -типа). Поскольку инверторы со звеном повышения напряжения включают LC-цепи с большими значениями индуктивностей и ёмкостей, необходимо проанализировать их значения, чтобы сравнить рассматриваемые преобразователи и определить их области применения. Также важно рассмотреть их пассивные и активные компоненты с точки зрения загрузки по токам и напряжениям, оценить потери проводимости в схемах. Кроме того, сопоставление схем импедансных инверторов друг с другом по общей методике не проводилось.

Цель данной главы – провести общий анализ и сравнение существующих ИЦ, потребляющих непрерывный входной ток, по общей методике, позволяющей сравнить масса-габаритные показатели, потери и напряжение на полупроводниковых приборах схем.

Для импедансных инверторов характерны два режима работы: понижение и повышение напряжения источника питания. В первом режиме импедансный инвертор работает как классический инвертор (понижающий преобразователь) и ИЦ на входе инвертора фактически не функционирует. Коэффициент модуляции  $M$  инвертора изменяется от нуля до единицы и таким образом регулируется его выходное напряжение. Во втором режиме, когда напряжение источника питания падает ниже некоторого номинального значения, инвертор переходит в режим повышающего преобразователя. Входная ИЦ инвертора начинает функционировать за счёт того, что на периоде ШИМ инвертора ( $T_{ШИМ}$ ) вводится так называемый интервал короткого замыкания (КЗ) стоек инвертора –  $t_{КЗ}$ , во время которого ключи стоек инвертора замыкаются накоротко. На этом интервале между

пассивными элементами ИЦ происходит перераспределение запасённой ими энергии, напряжение на выходе ИЦ растёт. Важно подчеркнуть то, что работа ИЦ осуществляется только за счёт ключей инвертора. Напряжение на выходе инвертора на интервале КЗ равно нулю. Во время активного интервала ключи инвертора коммутируются согласно законам ШИМ классического инвертора.

Для импедансных инверторов вводится понятие относительной длительности интервала короткого замыкания  $D_{КЗ}$ , которая определяется из уравнения (3):

$$D_{КЗ} = \frac{t_{КЗ}}{T_{ШИМ}}; T_{ШИМ} = \frac{1}{f_{ШИМ}}. \quad (3)$$

Далее, для расчёта схем, включающих магнитосвязанные дроссели, используется схема замещения, предложенная в [75]. Она показана на рисунке 13. Согласно данной схеме, магнитосвязанный дроссель можно заменить на идеальный трансформатор и индуктивность намагничивания, включённую в параллель с первичной обмоткой трансформатора. Расчёт всех схем проводится в установившемся режиме работы. В качестве преобразователя рассматривается двухуровневый инвертор напряжения. Поскольку существующие ИЦ для трёхуровневого NPC инвертора как правило имеют симметричную, относительно средней точки, структуру, расчёты для таких ИЦ проводятся аналогичным образом.

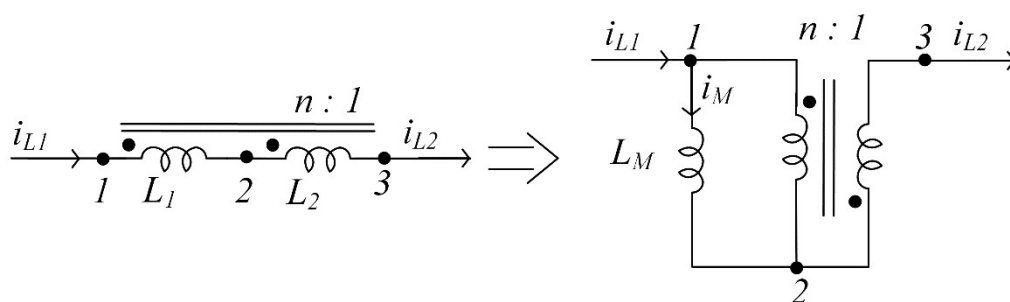


Рисунок 13. Эквивалентная схема замещения магнитосвязанного дросселя.

Для упрощения анализа исследуемых топологий были приняты следующие допущения:

1. Силовые ключи идеальны. Переключения происходят мгновенно;

2. Пассивные элементы идеальны и не содержат паразитных параметров;
3. Для расчёта схем, включающих магнитосвязанные дроссели, используется схема замещения, показанная на рисунке 13
4. Входной источник постоянного напряжения идеален.
5. Силовые ключи идеальны. Переключения происходят мгновенно;
6. Токи в индуктивностях и напряжения на ёмкостях изменяются по линейному закону;
7. Токи в состоянии КЗ в стойках инвертора распределены поровну.

### 2.1. Расчёт схемы $q$ - $Z$ -типа

$Z$ -тип и  $q$ (*quasi*)- $Z$ -тип ИЦ описаны в [12], [15], [76]. Они относятся к топологиям, не включающим магнитные элементы. Однако, в [15] описана модификация данных схем, путём замены двух реакторов на магнитосвязанные дроссели (дроссели, намотанные на одном сердечнике). Такая модификация, как утверждают авторы работы, позволяет снизить потери в сердечнике, размер сердечника, потери в меди и количество витков обмотки дросселя. Схема  $Z$ -типа потребляет прерывистый входной ток,  $q$ (*quasi*)- $Z$ -типа – непрерывный.

Полная схема ИЦ  $q$ - $Z$ -типа приведена на рисунке 5а. Данная топология включает в себя два реактора ( $L_1$  и  $L_2$ ), два конденсатора ( $C_1$  и  $C_2$ ) и один диод  $VD_1$ . Эквивалентные схемы активного и КЗ интервалов её работы приведены на рисунке 14. Как видно из рисунка, входной ток схемы носит непрерывный характер. На интервале КЗ к диоду  $VD_1$  приложено напряжение обратного смещения, контур протекания входного тока включает входной источник  $U_{in}$ , реактор ИЦ  $L_1$  и конденсатор ИЦ  $C_2$ . Реактор  $L_2$  и конденсатор  $C_1$  замкнуты друг на друга. В токовом контуре, включающем реактор  $L_2$  и конденсатор  $C_1$ , энергия, запасённая в конденсаторе  $C_1$  на предыдущем такте работы схемы, частично передаётся реактору  $L_2$ . Выходное напряжение преобразователя  $U_{out}$  равно нулю.

На активном интервале к диоду  $VD_1$  прикладывается напряжение прямого смещения. Энергия от входного источника передаётся в нагрузку через  $L_1$  и  $L_2$ . Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжаются. Выходное напряжение преобразователя определяется комбинацией состояний ключей (КСК) сформированной алгоритмом управления и системой управления преобразователя, и определяется суммой напряжений на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$ .

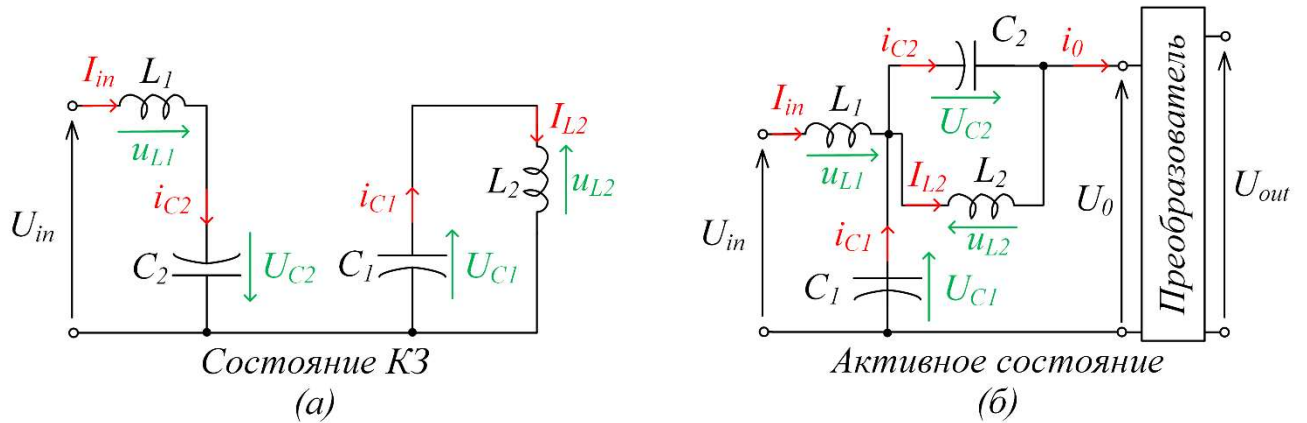


Рисунок 14. Эквивалентные схемы КЗ (а) и активного (б) состояний  $q$ -Z-инвертора.

Составив уравнения по законам Кирхгофа для двух интервалов работы схемы можно получить соотношения для расчёта напряжений, токов и параметров пассивных элементов схемы. Данные выражения известны и их вывод проведён в статьях, посвящённых данному виду ИЦ, и не приводится в данной работе.

Среднее значение выходного напряжения импедансного инвертора зависит от относительной длительности интервала КЗ схемы, и определяется соотношением:

$$U_0 = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-2 \cdot D_{K3}}. \quad (4)$$

Среднее значение напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  схемы  $q$ -Z-типа можно определить из уравнений (5)-(6):

$$U_{C1} = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-2 \cdot D_{K3}}, \quad (5)$$



$$U_{C2} = U_{in} \cdot \frac{D_{K3}}{1-2 \cdot D_{K3}}, \quad (6)$$

Средние токи реакторов  $L_1$  и  $L_2$  схемы  $q$ - $Z$ -типа можно определить из уравнения (7):

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{in}, \quad (7)$$

Значения ёмкостей и индуктивностей схемы определяются согласно выражениям (8)-(10):

$$C_1 = \frac{D_{K3} \cdot (1-2 \cdot D_{K3}) \cdot I_{in}}{U_{in} \cdot (1-D_{K3}) \cdot k_{C1} \cdot f_{ШИМ}}, \quad (8)$$

$$C_2 = \frac{(1-2 \cdot D_{K3}) \cdot I_{in}}{U_{in} \cdot k_{C2} \cdot f_{ШИМ}}, \quad (9)$$

$$L_1 = L_2 = \frac{U_{in} \cdot D_{K3} \cdot (1-D_{K3})}{I_{in} \cdot (1-2 \cdot D_{K3}) \cdot k_L \cdot f_{ШИМ}}; \quad (10)$$

где,  $k_C$  – коэффициент пульсации напряжения на конденсаторе,  $k_L$  – коэффициент пульсации тока реактора, в относительных единицах.

Обратное напряжение на диоде  $VD_1$  определяется из:

$$U_{VD1} = U_{in} \cdot \frac{1}{1-2 \cdot D_{K3}}. \quad (11)$$

## 2.2. Расчёт схемы $T$ (транс)- $q$ - $Z$ -типа

Схемы  $T(trans)$ - $Z$ -тип [46],  $T(trans)$ - $qZ$ -тип [44] и  $T(trans)$ - $qZ$ -тип с непрерывным входным током (рисунок 5б, [41]) – это схемы включающие магнитные компоненты – два магнитосвязанных дросселя  $L_1$  и  $L_2$  на общем

сердечнике. Кроме того каждая схема включает два конденсатора  $C_1$  и  $C_2$  и один диод  $VD_1$ .

Эквивалентные схемы КЗ и активного состояния работы схемы приведены на рисунке 15. Как видно из рисунка входной ток схемы носит непрерывный характер. На интервале КЗ (рисунок 15а) к диоду  $VD_1$  приложено напряжение обратного смещения, контур протекания входного тока включает источник  $U_{in}$ , конденсаторы ИЦ  $C_1$  и  $C_2$ , дроссель ИЦ  $L_1$ . Элементы  $L_1$  и  $C_2$  замкнуты друг на друга. Выходное напряжение преобразователя  $U_{out}$  равно нулю. На активном интервале энергия от входного источника передаётся в нагрузку. К диоду  $VD_1$  прикладывается напряжение прямого смещения. Выходное напряжение преобразователя  $U_{out}$  определяется комбинацией состояний ключей сформированной алгоритмом управления и системой управления преобразователя. Амплитуда напряжения  $U_0$  определяется суммой напряжений на конденсаторе  $C_1$  и дросселе  $L_2$ .

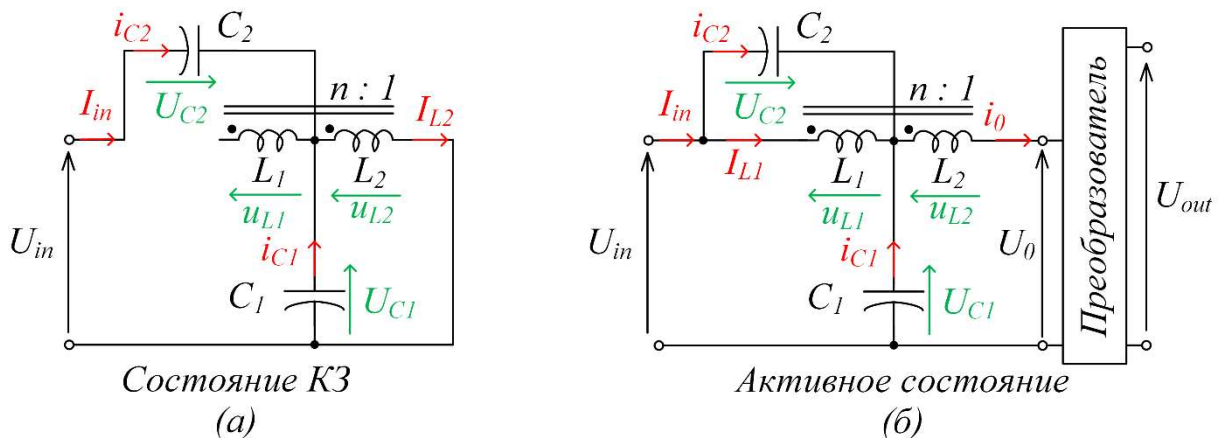


Рисунок 15. Эквивалентные схемы КЗ (а) и активного (б) состояний инвертора  $T(trans)$ - $qZ$ -типа.

Составив уравнения по законам Кирхгофа для двух тактов работы схемы можно получить соотношения для расчёта напряжений, токов и параметров пассивных элементов схемы.

Коэффициента преобразования по напряжению данной схемы выше, чем у предыдущей. Выходное напряжение импедансной схемы зависит от относительной длительности интервала КЗ схемы и определяется как:

$$U_0 = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-(1+n) \cdot D_{K3}}. \quad (12)$$

где  $n$  – это отношение количества витков обмотки  $L_1$  к количеству витков обмотки  $L_2$ . Однако если установить  $n=1$ , коэффициент преобразования по напряжению схемы Т(trans)-q-Z-типа с непрерывным входным током останется равным коэффициенту преобразования по напряжению схем Z-типа, q-Z-типа и EZ-типа. Магнитосвязанные дроссели в этой схеме используются для накопления энергии.

Среднее значение напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  схемы Т(trans)-q-Z-типа с непрерывным входным током определяется из:

$$U_{C1} = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-(1+n) \cdot D_{K3}}. \quad (13)$$

$$U_{C2} = U_{in} \cdot \frac{n \cdot D_{K3}}{1-(1+n) \cdot D_{K3}}. \quad (14)$$

Средний ток  $L_M$  схемы Т(транс)-q-Z-типа можно определить из уравнения:

$$I_{L_M} = \frac{(n+1)I_{in}}{n}, \quad (15)$$

Значения ёмкостей и индуктивности намагничивания схемы определяются согласно выражениям, представленным ниже:

$$C_1 = \frac{nD_{K3}(1-(n+1)D_{K3})I_{in}}{U_{in}(1-D_{K3})k_{C1}f_{ШИМ}}, \quad (16)$$

$$C_2 = \frac{(1-2D_{K3})I_{in}}{U_{in}k_{C2}f_{ШИМ}}, \quad (17)$$

$$L_M = \frac{U_{in}D_{K3}(1-D_{K3})(n)^2}{I_{in}(1-(n+1)D_{K3})(n+1)k_M f_{ШИМ}}, \quad (18)$$

Обратное напряжение на диоде  $VD_1$  определяется из:

$$U_{VD1} = U_{in} \cdot \frac{n}{1 - (1 + n)D_{K3}}. \quad (19)$$

Недостатком данной схемы является наличие индуктивности рассеяния.

### 2.3. Расчёт схемы $q$ -Т-типа

Импедансные схемы, включающие магнитосвязанные дроссели, объединены авторами [60] в целое семейство. В данной статье схема quasi-Т-типа, приведённая на рисунке 5в, представляется как одна из родительских схем Y-типа. Схема состоит из двух магнитосвязанных дросселей на общем сердечнике с соотношением витков  $N_1$  и  $N_3$ , двух конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , входного реактора  $L_1$  и одного диода  $VD_1$ . В отличие от схемы Т(транс)- $q$ -Z-типа схема  $q$ -Т-типа не испытывает проблем с наличием колебаний при пуске схемы, благодаря наличию входного реактора  $L_1$ .

Эквивалентные схемы КЗ и активного состояния работы схемы приведены на рисунке 16. Как видно из рисунка входной ток схемы носит непрерывный характер. На интервале КЗ  $VD_1$  закрыт, контур протекание тока от входного источника к ИЦ проходит через  $L_1$ ,  $C_2$  и обмотку  $N_1$ . Через магнитную связь ток протекает через обмотку  $N_3$  и замыкается на конденсатор  $C_1$ . Выходное напряжение преобразователя  $U_{out}$  равно нулю. На активном интервале энергия от входного источника передаётся в нагрузку. К диоду  $VD_1$  прикладывается напряжение прямого смещения. Выходное напряжение преобразователя определяется комбинацией состояний ключей сформированной алгоритмом управления и системой управления преобразователя.

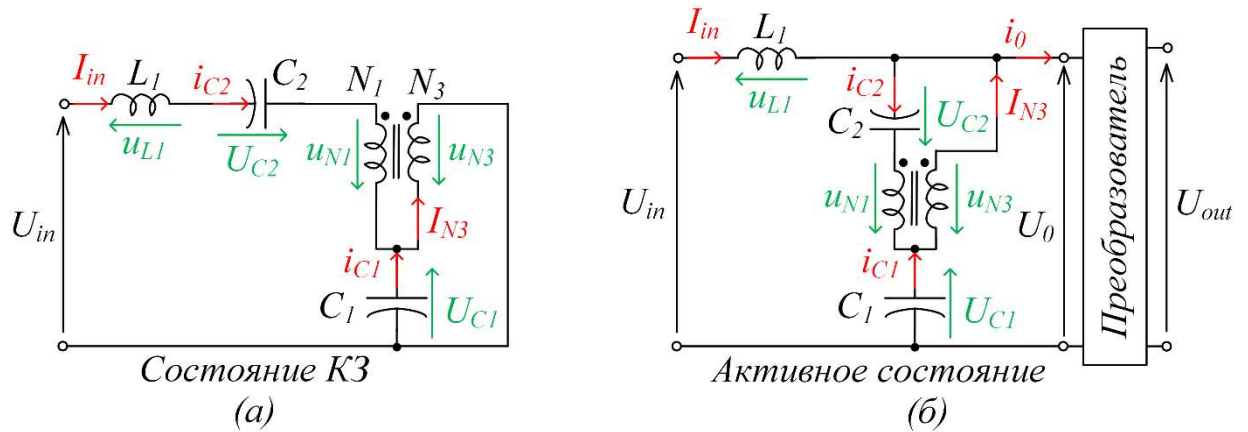


Рисунок 16. Эквивалентные схемы КЗ (а) и активного (б) состояний инвертора q-T-типа.

Составив уравнения по законам Кирхгофа для двух тактов работы схемы можно получить соотношения для расчёта напряжений, токов и параметров пассивных элементов схемы.

Коэффициента преобразования по напряжению данной схемы зависит от соотношения  $N_1$  и  $N_3$ . Выходное напряжение импедансной схемы зависит от относительной длительности интервала КЗ схемы и определяется как:

$$U_0 = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-n \cdot D_{K3}}, \text{ где } n = \frac{N_1}{N_3}. \quad (20)$$

Если установить  $n=1$ , коэффициент преобразования по напряжению схемы q-T-типа станет равным коэффициенту преобразования по напряжению схемы обычного повышающего преобразователя. Поэтому использовать соотношение витков обмоток равное единице не целесообразно.

Среднее значение напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  схемы q-T-типа с непрерывным входным током определяется из:

$$U_{C1} = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-n \cdot D_{K3}}. \quad (21)$$

$$U_{C2} = U_{in} \cdot \frac{(n-1) \cdot D_{K3}}{1-n \cdot D_{K3}}. \quad (22)$$

Средний ток реактора  $L_{L1}$  схемы q-T-типа можно определить из уравнения:

$$I_{L1} = I_{in}, \quad (23)$$

Значения ёмкостей и индуктивности схемы определяются согласно выражениям, представленным ниже:

$$C_1 = \frac{D_{K3}(n-1)(1-n \cdot D_{K3})I_{in}}{U_{in}(1-D_{K3})k_{C1}f_{ШИМ}}, \quad (24)$$

$$C_2 = \frac{(1-n \cdot D_{K3})I_{in}}{U_{in}(n-1)k_{C2}f_{ШИМ}}, \quad (25)$$

$$L_1 = \frac{U_{in}D_{K3}(1-D_{K3})n}{I_{in}(1-n \cdot D_{K3})k_{L1}f_{ШИМ}}, \quad (26)$$

Обратное напряжение на диоде  $VD_1$  определяется из:

$$U_{VD1} = U_{in} \cdot \frac{1-n}{1-n \cdot D_{K3}}. \quad (27)$$

Недостатком данной схемы является наличие индуктивности рассеяния.

## 2.4. Расчёт схемы А-типа

Импедансная цепь А-типа описана в [65], [66]. Авторы данной работы утверждают, что А-тип цепи использует минимальное отношение витков в своих магнитно-связанных компонентах по сравнению с другими типами импедансных цепей с магнитно-связанными компонентами, обеспечивает высокий коэффициент преобразования по напряжению при небольшом  $D_{K3}$  и плотности мощности по сравнению с другими схемами. Схема А-типа показанная на рисунке 5г состоит из идеального автотрансформатора с соотношением витков  $N_1$  и  $N_2$ , двух конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , входного реактора  $L_1$  и одного диода  $VD_1$ . Схема А-типа не

испытывает проблем с наличием колебаний при пуске схемы, благодаря наличию входного реактора  $L_1$ .

Эквивалентные схемы КЗ и активного состояния работы схемы приведены на рисунке 17. Как видно из рисунка входной ток схемы носит непрерывный характер. На интервале КЗ  $VD_1$  закрыт, контур протекание тока от входного источника к ИЦ проходит через  $L_1$ ,  $C_2$  и обмотку автотрансформатора  $N_2$ . Через магнитную связь ток протекает через обмотку  $N_1$  и замыкается на конденсатор  $C_1$ . Выходное напряжение преобразователя  $U_{out}$  равно нулю. На активном интервале энергия от входного источника передаётся в нагрузку. К диоду  $VD_1$  прикладывается напряжение прямого смещения. Выходное напряжение преобразователя определяется комбинацией состояний ключей сформированной алгоритмом управления и системой управления преобразователя.

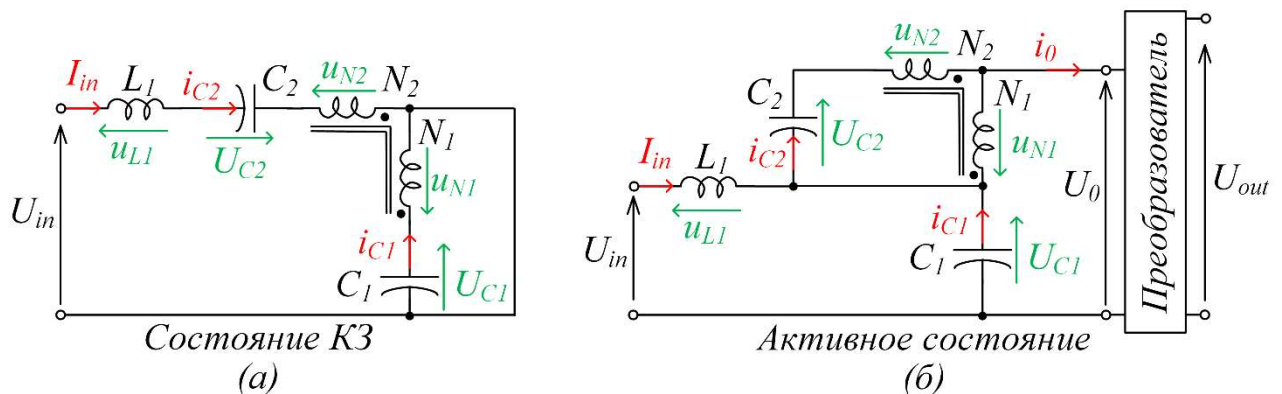


Рисунок 17. Эквивалентные схемы КЗ (а) и активного (б) состояний инвертора А-типа.

Составив уравнения по законам Кирхгофа для двух тактов работы схемы можно получить соотношения для расчёта напряжений, токов и параметров пассивных элементов схемы.

Коэффициент преобразования по напряжению данной схемы зависит от соотношения  $N_1$  и  $N_2$ . Выходное напряжение ИЦ зависит от относительной длительности интервала КЗ схемы и определяется как:

$$U_0 = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-(n+2) \cdot D_{K3}}, \text{ где } n = \frac{N_2}{N_1}. \quad (28)$$

Среднее значение напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  схемы А-типа с непрерывным входным током определяется из:

$$U_{C1} = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-(n+2) \cdot D_{K3}}. \quad (29)$$

$$U_{C2} = U_{in} \cdot \frac{(n+1) \cdot D_{K3}}{1-(n+2) \cdot D_{K3}}. \quad (30)$$

Средний ток реактора  $L_{L1}$  схемы А-типа можно определить из уравнения:

$$I_{L1} = I_{in}, \quad (31)$$

Значения ёмкостей и индуктивности схемы определяются согласно выражениям, представленным ниже:

$$C_1 = \frac{D_{K3} (n+1) (1-(n+2) \cdot D_{K3}) I_{in}}{U_{in} (1-D_{K3}) k_{C1} f_{ШИМ}}, \quad (32)$$

$$C_2 = \frac{(1-(n+2) \cdot D_{K3}) I_{in}}{U_{in} (n+1) k_{C2} f_{ШИМ}}, \quad (33)$$

$$L_1 = \frac{U_{in} (n+1) D_{K3} (1-D_{K3}) n}{I_{in} (1-(n+2) \cdot D_{K3}) k_{L1} f_{ШИМ}}, \quad (34)$$

$$L_M = \frac{U_{in} D_{K3} (1-D_{K3})}{I_{in} (1-(n+2) \cdot D_{K3}) k_M f_{ШИМ}}, \quad (35)$$

Обратное напряжение на диоде  $VD_1$  определяется из:

$$U_{VD1} = U_{in} \cdot \frac{(1+n) \cdot (1+nD_{K3})}{1-(n+2) \cdot D_{K3}}. \quad (36)$$

Недостатком данной схемы является наличие индуктивности рассеяния.



## 2.5. Расчёт схемы LCCT-q-Z-типа

Импедансная схема LCCT-q-Z-типа (реактор-конденсатор-конденсатор-трансформатор) описана в [47], [62], [63] и показана на рисунке 5е. Эта схема включает высокочастотный идеальный трансформатор  $T_{p1}$  с соотношением витков  $n:1$ . Теоретически, сердечник топологии LCCT-типа не должен насыщаться в процессе работы [47]. В данной топологии в повышающем режиме для накопления энергии используется только реактор  $L_1$ . Трансформатор  $T_{p1}$  обеспечивает высокий коэффициент преобразования по напряжению схемы. Также схема LCCT-q-Z-типа включает два конденсатора  $C_1$  и  $C_2$  и один диод  $VD_1$ . Схема LCCT-q-Z-типа как и схема А-типа не испытывает проблем с наличием колебаний при пуске схемы, благодаря наличию входного реактора  $L_1$ .

Эквивалентные схемы КЗ и активного состояния работы схемы приведены на рисунке 18. Как видно из рисунка входной ток схемы носит непрерывный характер. На интервале КЗ  $VD_1$  закрыт, контур протекание тока от входного источника к ИЦ проходит через  $L_1$  и  $C_2$ . Выходное напряжение преобразователя  $U_{out}$  равно нулю. На активном интервале энергия от входного источника передаётся в нагрузку. К диоду  $VD_1$  прикладывается напряжение прямого смещения. Выходное напряжение преобразователя определяется комбинацией состояний ключей сформированной алгоритмом управления и системой управления преобразователя.

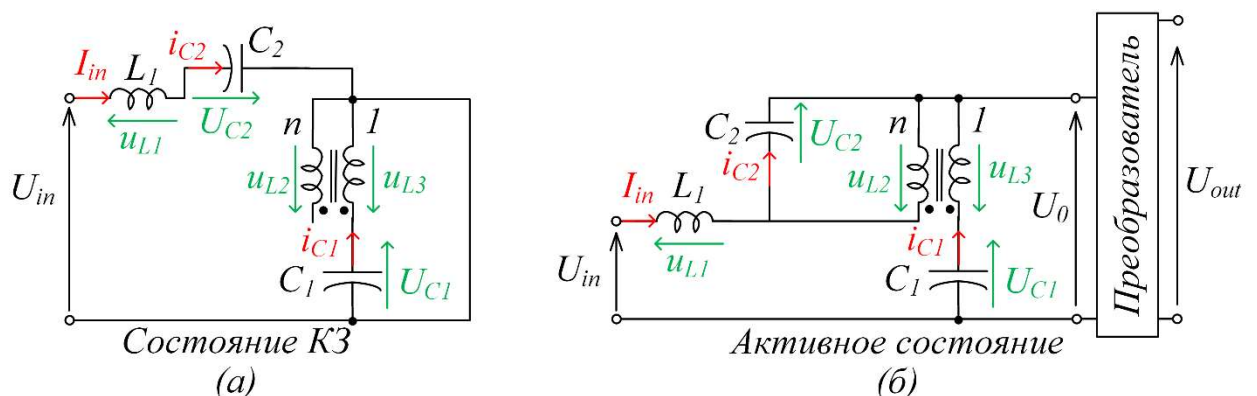


Рисунок 18. Эквивалентные схемы КЗ (а) и активного (б) состояний инвертора LCCT-типа.

Составив уравнения по законам Кирхгофа для двух тактов работы схемы можно получить соотношения для расчёта напряжений, токов и параметров пассивных элементов схемы.

Выходное напряжение импедансной схемы зависит от относительной длительности интервала КЗ схемы и определяется как:

$$U_0 = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-(n+1) \cdot D_{K3}}. \quad (37)$$

Среднее значение напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  схемы LCCT-q-Z-типа с непрерывным входным током определяется из:

$$U_{C1} = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{K3})}{1-(n+1) \cdot D_{K3}}. \quad (38)$$

$$U_{C2} = U_{in} \cdot \frac{n \cdot D_{K3}}{1-(n+1) \cdot D_{K3}}. \quad (39)$$

Средний ток реактора  $L_{L1}$  схемы LCCT-q-Z-типа можно определить из уравнения:

$$I_{L1} = I_{in}, \quad (40)$$

Значения ёмкостей и индуктивности схемы определяются согласно выражениям, представленным ниже:

$$C_1 = \frac{D_{K3} n (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) I_{in}}{U_{in} (1 - D_{K3}) k_{C1} f_{ШИМ}}, \quad (41)$$

$$C_2 = \frac{(1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) I_{in}}{U_{in} n k_{C2} f_{ШИМ}}, \quad (42)$$

$$L_1 = \frac{U_{in} D_{K3} (1 - D_{K3})}{I_{in} (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) k_{L1} f_{ШИМ}}, \quad (43)$$

$$L_M = \frac{U_{in} D_{K3} n (1 - D_{K3})}{I_{in} (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) k_M f_{ШИМ}}, \quad (44)$$

Обратное напряжение на диоде  $VD_1$  определяется из:

$$U_{VD1} = U_{in} \cdot \frac{n}{1 - (n + 1) \cdot D_{K3}}. \quad (45)$$

Недостатком данной схемы является наличие индуктивности рассеяния. LCCT-q-Z-тип топологии сочетает в себе высокий коэффициент преобразования по напряжению и потребление непрерывного входного тока даже при низкой нагрузке. Высокочастотные пульсации входного тока фильтруются входным реактором  $L_1$ . Схема LCCT-типа может быть дополнительно оптимизирована с использованием полупроводников с более высокой частотой коммутации, таких как SiC диоды.

## 2.6. Сравнительный анализ цепей

В Приложении А приведена таблица с основными уравнениями собранными из (3)-(45), позволяющими провести расчёт и подбор пассивных компонентов импедансных цепей инверторов. Предполагая, что для схемы рисунка 5в –  $n = N_1/N_3$ , а для схемы рисунка 5г –  $n = N_2/N_1$  и  $n$  является равным значением для всех схем, на рисунке 19 показаны зависимости относительной длительности интервала КЗ  $D_{K3}$  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  $L_M$ . На рисунке 19а приведены графики зависимости всех схем при  $n=2$ , а на рисунке 19б при  $n=4$ , график схемы q-Z-типа отсутствует, т.к. в схеме нет трансформатора или магнитосвязанного дросселя. Как видно из графиков 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

$D_{K3}$  способны регулировать выходное напряжение в более широких пределах. Стоит отметить, что при повышении  $n$  графики зависимостей схем с магнитными элементами становятся близки.

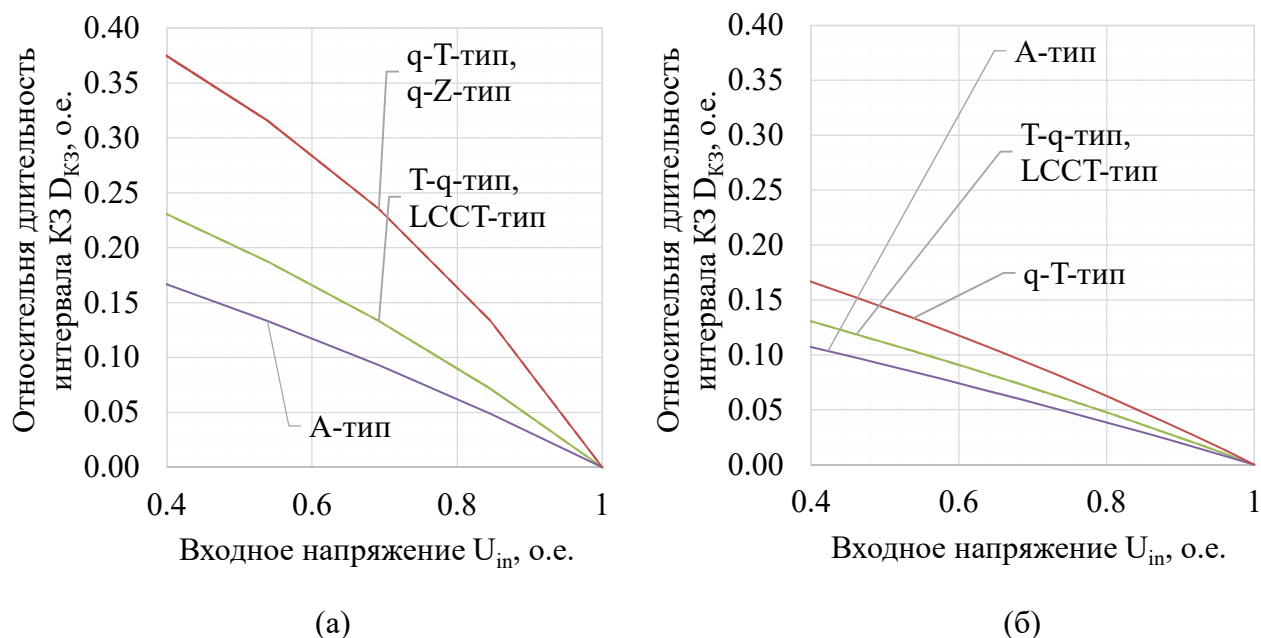


Рисунок 19. Зависимость относительной длительности интервала КЗ  $D_{K3}$  от относительного входного напряжения  $U_{in}$  инвертора при коэффициенте трансформации магнитосвязанных элементов  $n=2$  (а) и  $n=4$  (б)

На рисунках 20 и 21 показаны зависимости ёмкостей и индуктивностей импедансных цепей от относительного входного напряжения  $U_{in}$  инвертора. Схемы сравнивались при одинаковых  $k_C$  и  $k_L$ . Как видно из рисунков 20а и 20б суммарно ( $C_1+C_2$ ) наибольшей ёмкостью будет обладать схемы  $q-T$ -типа и  $q-Z$ -типа, наименьшей схема  $A$ -типа. Также на рисунке 20а видно, что для всех схем характерно снижение номинала ёмкости конденсатора  $C_1$  при увеличении номинала входного напряжения  $U_{in}$ . При  $U_{in} = U_{OUT}$  ёмкости всех схем равны нулю. Таким образом, чем уже предполагаемый диапазон регулирования выходного напряжения предполагается, тем более низкого номинала конденсатор  $C_1$  можно выбрать для обеспечения работы схемы. Зависимость номинала ёмкости конденсатора  $C_2$  от входного напряжения  $U_{in}$ , однако, имеет противоположную тенденцию. Таким образом ёмкости схем импедансных инверторов выбирается для  $C_1$  – для самого большого предполагаемого  $D_{K3}$ , а для  $C_2$  – для  $D_{K3} = 0$ .

Показанные на рисунке 21а и 21б зависимости индуктивностей импедансных цепей от относительного входного напряжения  $U_{in}$  инвертора имеют нисходящий характер, при увеличении входного напряжения  $U_{in}$ , характерный для всех схем. Таким образом, номиналы индукторов выбираются для самого большого предполагаемого  $D_{K3}$ . Наименьшие номиналы индуктивностей показывают схемы (по возрастанию)  $T$ - $q$ - $Z$ -типа,  $LCCT$ -типа,  $q$ - $Z$ -типа,  $q$ - $T$ -типа. Наибольшие показатели получают у схемы  $A$ -типа.

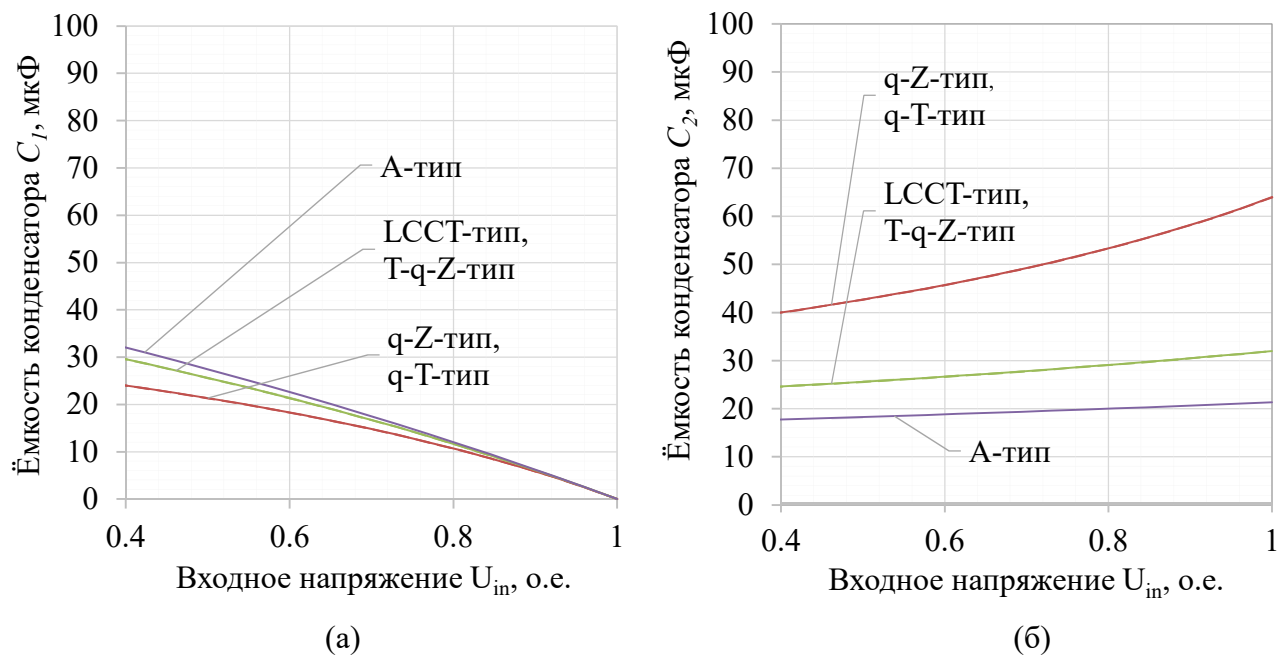
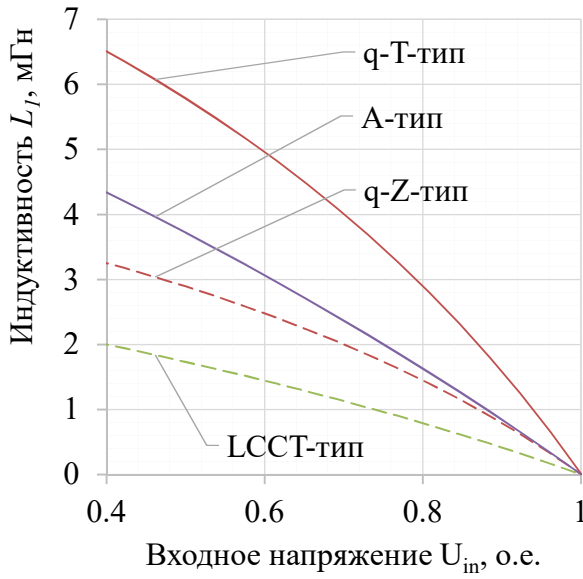
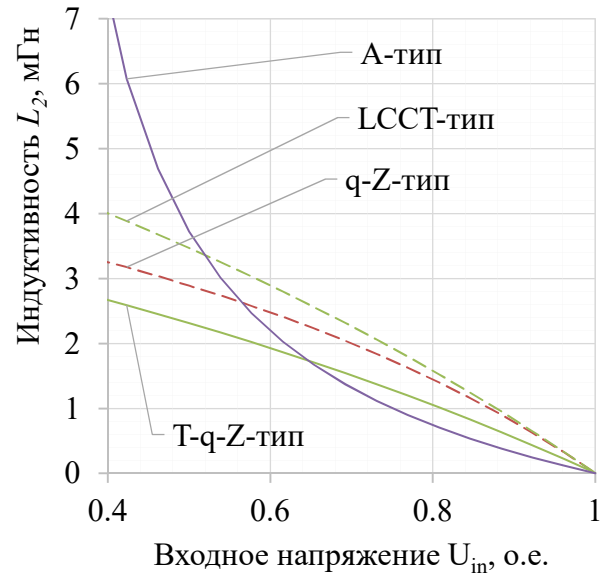


Рисунок 20. Зависимость ёмкости конденсаторов  $C_1$  (а) и  $C_2$  (б) от относительного входного напряжения  $U_{in}$  инвертора,  $I_{in} = const, P_{in} = var$ .



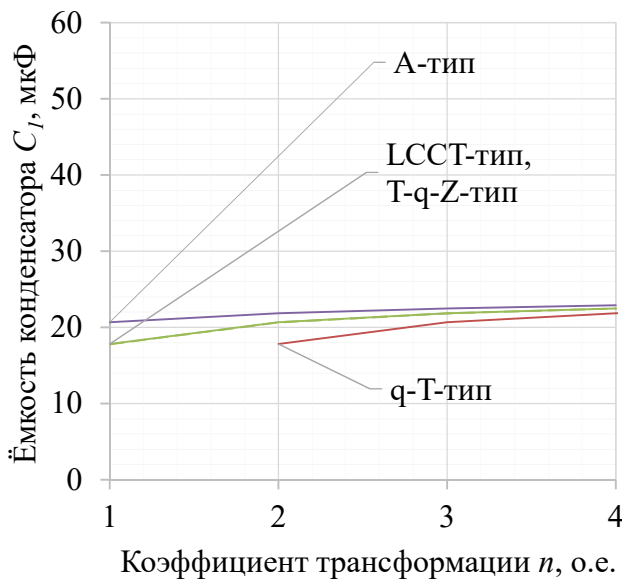
(в)



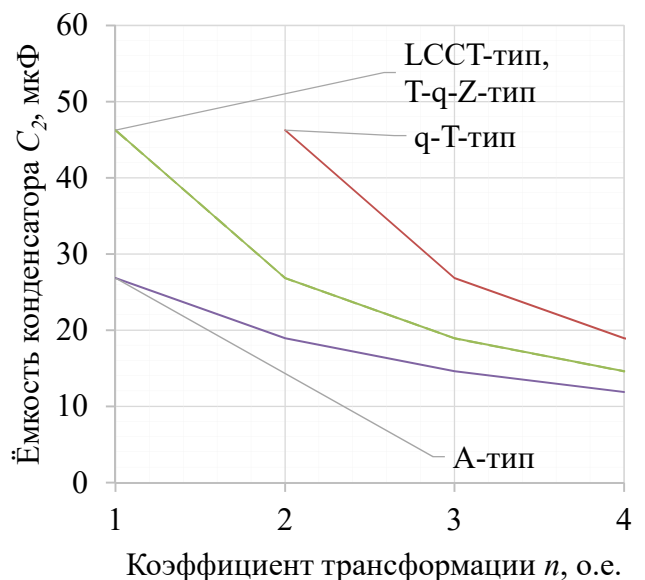
(г)

Рисунок 21. Зависимость индуктивности  $L_1$  (а) и  $L_2$  (б) от относительного входного напряжения  $U_{in}$  инвертора,  $I_{in} = const$ ,  $P_{in} = var$ .

На рисунках 22 и 23 показаны зависимости ёмкостей и индуктивностей импедансных цепей от коэффициента трансформации схем  $n$ , при относительном значении входного напряжения  $U_{in} = 0,6$  и постоянной мощности схем  $P_{in} = const$ .



(а)



(б)

Рисунок 22. Зависимость ёмкости конденсаторов  $C_1$  (а) и  $C_2$  (б) от коэффициента трансформации  $n$ ,  $U_{in} = 0,6$ ,  $P_{in} = const$ .

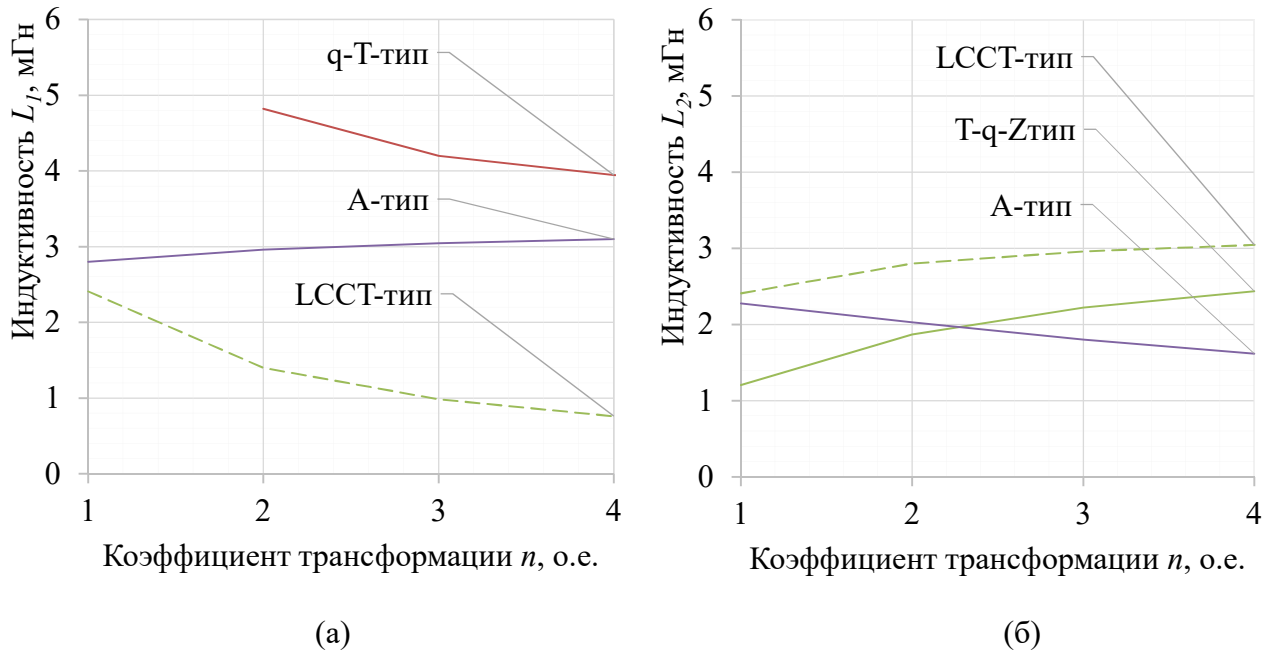


Рисунок 23. Зависимость индуктивности  $L_1$  (а) и  $L_2$  (б) от коэффициента трансформации  $n$ ,  $U_{in} = 0,6$ ,  $P_{in} = const$ .

Как видно из рисунка 22а ёмкости конденсатора  $C_1$  всех схем с ростом  $n$  растут незначительно и близки друг к другу. Как видно из рисунка 22б ёмкости конденсаторов  $C_2$  всех схем с ростом  $n$  уменьшаются в значительной степени. Наименьшую ёмкость  $C_2$  имеет схема А-типа, однако, суммарная ёмкость этой схемы и схемы LCST-типа при  $n = 4$  оказываются очень близки.

Графики рисунков 23а и б не дают чёткого определения лучшей схемы. Так, схема LCST-типа имеет более низкую индуктивность  $L_1$ , но более высокую индуктивность  $L_2$  ( $L_M$ ) чем другие схемы. Если рассматривать интервал  $2 < n < 4$ , то схема А-типа имеет наименьшую индуктивность  $L_2$  ( $L_M$ ). Однако, суммарно, индуктивности схемы LCST-типа будет иметь меньшее значение, чем в схеме А-типа.

Обычно возможность применения преобразователя определяют такие параметры, как количество полупроводников, размер и объем пассивных компонентов, а также общие потери мощности. Для включения этих критериев в сравнительный анализ был принят ряд допущений.

Первое допущение состоит в том, что объем магнитных компонентов пропорционален максимальной запасённой в них энергии  $E_L$ :

$$E_L = \frac{L \cdot I_{MAX}^2}{2}, \quad (46)$$

которая оценивается с помощью индуктивности  $L$  и максимального тока дросселя  $I_{MAX}$ . Для удобства и обобщения анализа общая энергия магнетиков в относительных единицах будет представлена как:

$$E_{LW} = \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i \cdot I_{MAXi}^2}{2}, \quad (47)$$

где  $N_L$  - количество индуктивностей.

Аналогичный параметр можно ввести для конденсаторов:

$$E_{CW} = \sum_{i=1}^{N_C} \frac{C_i \cdot V_{MAXi}^2}{2}, \quad (48)$$

где  $E_{CW}$  – общая максимальная энергия, запасённая в конденсаторах, а  $N_C$  – количество конденсаторов.

Хорошо известно, что размеры, объем и стоимость конденсаторов зависят от максимального от их рабочего напряжения и номинальной ёмкости. Следует отметить, что объем и стоимость также зависят от технологии производства магнетиков и конденсаторов.

Размер пассивных элементов зависит также от материала и частоты коммутации транзисторов схемы, но предполагается, что эти параметры одинаковы для всех топологий. Таким образом, представленный выше подход даст результаты, которые зависят только от самой топологии. Уровень мощности, пульсация входного тока, а также пульсация напряжения постоянного тока считаются равными для всех сравниваемых случаев.

Используя (47) и (48) были получены графики суммарной энергии, накопленной в конденсаторах и реакторах, схем и представлены на рисунке 24. Как видно из рисунка 24а суммарная энергия, накопленная в конденсаторах, всех схем



будет одинаковой и будет снижаться с увеличением входного напряжения инвертора  $U_{in}$ . Энергия, накопленная в дросселях схем, показанная на рисунке 24б, также снижается с увеличением входного напряжения инвертора  $U_{in}$ . Однако меньше всего энергии копится в схеме А-типа. Стоит отметить, что схемы LCCT-типа и T-q-Z-типа снова оказываются где-то посередине между схемой А-типа и схемами q-Z и q-T-типов. Также, чем больше относительное входное напряжение инвертора, тем ближе сходятся графики энергии дросселей схем.

На рисунке 25 показана зависимость потерь проводимости от относительного входного напряжения  $U_{in}$  инвертора. Расчёты произведены для трёхфазного 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 типа ( $V_F = 0,8$  В,  $R_{DS} = 0,27$  Ом).

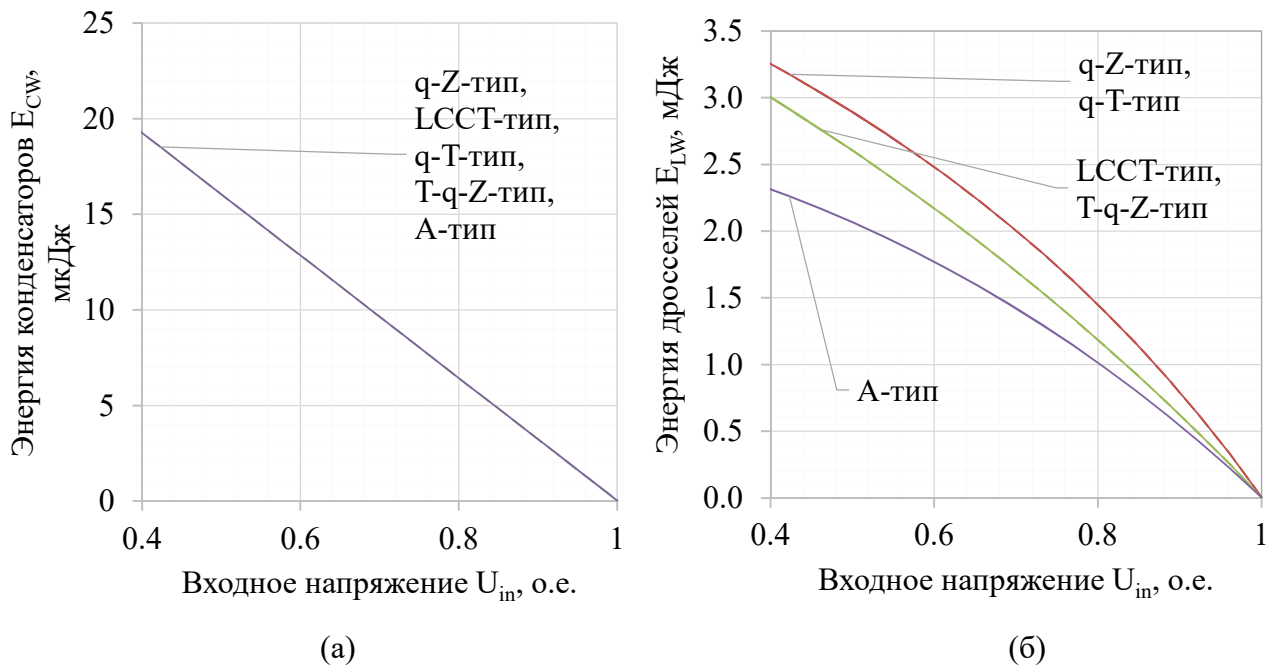


Рисунок 24. Зависимость энергии, накопленной в конденсаторах (а) и дросселях (б) схем, от относительного входного напряжения  $U_{in}$  инвертора,  $I_{in} = const$ ,  $P_{in} = var$ .

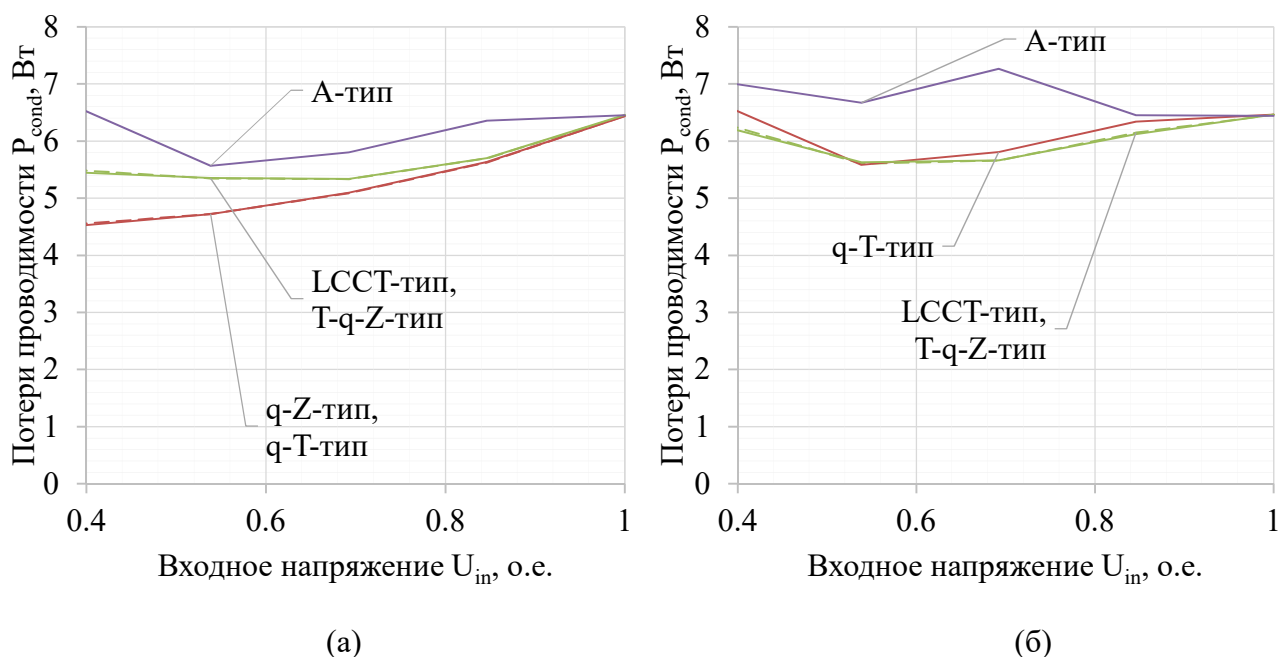


Рисунок 25. Зависимость потерь проводимости полупроводников схем от относительного входного напряжения  $U_{in}$  инвертора при  $n = 2$  (а) и  $n = 4$  (б),  $I_{in} = const$ ,  $P_{in} = var$ ,  $f_{ШИМ} = 60$  кГц.

Из рисунка 25 можно видеть, что уровень потерь проводимости схем изменяется не линейно и не обязательно имеет нисходящий/восходящий характер. Также видно, что увеличение коэффициента трансформации схем приводит к росту потерь проводимости в схемах  $q$ - $T$ -типа,  $LCST$ -типа  $T$ - $q$ - $Z$ -типа в области более низкого входного напряжения схем. Это 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 схем  $LCST$ -типа и  $T$ - $q$ - $Z$ -типа при  $n = 4$ .

Если экстраполировать полученные данные применительно к трёхуровневому инвертору с фиксирующими диодами, можно ожидать, что импедансная схема показавшая наименьшее количество потерь проводимости в случае двухуровневого мостового инвертора покажет пропорционально меньшее количество потерь проводимости и в трёхуровневой схеме.

В качестве выводов по данной главе можно отметить следующее. Путём сравнительного анализа было произведено сравнение существующих импедансных схем инверторов с наименьшим количеством полупроводниковых компонентов и непрерывным входным током. Анализ показал, что все схемы имеют свои

преимущества и недостатки. По результатам анализа можно выделить три наиболее интересные для рассмотрения схемы импедансных цепей – это схема  $A$ -типа, схема  $T-q-Z$ -типа и схема  $LCCT$ -типа. Все эти схемы имеют хорошие показатели номинальных значений ёмкостей и индуктивностей и высокий коэффициент преобразования по напряжению. Однако, схема  $LCCT$ -типа показала меньшие потери проводимости, чем схема  $A$ -типа, а это критично в рамках рассмотрения схемы трёхуровневого инвертора, количество полупроводников в котором в 3 раза превышает количество полупроводников двухуровневого инвертора. Поскольку в литературе для схемы инвертора с фиксированной нулевой точкой в основном представлены варианты импедансных звеньев симметричного типа (когда для создания средней точки производится соединение 2-х импедансных звеньев зеркально отобразив их) пропорционально увеличивается количество элементов схемы. Это же касается существующих схем трёхуровневых импедансных инверторов с фиксирующими диодами  $T-q-Z$ -типа. Схему же  $LCCT$ -типа можно модифицировать таким образом, что количество пассивных элементов в ней увеличится всего на один конденсатор и будет использоваться трёхобмоточный трансформатор, а также в схеме останется всего один диод. Таким образом, в модифицированной схеме  $LCCT$ -типа количество элементов импедансного звена будет почти в 2 раза меньше, чем в схеме  $T-q-Z$ -типа. Таким образом при дальнейшем анализе трёхуровневой топологии инвертора с фиксированной нулевой точкой будет использоваться схема  $LCCT$ -типа.

## Выводы по главе 2

В ходе проведённого анализа получены соотношения для расчёта компонентов двухуровневых квази-импедансных инверторов по общей методике. Сравнительный анализ топологий показал следующее:

1. Для обеспечения одинакового выходного напряжения, при одинаковом входном напряжении и одинаковых пульсациях входного тока, квази-импедансным

инвертором не всегда требуются большие пассивные компоненты. Схемы А-типа, Т- $q$ -Z-типа и LCCT-типа имеют хорошие показатели номинальных значений ёмкостей и индуктивностей и высокий коэффициент преобразования по напряжению;

2. Схема LCCT-типа показала меньшие потери проводимости, чем схема А-типа;

3. Схему LCCT-типа для трёхуровневого инвертора с фиксированной нулевой точкой можно модифицировать таким образом, что количество элементов квази-импедансной цепи будет почти в 2 раза меньше, чем в схеме Т- $q$ -Z-типа.

## ГЛАВА 3.    **НОВОЕ СЕМЕЙСТВО ТРЕХУРОВНЕВЫХ LCCT-Z-ИНВЕРТОРОВ**

В предыдущей главе был проведён анализ масса-габаритных показателей схем двухуровневых импедансных инверторов, потребляющих непрерывный входной ток, получены соотношения для расчёта компонентов и потерь проводимости полупроводников схем, предложено модифицировать схему *LCCT*-типа для трёхуровневого NPC инвертора как наиболее перспективную. Далее необходимо описать предлагаемые модификации трёхуровневых схем *LCCT*-типа, токи и напряжения преобразователя в установившемся режиме, а также вывести соотношения для расчёта пассивных и активных компонентов схем. Для анализа выбраны схемы, приведённые на рисунках 26-29 и проведено их сравнение с предложенной топологией трёхфазного трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током, приведённом на рисунке 30.

Цель данной главы - описать предложенную топологию трёхфазного трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током и сравнить её с топологиями семейства трёхфазных трёхуровневых NPC *LCCT-Z*-инверторов с точки зрения размерностей компонентов, загрузки компонентов по токам и напряжениям, массогабаритных показателей и энергетических показателей.

### **3.1. Описание схем трёхуровневых *LCCT-Z*-инверторов**

На рисунке 26 показано семейство двухуровневых импедансных цепей *LCCT*-типа (реактор-конденсатор-конденсатор-трансформатор), предложенные в [47]. *LCCT-Z*-тип импедансных цепей (Рисунок 26а) и *LCCT-Z*-тип импедансных цепей с непрерывным входным током (Рисунок 26б) – это цепи, основанные на идеальном

трансформаторе с нулевым мгновенным потоком. *LCCT-Z*-инверторы способны поддерживать режим непрерывного входного тока даже при небольшой нагрузке. Отрицательное влияние паразитных параметров магнитосвязанных дросселей на напряжение звена постоянного тока значительно снижается. Эта идея развита далее в [62]-[64]. Благодаря уникальной топологии входной импедансной цепи, *LCCT-Z*-инвертор может обеспечить входной ток почти без пульсаций.

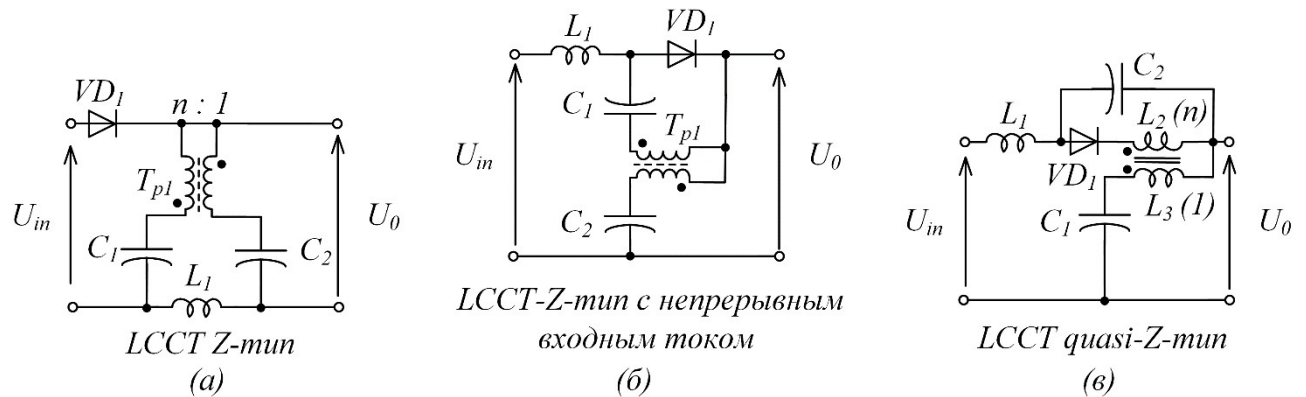


Рисунок 26. Семейство двухуровневых цепей LCCT типа: а – Z-тип; б – Z-тип с непрерывным входным током; в – Q-Z-тип.

На рисунках 27-30 показаны трёхфазные трёхуровневые топологии, основанные на разновидностях импедансных звеньев *LCCT*-типа для NPC инвертора (Neutral Point Clamped inverter - NPC inverter). Эти топологии основаны на включении в схему высокочастотного трансформатора и дополнительных конденсаторов.

NPC инвертор и одним импедансным звеном *LCCT-Z*-типа представлен в [78], [79] и показан на рисунке 27. Такой инвертор питается от одного источника входного напряжения. На рисунке 28 показано аналогичное решение с двумя трансформаторами и отдельными источниками напряжения постоянного тока. Общим недостатком этих решений является потребление прерывистого входного тока.

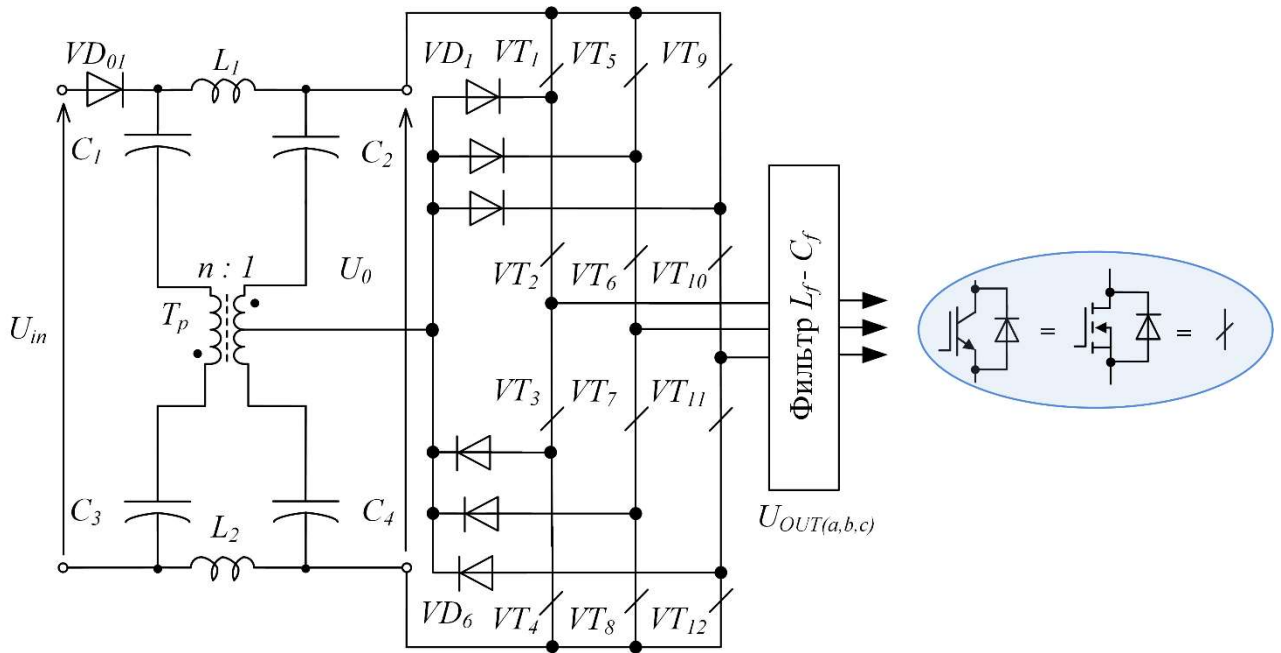


Рисунок 27. Трёхфазный трёхуровневый NPC LCCT-Z-инвертор с трансформатором и одним независимым входным источником.

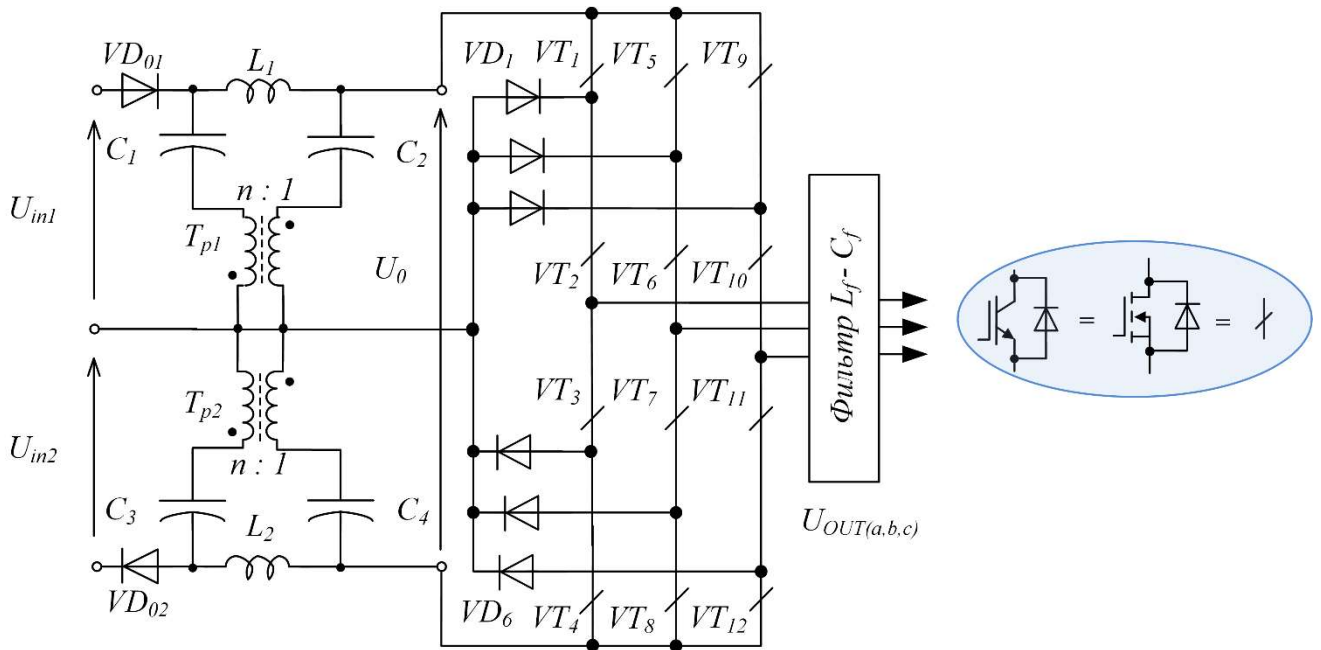


Рисунок 28. Трёхфазный трёхуровневый NPC LCCT-Z-инвертор с двумя трансформаторами и двумя независимыми источниками напряжения.

На рисунке 29 показан новый симметричный трёхфазный трёхуровневый NPC LCCT-Z-инвертор с непрерывным входным током. Он спроектирован на базе звена LCCT-типа, представленного в [63]. Благодаря тому, что для питания схем, изображённых на рисунках 28 и 29, используются отдельные источники

напряжения, данные схемы не чувствительны к влиянию несбалансированной трёхфазной нагрузки. В то же время очевидно, что эти схемы имеют два диода в цепи импеданса, которые могут снизить общую эффективность преобразователя. В [80] показано, что при последовательно-параллельном соединении СБ в массив, работающий на трёхуровневый NPC  $q$ -Z-инвертор, падение напряжения на двух диодах в импедансной цепи приводит к увеличению объёма общих потерь на 30%.

На рисунке 30 показан новый трёхуровневый NPC LCCT-Z-инвертора с одним источником напряжения постоянного тока и непрерывным входным током. Данный тип схемы по сравнению со схемами рисунков 27-29 имеет минимальное количество пассивных компонентов и один диод в импедансной цепи. Схема потребляет непрерывный входной ток и питается от одного независимого источника напряжения.

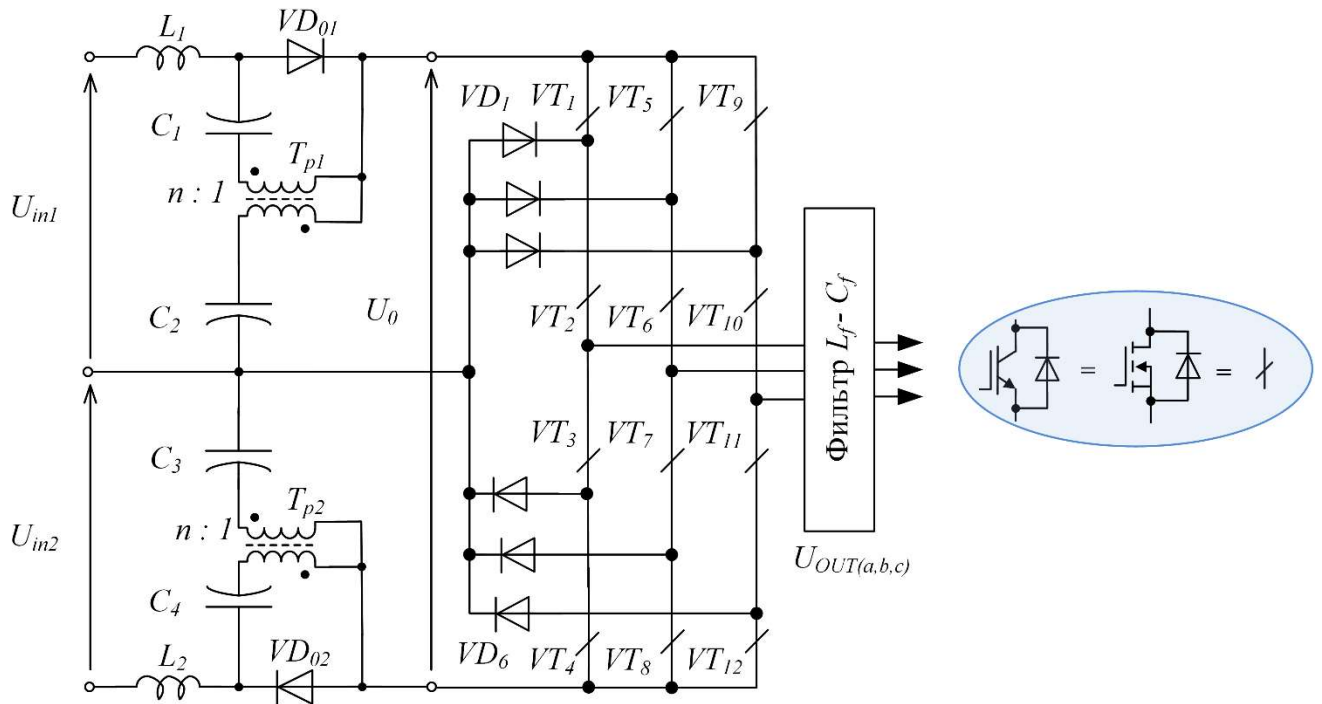


Рисунок 29. Новый симметричный трёхфазный трёхуровневый NPC LCCT-Z-инвертор с двумя независимыми источниками напряжения и непрерывным входным током.



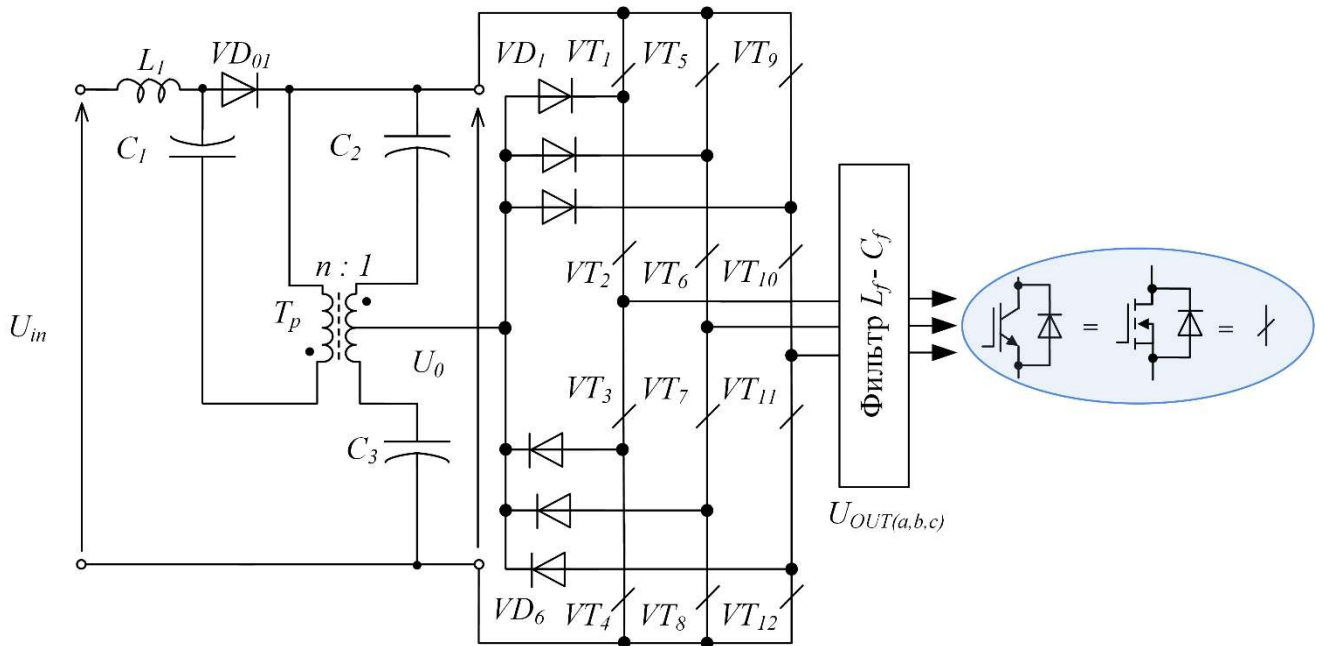


Рисунок 30. Новый трёхфазный трёхуровневый NPC LCCT-Z-инвертор с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током.

Очевидно, что все рассматриваемые топологии LCCT-типа имеют один и тот же коэффициент преобразования по напряжению  $K_{ПН}$  (в англ. литературе *B boost factor* для DC/DC преобразователей и *G gain factor* для DC/AC преобразователей), приведённый в [47] и который можно выразить из уравнения (37).

В тоже время представленные топологии имеют различное количество пассивных компонентов. Другая особенность, которую нужно подчеркнуть – это наличие идеального трансформатора. Чтобы избежать его насыщения, полный магнитный поток должен быть равен нулю. Это особое условие будет рассмотрено для трёхобмоточных трансформаторов, где центральный вывод трансформатора подключён к нулевой точке NPC инвертора. Для корректного сравнения схем, расчёт и подбор компонентов должен проводиться с точки зрения анализа их общего размера, рабочих токов и напряжений элементов.

### 3.2. Расчёт параметров пассивных компонентов схем

Чтобы сравнить схемы, в этом разделе будет выполнен полный анализ схем в установившемся режиме работы. Этот подход будет продемонстрирован для

топологии на рисунке 30. Результаты расчёта параметров для других схем получены аналогично и приведены в таблице 1.

На этом этапе следует упомянуть несколько допущений. В этой топологии трансформатор считается идеальным, т.е. в нем нет индуктивности рассеяния. Кроме того, рассматривается только симметричная трёхфазная система; поэтому ток, протекающий в нейтральном проводе, пренебрежимо мал.

На рисунке 31 показаны эквивалентные схемы топологии трёхуровневой схемы LCCT-типа с непрерывным входным током (топология на рисунке 30). В частности, рисунок 31а соответствует состояниям короткого замыкания (КЗ), когда все транзисторы инвертора открыты. Рисунок 31б соответствует активным состояниям работы инвертора.

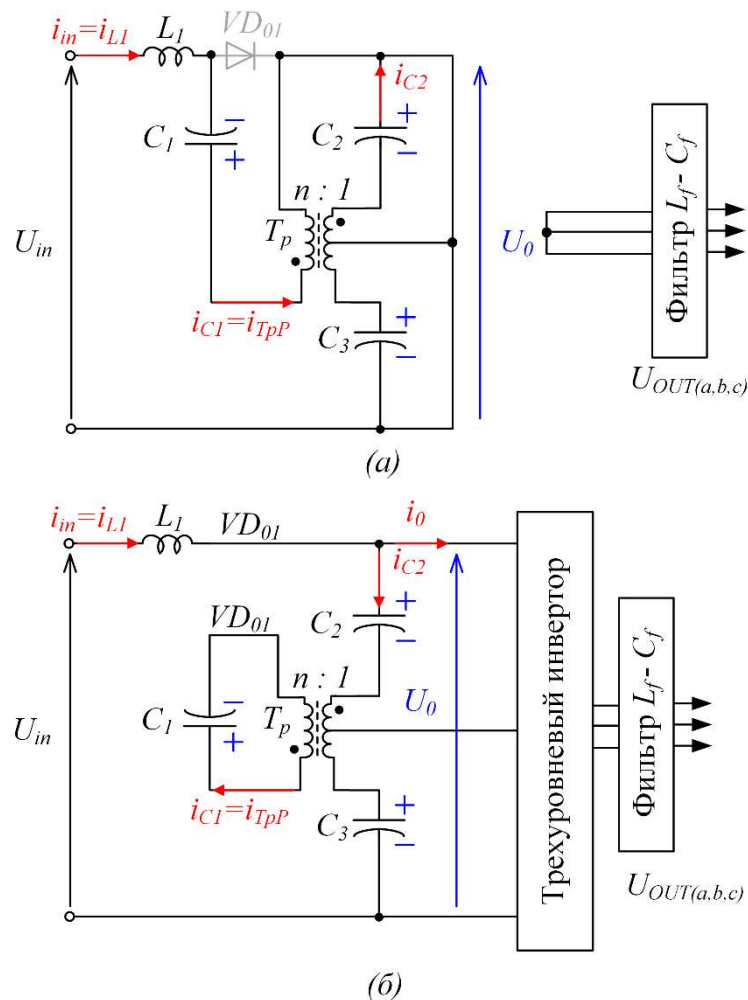


Рисунок 31. Эквивалентные схемы нового трёхфазного NPC LCCT-Z-инвертора, непрерывным входным током и одним входным источником напряжения:

а – для состояния КЗ; б – для активного состояния.

При анализе использовались следующие параметры:  $u(t)=u$  – мгновенное значение переменной;  $\langle u \rangle_T$  - среднее значение переменной за период времени  $T$ ;  $U$  - пиковое значение переменной. В заключение, все временные интервалы были определены, как показано на рисунке 32, и обозначены как:  $T_{КЗ}$  - интервал короткого замыкания;  $T_a$  - интервал активного состояния;  $T_{ШИМ}$  - период ШИМ.

На такте ШИМ среднее значение напряжения на дросселе равно нулю  $\langle u_{L1} \rangle_{T_{ШИМ}}=0$ . А среднее значение напряжений на конденсаторах  $C_1, C_2, C_3$  на такте ШИМ рассчитывается из (49), (50):

$$\langle u_{C1} \rangle_{T_{ШИМ}} = U_{in} \cdot \frac{D_{КЗ} \cdot n}{1 - (1+n) \cdot D_{КЗ}}. \quad (49)$$

$$\langle u_{C2} \rangle_{T_{ШИМ}} = \langle u_{C3} \rangle_{T_{ШИМ}} = U_{in} \cdot \frac{(1-D_{КЗ})}{2 \cdot (1-(1+n) \cdot D_{КЗ})}. \quad (50)$$

где  $U_{in}$  – входное напряжение;  $u_{C1}, u_{C2}, u_{C3}$  – мгновенное напряжение на конденсаторах;  $n$  – коэффициент трансформации трансформатора;  $D_{КЗ}$  – относительная длительность интервала короткого замыкания. Кривые токов и напряжений для основных компонентов импедансной цепи приведены на рисунке 32.

Чтобы определить значение ёмкости конденсатора, необходимо определить размах пульсаций тока конденсатора. Ток конденсатора  $C_1$  во время состояния КЗ определяется из (51):

$$\langle i_{C1} \rangle_{T_{КЗ}} = C_1 \cdot \frac{du_{C1}(1-D_{КЗ})}{dt} = \langle i_{in} \rangle_{T_{КЗ}}. \quad (51)$$

Величину пульсаций напряжения на конденсаторе  $C_1$  может определить, как:

$$\Delta U_{C1} \leq k_1 \cdot \langle u_{C1} \rangle_{T_{ШИМ}} = \frac{1}{C_1} \int_0^{T_{КЗ}} \langle i_{C1} \rangle_{T_{КЗ}} \cdot dt. \quad (52)$$

где  $k_1$ - коэффициент пульсаций напряжения на конденсаторе  $C_1$ .

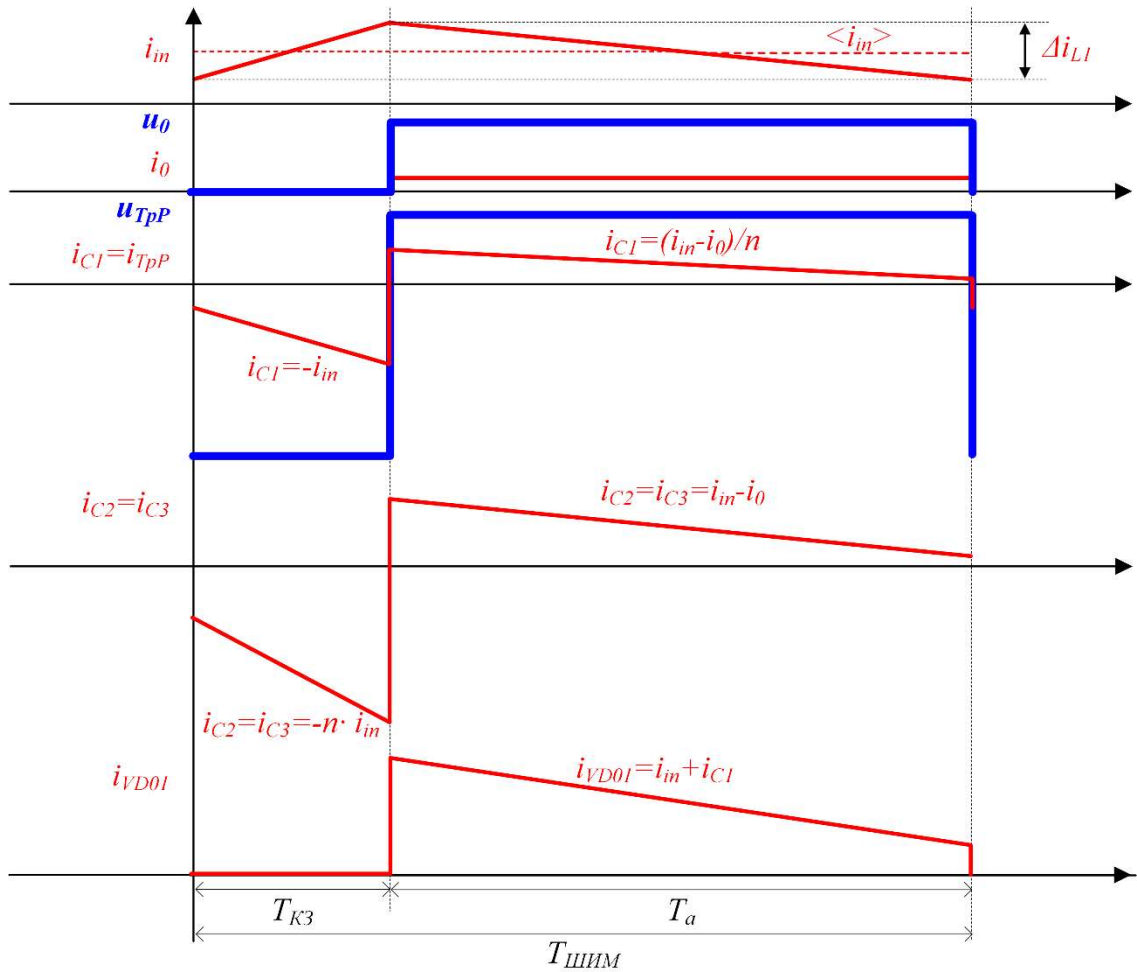


Рисунок 32. Идеализованные формы кривых тока и напряжения схемы трёхфазного NPC LCCT-Z-инвертора, показанного на рисунке 30.

Предполагая идеальный случай, без потерь, можно утверждать, что средняя входная мощность и средняя выходная мощность равны:

$$\langle P_{in} \rangle_{T_{ШИМ}} = \langle P_0 \rangle_{T_{ШИМ}} = P. \quad (53)$$

Средний входной ток ( $\langle i_{in} \rangle_{T_{ШИМ}}$ ) рассчитывается как:

$$\langle i_{in} \rangle_{T_{ШИМ}} = \frac{P}{U_{in}}. \quad (54)$$

Ёмкость конденсатора  $C_1$  можно рассчитать используя (37)-(39), (45) и (52)-(54):

$$C_1 \geq \frac{P \cdot T \cdot (1 - (n+1) \cdot D_{K3})}{k_1 \cdot U_{in}^2 \cdot n}. \quad (55)$$

Используя тот же подход могут быть определены ёмкости конденсаторов  $C_2$ ,  $C_3$ :

$$C_2 = C_3 \geq \frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n+1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_2 \cdot U_{in}^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}. \quad (56)$$

где  $k_2$  - коэффициент пульсаций напряжения конденсаторов  $C_2$ ,  $C_3$ .

Видно, что ёмкость конденсатора  $C_2$  и  $C_3$  увеличиваются с ростом относительной длительности интервала КЗ. Это означает, что для режима повышения напряжения требуется большие ёмкости конденсаторов, в то время как понижение напряжения не требует конденсаторов. В то же время ёмкость конденсатора  $C_1$  определяется противоположной зависимостью. Кроме того, следует отметить, что значения всех ёмкостей могут быть уменьшены за счёт увеличения коэффициента трансформации  $n$ .

Уравнения для пульсации напряжения и тока в активном состоянии ( $T_a$ ):

$$L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = \langle u_{L1} \rangle_{T_a} = U_0 - U_{in}. \quad (57)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int_0^{T_a} (U_0 - U_{in}) \cdot dt. \quad (58)$$

Принимается во внимание то, что средний входной ток равен среднему индуктивному току  $\langle i_{L1} \rangle_{T_{шум}} = \langle i_{in} \rangle_{T_{шум}}$ , определим условие перехода в режим предельно непрерывного входного тока:

$$\frac{\Delta i_{L1}}{2} \leq \langle i_{L1} \rangle_{T_{шум}}. \quad (59)$$

Используя (37), (54) и (57)-(59) можно получить уравнение для нахождения индуктивности  $L_1$ :

$$L_1 \geq \frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1+n)}{k_L \cdot P \cdot (1 - (n+1) \cdot D_{K3})}. \quad (60)$$

где  $k_L$  – коэффициент пульсации тока, определяемый также как коэффициент пульсации напряжения на конденсаторе.

Конечной целью является получение выражений для определения размеров пассивных компонентов схемы в зависимости от predetermined коэффициентов пульсации напряжения на конденсаторах и коэффициента пульсации тока на индуктивности. Зная среднее напряжение на конденсаторах и средний ток, текущий через индуктивность, можно оценить относительный размер пассивных компонентов схемы.

Предполагается, что пульсация напряжения на конденсаторе будет незначительной. В тоже время, можно сделать интересный вывод: для обеспечения хорошей производительности преобразователя, в соответствии с эквивалентными схемами, ток конденсатора  $C_1$  не должен опускаться до нуля во время активного состояния. Средний ток  $i_{C1}$  в активном состоянии можно оценить следующим образом:

$$\langle i_{C1} \rangle_{Ta} = \frac{\langle i_{in} \rangle_{Ta} - \langle i_0 \rangle_{Ta}}{n}. \quad (61)$$

где  $i_0$  – это ток в звене постоянного тока схемы. Принимая во внимание условие баланса мощностей и уравнение (37), можно записать следующее выражение:

$$\langle i_{C1} \rangle_{Ta} = \frac{\langle i_{in} \rangle_{T_{ШИМ}}}{n} \cdot \left( \frac{n \cdot D_{K3}}{1 - D_{K3}} \right). \quad (62)$$

Поскольку пульсации входного тока определяются пульсациями тока на конденсаторе, можно сделать вывод о том, что размер индуктивности должен быть увеличен, для того чтобы избежать падения конденсаторного тока до нуля в активном состоянии. В результате, окончательное выражение для определения номинала индуктивности можно записать следующим образом:

$$L_1' \geq \frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}. \quad (63)$$

Аналогичный анализ был выполнен для всех топологий *LCCT-Z*-типа. В таблице 1 приведены результаты проведённого анализа. Как видно из таблицы, суммарная индуктивность всех схем определяется одной формулой. Токи дросселей всех схем одинаковы. Суммарное напряжение конденсаторов  $C_1, C_4$  схем рисунков 27-29 и напряжение конденсатора  $C_1$  рисунка 30, а также их ёмкости определяются одинаковыми формулами. Ёмкости конденсаторов  $C_2, C_3$  и их напряжения всех схем равны. Таким образом, топологии с прерывистым входным током содержат большее количество пассивных по сравнению со схемами непрерывного входного тока и не имеют перед ними преимуществ. Схемы с прерывистым входным током были исключены из дальнейшего анализа. Схема рисунка 30 имеет в своём составе меньше всего пассивных компонентов, номиналы пассивных компонентов схемы, их токи и напряжения, являются идентичными остальным схемам. Следовательно, масса-габаритные показатели этой схемы будут ниже, чем у схем на рисунках 27-29.

Таблица 1. Сравнение пассивных элементов схем трёхуровневых NPC *LCCT-Z*-инверторов

Схема	Дроссели (реакторы)			Конденсаторы		
	№	Ср. ток	Индуктивность	№	Среднее напряжение	Ёмкость
Рис. 27 и Рис. 28	$L_1$	$\frac{P}{U_{in}}$	$\frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{2 \cdot k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}$	$C_1$	$\frac{U_{in} \cdot D_{K3} \cdot n}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})}{k_1 \cdot U_{in}^2 \cdot n}$
				$C_4$		
	$L_2$	$U_{in}$		$C_2$	$\frac{U_{in} \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_1 \cdot U_{in}^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$
				$C_3$		
Рис. 29	$L_1$	$\frac{P}{U_{in}}$	$\frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{2 \cdot k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}$	$C_1$	$\frac{U_{in} \cdot D_{K3} \cdot n}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})}{k_1 \cdot U_{in}^2 \cdot n}$
				$C_4$		
	$L_2$	$U_{in}$		$C_2$	$\frac{U_{in} \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_1 \cdot U_{in}^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$
				$C_3$		
Рис. 30	$L_1$	$\frac{P}{U_{in}}$		$C_1$	$\frac{U_{in} \cdot D_{K3} \cdot n}{1 - (1 + n) \cdot D_{K3}}$	$\frac{P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})}{k_1 \cdot U_{in}^2 \cdot n}$

		$\frac{U_{in}^2 \cdot D_{K3} \cdot T \cdot (1 - D_{K3}) \cdot (1 + n)}{k_L \cdot P \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3})} \cdot \frac{1 - D_{K3}}{n \cdot D_{K3}}$	$C_2$	$\frac{U_{in} \cdot (1 - D_{K3})}{2 \cdot (1 - (1 + n) \cdot D_{K3})}$	$\frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n + 1) \cdot D_{K3}) \cdot D_{K3}}{k_1 \cdot U_{in}^2 \cdot n \cdot (1 - D_{K3})}$
--	--	---	-------	--	---

### 3.3. Моделирование NPC LCST-Z-инверторов с непрерывным входным током

Для проверки теоретических изысканий было проведено моделирование схем преобразователей в среде программного обеспечения PSIM. Параметры моделирования приведены в таблице 2. Для того, чтобы смоделировать потери в схеме, в имитационной модели в цепь реактора  $L_1$  последовательно был добавлен небольшой по номиналу резистор  $r$ .

Первые результаты моделирования топологии, показанной на рисунке 29, показаны на рисунке 33. Управление инвертором производилось с помощью способа, описанного в работе [81]. Это очень простой метод ШИМ, который может быть применён для любого трёхуровневого импедансного инвертора. Этот метод модуляции основан на методе simple boost control (SBC) с равно распределёнными состояниями короткого замыкания стоек инвертора.

Изображения силовой схемы и схемы системы управления приведены в Приложении В.

На рисунке 33 показаны выходное напряжение инвертора (фаза-нейтраль), среднее напряжение конденсаторов  $U_{C1} = U_{C4} = 369 \text{ В}$ ,  $U_{C2} = U_{C3} = 234 \text{ В}$  и ток средней точки  $i_{ZERO}$  или нулевой ток. Результаты моделирования приведены для случая, когда входное напряжение  $U_{in} = 325 \text{ В}$  и средний входной ток  $I_{in} = 3,7 \text{ А}$ . Выходная мощность  $\sim 1 \text{ кВт}$ . На полученных осциллограммах видно, что в токе нейтрали присутствует высокочастотные пульсации, которые могут вызвать дисбаланс напряжения на конденсаторах. Однако, амплитуду этих пульсаций можно уменьшить, если применить более сложный алгоритм управления.

Второй случай моделирования соответствует топологии, показанной на рисунке 30. На рисунке 34 показаны осциллограммы выходного напряжения



инвертора (фаза-нейтраль), среднее напряжение конденсаторов  $U_{C1}=340 \text{ В}$ ,  $U_{C2} = U_{C3} = 332 \text{ В}$ . Ток средней точки для обеих схем выглядит одинаково и имеет те же параметры. Амплитудное значение напряжения звена постоянного тока  $U_0$  в обоих случаях составляет  $\sim 900 \text{ В}$ . Поскольку на выходе инвертора использовался выходной LCL-фильтр, коэффициент гармоник выходного напряжения для обоих случаев составлял  $\sim 5\%$ .

Таблица 2. Номиналы и параметры схем трёхфазных трёхуровневых NPC LCCT-Z-инверторов с непрерывным входным током, используемые в моделировании.

Схема	NPC LCCT-Z-инвертор Рисунок 29	NPC LCCT-Z-инвертор Рисунок 30
$r$ – паразитное сопротивление	0,01 Ом	
$D_{K3}$ – относительная длительность интервала КЗ	0.2	
$n$ – коэф. трансформации	2	
$U_{in}$ – входное напряжение	325 В	
$U_{out}$ – действующее значение выходного напряжения	три фазы, 230 В	
$P$ – выходная мощность	1000 Вт	
$T_{ШИМ}$ – период ШИМ	10 мкс	
$M$ – индекс модуляции	0,8	
$C_1$ – номинал конденсатора	600 мкФ	300 мкФ
$C_2$ – номинал конденсатора	190 мкФ	190 мкФ
$C_3$ – номинал конденсатора	600 мкФ	190 мкФ
$C_4$ – номинал конденсатора	190 мкФ	–
$L_1$ – номинал дросселя	1,5 мГн	3 мГн
$L_2$ – номинал дросселя	1,5 мГн	–
$L_{fa1}, L_{fb1}, L_{fc1}$ – первый вых. индуктивный фильтр	0,5 мГн	
$L_{fa2}, L_{fb2}, L_{fc2}$ – второй вых. индуктивный фильтр	0,2 мГн	
$C_{fa}, C_{fb}, C_{fc}$ – выходной емкостной фильтр	0,47 мкФ	

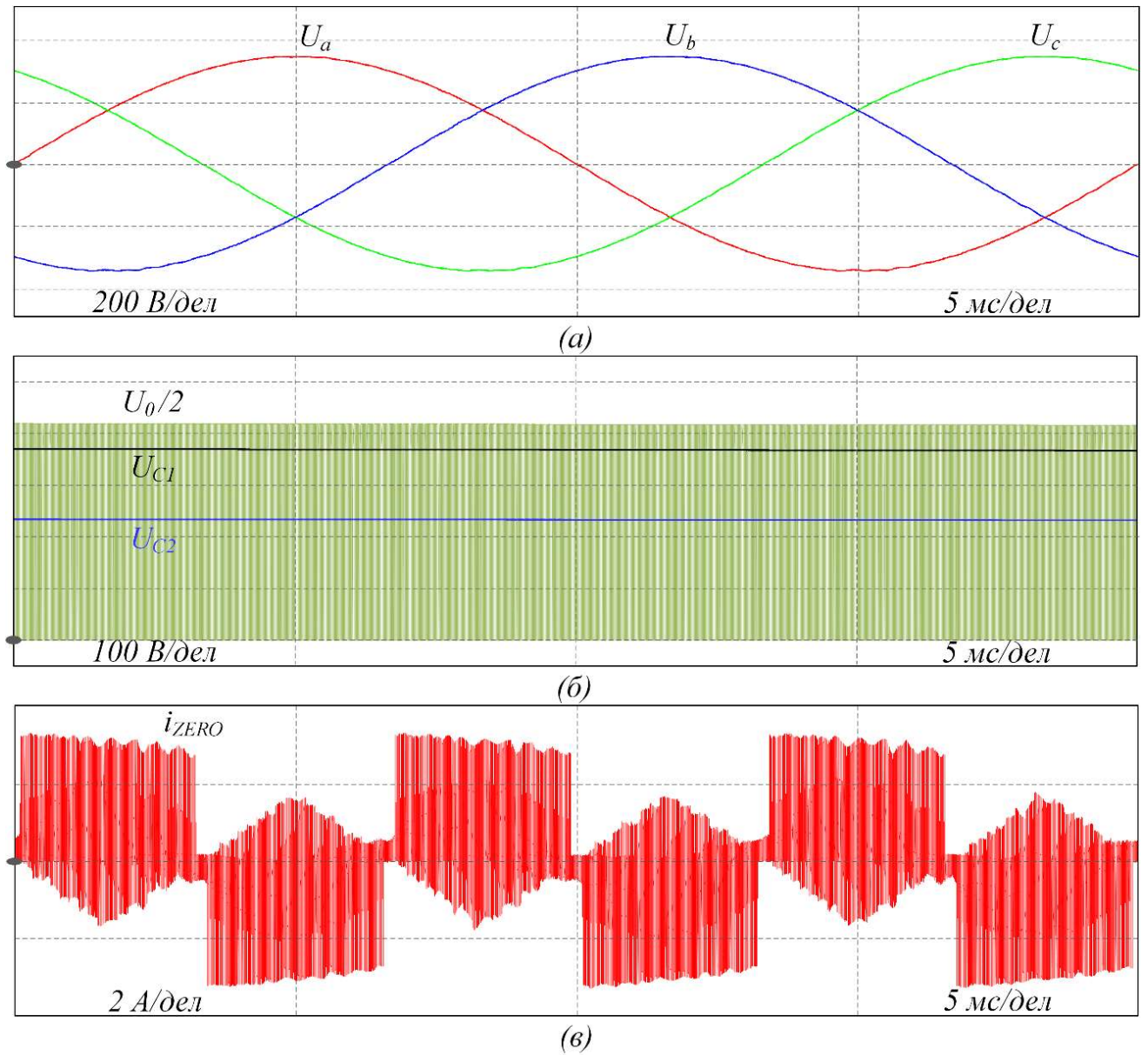


Рисунок 33. Результаты моделирования. Схема NPC LCCT-Z-инвертора с двумя независимыми источниками напряжения и непрерывным входным током. а – выходное напряжение; б – напряжение звена постоянного тока, напряжения конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ ; в – нулевой ток или ток нейтрали.

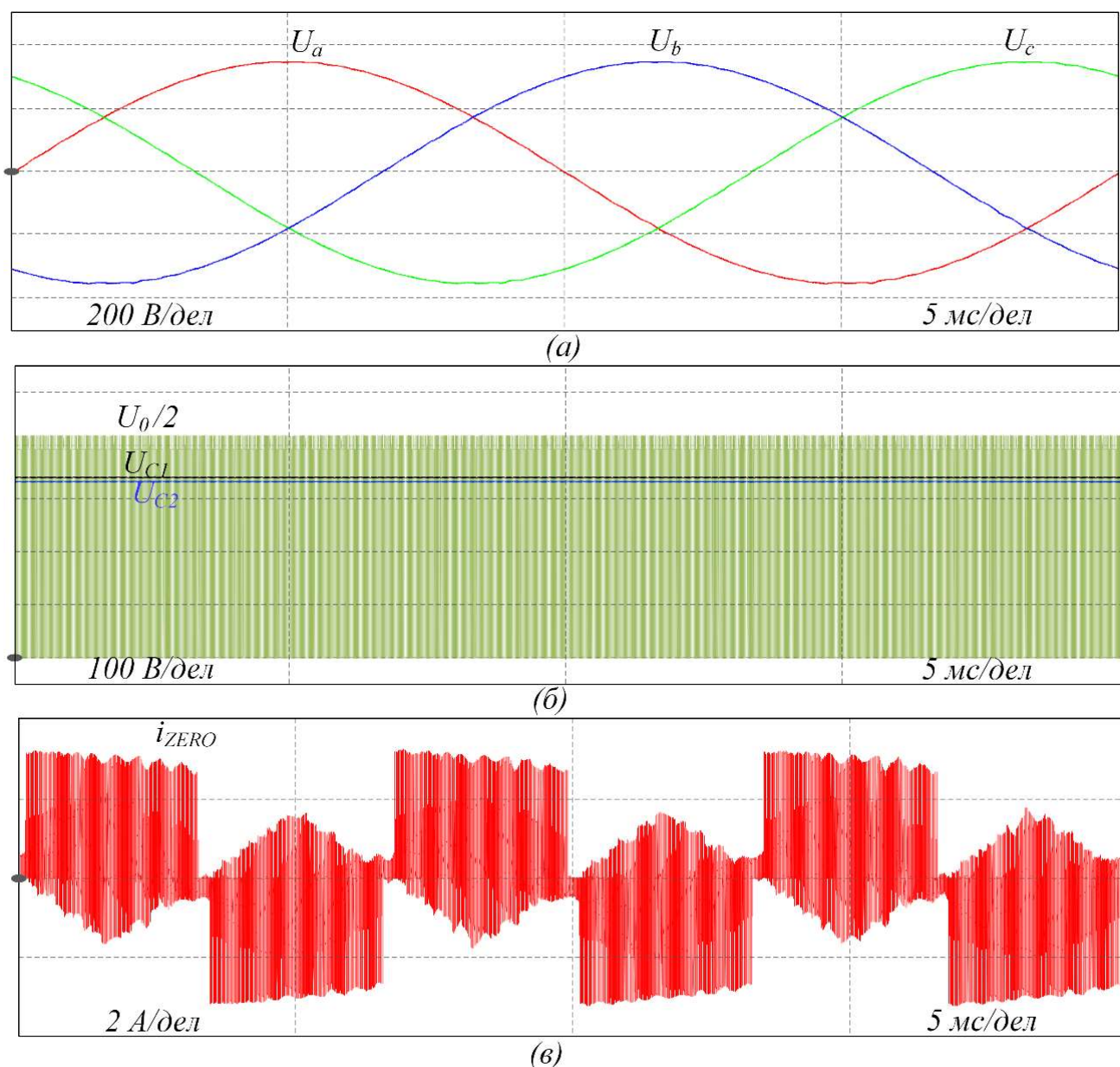


Рисунок 34. Результаты моделирования. Схема NPC LCCT-Z-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током. а – выходное напряжение; б – напряжение звена постоянного тока, напряжения конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ ; в – нулевой ток или ток нейтрали.

Поскольку качество выходного напряжения и напряжения в звене постоянного тока у обеих схем практически не отличаются друг от друга, то с точки зрения количества пассивных компонентов и полупроводниковых приборов, схема LCCT-Z-типа с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током (Рисунок 30) выглядит более привлекательной. В этой схеме количества пассивных компонентов меньше и используется всего один полупроводниковый

диод в импедансной цепи. Входной ток является непрерывным и идентичным для обеих цепей. Предыдущие экспериментальные исследования импедансных преобразователей, показали, что существенный вклад общие потери вносят диоды импедансной цепи, и что их большое количество ухудшает эффективность преобразователя [80], [81]. В результате предпочтительны любые решения, которые предусматривают уменьшение количества диодов в цепи импеданса.

### Выводы по главе 3

Предложена схема трёхфазного трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с одним источником постоянного напряжения и непрерывным входным током, имеющая уменьшенное число пассивных компонентов и диодов схемы, что повышает надёжность и приводит к снижению активных потерь.

Проведён анализ и сравнение предложенной схемы с другими вариантами трёхфазного трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора. Получены соотношения для расчёта компонентов семейства трёхуровневых NPC *LCCT-Z*-инверторов по общей методике. Верификация соотношений проведена с помощью имитационного моделирования.

Сравнительный анализ топологий, при условии генерации одинакового качества электрической энергии, показал следующие достоинства предложенной схемы:

1. Схема потребляет непрерывный входной ток, при этом имеет одинаковую загрузку компонентов по току и напряжению с другими рассмотренными в данной главе схемами;
2. Схема имеет меньшее количество пассивных компонентов и диодов в звене импеданса, что способствует повышению надёжности её работы;
4. Схема может быть выполнена как в трёх-, так и в однофазном исполнении.
5. Результаты моделирования верифицируют выражения, полученные аналитически. Напряжения на конденсаторах и напряжение в звене постоянного

тока полученные в результате моделирования совпадают с расчетными с точностью 2-3%.

Недостатком схемы является наличие в токе нейтрали высокочастотных пульсаций, которые могут вызвать дисбаланс напряжения на конденсаторах. Однако такие пульсации могут быть уменьшены, если применить более сложную стратегию управления инвертором.

Приложением предложенной топологии может быть автономная система электроснабжения с широким диапазоном напряжения источника питания.

## ГЛАВА 4. ВЕКТОРНЫЙ СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ ОДНОФАЗНОЙ ТРЕХУРОВНЕВОЙ СХЕМОЙ

Целью данной главы является разработка для однофазной трёхуровневой импедансной NPC схемы векторных ШИМ (ВШИМ) способов управления, позволяющих снизить коммутационные потери схемы, осуществлять гибкую балансировку нейтральной точки, улучшить качество выходного напряжения и более эффективно использовать дополнительные состояния трёхуровневого импедансного инвертора.

Для достижения поставленной цели необходимо определить доступные комбинации состояний ключей (КСК) классического и импедансного однофазного NPC инвертора, определить их различия и сходства. Определить КСК создающие условия заряда и разряда конденсаторов импедансной цепи. На основе этой информации можно задать последовательности КСК, позволяющие снизить коммутационные потери схемы, осуществлять гибкую балансировку нейтральной точки, улучшить качество выходного напряжения и более эффективно использовать дополнительные состояния трёхуровневого импедансного инвертора.

### 4.1. Векторная ШИМ для однофазного трёхуровневого инвертора

Трёхуровневый повышающе-понижающий однофазный импедансный NPC инвертор изображён на рисунке 35. Обозначенные на рисунке точки: 1, 0, 1 – точки подключения к инвертору импедансной цепи;  $A$  и  $B$  – точки подключения нагрузки к инвертору. В качестве импедансной цепи можно использовать любую импедансную цепь, подходящую для NPC инвертора.

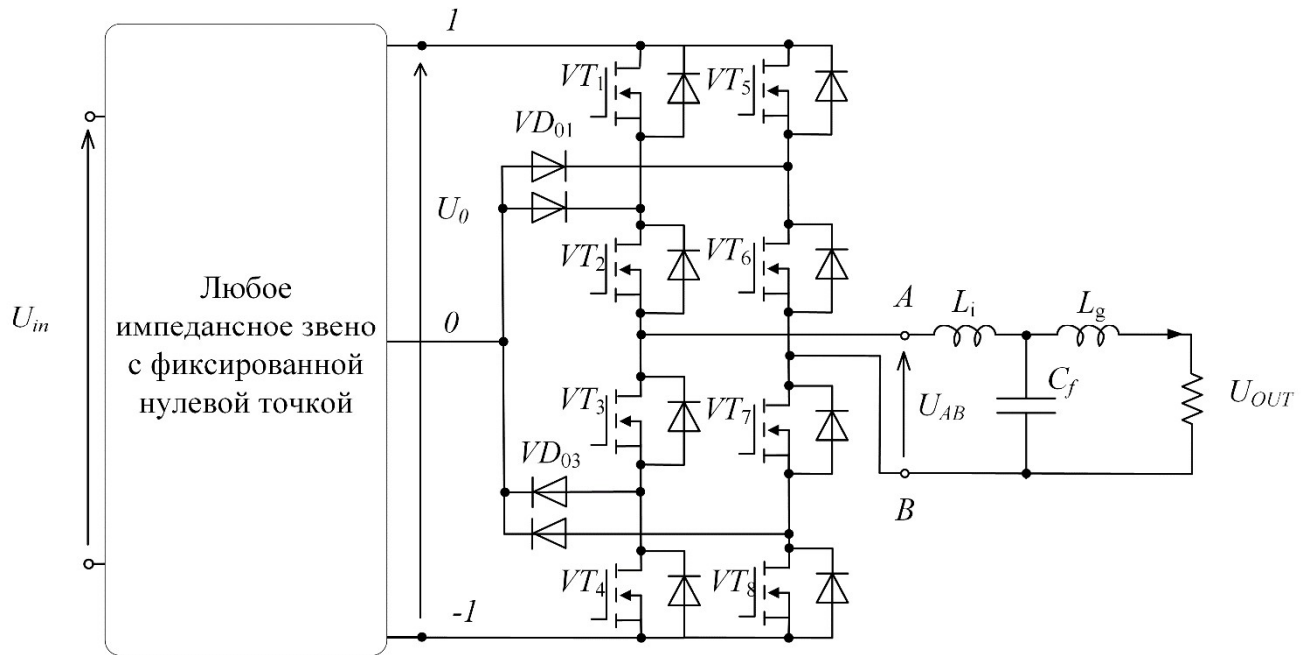


Рисунок 35. Однофазный импедансный NPC инвертор.

Для обычного трёхуровневого NPC инвертора характерны девять комбинаций состояния ключей (КСК):  $(-1,-1)$ ,  $(0,0)$ ,  $(1,1)$ ,  $(-1,0)$ ,  $(0,1)$ ,  $(1,-1)$ ,  $(0,-1)$ ,  $(-1,1)$  и  $(1,-1)$ . Эти КСК показаны в таблице 3, где «1» обозначает проводящее состояние ключа  $VT_1$ - $VT_8$ . Исходя из этого, для однофазного трёхуровневого инвертора можно построить две пространственно-векторные диаграммы напряжений [82], [83]. Диаграммы приведены на рисунке 36.

Таблица 3. Возможные КСК для однофазного трёхуровневого NPC инвертора.

КСК	$VT_1$	$VT_2$	$VT_3$	$VT_4$	$VT_5$	$VT_6$	$VT_7$	$VT_8$	Напряжение $U_{AB}$	Вектор (рис. 36a)	Вектор (рис. 36б)
$(-1,-1)$	0	0	1	1	0	0	1	1	0	$V_0$	$V_0$
$(0,0)$	0	1	1	0	0	1	1	0	0		
$(1,1)$	1	1	0	0	1	1	0	0	0		
$(1,0)$	1	1	0	0	0	1	1	0	$U_0/2$	$V_4$	$V_1$
$(0,-1)$	0	1	1	0	0	0	1	1	$U_0/2$	$V_2$	
$(1,-1)$	1	1	0	0	0	0	1	1	$U_0$	$V_3$	$V_2$
$(0,1)$	0	0	1	1	1	1	0	0	$-U_0/2$	$V_1$	$V_3$
$(-1,0)$	0	0	1	1	0	1	1	0	$-U_0/2$	$V_5$	
$(-1,1)$	0	0	1	1	1	1	0	0	$-U_0$	$V_6$	$V_4$

На рисунке 36а показана векторная диаграмма, где опорный вектор  $V^*$  синтезируется с помощью шести не нулевых векторов  $V_1-V_6$  и одного нулевого вектора  $V_0$ . Данную векторную диаграмму можно разбить на шесть секторов (I-VI), в каждом из которых в формировании вектора  $V^*$  участвуют три наиболее близко расположенных вектора  $V_j$ ,  $V_{j+1}$  и  $V_0$ , где  $j$  это номер вектора. Так, например, в секторе VI вектор  $V^*$  формируется с помощью векторов  $V_1$ ,  $V_6$  и  $V_0$ . При этом вектор  $V_0$  необходим для того, чтобы обеспечивать коэффициент модуляции  $M$  выходного напряжения инвертора в пределах от 0 до 1.

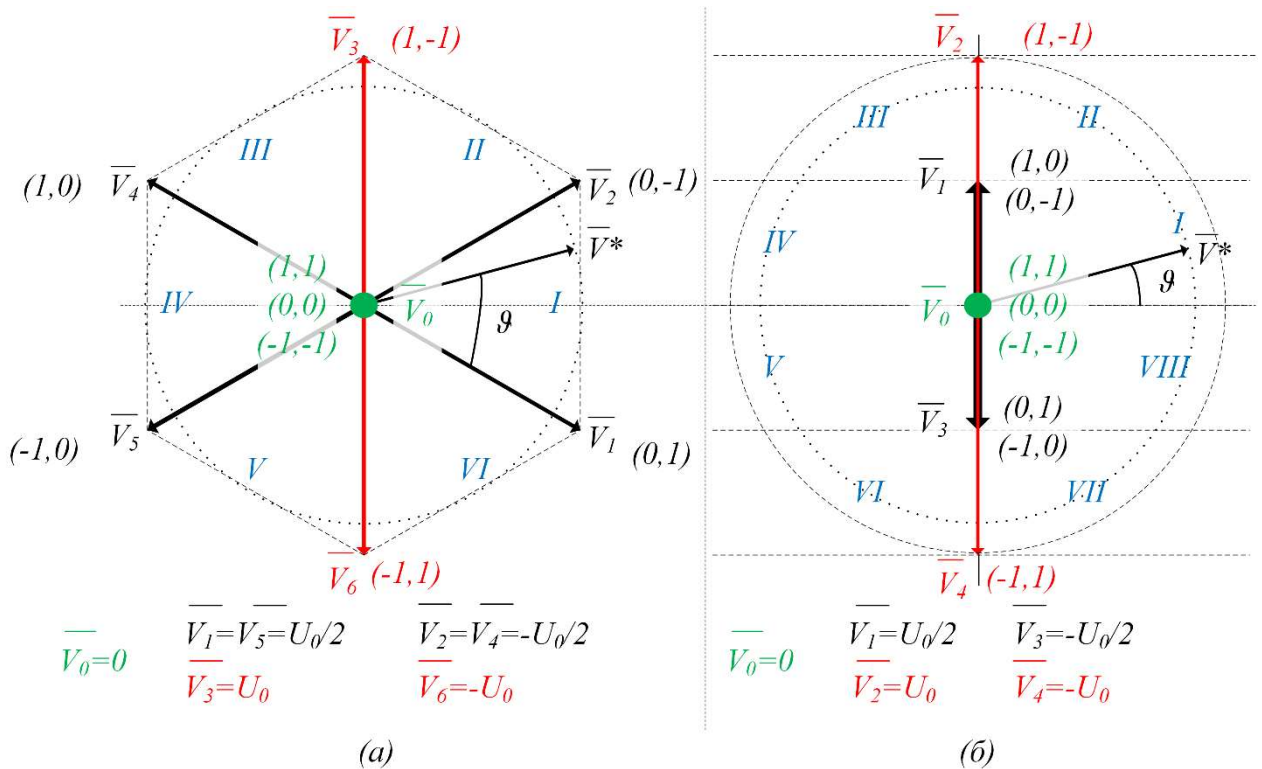


Рисунок 36. Пространственно-векторная диаграмма однофазного трёхуровневого NPC инвертора с разным расположением векторов  $V_j$  в пространстве (а и б).

При описании векторных способов управления вводится такое понятие, как весовые коэффициенты векторов, в общем случае обозначаемые как  $\tau_{ij}$ , где за  $i$  принят номер сектора, а за  $j$  номер вектора. Весовой коэффициент  $\tau_{ij}$  это длительность использования вектора  $V_j$  в секторе  $i$ , отнесённая к периоду ШИМ. Для любого сектора рисунке 36а справедливо записать следующие выражения для весовых коэффициентов:



$$\begin{cases} \tau_0 = 1 - \frac{M}{\sqrt{3}} \cdot \left( \cos(\vartheta) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\vartheta) \right) \\ \tau_{i,j} = \frac{M}{\sqrt{3}} \cdot \left( \cos(\vartheta) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\vartheta) \right) \\ \tau_{i,(j+1)} = \frac{2}{3} \cdot M \cdot \sin(\vartheta) \\ \tau_{i,j} + \tau_{i,(j+1)} + \tau_0 = 1, \tau_{i,j} = \frac{T_{i,j}}{T_{ШИМ}}, 0^\circ < \vartheta \leq 60^\circ \end{cases} \quad (64)$$

где  $T_{ij}$  – временной интервал использования вектора  $V_j$ ,  $T_{ШИМ}$  – период ШИМ.

На рисунке 36б показана векторная диаграмма, где опорный вектор  $V^*$  синтезируется с помощью четырёх не нулевых векторов  $V_1-V_4$  и одного нулевого вектора  $V_0$ . Данную векторную диаграмму можно разбить на восемь секторов (I-VIII), в каждом из которых в формировании вектора  $V^*$  участвуют два наиболее близко расположенных вектора. Так, например, в секторе I для формирования вектора  $V^*$  используются  $V_1$  и  $V_0$ , а в секторе VII –  $V_4$  и  $V_3$ . Весовые коэффициенты для данного подхода рассчитанные из (64) приведены в таблице 4, где угол  $\vartheta$  изменяется в пределах  $0^\circ < \vartheta \leq 360^\circ$ , а  $S$  – это номер сектора.

Таблица 4. Весовые коэффициенты для ВШИМ с 6 векторами (Рисунок 36б)

Сектор	Весовые коэффициенты ( $\tau_{ij}$ )
I, IV	$\begin{cases} \tau_{1,0} = \tau_{4,0} = 1 - 2M \sin(\vartheta) \\ \tau_{1,1} = \tau_{4,1} = 2M \sin(\vartheta) \end{cases}$
II, III	$\begin{cases} \tau_{2,1} = \tau_{3,1} = 2 - 2M \sin(\vartheta) \\ \tau_{2,2} = \tau_{3,2} = 2M \sin(\vartheta) - 1 \end{cases}$
V, VIII	$\begin{cases} \tau_{5,0} = \tau_{8,0} = 1 + 2M \sin(\vartheta) \\ \tau_{5,3} = \tau_{8,3} = -2M \sin(\vartheta) \end{cases}$
VI, VII	$\begin{cases} \tau_{6,3} = \tau_{7,3} = 2 + 2M \sin(\vartheta) \\ \tau_{6,4} = \tau_{7,4} = -1 - 2M \sin(\vartheta) \end{cases}$

В общем случае весовые коэффициенты для любой ВШИМ рассчитываются согласно принципам, изложенным в [82]. ВШИМ, показанный на рисунке 36б, имеет ряд преимуществ перед ВШИМ, показанным на рисунке 36а. Во-первых, это 15% прибавка в амплитуде основной гармоники напряжения. Во-вторых, расчёт весовых коэффициентов проще. В следствии этого для дальнейшего построения системы управления однофазным импедансным трёхуровневым NPC инвертором был выбран ВШИМ, представленный на рисунке 36б.

## 4.2. ВШИМ для однофазного трёхуровневого импедансного NPC инвертора

На рисунке 37 показан предлагаемый пространственно-векторный ШИМ способ управления для однофазного трёхуровневого импедансного NPC инвертора, приведена векторная диаграмма и показан пример распределения КСК в каждом секторе. Данный подход позволяет сформировать оптимальную последовательность КСК с точки зрения минимизации коммутационных потерь, при этом сохраняя синусоидальную форму выходного напряжения инвертора. В то же время следует отметить, что рассматривается только генерация КСК имитирующая SBC, поскольку пульсации, вносимые в противном случае, могут вызвать колебания в сети импедансного звена, что нецелесообразно для практической реализации. Этот эффект показан в [84] для скалярного способа управления с МВС [85].

Векторную диаграмму для импедансного трёхуровневого однофазного NPC инвертора также, как и для классического инвертора, можно разделить на восемь секторов. Отличие диаграмм заключается лишь в большем количестве векторов и КСК, которые можно использовать для формирования выходного напряжения инвертора. Для импедансного инвертора добавляется вектор КЗ стоек инвертора  $V_{K3}$ , используемый на каждом такте ШИМ. Из-за этого расчёт весовых коэффициентов несколько изменится, добавится постоянный весовой коэффициент

вектора  $V_{K3}$ ,  $\tau_{K3} = \text{const}$ , равный относительной длительности интервала КЗ  $D_{K3}$ . Он рассчитывается из соотношения входного и выходного напряжений по формуле, определённой для выбранной импедансной цепи. Принимая во внимание равномерное распределение интервалов КЗ согласно SBC весовые коэффициенты будут рассчитываться следующим образом:

$$\begin{cases} \tau_{K3} = D_{K3} = T_{K3}/T_{ШИМ} = \text{const}, 0 \leq M \leq 1 \\ \tau_{K3} + \tau_{i,j} + \tau_{i,(j+1)} = 1 \\ \tau_{i,j} = \frac{(1 - \tau_{K3}) \cdot \vec{V}_{j+1} - \vec{V}^*}{\vec{V}_{j+1} - \vec{V}_j} \\ \tau_{i,(j+1)} = \frac{(1 - \tau_{K3}) \cdot \vec{V}_j - \vec{V}^*}{\vec{V}_j - \vec{V}_{j+1}} \end{cases} \quad (65)$$

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.

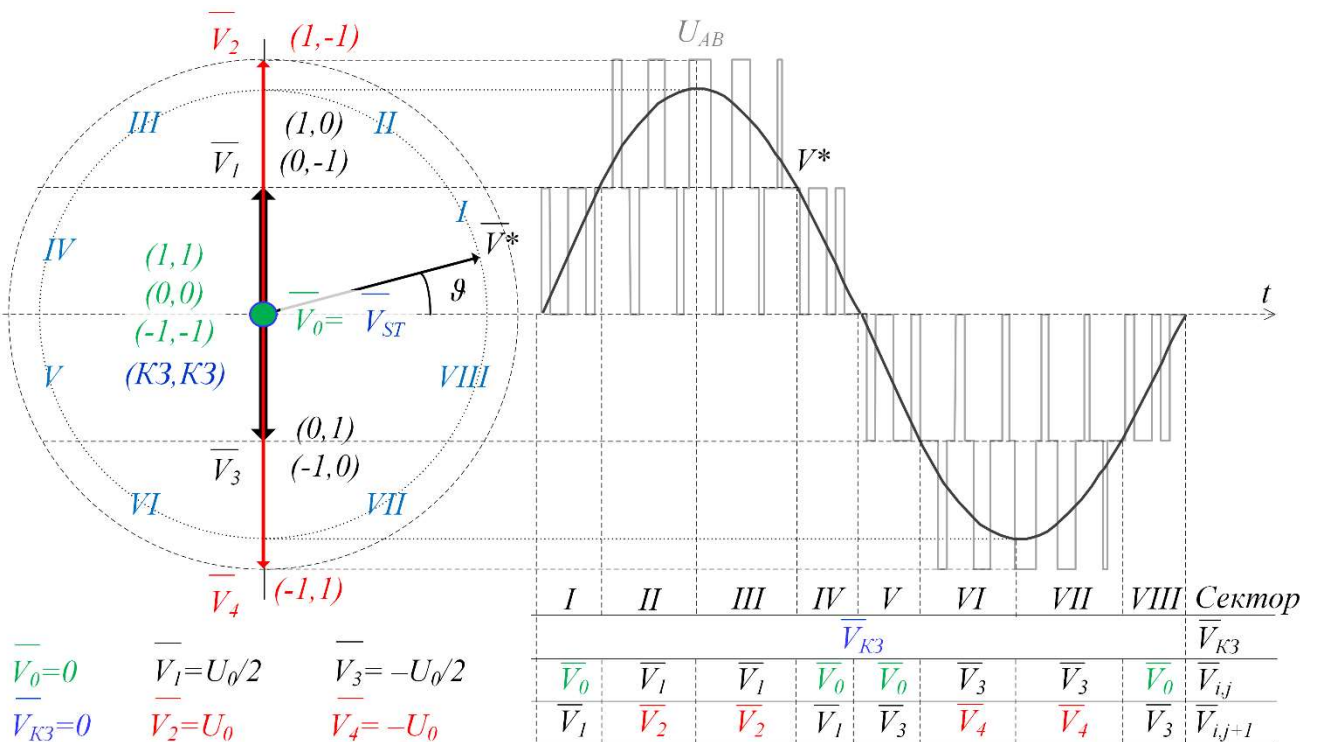


Рисунок 37. Пространственно-векторная диаграмма для нового ВШИМ способа управления импедансным однофазным трёхуровневым NPC инвертором.

Например, в секторе *VII* выходное напряжение формируется с помощью векторов  $\vec{V}_j = \vec{V}_3 = -U_0 / 2$  и  $\vec{V}_{j+1} = \vec{V}_4 = -U_0$ . Весовые коэффициенты из формулы (65) выражаются следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{i,j+1} = \tau_{7,4} = \frac{(1 - \tau_{K3}) \left( -\frac{U_0}{2} \right) - (1 - \tau_{K3}) M \cdot U_0 \sin \vartheta}{-\frac{U_0}{2} - (-U_0)} \\ \tau_{i,j} = \tau_{7,3} = \frac{(1 - \tau_{K3}) (-U_0) - (1 - \tau_{K3}) M \cdot U_0 \sin \vartheta}{-U_0 - \left( -\frac{U_0}{2} \right)} \end{array} \right. \quad (66)$$

Пример расчёта весовых коэффициентов для сектора *VII* приведён в (67)-(68):

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{7,4} = \tau_{K3} - 1 - 2 \cdot V_Y^* \\ \tau_{7,3} = (1 - \tau_{K3}) \cdot 2 + 2 \cdot V_Y^* \end{array} \right. \quad (67)$$

$$V_Y^* = (1 - \tau_{ST}) \cdot M \cdot \sin \vartheta \quad (68)$$

где  $V_Y^*$  – это проекция  $V^*$  на ось  $y$  в относительных единицах. Весовые коэффициенты, рассчитанные из системы (66) для всех секторов, приведены в таблице 5. Положение вектора  $V^*$  и границы секторов, определяемые из расчёта величины угла поворота  $\vartheta$ .

Таблица 5. Весовые коэффициенты для векторного ШИМ однофазного трёхуровневого импедансного инвертора (Рис. 37).

Весовые коэффициенты ( $\tau_{ij}$ )	Границы сектора	
$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{1,0} = \tau_{4,0} = 1 - \tau_{K3} - 2 \cdot V_Y^* \\ \tau_{1,1} = \tau_{4,1} = 2 \cdot V_Y^* \end{array} \right.$	$I : 0 \leq \vartheta < \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$	$IV : \pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < \pi$
$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{2,1} = \tau_{3,1} = (1 - \tau_{K3}) \cdot 2 - 2 \cdot V_Y^* \\ \tau_{2,2} = \tau_{3,2} = -(1 - \tau_{K3}) + 2 \cdot V_Y^* \end{array} \right.$	$II : \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < \frac{\pi}{2}$	$III : \frac{\pi}{2} \leq \vartheta < \pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$

$\begin{cases} \tau_{5,0} = \tau_{8,0} = 1 - \tau_{K3} + 2 \cdot V_Y^* \\ \tau_{5,3} = \tau_{8,3} = -2 \cdot V_Y^* \end{cases}$	$V: \pi \leq \vartheta < \pi + \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$	$VIII: 2\pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < 2\pi$
$\begin{cases} \tau_{6,3} = \tau_{7,3} = 2 \cdot (1 - \tau_{K3}) + 2 \cdot V_Y^* \\ \tau_{6,4} = \tau_{7,4} = -(1 - \tau_{K3}) - 2 \cdot V_Y^* \end{cases}$	$VI: \pi + \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right) \leq \vartheta < \frac{3\pi}{2}$	$VII: \frac{3\pi}{2} \leq \vartheta < 2\pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M}\right)$

Одним очень важным вопросом при определении последовательности расположения векторов на такте ШИМ для однофазных схем является сбалансированное использование энергии, запасённой в конденсаторах. Он включает равномерный заряд и разряд конденсаторов импедансной цепи. На рисунке 38 показаны эквивалентные схемы КСК вектора  $V_I$ , которые формируют на выходе инвертора одинаковое напряжение  $U_0/2$ .

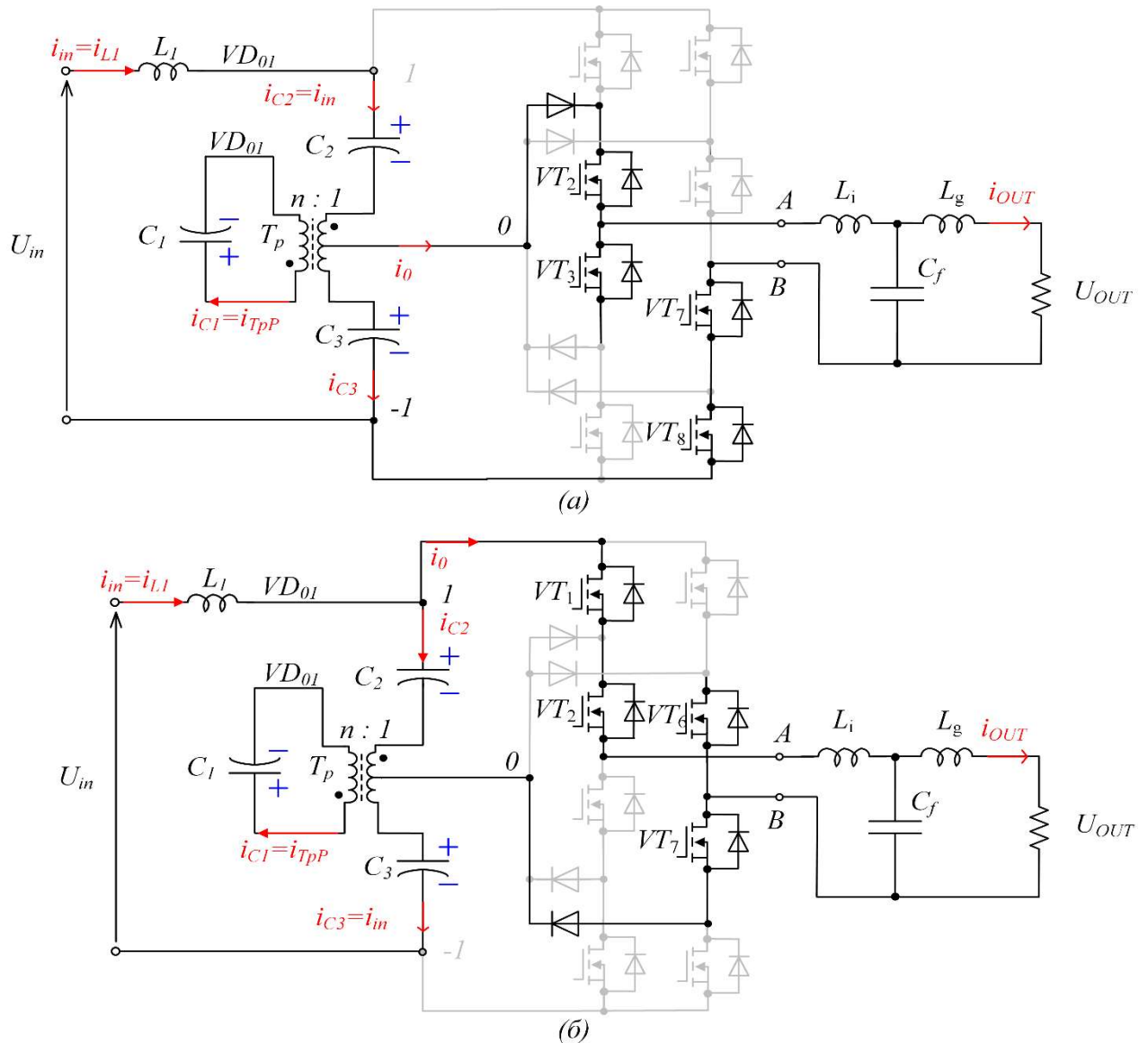


Рисунок 38. Эквивалентные схемы активных состояний на примере трёхуровневого однофазного NPC LCCT-Z-инвертора (схема рисунка 30).

В первом случае (Рисунок 38а) зарядный ток конденсатора  $C_2$  ( $i_{C2}=i_m$ ) больше зарядного тока конденсатора  $C_3$  ( $i_{C3}=i_m-i_0$ ) и наоборот во втором случае (Рисунок 38б). Принцип балансировки состоит в равновесном использовании КСК векторов  $V_1$  и  $V_3$  формирующих одинаковое постоянное напряжение на конденсаторах импедансной цепи.

Распределение КСК на интервалах ШИМ по секторам показано на рисунке 39. Стоит отметить, что последовательность КСК секторов III, IV и VII, VIII является зеркальным отражением последовательности секторов I, II и V, VI, соответственно.

На рисунке 39 серым цветом обозначено состояние, когда полупроводниковый ключ инвертора проводит ток.

Сектор	I					II					III					IV				
Вектор	$V_{K3}$	$V_1$	$V_0$	$V_1$	$V_{K3}$	$V_{K3}$	$V_1$	$V_2$	$V_1$	$V_{K3}$	$V_{K3}$	$V_1$	$V_2$	$V_1$	$V_{K3}$	$V_{K3}$	$V_1$	$V_0$	$V_1$	$V_{K3}$
КСК	K3	0,-1	0,0	1,0	K3	K3	0,-1	1,-1	1,0	K3	K3	1,0	1,-1	0,-1	K3	K3	1,0	0,0	0,-1	K3
VT <sub>1</sub>	1			1	1	1		1	1	1	1	1	1		1	1	1			1
VT <sub>2</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>3</sub>	1	1	1		1	1	1			1	1			1	1	1		1	1	1
VT <sub>4</sub>	1				1	1				1	1				1	1				1
VT <sub>5</sub>	1				1	1				1	1				1	1				1
VT <sub>6</sub>	1		1	1	1	1			1	1	1	1			1	1	1	1		1
VT <sub>7</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>8</sub>	1	1			1	1	1	1		1	1		1	1	1	1			1	1
Сектор	V					VI					VII					VIII				
Вектор	$V_{K3}$	$V_3$	$V_0$	$V_3$	$V_{K3}$	$V_{K3}$	$V_3$	$V_4$	$V_3$	$V_{K3}$	$V_{K3}$	$V_3$	$V_4$	$V_3$	$V_{K3}$	$V_{K3}$	$V_3$	$V_0$	$V_3$	$V_{K3}$
КСК	K3	0,1	0,0	-1,0	K3	K3	0,1	-1,1	-1,0	K3	K3	-1,0	1,-1	0,1	K3	K3	-1,0	0,0	0,1	K3
VT <sub>1</sub>	1				1	1				1	1				1	1				1
VT <sub>2</sub>	1	1	1		1	1	1			1	1			1	1	1		1	1	1
VT <sub>3</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>4</sub>	1			1	1	1		1	1	1	1	1	1		1	1	1			1
VT <sub>5</sub>	1	1			1	1	1	1		1	1		1	1	1	1				1
VT <sub>6</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>7</sub>	1		1	1	1	1			1	1	1	1			1	1	1	1		1
VT <sub>8</sub>	1				1	1				1	1				1	1				1

Рисунок 39. Последовательность КСК в представленной векторной ШИМ для однофазного трёхуровневого инвертора с фиксированной нулевой точкой.

Одним из основных критериев оптимизации данного способа управления является снижения числа коммутаций силовых ключей на такте ШИМ. В случае, представленном на рисунке 39, число коммутаций на такте ШИМ составляет 12 во всех секторах. Поэтому, согласно заданному закону управления, при снижении коэффициента модуляции  $M$  меньше 0,5, сектора  $II$ ,  $III$ ,  $VI$  и  $VII$  не будут использоваться для генерации выходного напряжения, но число коммутаций за период останется прежним.

Суммируя все выше сказанное, представленный метод векторной ШИМ включает в себя расчёт весовых коэффициентов векторов для каждого сектора с целью обеспечения синусоидальной формы сигнала выходного напряжения и выбора оптимальной последовательности переключения для обеспечения

постоянного напряжения на конденсаторах наряду с минимальным количеством переключений транзисторов и равномерным их распределением.

### 4.3. Модифицированная ВШИМ для симметричного импедансного однофазного трёхуровневого NPC инвертора

Для трёхфазных трёхуровневых повышающе-понижающих импедансных NPC инверторов с симметричным импедансным звеном в [86], [87] описаны так называемые неполные состояния КЗ стоек инвертора. Особенностью неполного состояния КЗ стоек инвертора состоит в асимметричном использовании КЗ в одном из двух входных импедансных звеньев. В этом состоянии напряжение, приложенное к точкам  $A$ - $B$ , не равно нулю. Эквивалентная схема дополнительного состояния КЗ (1,  $K3$ ) для симметричного трёхуровневого однофазного NPC q-Z-инвертора изображена на рисунке 40. На рисунке видно, что только нижняя часть (ИЦ2) импеданского звена замкнута на коротко. Конденсатор  $C_3$  разряжается, а  $C_2$  заряжается.

Применение дополнительного состояния неполного КЗ позволяет также снизить количество переключений транзисторов на такте ШИМ. Всего можно выделить четыре КСК состояний неполного короткого замыкания стоек инвертора, 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 два КСК неполного КЗ, (1,  $K3$ ) и ( $K3,-1$ ) или ( $K3,1$ ) и ( $-1, K3$ ). Также стоит отметить, что при неполном КЗ напряжение  $U_{AB}$  будет равно  $U_0/2$ . Что даёт дополнительную гибкость при формировании выходного напряжения инвертора, однако в предлагаемом далее варианте количество секторов ВШИМ с дополнительными неполными КЗ увеличивается до 12. Рассчитанные весовые коэффициенты и границы секторов для ВШИМ с дополнительными неполными КЗ приведены в таблице 6.



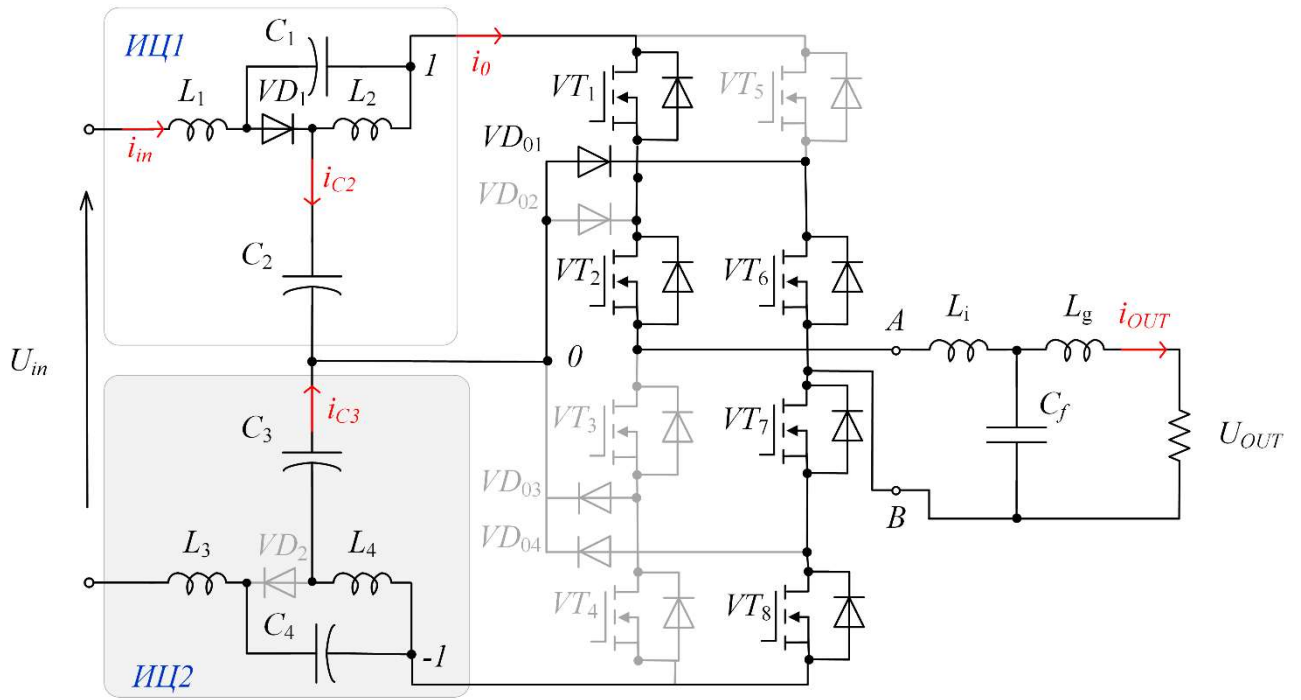


Рисунок 40. Эквивалентная схема дополнительного неполного состояния короткого замыкания (1,К3) симметричного импедансного однофазного трёхуровневого NPC q-Z-инвертора.

Таблица 6. Весовые коэффициенты модифицированного ВШИМ (Рис. 41)

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

$\begin{cases} \tau_{9,3} = \tau_{10,3} = 2 - \tau_{K3} + 2 \cdot V_Y^* \\ \tau_{9,4} = \tau_{10,4} = -1 - 2 \cdot V_Y^* \end{cases}$	$\begin{aligned} IX : \pi + \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right) \leq \\ \leq \vartheta < \frac{3\pi}{2} \end{aligned}$	$\begin{aligned} X : \frac{3\pi}{2} \leq \vartheta < \\ < 2\pi - \arcsin\left(\frac{0,5}{M \cdot (1 - D_{K3})}\right) \end{aligned}$
---	---	--

Векторная диаграмма модифицированной ВШИМ с дополнительными неполными КЗ для однофазного трёхуровневого NPC инвертора с распределением векторов в каждом секторе показана на рисунке 41. Последовательность КСК для данного способа управления показана на рисунке 42. Вектора  $V_{K31}$  и  $V_1$  равны и направлены, как и вектора  $V_{K33}$  и  $V_3$ .

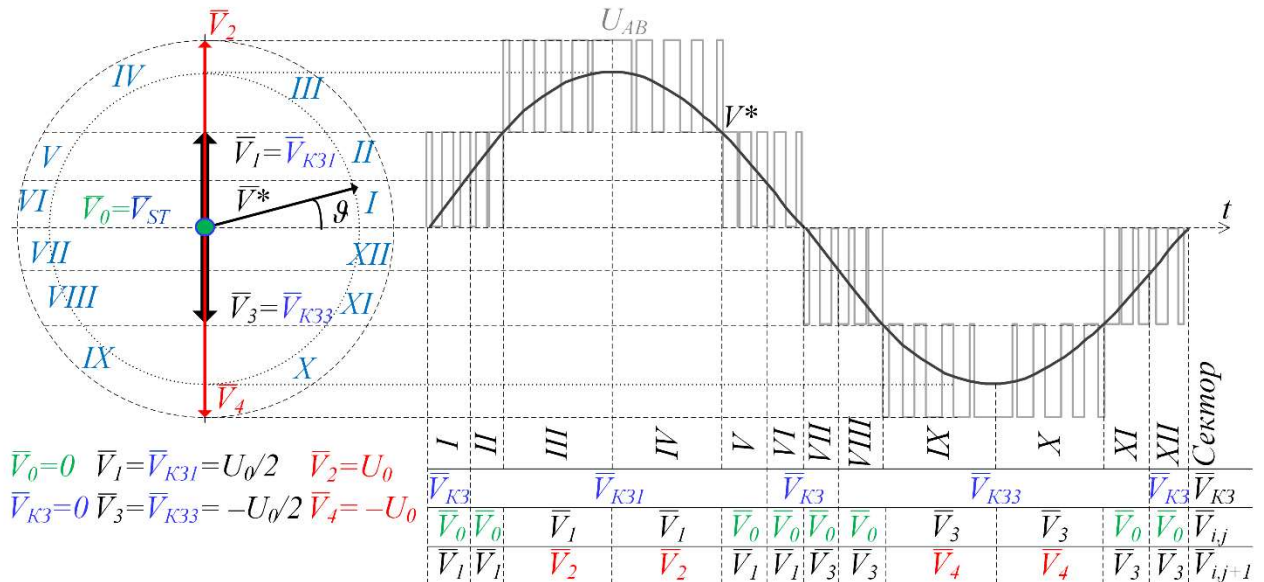


Рисунок 41. Пространственно-векторная диаграмма для модифицированного векторного ШИМ способа управления импедансным трёхуровневым инвертором с нулевой точкой.

Последовательность КСК секторов IV-VII и X-XII является зеркальным отображением последовательности КСК секторов I-III и VII-IX, соответственно. Общее количество коммутаций на периоде ШИМ в секторах I, VI, VII, XII равно 12, в остальных секторах – 8. Таким образом, число коммутаций модифицированной ВШИМ ниже, чем во ВШИМ описанной в предыдущем разделе. Количество коммутаций модифицированного способа может быть ниже на 22% при  $M=1$ . Кроме того, данный способ управления за счёт КСК с неполным КЗ

обеспечивает квантование энергии с большей длительностью, а, следовательно, количество переданной на выход преобразователя энергии увеличивается.

Сек	I					II					III					IV				
Век	$V_{K3}$	$V_1$	$V_0$	$V_1$	$V_{K3}$	$V_{K31}$	$V_1$	$V_0$	$V_1$	$V_{K31}$	$V_{K31}$	$V_1$	$V_2$	$V_1$	$V_{K31}$	$V_{K31}$	$V_1$	$V_2$	$V_1$	$V_{K31}$
КСК	K3	0,-1	0,0	1,0	K3	1,K3	1,0	0,0	0,-1	K3,-1	K3,-1	0,-1	1,-1	1,0	1,K3	1,K3	1,0	1,-1	0,-1	K3,-1
VT <sub>1</sub>	1			1	1	1	1			1	1		1	1	1	1	1	1		1
VT <sub>2</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>3</sub>	1	1	1		1			1	1	1	1	1							1	1
VT <sub>4</sub>	1				1															
VT <sub>5</sub>	1				1															
VT <sub>6</sub>	1		1	1	1	1	1	1						1	1	1	1			
VT <sub>7</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>8</sub>	1	1			1	1			1	1	1	1	1		1	1		1	1	1

Сек	V					VI					VII					VIII				
Век	$V_{K31}$	$V_1$	$V_0$	$V_1$	$V_{K31}$	$V_{K3}$	$V_1$	$V_0$	$V_1$	$V_{K3}$	$V_{K3}$	$V_3$	$V_0$	$V_3$	$V_{K3}$	$V_{K33}$	$V_3$	$V_0$	$V_3$	$V_{K33}$
КСК	K3,-1	0,-1	0,0	1,0	1,K3	K3	1,0	0,0	0,-1	K3	K3	-1,0	0,0	0,1	K3	K3,1	0,1	0,0	-1,0	-1,K3
VT <sub>1</sub>	1			1	1	1	1			1	1				1					
VT <sub>2</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1		1	1	1			
VT <sub>3</sub>	1	1	1			1		1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>4</sub>						1				1	1			1	1	1			1	1
VT <sub>5</sub>						1				1	1	1			1	1	1			1
VT <sub>6</sub>			1	1	1	1	1	1		1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>7</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1			1	1	1			1	1	1
VT <sub>8</sub>	1	1			1	1			1	1	1				1					

Сек	IX					X					XI					XII				
Век	$V_{K33}$	$V_3$	$V_4$	$V_3$	$V_{K33}$	$V_{K33}$	$V_3$	$V_4$	$V_3$	$V_{K33}$	$V_{K33}$	$V_3$	$V_0$	$V_3$	$V_{K33}$	$V_{K3}$	$V_3$	$V_0$	$V_3$	$V_{K3}$
КСК	-1,K3	-1,0	1,-1	0,1	K3,1	K3,1	0,1	1,-1	-1,0	-1,K3	-1,K3	-1,0	0,0	0,1	K3,1	K3	0,1	0,0	-1,0	K3
VT <sub>1</sub>																1				1
VT <sub>2</sub>				1	1	1	1							1	1	1			1	1
VT <sub>3</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>4</sub>	1	1	1		1	1		1	1	1	1	1			1	1	1			1
VT <sub>5</sub>	1		1	1	1	1	1	1		1	1			1	1	1			1	1
VT <sub>6</sub>	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
VT <sub>7</sub>	1	1							1	1	1	1			1	1	1			1
VT <sub>8</sub>																1				1

Рисунок 42. Последовательность КСК в модифицированной ВШИМ для однофазного трёхуровневого NPC инвертора.

Если коэффициент модуляции ниже 1, в соответствии с рисунком 41, вовлечение секторов III, IV, IX и X будет снижаться. Если коэффициент модуляции  $M$  будет оставаться в пределах от 1 до  $(1-D_{K3}) \cdot 0,5$  эти сектора будут использоваться при формировании выходного напряжения. В противном случае, поскольку эти сектора коммутируют транзисторы только 8 раз, общий общее количество

коммутации возрастёт. В то же время, следует отметить, что в инверторах, сконструированных надлежащим образом, не ожидается использование коэффициента модуляции ниже 0,5. Такой режим соответствует низкому потреблению напряжения постоянного тока.

Графическое представление весовых коэффициентов для обоих представленных ВШИМ показано на рисунке 43. На рисунке 43б и 43в показаны весовые коэффициенты для случая с относительной длительностью интервала КЗ равным  $D_{КЗ} = 0,2$  и индексом модуляции  $M = 1$  соответственно. Из рисунков 37 и 41 и таблиц 5 и 6 видно, что границы секторов зависят от амплитуды относительной длительностью интервала КЗ. Однако, если  $M = 1$  и  $D_{КЗ} = 0$ , то оба ВШИМ имеют равные весовые коэффициенты, как показано на рисунке 43а.

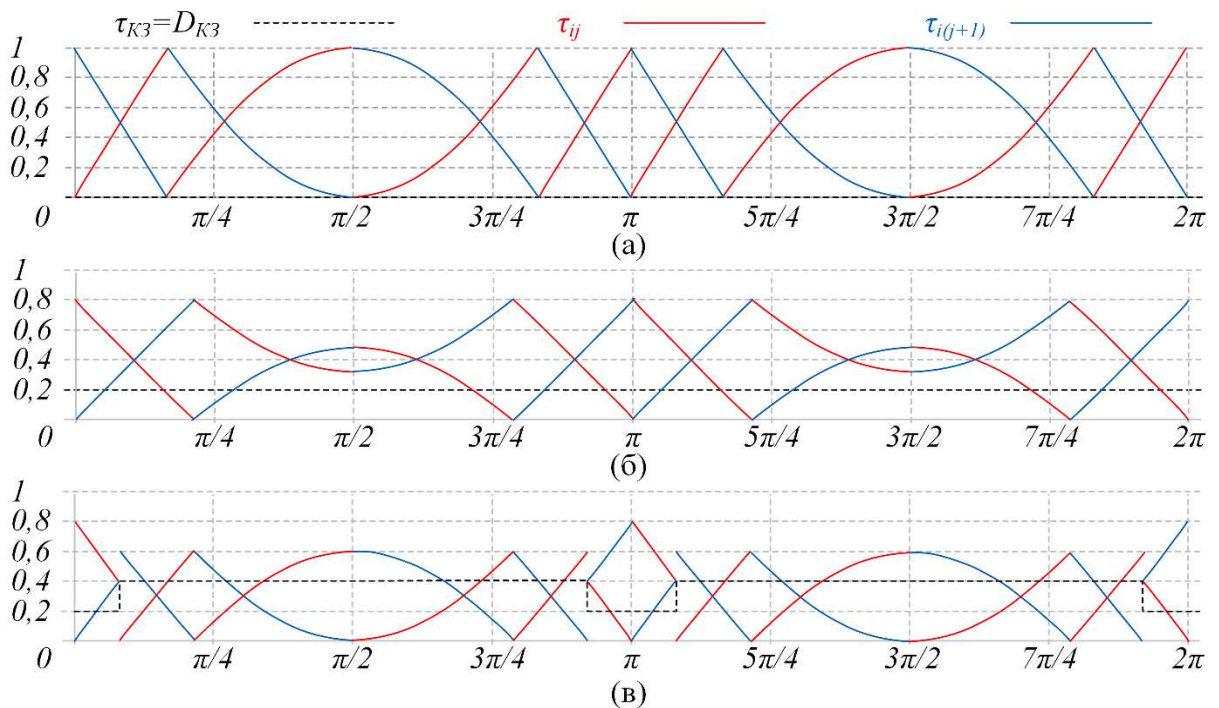


Рисунок 43. Графическое представление весовых коэффициентов: (а) оба ВШИМ,  $M=1$ ,  $D_{КЗ}=0$ ; (б) ВШИМ,  $M=1$ ,  $D_{КЗ}=0,2$ ; (в) модифицированная ВШИМ,  $M=1$ ,  $D_{КЗ}=0,2$ .

#### 4.4. Моделирование ВШИМ способов управления

Для проверки расчётов и реализуемости методов управления приведённых в предыдущем разделе было проведено имитационное моделирование. Для

иллюстрации работы всех предложенных способов управления использовалась схема симметричного трёхуровневого импедансного NPC q-Z-инвертора. Основная цель состояла в том, чтобы сравнить предложенные ВШИМ способы управления для однофазных импедансных инверторов с существующим скалярным методом модуляции. Значения компонентов и параметров выбранной топологии представлены в таблице 7 [36], [90].

Таблица 7. Компоненты и параметры 3х-уровневого импедансного инвертора с фиксирующими диодами q-Z-типа используемых в моделировании

Параметр	Значение
Входное напряжение $U_{in}$	240-450 В
Выходное действующее напряжение $U_{OUT}$	230 В
Номинальная выходная мощность	1 кВт
Значение ёмкости конденсаторов $C_1$ и $C_4$	1 мФ
Значение ёмкости конденсаторов $C_2$ и $C_3$	0.4 мФ
Значение индуктивности $L_1... L_4$	240 мкГн
Индуктивный фильтр со стороны инвертора $L_I$	0.44 мГн
Выходной индуктивный фильтр со стороны нагрузки $L_g$	0.2 мГн
Ёмкостной фильтр $C_f$	0.47 мкФ
Частота ШИМ $f_{ШИМ}$	120 – 240 кГц

Скалярный способ управления, описанный в [91], был выбран в качестве эталона для сравнения. Этот способ управления реализует так называемый maximum boost control (MBC) - способ управления с максимальным усилением, со сбалансированным распределением энергии на стойках инвертора. На рисунке 46 показаны формы сигналов токов и напряжений, полученных в результате моделирования. При относительной длительности интервала КЗ  $D_{КЗ} = 0,2$ , входное напряжение равно 300 В, выходная мощность - около 400 Вт. Среднее напряжение на конденсаторах – 400 В, а действующее значение выходного напряжения – 230 В. Это соответствует индексу модуляции  $M = 0,8$ .

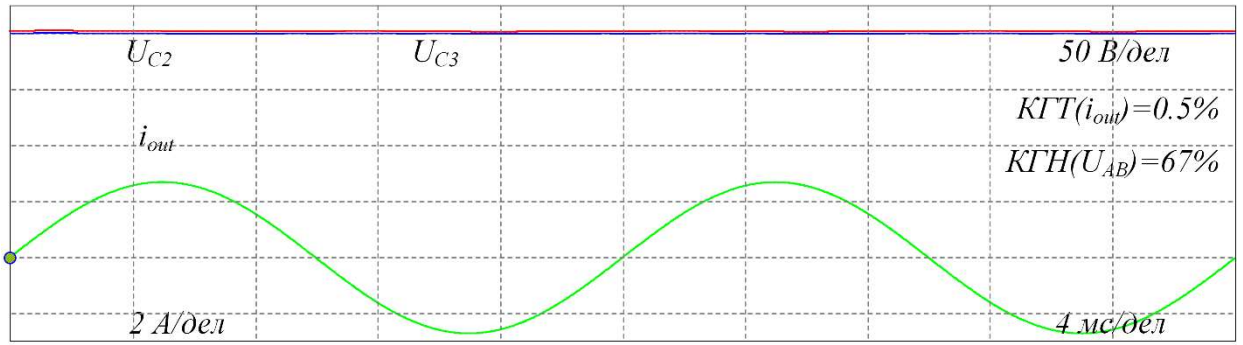
На рисунках 44а, б показаны результаты моделирования скалярного способа управления. На рисунках 45а, б показаны результаты, полученные с применением

предложенного ВШИМ способа управления. Наконец, на рисунках 46а, б показан предложенный модифицированный ВШИМ способ управления. Форма напряжения звена постоянного тока  $U_0$  модифицированного ВШИМ отличается от формы напряжения звена постоянного тока  $U_0$  остальных рассматриваемых способов управления. Неполные состояния КЗ соответствуют половине напряжения постоянного тока.

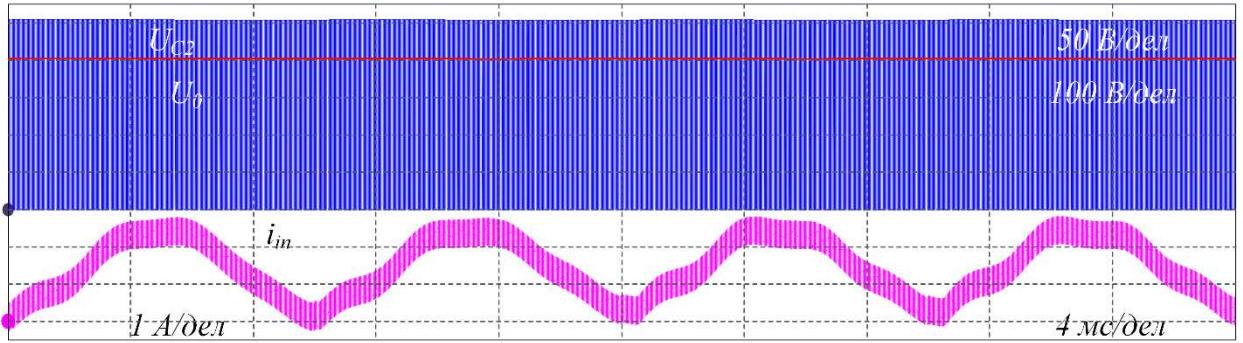
Видно, что все методы обеспечивают стабильное напряжение на конденсаторах, а коэффициенты гармоник (КГТ) выходного тока схем очень близки. В то же время, в случае модифицированного ВШИМ способа управления коэффициент гармоник (КГН) выходного напряжения перед фильтром ниже, чем у остальных, что обеспечивает более низкий коэффициент гармоник выходного тока. Коэффициент гармоник выходного напряжения модифицированного ВШИМ равен 43% по сравнению с 67% векторного и скалярного ШИМ. Это объясняется уменьшением количества нулевых состояний в напряжении  $U_0$ .

Чтобы продемонстрировать разницу между методами управления, было проанализировано количество переходных процессов (времён) на одном интервале коммутации (определённом при 50 Гц). Их значения, отнесённые к уровню коммутационных потерь, представлены на рисунке 47 для каждого способа управления ( $D_{КЗ}$  больше 0). Для сравнения использовался скалярный способ управления, описанный в [91]. Для обеспечения того же качества выходного напряжения скалярный способ управления требует в 2 раза более низкую частоту опорных сигналов фазы и такую же частоту опорных сигналов КЗ.



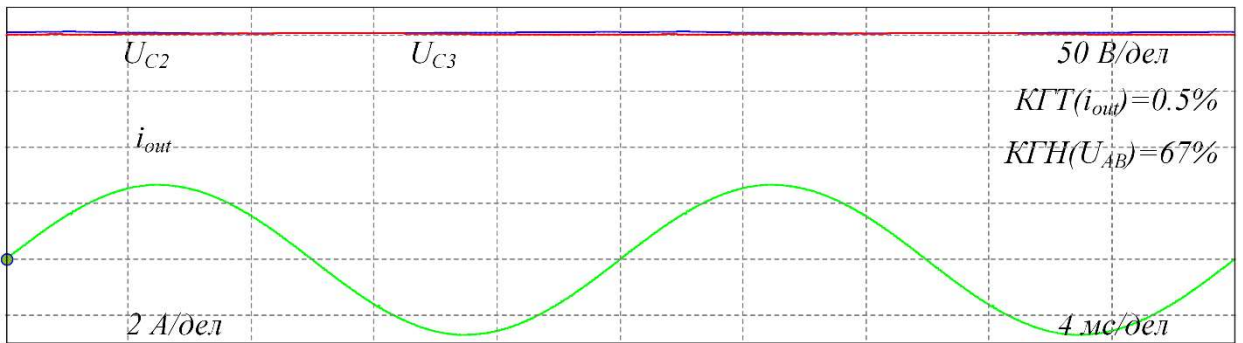


(a)

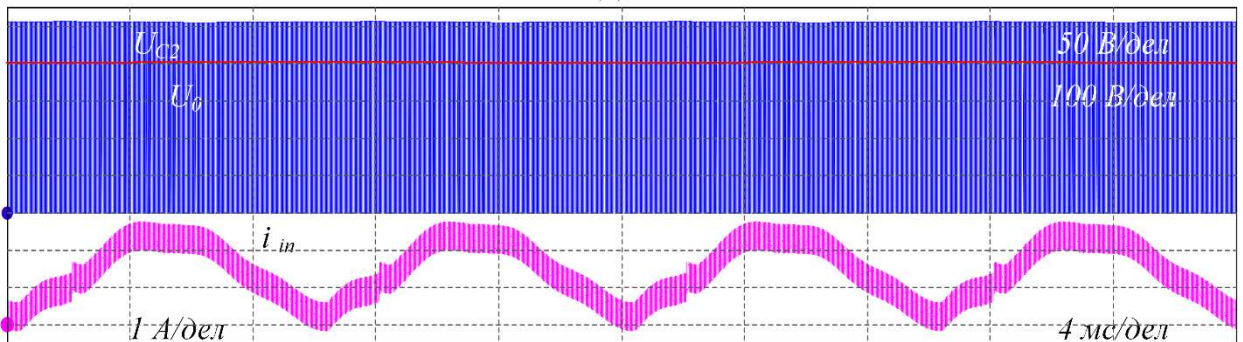


(б)

Рисунок 44. Результаты моделирования скалярной ШИМ: (а) напряжения конденсаторов  $U_{C2}$ ,  $U_{C3}$ , выходной ток  $i_{out}$ ; (б) напряжение конденсатора  $U_{C2}$ , входной ток  $i_{in}$ .



(a)



(б)

Рисунок 45. Результаты моделирования предложенной векторной ШИМ: (а) напряжения конденсаторов  $U_{C2}$ ,  $U_{C3}$ , выходной ток  $i_{out}$ ; (б) напряжение конденсатора  $U_{C2}$ , входной ток  $i_{in}$ .

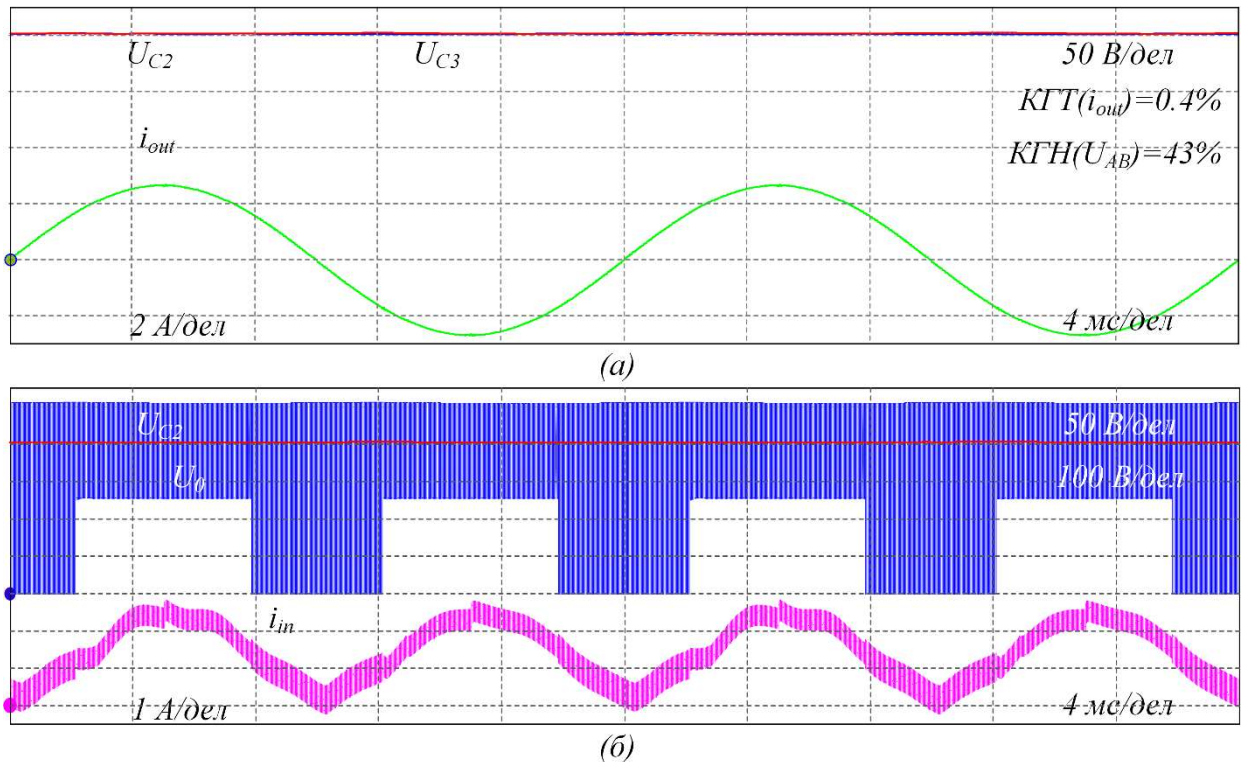


Рисунок 46. Результаты моделирования модифицированной векторной ШИМ: (а) напряжения конденсаторов  $U_{C2}$ ,  $U_{C3}$ , выходной ток  $i_{out}$ ; (б) напряжение конденсатора  $U_{C2}$ , входной ток  $i_{in}$ .

На рисунке 47 показаны два графика для ВШИМ. Векторной ШИМ 1 – это ВШИМ с равноимённым распределением заряда-разряда конденсаторов импедансной цепи на каждом такте ШИМ (как на рисунке 39). ВШИМ 2 – это ВШИМ с более равномерным распределением переключений транзисторов на периоде частоты модулирующего сигнала. Как видно из рисунка 47, модифицированная ВШИМ даёт меньшее количество коммутаций и более равномерную загрузку ключей чем остальные способы управления. В тоже время общее количество коммутаций во ВШИМ способе управления такое же, как в специальном скалярном ШИМ способе управления. Однако, ВШИМ способ управления позволяет менять последовательность КСК в секторе тем самым более равномерно распределять нагрузку транзисторов инвертора (ВШИМ 2).



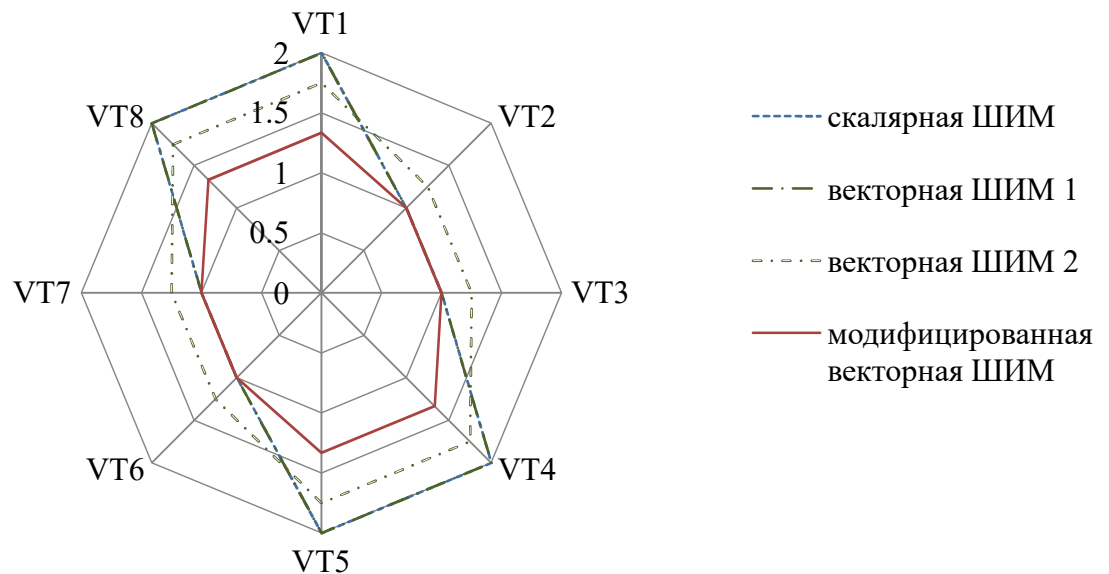


Рисунок 47. Среднее количество коммутаций транзисторов на одном такте ШИМ. Специальный скалярный ШИМ [91] способ управления и предложенные векторные ШИМ способы управления.

## Выводы по главе 4

Предложено два векторных ШИМ способа управления однофазными трёхуровневыми импедансными NPC инверторами, позволяющие более равномерно распределить нагрузку ключей инвертора.

Сравнительный анализ способов управления, при условии генерации одинакового качества электрической энергии, показал следующие достоинства предложенных векторных ШИМ:

1. Предлагаемые векторные ШИМ способы управления позволяют поддерживать одинаковое напряжение на конденсаторах импедансного звена, контролируя времена их заряда и разряда.
2. Оба предложенных векторных ШИМ способа управления позволяют достичь более равномерного распределения нагрузки транзисторов инвертора.

Преимуществом модифицированного векторного ШИМ с дополнительными неполными КЗ также будет являться сокращение на такте ШИМ количества

коммутаций транзисторов инвертора на 30%, а также улучшения качества выходного напряжения инвертора в части КГН ( $U_{AB}$ ) на 24%.

К недостаткам предложенных способов управления можно отнести более сложный алгоритм их аппаратной реализации и необходимость привнесения в систему управления микроконтроллера. Однако, если сравнивать системы векторной и скалярной ШИМ, рассмотренных в данной главе, и их реализации на микроконтроллере, можно сказать, что их реализация будет отличаться только в количестве строк кода векторных ШИМ, при этом дополнительных аппаратных компонентов для векторных ШИМ не потребуется. Также стоит отметить, что для импедансных инверторов (по сравнению с классическими) не требуется вводить специальные алгоритмы отработывающими реализацию функции мёртвого времени.

## ГЛАВА 5. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Целью данной главы является экспериментальное подтверждение работоспособности схемы трёхфазного трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током и ВШИМ способов управления однофазным симметричным трёхуровневым NPC *q-Z*-инвертором, результатов расчётов параметров трёхфазного трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током и оценки его КПД, сравнения предложенных ВШИМ способов управления со специальной скалярной ШИМ.

### **5.1. Схема трёхфазного трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током**

Для подтверждения результатов расчёта и моделирования был собран простой неоптимизированный лабораторный прототип схемы трёхфазного трёхуровневого NPC *LCCT-Z*-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током. Параметры компонентов, используемых в экспериментальном прототипе, представлены в таблице 8. Принимая во внимание вышеизложенные результаты, для экспериментальной проверки были выбраны параметры пассивных элементов схемы, обеспечивающие непрерывность входного тока во всём рабочем диапазоне преобразователя. Эксперимент проводился в 2015 году.

Система управления преобразователя построена на основе платы программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) с EP4CE22E22C8 от Altera. Использование программируемой логической интегральной схемы упрощает реализацию состояния короткого замыкания, которое важно для данной

топологии. Выбранный ACPL-H312 имеет дешёвый высокочастотный однонаправленный драйвер. Высокочастотные SiC МОП-транзисторы с высокочастотными внутренними SiC диодами трёхуровневого инвертора с фиксированной нулевой точкой и SiC диодом в LCCT-Z-цепи позволяет повысить частоту коммутации до 100 кГц, что, в свою очередь, уменьшает размеры пассивных компонентов. В качестве нагрузки были использованы пассивные резисторы и электронная нагрузка. В качестве источника входного напряжения использовался регулируемый источник питания постоянного тока. Все измерения проводились с помощью цифрового осциллографа Tektronix DPO7254, токовых датчиков Tektronix TCP0030 и датчиков напряжения Tektronix TPA-BNC.

Таблица 8. Номиналы и параметры схем трёхфазных трёхуровневых импедансных инверторов LCCT типа используемые в эксперименте.

Система управления (ПЛИС)	Cyclone IV EP4CE22E22C8
Драйвер транзистора	ACPL-H312
Транзисторы $VT_1...VT_{12}$	C2M0080120
Диоды импедансной цепи и диоды $VD_1...VD_6$ инвертора	C3D10065A
$D_{K3}$ – относительная длительность интервала короткого замыкания	0,2
$n$ – коэффициент трансформации	1,9
$U_{in}$ – входное напряжение	160 В
$U_{out}$ – действующее значение выходного напряжения	110 В
$P$ – выходная мощность	300 Вт
$T_{ШИМ}$ – интервал коммутации	10 мкс
$M$ – индекс модуляции	0,8
$C_1...C_3$ – номинал конденсаторов	470 мкФ
$L_1$ – номинал индуктивности	3,1 мГн
$L_{fa1}, L_{fb1}, L_{fc1}$ – первый выходной индуктивный фильтр	0,5 мГн
$L_{fa2}, L_{fb2}, L_{fc2}$ – второй выходной индуктивный фильтр	0,2 мГн
$C_{fa}, C_{fb}, C_{fc}$ – выходной ёмкостной фильтр	0,47 мкФ

В лаборатории группы силовой электроники (Таллиннский Технический Университет, Таллин, Эстония), где проводился эксперимент, уже имелся готовый

макет трёхуровневого трёхфазного NPC инвертора, а также плата управления (универсальная плата включающая ПЛИС и микроконтроллер способные работать совместно). Для проведения эксперимента была спроектирована плата импедансного звена LCST-типа. Данная плата давала возможность при определённом монтаже пассивных элементов собрать схемы рисунков 29 и 30.

Фотография макета экспериментальной установки показана на рисунке 48. Макет экспериментального прототипа включает в себя цепь LCST-Z-типа, трёхуровневый трёхфазный NPC инвертор с четвертой стойкой (универсальное решение), выходной фильтр и панель управления. Поскольку заказанный для макетной установки трансформатор пришёл не совсем ожидаемого дизайна, монтаж трансформатора и реактора было решено произвести непосредственно на плату. Конденсаторы  $C_1-C_3$  были монтированы на нижней стороне печатной платы.

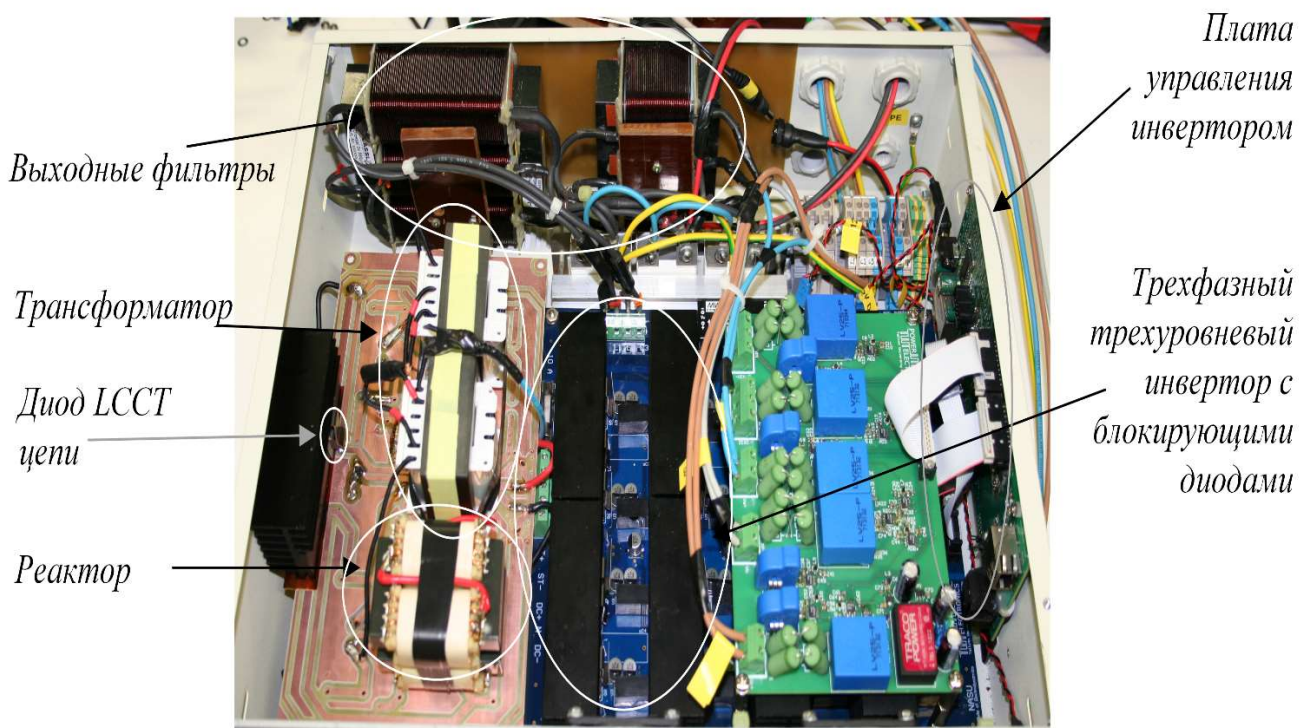


Рисунок 48. Макет экспериментальной установки.

На рисунке 49 представлена фотография экспериментальной установки в части нагрузки и более крупная фотография универсальной платы управления. Часть платы, включающая в себя микроконтроллер, не использовалась.

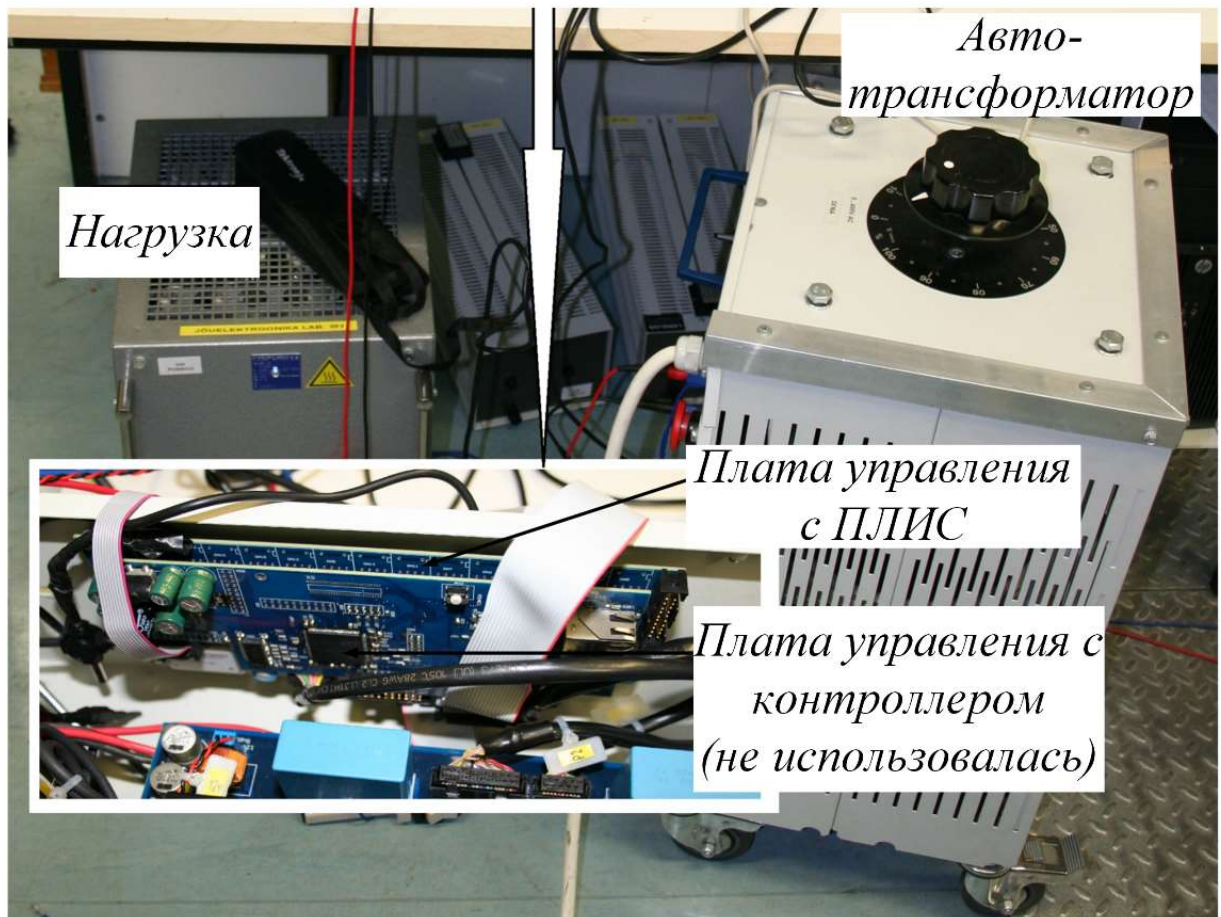


Рисунок 49. Экспериментальная установка вместе с универсальной платой управления в части нагрузки.

Выходное синусоидальное напряжение инвертора (фаза-нейтраль) показано на рисунке 50. Как можно видеть из рисунка коэффициент гармоник выходного напряжения схемы лежит в пределах допустимых 5%. На рисунке 51 показаны результаты приведённого экспериментального исследования коэффициента преобразования по напряжению предложенного решения. Как можно видеть из рисунка 51, экспериментальный коэффициент преобразования по напряжению близок к математически предсказанному, что доказывает качество полученных математических выражений. Некоторые разногласия объясняются потерями в экспериментальном макете схемы.



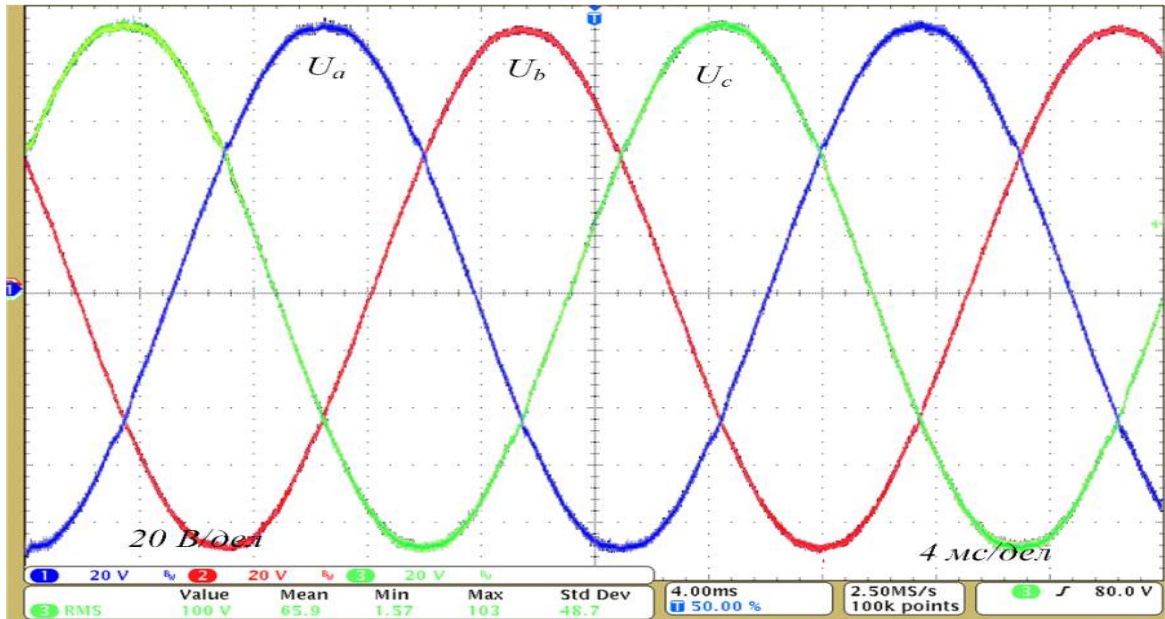


Рисунок 50. Эксперимент. Схема LCCT-Z-типа трёхуровневого трёхфазного инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током (Рисунок 30) – осциллограмма выходного напряжения инвертора.

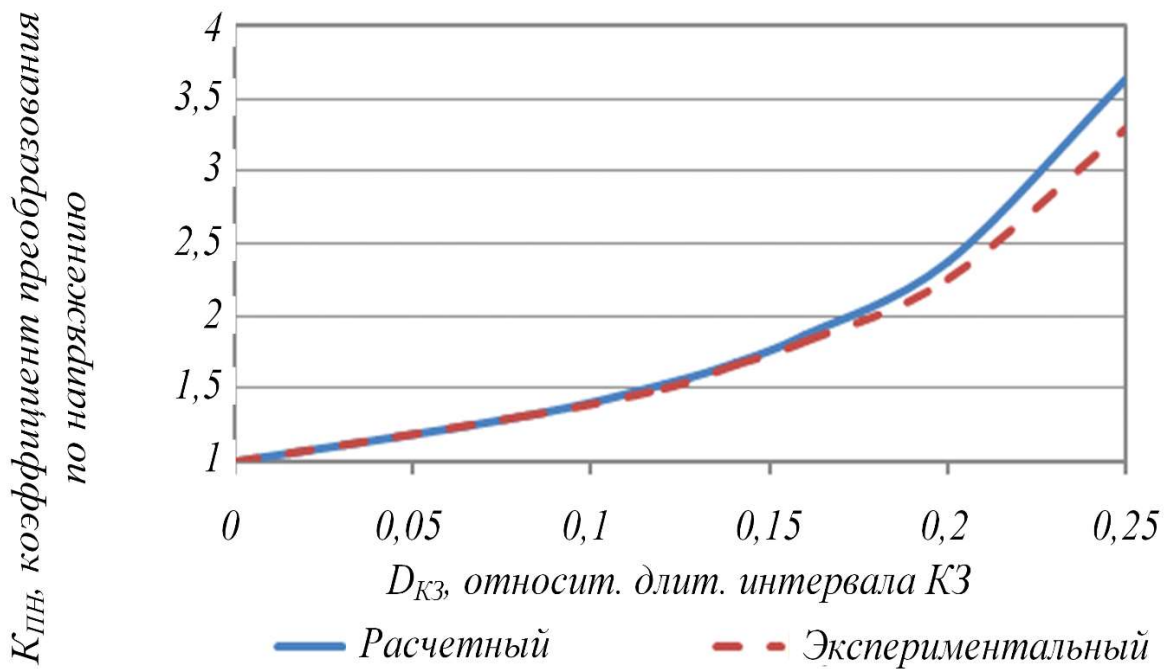


Рисунок 51. Эксперимент. Схема трёхуровневого трёхфазного NPC LCCT-Z-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током (Рисунок 30) – регулировочная характеристика: зависимость коэффициента преобразования по напряжению схемы расчётная (сплошная линия) и экспериментальная (пунктирная линия) от относительной длительности интервала КЗ.

На рисунке 52 показаны подробные 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  $i_{ZERO}$  показан вместе с напряжением на первичной  $U_{TrP}$  и вторичного  $U_{TrS}$  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  $U_{VD01}$ . На рисунках 52а-в показаны вышеупомянутые параметры на частоте выходного напряжения, тогда как на рисунках 52г-е показаны формы сигналов, снятых на частоте коммутации схемы. Следует отметить, что во втором случае вместо напряжения звена постоянного тока  $U_0$  и напряжения конденсаторов демонстрируется напряжение на диоде импедансной цепи  $U_{VD01}$ . Видно, что напряжение на диоде соответствует теоретическому ожиданию; однако также присутствует высокочастотные колебания. Ток средней точки может насыщать сердечник трансформатора. Это следует учитывать при проектировании трансформатора. Другим решением является использование передовых методов модуляции с уменьшением тока в средней точке.

Можно заметить, что экспериментальные результаты очень похожи на результаты моделирования. Всплески напряжения на полупроводниках и в напряжении звена постоянного тока объясняются наличием в схеме индуктивности рассеяния трансформатора. Оптимизация экспериментального макета с точки зрения дизайна макета значительно улучшит ситуацию. Измеренная КПД экспериментального прототипа находился в диапазоне 90-94%. Максимальный КПД схемы соответствует инверторному режиму работы схемы без состояний короткого замыкания, при индексе модуляции  $M=1$ . Введение состояний короткого замыкания уменьшает эффективность работы схемы.



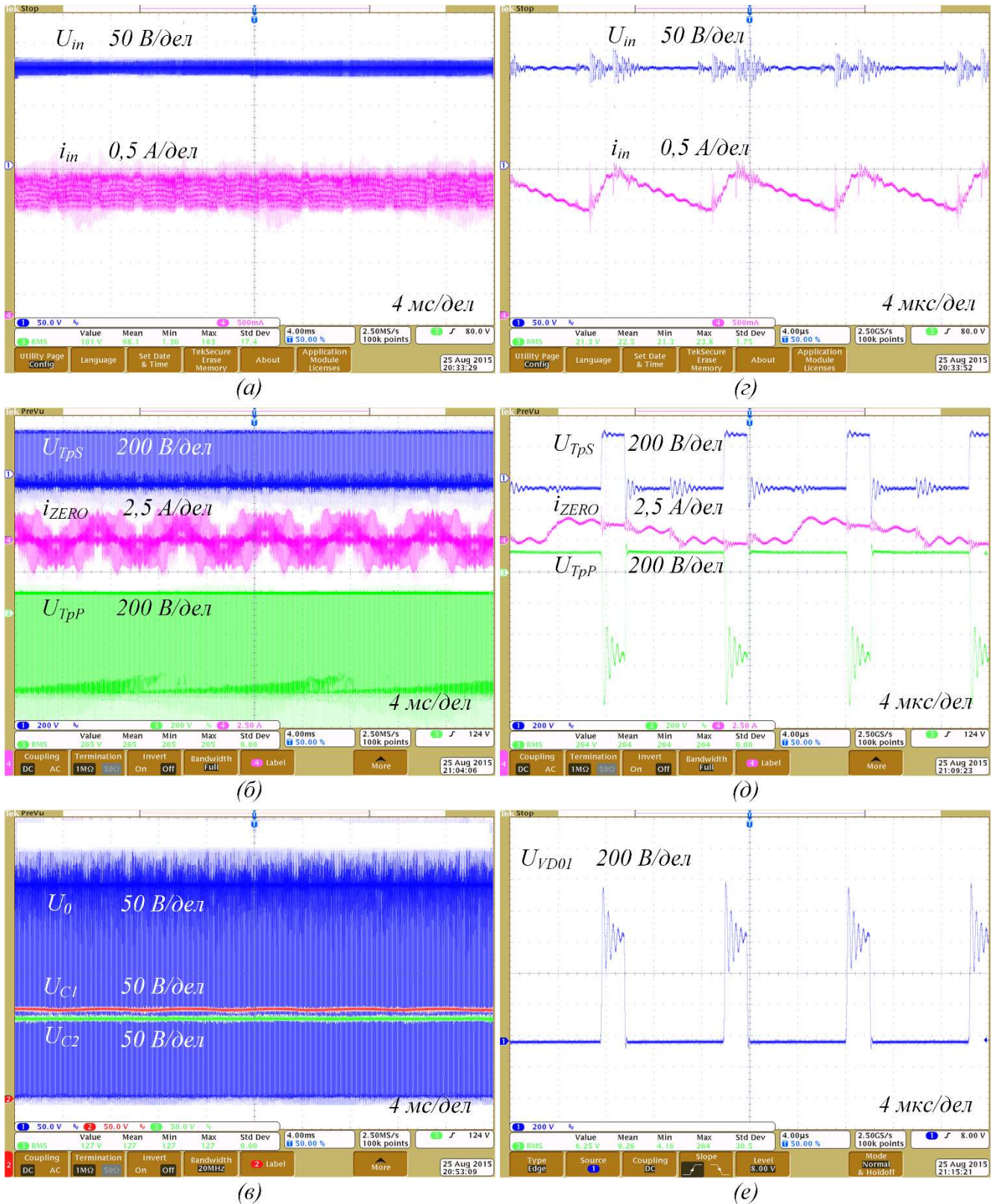


Рисунок 52. Результаты эксперимента для схемы LCCT-Z-типа трёхуровневого трёхфазного инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током (Рисунок 33г): а-в – на частоте 50Гц; г-е – на частоте коммутации ключей инвертора.

## 5.2. ВШИМ способы управления однофазным симметричным трёхуровневым NPC q-Z-инвертором

На рисунке 53 показана экспериментальная установка. Она состоит из печатной платы трёхуровневого NPC инвертора, платы симметричной цепи q-Z-типа, с вынесенными дросселями и выходными фильтрами, и платы управления преобразователем. Параметры элементов и типы выбранных полупроводников приведены в таблице 9. Следует подчеркнуть, что в отличие от предыдущего эксперимента, здесь использовались обычные кремниевые MOSFET-транзисторы от Infineon (эксперимент 2017 г.). Они принадлежат к семейству транзисторов с очень быстрым внутренним диодом и адаптированы для применения в инверторах. В то же время фиксирующие диоды и диоды для q-Z-типа цепи являются карбид-кремниевыми (SiC). Любые другие типы диодов не подходят для высокой частоты переключения в преобразователях на базе импедансных цепей.

Таблица 9. Экспериментальные компоненты и параметры 3х-уровневого NPC q-Z-инвертора

Входное напряжение $U_{in}$	240-450 В
Выходное действующее напряжение $U_{OUT}$	230 В
Номинальная выходная мощность	1 кВт
Значение ёмкости конденсаторов $C_1$ и $C_4$	1 мФ
Значение ёмкости конденсаторов $C_2$ и $C_3$	0.4 мФ
Значение индуктивности $L_1... L_4$	240 мкГн
Индуктивный фильтр со стороны инвертора $L_I$	0.44 мГн
Выходной индуктивный фильтр со стороны нагрузки $L_g$	0.2 мГн
Ёмкостной фильтр $C_f$	0.47 мкФ
Частота ШИМ $f_{ШИМ}$	120 – 240 кГц
Блок управления (ПЛИС)	Cyclone IV EP4CE6E22C8
Блок управления (Микроконтроллер)	STM32F417ZET
Чип драйвера транзисторов	ACPL-H312
Транзисторы $VT_1... VT_8$	IPW65R041CFD
Диоды q-Z-цепи $VD_1-VD_2$ и инверторные диоды $VD_{01}... VD_{06}$	C3D10065A SiC Shottky

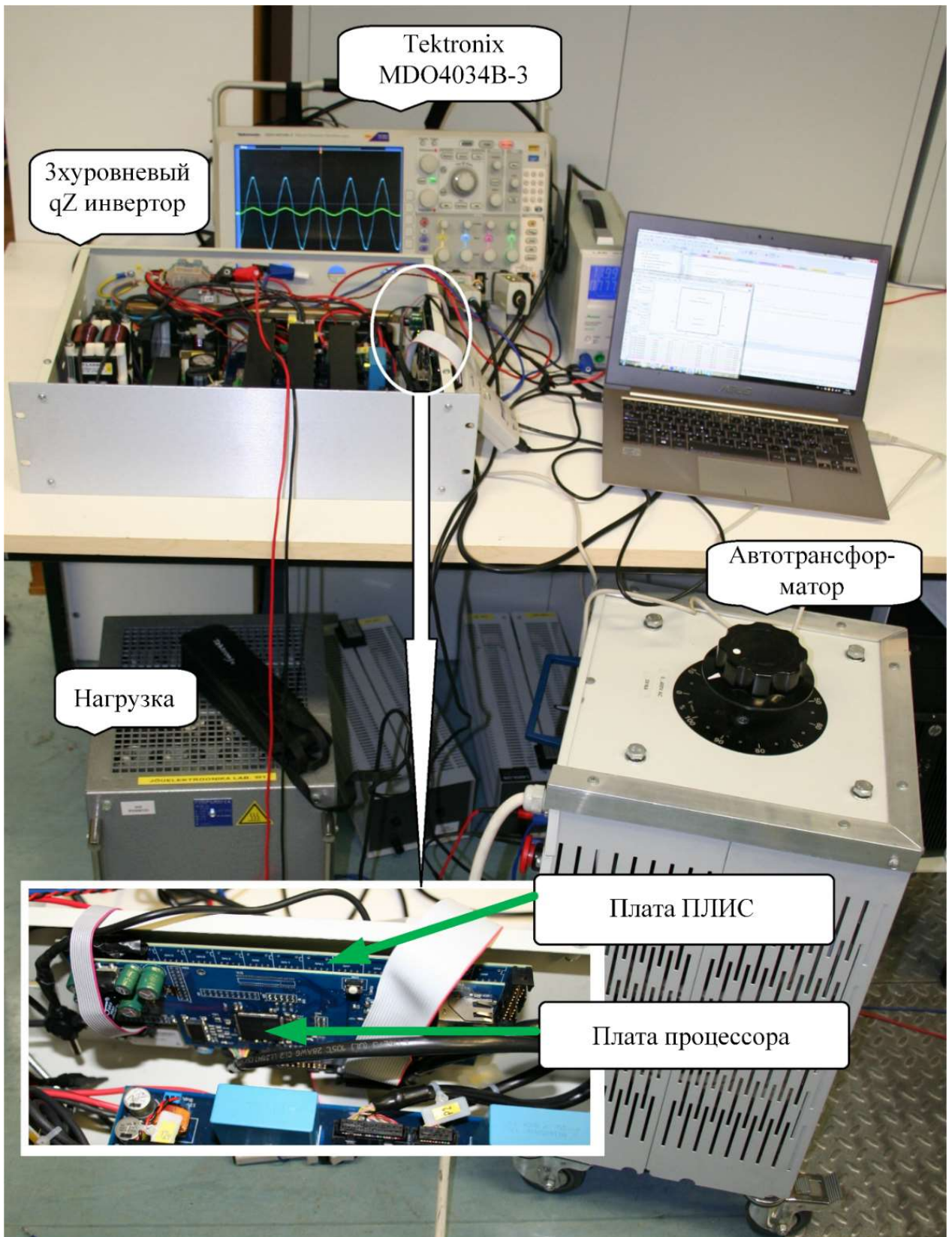


Рисунок 53. Фотография экспериментальной установки вместе с пультом управления.

Все измерения были выполнены цифровым осциллографом Tektronix MDO4034B-3, датчиками тока Tektronix TCP0150 и датчиками напряжения Tektronix TRA-BNC. Система управления была специально разработана в



лаборатории Силовой электроники Таллиннского Технического Университета для управления трёхуровневыми высокочастотными импедансными инверторами. Система управления состоит из двух плат, основанных на комбинации недорогой программируемой ПЛИС и микроконтроллера с плавающей точкой (FPU). На нижней боковой плате установлена недорогая ПЛИС от Altera Cyclone IV EP4CE6E22C8. Верхняя боковая плата имеет микроконтроллер STM32F417ZET соответственно. Каждая из этих частей может работать независимо и обмениваться данными через последовательный периферийный интерфейс. Такая комбинация обеспечивает эффективное выполнение любого сложного управления.

На рисунке 54 показана блок-схема реализации предложенных векторных ШИМ способов управления. Как видно из рисунка, реализация расчётов 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. Входным сигналом для микроконтроллера является сигнал опорного вектора синусоидального выходного напряжения  $V_{REF}$ .

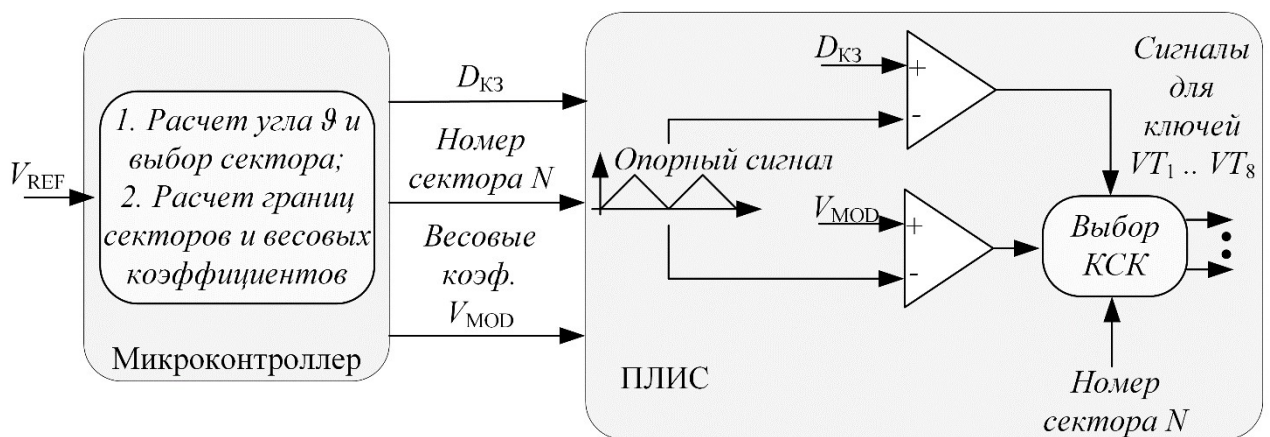


Рисунок 54. Схема расчёта последовательности КСК векторных ШИМ.

В соответствии с фазой и амплитудой опорного синусоидального напряжения микроконтроллер определяет номер сектора и весовые коэффициенты векторов. ПЛИС является подходящим инструментом для реализации очень высокой частоты коммутации ШИМ. Выбор КСК, реализованный в ПЛИС, не требует мощных

вычислительных ресурсов. 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.

В результате система управления, описанная выше, может обеспечить реализацию предложенных ВШИМ с очень высокой частотой коммутации и хорошим разрешением. В то же время, эта плата управления содержит недорогие ПЛИС и микроконтроллер. В этом конкретном случае частота переключения изменялась в пределах от 120 кГц до 240 кГц, в то время как частота обмена данными была постоянной – 15 кГц.

На рисунке 55 показаны результаты эксперимента для скалярного и двух ВШИМ способов управления. На рисунке показаны осциллограммы напряжения звена постоянного тока  $U_0$ , напряжение конденсатора  $U_{C2}$  и входной ток  $i_{in}$ . Результаты эксперимента в первую очередь подтверждают возможность работы преобразователя и системы управления на высокой частоте ШИМ (240 кГц). Амплитудное значение входного тока составляет около 3 А, среднее значение в два раза ниже. Несмотря на наличие высокочастотного шума, видно, что экспериментальные результаты хорошо соответствуют результатам моделирования. В случае модифицированного ВШИМ способа управления (рисунок 55в) напряжение на звене постоянного тока отличается из-за наличия состояний частичного КЗ.

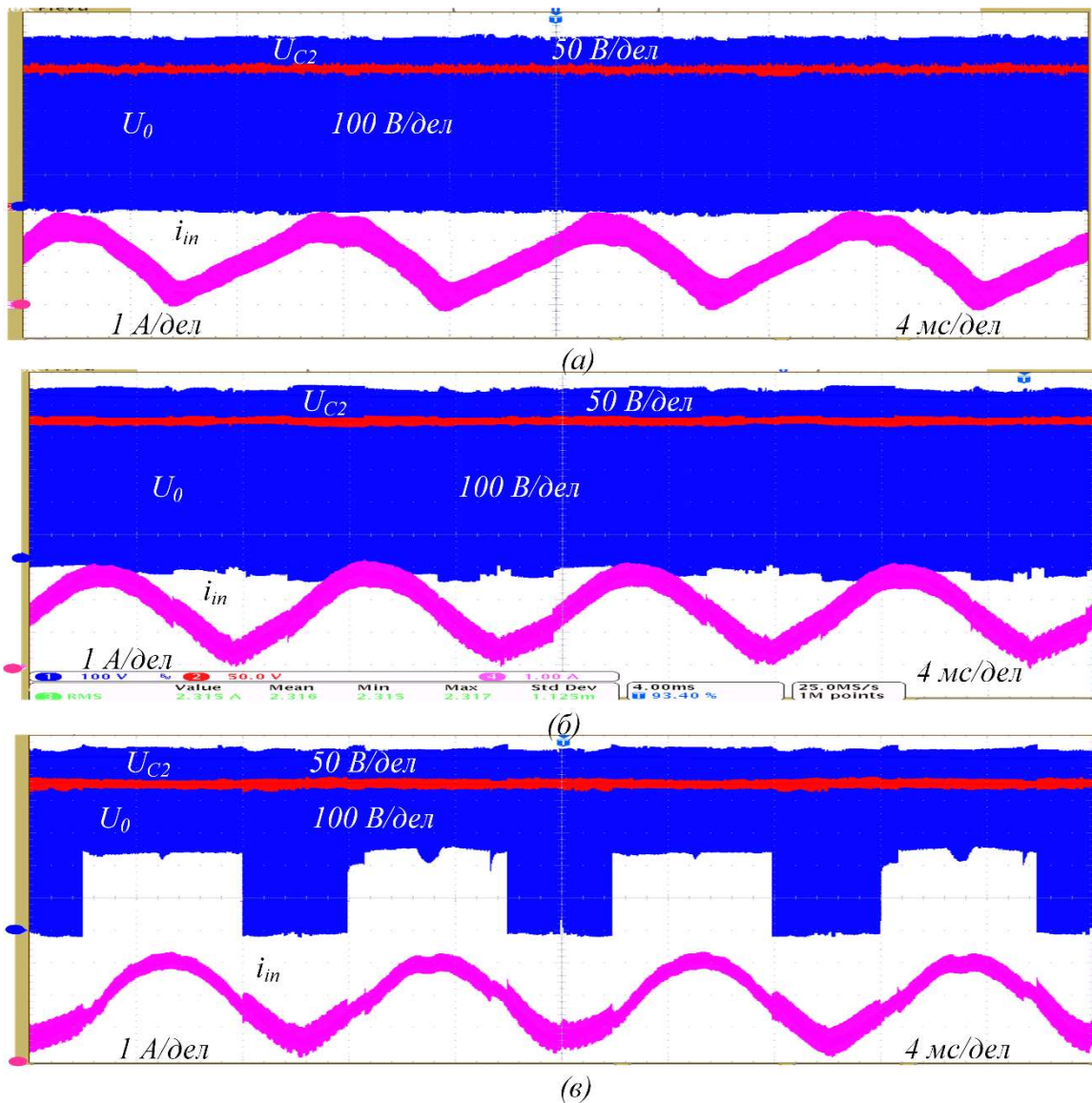


Рисунок 55. Результаты эксперимента. Напряжение звена постоянного тока  $U_0$ , напряжение конденсатора  $U_{C2}$  и входной ток  $i_{in}$ : (а) скалярная ШИМ; (б) ВШИМ; (в) модифицированная ВШИМ.

На рисунке 56 показаны экспериментальные результаты только для модифицированного ВШИМ способа управления на частоте первой гармоники выходного напряжения (рисунок 56а) и на частоте ШИМ (рисунок 56 б и в). Мощность нагрузки составляет 400 Вт. На рисунке 56 показаны выходной ток  $i_{OUT}$  и напряжение на конденсаторе  $U_{C2}$ . Данный рисунок показывает соответствие формы выходного тока синусоидальному виду. Это хорошо согласуется с результатами моделирования. На рисунке 56б показан цикл коммутации, когда реализовано состояние частичного КЗ и полного КЗ стойки инвертора, а на

рисунке 56в показана генерация только состояний частичного КЗ. Видно, что состояния частичного КЗ используются и обеспечивают переходные процессы между соседними состояниями с минимальным количеством переключений транзисторов. Также на рисунках 56б и в показан входной ток  $i_{in}$ . Из-за очень высокой частоты коммутации силовых ключей пульсации входного тока малы.

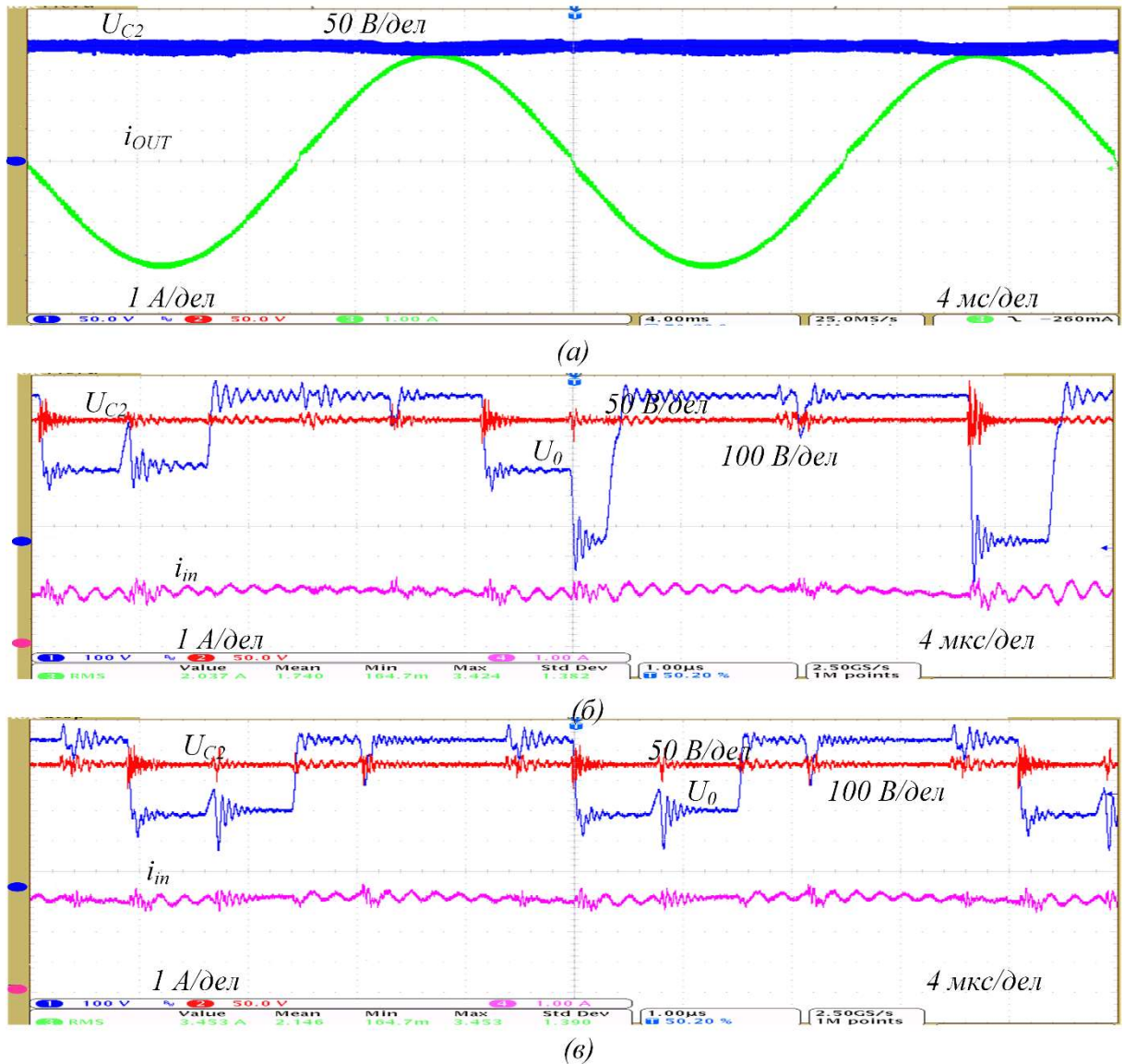


Рисунок 56. Экспериментальные результаты модифицированного SVPWM: основной цикл (а), цикл переключения (б) и (в).

Также было проверено предположение о том, что предложенные векторные ШИМ способы управления будет иметь меньшие коммутационные потери. Для проверки этого предположения снята характеристика КПД от частоты переключения и выходной мощности. На рисунке 57 показана зависимость КПД

преобразователя от частоты ШИМ. На рисунке 58 показана зависимость КПД от выходной мощности. Входное напряжения  $U_{in} = 300$  В, относительная длительность интервала КЗ инвертора  $D_{КЗ} = 0,2$ .

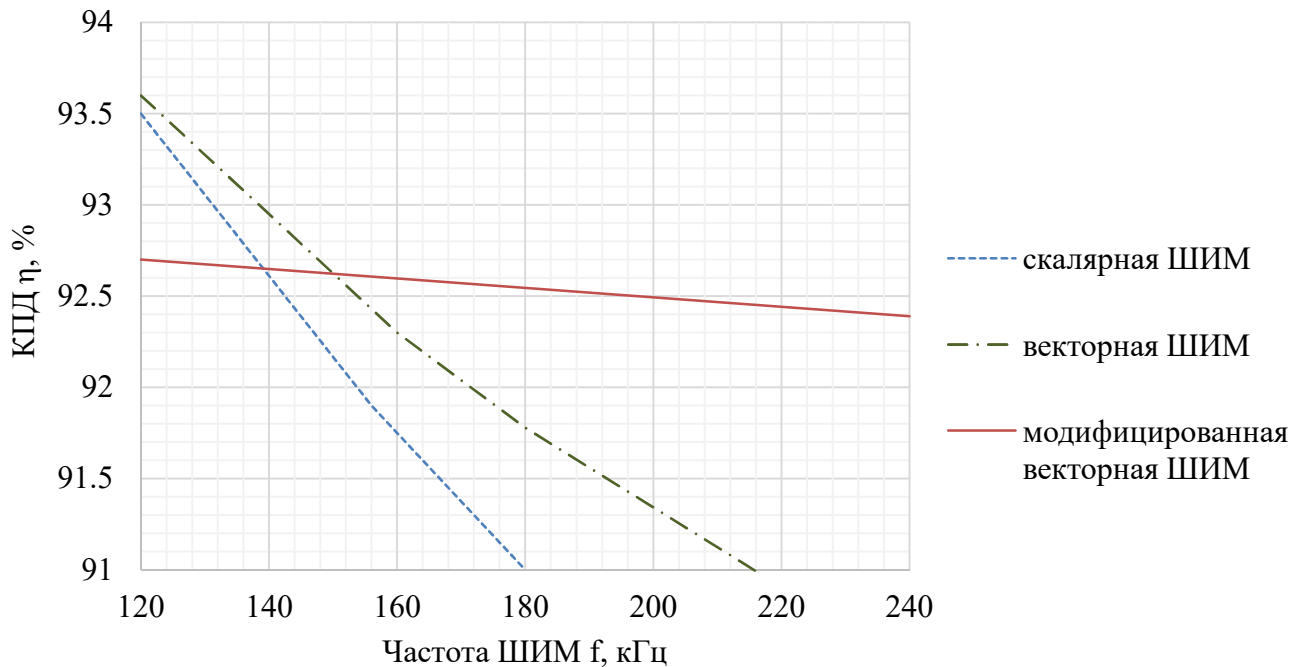


Рисунок 57. Экспериментальная зависимость КПД однофазного симметричного импедансного инвертора q-Z-типа от частоты ШИМ для различных способов управления.

На рисунке 57 показана экспериментально полученная зависимости КПД преобразователя от частоты ШИМ для разных способов управления. В случае скалярной ШИМ при увеличении частоты ШИМ КПД преобразователя значительно снижается, в случае модифицированной векторной ШИМ – КПД снижается незначительно, а случай векторной ШИМ лежит посередине. Характер поведения кривой векторной ШИМ близок к кривой скалярной ШИМ. Рисунок 57 показывает, что уровень наклона характеристик рассмотренных способов управления отличается. Это означает, что уровень коммутационных потерь в обоих векторных ШИМ ниже, и, в частности, значительно ниже на более высокой частоте ШИМ, в случае модифицированного решения. Также очевидно, что в модифицированном векторном ШИМ способе управления потери проводимости выше чем в двух других способах управления. В результате КПД схемы получается



ниже при относительно низкой частоте ШИМ (<160 кГц) и значительно выше при высокой частоте ШИМ (>160 кГц). Подобный эффект можно наблюдать и при увеличении мощности. Существует некоторая оптимальная точка с наилучшим КПД (1,1 кВт), дальнейшее увеличение мощности приводит к снижению КПД.

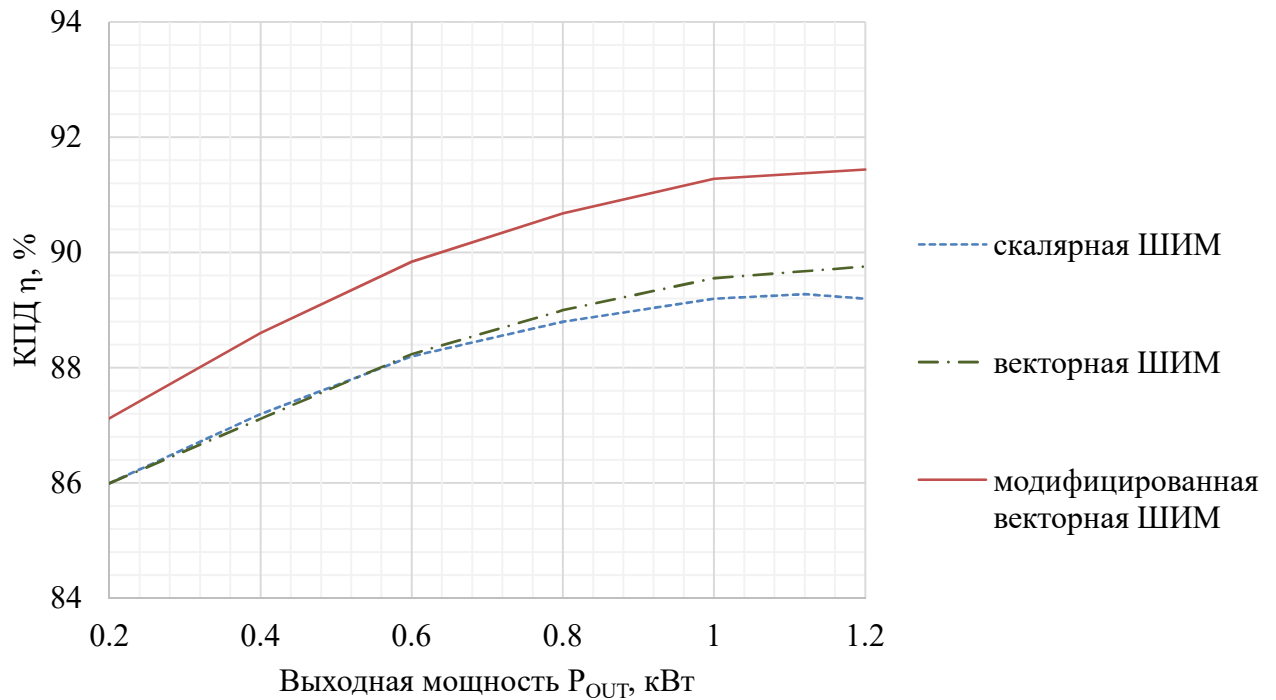


Рисунок 58. Экспериментальная зависимость КПД однофазного симметричного импедансного инвертора q-Z-типа от выходной мощности для различных способов управления при  $f_{ШИМ} = 240$  кГц.

## Выводы по главе 5

1. Экспериментальное исследование топологии трёхфазного трёхуровневого NPC LCST-Z-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током показало, что:

- Соотношения для расчёта элементов исследуемых преобразователей справедливы, что наглядно доказывает работоспособность схемы и соответствие расчетным осциллограммы и характеристики инвертора. Экспериментальный КПД преобразователя составил 90-94%

– Напряжения конденсаторов, пульсации входного тока, полученные аналитически и с помощью имитационного моделирования, совпадают с точностью не хуже 2-12%, при равных условиях эксперимента.

– Не смотря на отсутствие конструктивной оптимизации сборки, физический макет трёхфазного трёхуровневого NPC LCCT-Z-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током показал работоспособность, полностью соответствующую моделированию в части коэффициента преобразования по напряжению. Различие экспериментального и расчетного значения данного параметра в худшем случае составляет 9%.

2. Экспериментальное исследование скалярного и векторных ШИМ способов управления однофазным трёхуровневым NPC q-Z-инвертором показало, что:

– Выходное напряжение, напряжение звена постоянного тока, напряжение на конденсаторе  $C_2$ , входной и выходной токи, полученные с помощью имитационного моделирования, совпадают с точностью не хуже 8-15%, при равных условиях эксперимента.

– Векторные ШИМ способы управления показывают КПД на 1-2% выше, чем у скалярного способа управления.

– Модифицированный метод векторной ШИМ, по сравнению с двумя другими способами управления, при управлении преобразователем показывает наилучшие результаты по КПД – 91,5% в области более высоких мощностей нагрузки и 92,4% при высоких значениях частоты ШИМ.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена научно-техническая задача, заключающаяся в исследовании электромагнитных процессов и энергетических характеристик трёхфазного трёхуровневого NPC LCCT-Z-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током, сниженным числом компонентов импедансной цепи применительно к возобновляемым источникам энергии и способа модифицированного векторного ШИМ управления трёхуровневым однофазным импедансным инвертором снижающим число коммутаций на ключах инвертора и балансирующим загрузку конденсаторов средней точки схемы инвертора.

Основные результаты и выводы работы:

1. Предложена топология трёхфазного трёхуровневого NPC LCCT-Z-инвертора с одним независимым источником напряжения и непрерывным входным током, сниженным 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 импедансной цепи, снизить количество

переключений транзисторов на такте ШИМ, более равномерно распределить загрузку транзисторов преобразователя, поднять КПД преобразователя.

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 векторными ШИМ способами управления показал, что качество формируемого с их помощью выходного напряжения не уступает скалярному способу управления, а в случае модифицированной векторной ШИМ оно выше, на конденсаторах импедансного звена 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 векторных ШИМ способов управления однофазным импедансным NPC  $q$ -Z-инвертором. Результаты полученным аналитически и с помощью моделирования верифицируются экспериментально, при соответствующих условиях и допущениях.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Adib R. et al. Renewables 2016 Global Status Report //Global Status Report RENEWABLE ENERGY POLICY NETWORK FOR THE 21st CENTURY (REN21). – 2016. – С. 272.
- [2] Council G. W. E. Global Wind Statistics 2015. 2016. – 2016.
- [3] Owens B. The rise of distributed power //General Electric. – 2014. – Т. 47.
- [4] Сидорович В. Мировая энергетическая революция: Как возобновляемые источники энергии изменят наш мир. – Альпина Паблишер, 2015.
- [5] Kylili A., Fokaides P. A. European smart cities: The role of zero energy buildings //Sustainable Cities and Society. – 2015. – Т. 15. – С. 86-95.
- [6] Scheib J., Pless S., Torcellini P. Energy-Performance-Based Design-Build Process: Strategies for Procuring High-Performance Buildings on Typical Construction Budgets: Preprint. – National Renewable Energy Laboratory (NREL), Golden, CO., 2014. – №. NREL/CP-5500-61571.
- [7] Новак, А.В. Презентация Итоги работы топливно-энергетического комплекса Российской федерации в первом полугодии 2016 года [Электронный ресурс]/ А.В. Новак // Министерство энергетики. – 2016. – Презентация. – Режим доступа: <https://minenergo.gov.ru/node/5660>
- [8] Энергия будущего. 5 крупнейших солнечных электростанций России [Электронный ресурс]// Энергия будущего - Режим доступа: <http://en.plus/news/5-krupneyshikh-solnechnykh-elektrostantsiy-rossii/>
- [9] Шульц Т. Е., Штейн Д. А., Брованов С. В. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СОЛНЕЧНОЙ ЭНЕРГЕТИКИ В СИБИРСКОМ РЕГИОНЕ //НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ. – 2013. – С. 192-194.
- [10] Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники // учеб. пособие для бакалавров/ГС Зиновьев.–5-е изд., испр. и доп.–М.: Изд-во Юрайт. – 2012.
- [11] Brovanov S. V., Shults T. E., Sidorov A. V. Stand-alone power supply system using photovoltaic panels and diode-clamped multilevel inverter

- //Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2014 15th International Conference of Young Specialists on. – IEEE, 2014. – C. 464-467.
- [12] Peng F. Z. Z-source inverter //IEEE Transactions on industry applications. – 2003. – T. 39. – №. 2. – C. 504-510.
- [13] Siwakoti Y. P. et al. Impedance-source networks for electric power conversion part I: A topological review //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – T. 30. – №. 2. – C. 699-716.
- [14] Siwakoti Y. P. et al. Impedance-source networks for electric power conversion part II: review of control and modulation techniques //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – T. 30. – №. 4. – C. 1887-1906.
- [15] Liu Y., Abu-Rub H., Ge B. Z-Source\Quasi-Z-Source Inverters: Derived Networks, Modulations, Controls, and Emerging Applications to Photovoltaic Conversion //IEEE Industrial Electronics Magazine. – 2014. – T. 8. – №. 4. – C. 32-44.
- [16] Ge B. et al. An energy-stored quasi-Z-source inverter for application to photovoltaic power system //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2013. – T. 60. – №. 10. – C. 4468-4481.
- [17] Cintron-Rivera J. G. et al. Quasi-Z-source inverter with energy storage for photovoltaic power generation systems //Applied power electronics conference and exposition (APEC), 2011 twenty-sixth annual IEEE. – IEEE, 2011. – C. 401-406.
- [18] Li Y. et al. Modeling and control of quasi-Z-source inverter for distributed generation applications //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2013. – T. 60. – №. 4. – C. 1532-1541.
- [19] Farhangi B., Farhangi S. Comparison of z-source and boost-buck inverter topologies as a single phase transformer-less photovoltaic grid-connected power conditioner //Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06. 37th IEEE. – IEEE, 2006. – C. 1-6.
- [20] Shults T. E., Husev O. O., Zakis J. G. Overview of impedance source networks for voltage source inverters //Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2015 16th International Conference of Young Specialists on. – IEEE, 2015. – C. 514-520.

- [21] Loh P. C. et al. Buck-boost impedance networks //Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. – IEEE, 2007. – C. 1-10.
- [22] Strzelecki R. et al. New alternative passive networks to improve the range output voltage regulation of the PWM inverters //Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE. – IEEE, 2009. – C. 857-863.
- [23] Loh P. C., Blaabjerg F. Magnetically coupled impedance-source inverters //IEEE Transactions on Industry Applications. – 2013. – T. 49. – №. 5. – C. 2177-2187.
- [24] Zakis J., Vinnikov D., Bisenieks L. Some design considerations for coupled inductors for integrated buck-boost converters //Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on. – IEEE, 2011. – C. 1-6.
- [25] Loh P. C., Gao F., Blaabjerg F. Embedded EZ-source inverters //IEEE transactions on industry applications. – 2010. – T. 46. – №. 1. – C. 256-267.
- [26] Gajanayake C. J. et al. Z-source-inverter-based flexible distributed generation system solution for grid power quality improvement //IEEE Transactions on energy conversion. – 2009. – T. 24. – №. 3. – C. 695-704.
- [27] Liu Y. et al. Quasi-Z-Source inverter based PMSG wind power generation system //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE. – IEEE, 2011. – C. 291-297.
- [28] Khlebnikov A. S., Kharitonov S. A. Application of the Z-source converter for aircraft power generation systems //Electron Devices and Materials, 2008. EDM 2008. 9th International Workshop and Tutorials on. – IEEE, 2008. – C. 211-215.
- [29] Peng F. Z. et al. Z-source inverter for motor drives //IEEE transactions on power electronics. – 2005. – T. 20. – №. 4. – C. 857-863.
- [30] M. Yamanaka and H. Koizumi, "A bi-directional Z-source inverter for electric vehicles," 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, 2009, pp. 574-578.
- [31] Franquelo L. G. et al. The age of multilevel converters arrives //IEEE industrial electronics magazine. – 2008. – T. 2. – №. 2.

- [32] Kouro S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters //IEEE Transactions on industrial electronics. – 2010. – T. 57. – №. 8. – C. 2553-2580.
- [33] Rodríguez J. et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives //IEEE Transactions on industrial electronics. – 2007. – T. 54. – №. 6. – C. 2930-2945.
- [34] Rodriguez J., Lai J. S., Peng F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications //IEEE Transactions on industrial electronics. – 2002. – T. 49. – №. 4. – C. 724-738.
- [35] Loh P. C. et al. Three-level Z-source inverters using a single LC impedance network //IEEE Transactions on power electronics. – 2007. – T. 22. – №. 2. – C. 706-711.
- [36] Husev O. et al. Single phase three-level neutral-point-clamped quasi-Z-source inverter //IET Power Electronics. – 2014. – T. 8. – №. 1. – C. 1-10.
- [37] Strzelecki R. et al. New type T-source inverter //Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE'09. – IEEE, 2009. – C. 191-195.
- [38] Siwakoti Y. P. et al. Y-source impedance network //Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE. – IEEE, 2014. – C. 3362-3366.
- [39] Siwakoti Y.P., Loh P.C., Blaabjerg F., Town G.E. Y-Source impedance network //IEEE transactions on Power Electronics. (Letter) – 2014. – T. 29. – №. 7. – C. 3250-3254.
- [40] Adamowicz M., Strzelecka N. T-source inverter //Przegląd Elektrotechniczny. – 2009. – T. 85. – №. 10. – C. 233-238.
- [41] Adamowicz M. et al. Trans-Z-source-like inverter with built-in dc current blocking capacitors //Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop. – IEEE, 2011. – C. 137-143.
- [42] Strzelecki R. et al. Multi-level inverter circuit especially for voltage boost //PL Patent Application P386085. – 2010.
- [43] Loh P. C., Li D., Blaabjerg F.  $\Gamma$ -Z-source inverters //IEEE transactions on Power Electronics. – 2013. – T. 28. – №. 11. – C. 4880-4884.



- [44] Qian W., Peng F. Z., Cha H. Trans-Z-source inverters //IEEE transactions on power electronics. – 2011. – T. 26. – №. 12. – C. 3453-3463.
- [45] Siwakoti Y. P., Blaabjerg F., Loh P. C. Quasi-Y-source boost dc–dc converter //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – T. 30. – №. 12. – C. 6514-6519.
- [46] Mo W. et al. Trans-Z-source and  $\Gamma$ -Z-source neutral-point-clamped inverters //IET Power Electronics. – 2014. – T. 8. – №. 3. – C. 371-377.
- [47] Adamowicz M. et al. New type LCCT-Z-source inverters //Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on. – IEEE, 2011. – C. 1-10.
- [48] Chub A. et al. A review of galvanically isolated impedance-source DC–DC converters //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – T. 31. – №. 4. – C. 2808-2828.
- [49] Husev O. et al. Comparison of impedance-source networks for two and multilevel buck–boost inverter applications //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – T. 31. – №. 11. – C. 7564-7579.
- [50] Franke W. T., Mohr M., Fuchs F. W. Comparison of a Z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a DC/DC-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power //Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE. – IEEE, 2008. – C. 1814-1820.
- [51] Shen M. et al. Comparison of traditional inverters and Z-source inverter //Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th. – IEEE, 2005. – C. 1692-1698.
- [52] Burkart R., Kolar J. W., Griepentrog G. Comprehensive comparative evaluation of single-and multi-stage three-phase power converters for photovoltaic applications //Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2012 IEEE 34th International. – IEEE, 2012. – C. 1-8.
- [53] Panfilov D. et al. Comparison of three-phase three-level voltage source inverter with intermediate dc–dc boost converter and quasi-Z-source inverter //IET Power Electronics. – 2016. – T. 9. – №. 6. – C. 1238-1248.

- [54] Gadalla B. et al. Thermal performance and efficiency investigation of conventional boost, z-source and y-source converters // 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC). – IEEE, 2016. – C. 1-6.
- [55] Battiston A. et al. Comparison criteria for electric traction system using Z-source/quasi Z-source inverter and conventional architectures //IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2014. – T. 2. – №. 3. – C. 467-476.
- [56] Shults T., Husev O., Blaabjerg F. Design and comparison of three-level three-phase T-source inverters //Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2015 IEEE 5th International Conference on. – IEEE, 2015. – C. 564-569.
- [57] Mo W., Loh P. C., Blaabjerg F. Voltage type  $\Gamma$ -source inverters with continuous input current and enhanced voltage boost capability //Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International. – IEEE, 2012. – C. LS5d. 2-1-LS5d. 2-8.
- [58] Nguyen M. K., Lim Y. C., Kim Y. G. TZ-source inverters //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2013. – T. 60. – №. 12. – C. 5686-5695.
- [59] Nguyen M. K. et al. Cascaded TZ-source inverters //IET Power Electronics. – 2014. – T. 7. – №. 8. – C. 2069-2080.
- [60] Siwakoti Y. P., Blaabjerg F., Loh P. C. New magnetically coupled impedance (Z-) source networks //IEEE Trans. Power Electron. – 2016. – T. 31. – №. 11. – C. 7419-7435.
- [61] Strzelecki R. et al. The buck-boost inverter circuit especially designed for single-stage power conversion //PL Patent Application P386084. – 2008.
- [62] Adamowicz M. LCCT-Z-source inverters //Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2011 10th International Conference on. – IEEE, 2011. – C. 1-6.
- [63] Adamowicz M. et al. High step-up continuous input current LCCT-Z-source inverters for fuel cells //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE. – IEEE, 2011. – C. 2276-2282.
- [64] Shults T. et al. LCCT-derived three-level three-phase inverters //IET Power Electronics. – 2017. – T. 10. – №. 9. – C. 996-1002.

- [65] Siwakoti Y. P. et al. A-source impedance network //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – T. 31. – №. 12. – C. 8081-8087.
- [66] A. Ayachit, Y. P. Siwakoti, V. P. N. Galigekere, M. K. Kazimierczuk and F. Blaabjerg, "Steady-State and Small-Signal Analysis of A-Source Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 8, pp. 7118-7131, Aug. 2018.
- [67] Ott S. et al. Experimental analysis of extended boost quasi-Z-Source inverters //Electronics Conference (BEC), 2012 13th Biennial Baltic. – IEEE, 2012. – C. 259-262.
- [68] Ho A. V., Chun T. W., Kim H. G. Extended boost active-switched-capacitor/switched-inductor quasi-Z-source inverters //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – T. 30. – №. 10. – C. 5681-5690.
- [69] Zhu M., Yu K., Luo F. L. Topology analysis of a switched-inductor Z-source inverter //Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on. – IEEE, 2010. – C. 364-369.
- [70] Nguyen M. K., Lim Y. C., Choi J. H. Two switched-inductor quasi-Z-source inverters //IET Power Electronics. – 2012. – T. 5. – №. 7. – C. 1017-1025.
- [71] Ahmed F. et al. A high voltage gain switched-coupled-inductor quasi-Z-source inverter //Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA), 2014 International. – IEEE, 2014. – C. 480-484.
- [72] Vinnikov D., Roasto I., Jalakas T. Comparative study of capacitor-assisted extended boost qZSIs operating in continuous conduction mode //Electronics Conference (BEC), 2010 12th Biennial Baltic. – IEEE, 2010. – C. 297-300.
- [73] Vinnikov D. et al. Performance improvement method for the voltage-fed qZSI with continuous input current //MELECON 2010-2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference. – IEEE, 2010. – C. 1459-1464.
- [74] Gajanayake C. J. et al. Extended-boost Z-source inverters //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – T. 25. – №. 10. – C. 2642-2652.
- [75] A.F. Witulski, "Introduction to modeling of transformers and coupled inductors," *IEEE Trans. Pow. Elec.*, vol. 10, no. 3, pp. 349-357, 1995.
- [76] Anderson J., Peng F. Z. Four quasi-Z-source inverters // Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE. – IEEE, 2008. – C. 2743-2749.

- [77] Nguyen M. K., Lim Y. C., Park S. J. Improved trans-Z-source inverter with continuous input current and boost inversion capability //IEEE transactions on power electronics. – 2013. – T. 28. – №. 10. – C. 4500-4510.
- [78] Strzelecki R., Wojciechowski D., Adamowicz M. Multilevel, multiphase inverter supplying by many sources, especially different voltage and non-connection sources //PL Patent Application P. – 2006. – T. 379977.
- [79] Strzelecki R., Adamowicz M., Wojciechowski D. Buck-boost inverters with symmetrical passive four-terminal networks //Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE'07. – IEEE, 2007. – C. 1-9.
- [80] Husev O. et al. Experimental investigation of high frequency 3L-NPC qZS inverter for photovoltaic application //Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE. – IEEE, 2013. – C. 5969-5974.
- [81] Husev O. et al. Three-level three-phase quasi-Z-source neutral-point-clamped inverter with novel modulation technique for photovoltaic application //Electric Power Systems Research. – 2016. – T. 130. – C. 10-21.
- [82] R.T Shreiner. “Vektornye sistemy shirotno-impul'snoi modulyatsii,” Matematicheskoe modelirovanie elektroprivodov peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovatel'nyami chastoty, Ekaterinburg, Russia: UrO RAN, 2000, pp. 405-420 (in Russian).
- [83] Z. Zhang, Y.X. Xie, W.P. Huang, J.Y. Le, and L. Chen, “A new SVPWM method for single-phase three-level NPC inverter and the control method of neutral point voltage balance,” in Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009, pp. 1-4. IEEE, 2009.
- [84] T. Shults, O. Husev, F. Blaabjerg, “Design of Three-Phase Three-Level CIC T-Source Inverter with Maximum Boost Control in Proc. of IEEE-IECON, 2015, pp. 2408-2413.
- [85] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter". *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 20, No. 4, pp. 833–838, July 2005.
- [86] P. C. Loh, F. Gao, F. Blaabjerg and S. W. Lim, "Operational Analysis and Modulation Control of Three-Level Z-Source Inverters With Enhanced Output

- Waveform Quality," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1767-1775, July 2009.
- [87] F. Gao, P. C. Loh, F. Blaabjerg and R. Teodorescu, "Modulation Schemes of Multi-Phase Three Level Z-Source Inverters," in *Proc. of PESC 2007*, pp. 1905-1911, June 2007.
- [88] P. C. Loh, F. Gao, F. Blaabjerg, S. Yun, C. Feng, and K. N. J. Soon, "Pulse width-modulated Z-source neutral-point-clamped inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1295–1308, Sep./Oct. 2007.
- [89] P. C. Loh, F. Blaabjerg, and C. P. Wong, "Comparative evaluation of pulse-width modulation strategies for Z-source neutral-point-clamped inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 1005–1013, May 2007.
- [90] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, D. Sun, "Comprehensive modeling of single-phase quasi-Z-source photovoltaic inverter to investigate low-frequency voltage and current ripple," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, pp. 4194-4202, 2015.
- [91] C. Roncero-Clemente, O. Husev, T. Jalakas, E. Romero-Cadaval, J. Zakis, V. Mmiñambres-Marcos, "PWM for Single Phase 3L Z/qZ Source Inverter with Balanced Power Losses". *Elektronika ir Elektrotechnika*, vol. 20, no. 6, pp. 71-76, 2014.
- [92] Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учебное пособие, изд. 4-е // М.: Изд-во НГТУ. – 2009.
- [93] Meynard A. Multi-level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-source Inverters / A. Meynard, H. Foch // *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference*. – 1992. – P. 397 – 403.
- [94] Corzine K. Operation and Design of Multilevel Inverters / Corzine K. // [электронный ресурс] / режим доступа: [[http://www.motorlab.com/Motor%20Lab%20Web%20Site\\_files/04%20-%20Code!\\_files/Operation%20and%20Design%20of%20Multilevel%20Inverters.pdf](http://www.motorlab.com/Motor%20Lab%20Web%20Site_files/04%20-%20Code!_files/Operation%20and%20Design%20of%20Multilevel%20Inverters.pdf)].
- [95] Грашхоф, Т. Специализированные модули для 3-уровневых инверторов / Грашхоф, Т., Колпаков, А. and Плущке, Н.// *Силовая электроника* – 2010 – №25 – С.44-47.

- [96] Аверин С. В. Разработка преобразователя постоянного напряжения SEPIC. / Аверин С. В., Следков Ю. Г., Соловьев И. Н // Практическая силовая электроника. – №34. – 2009. – С. 22 – 26.
- [97] Шрайбер Д. Преобразователи высокой мощности для возобновляемых источников энергии / перевод Колпаков А. Силовая электроника. – №5. – 2010 [электронный ресурс] / режим доступа: [http://www.power-e.ru/2010\\_5\\_90.php](http://www.power-e.ru/2010_5_90.php)
- [98] Гусев А. А. Сравнительный анализ повышающих преобразователей для интеграции фотоэлектрических панелей в сеть. / А. А. Гусев, Д. В. Винников, А. А. Велигорский. // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – №8 (114). – 2013. – С. 28 – 22.
- [99] Баховцев И.А. Сравнение трехуровневых инверторов напряжения с повышением напряжения в звене постоянного тока. / Баховцев И.А., Панфилов Д.В. // Труды XII международной конференции Актуальные проблемы электронного приборостроения. АПЭП – 2014. – Том 7. – 2014. –С. 159 – 165.
- [100] Баховцев И.А. Топология трехфазного трехуровневого инвертора напряжения на базе квази-импедансного преобразователя. / Баховцев И.А., Панфилов Д.В. // Сборник научных трудов НГТУ. –№4(74) . – 2013. – С. 127 – 138.
- [101] Баховцев И.А. Построение трехфазного трехуровневого инвертора напряжения на базе квази-импедансного преобразователя. / Баховцев И.А., Панфилов Д.В. // Научный вестник НГТУ. – №4(53) . – 2013. – С. 144 – 149.
- [102] Панфилов Д. В. Модификация Топологии Квази-Импедансного Инвертора для Автономных Систем Электроснабжения. / Д. В. Панфилов, И. А. Баховцев, А. А. Гусев. // Доклады Академии Наук Высшей Школы Российской Федерации. – № 4(29). – 2015. – С. 105 – 117.
- [103] Roncero-Clemente, C., Husev, O., Stepenko, S., et al.: ‘Output voltage control system for a three-level neutral-point clamped quasi-Z-source inverter’, Prz. Elektrotech., 2013, 89, (5), pp. 76–80
- [104] Husev, O., Stepenko, S., Roncero-Clemente, C., et al.: ‘Experimental investigation of high frequency 3L-NPC qZS inverter for photovoltaic application’. Proc. 39th Annual

Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2013, Vienna, Austria, 2013, pp. 5967–5972

[105] J. H. G. Muniz, E. R. C. da Silva, and E. C. dos Santos Jr., “A hybrid PWM strategy for Z-source neutral-point-clamped inverter,” in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., Mar. 2011, pp. 450–456.

[106] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, and F. Z. Peng, “Phase-shifted pulse-width-amplitude modulation for quasi-Z-source cascade multilevel inverter-based photovoltaic power system,” IET Power Electron., vol. 7, no. 6, pp. 1444–1456, 2014.

[107] Y. Liu, B. Ge, F. J. T. E. Ferreira, A. T. de Almeida, and H. Abu-Rub, “Modelling and SVM control of quasi Z-source inverter,” in Proc. 11<sup>th</sup> Int. Conf. Electr. Power Quality Utilization, Oct. 2011, pp. 1–7.

[108] U. S. Ali and V. Kamaraj, “A novel space vector PWM for Z-source inverter,” in Proc. 1st Int. Conf. Electr. Energy Syst., Newport Beach, CA, USA, 2011, pp. 82–85.

[109] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, and F. Z. Peng, “Overview of space vector modulations for three-phase Z-source/quasi-Z-source inverters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 4, pp. 2098–2108, Apr. 2014.

[110] Y. Liu, B. Ge, and H. Abu-Rub, “Theoretical and experimental evaluation of four space vector modulations applied to quasi-Z-source inverters,” IET Power Electron, vol. 6, no. 7, pp. 1257–1269, Aug. 2013.

[111] Y. P. Siwakoti and G. E. Town, “Three-phase transformerless grid connected quasi Z-source Inverter for solar photovoltaic systems with minimal leakage current,” in Proc. 3rd IEEE Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst.. Aalborg, Denmark, 2012, pp. 368–373.

[112] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, F. A. S. Neves, E. C. dos Santos, and J. H. G. M. da Silva, “Modulation for three-phase transformer-less Z-source inverter to reduce leakage currents in photovoltaic systems,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 12, pp. 5385–5395, Dec. 2011.

[113] P. Majtczak and J. Rabkowski, “Symmetrical switching patterns and an adaptive modulator for three-phase quasi-Z-source inverters,” in Proc. IEEE 26th Int. Symp. Ind. Electron., 2017, pp. 1676–1681.

- [114] Y. P. Siwakoti and G. E. Town, "Common-mode voltage reduction techniques of three-phase quasi Z-source inverter for AC drives," in Proc. 28<sup>th</sup> Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., Long Beach, CA, USA, 2013, pp. 2247–2252.
- [115] F. B. Effah, P. Wheeler, J. Clare, and A. Watson, "Space-vector-modulated three-level inverters with a single Z-source network," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 6, pp. 2806–2815, Jun. 2013.
- [116] Y. Liu, G. Baoming, H. Abu-Rub, and F. Z. Peng, "A modular multilevel space vector modulation for photovoltaic quasi-Z-source cascaded multilevel inverter," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., Mar. 2013, pp. 714–718.
- [117] X. You, S. Liu, H. Abu-Rub, B. Ge, X. Jiang, and F. Z. Peng, "A new space vector modulation strategy to reduce common-mode voltage for quasi-Z-source indirect matrix converter", in Proc. Energy Convers. Congr. Expo., 2014, pp. 1064–1069.
- [118] A. A. Abdullah, A. Iqbal, and L. Ben-Brahim, "Space vector pulse width modulation techniques for a five-phase impedance source and quasi impedance source inverters," in Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol., 2015, pp. 1173–1178.
- [119] S. V. Brovanov, S. A. Kharitonov, M. A. Dybko, and E. V. Grishanov, "A new approach for current calculation in a single-phase three-level NPC converter with space vector PWM," in Proc. IEEE Region 8 Int. Conf. Comput. Technol. Electr. Electron. Eng., 2010, pp. 639–644.
- [120] J. Guzman-Guemez, D. S. Laila, and S. M. Sharkh, "State-space approach for modelling and control of a single-phase three-level NPC inverter with SVPWM," in Proc. Power Energy Soc. Gen. Meeting, 2016, pp. 1–5.



## ПРИЛОЖЕНИЕ А

Таблица А. 1 Сводная таблица уравнений для нахождения параметров компонентов импедансных схем инверторов.

Рис.5	$U_C$	$I_L$	$C$	$L$	$U_0$
а	$U_{C1} = \frac{(1-D_{K3})U_{in}}{1-2D_{K3}}$ $U_{C2} = \frac{D_{K3}U_{in}}{1-2D_{K3}}$	$I_{L1} = I_{in}$ $I_{L2} = I_{in}$	$C_1 = \frac{D_{K3}(1-2D_{K3})I_{in}}{U_{in}(1-D_{K3})k_{C1}f_{ШИМ}}$ $C_2 = \frac{(1-2D_{K3})I_{in}}{U_{in}k_{C2}f_{ШИМ}}$	$L_1 = \frac{U_{in}D_{K3}(1-D_{K3})}{I_{in}(1-2D_{K3})k_{L1}f_{ШИМ}}$ $L_2 = \frac{U_{in}D_{K3}(1-D_{K3})}{I_{in}(1-2D_{K3})k_{L2}f_{ШИМ}}$	$\frac{U_{in}(1-D_{K3})}{1-2D_{K3}}$
б	$U_{C1} = \frac{(1-D_{K3})U_{in}}{1-(n+1)D_{K3}}$ $U_{C2} = \frac{nD_{K3}U_{in}}{1-(n+1)D_{K3}}$	$I_{LM} = \frac{(n+1)I_{in}}{n}$	$C_1 = \frac{nD_{K3}(1-(n+1)D_{K3})I_{in}}{U_{in}(1-D_{K3})k_{C1}f_{ШИМ}}$ $C_2 = \frac{(1-D_{K3}(n+1))I_{in}}{U_{in}nk_{C1}f_{ШИМ}}$	$L_M = \frac{U_{in}D_{K3}(1-D_{K3})(n)^2}{I_{in}(1-(n+1)D_{K3})(n+1)k_M f_{ШИМ}}$	$\frac{U_{in}(1-D_{K3})}{1-(1+n)D_{K3}}$
в	$U_{C1} = \frac{(1-D_{K3})U_{in}}{1-nD_{K3}}$ $U_{C2} = \frac{(n-1)D_{K3}U_{in}}{1-nD_{K3}}$	$I_{L1} = I_{in}$	$C_1 = \frac{D_{K3}(n-1)(1-nD_{K3})I_{in}}{U_{in}(1-D_{K3})k_{C1}f_{ШИМ}}$ $C_2 = \frac{(1-D_{K3}n)I_{in}}{U_{in}(n-1)k_{C2}f_{ШИМ}}$	$L_1 = \frac{U_{in}D_{K3}(1-D_{K3})n}{I_{in}(1-nD_{K3})k_{L1}f_{ШИМ}}$	$\frac{U_{in}(1-D_{K3})}{1-nD_{K3}}$
г	$U_{C1} = \frac{(1-D_{K3})U_{in}}{1-(n+2)D_{K3}}$ $U_{C2} = \frac{(n+1)D_{K3}U_{in}}{1-(n+2)D_{K3}}$	$I_{L1} = I_{in}$ $I_{LM} = I_{in}$	$C_1 = \frac{D_{K3}(n+1)(1-(n+2)D_{K3})I_{in}}{U_{in}(1-D_{K3})k_{C1}f_{ШИМ}}$ $C_2 = \frac{(1-(n+2)D_{K3})I_{in}}{U_{in}(n+1)k_{C2}f_{ШИМ}}$	$L_1 = \frac{U_{in}(n+1)D_{K3}(1-D_{K3})}{I_{in}(1-(n+2)D_{K3})k_{L1}f_{ШИМ}}$ $L_M = \frac{U_{in}D_{K3}(1-D_{K3})}{I_{in}(1-(n+2)D_{K3})k_{Lm}f_{ШИМ}}$	$\frac{U_{in}(1-D_{K3})}{1-(n+2)D_{K3}}$

Д	$U_{C1} = \frac{(1-D_{K3})U_{in}}{1-(n+1)D_{K3}}$ $U_{C2} = \frac{D_{K3}nU_{in}}{1-(n+1)D_{K3}}$	$I_{L1} = I_{in}$ $I_{LM} = -I_{in}$	$C_1 = \frac{D_{K3}n(1-(n+1)D_{K3})I_{in}}{U_{in}(1-D_{K3})k_{C1}f_{ШИМ}}$ $C_2 = \frac{(1-(n+1)D_{K3})I_{in}}{U_{in}nk_{C2}f_{ШИМ}}$	$L_1 = \frac{U_{in}D_{K3}(1-D_{K3})}{I_{in}(1-(n+1)D_{K3})k_{L1}f_{ШИМ}}$ $L_M = \frac{U_{in}D_{K3}n(1-D_{K3})}{I_{in}(1-(n+1)D_{K3})k_{L2}f_{ШИМ}}$	$\frac{U_{in}(1-D_{K3})}{1-(n+1)D_{K3}}$
---	--	--------------------------------------	---	--	--

\* для рисунка

5в –  $n=N_1/N_3$ ; для рисунка

5г –  $n=N_2/N_1$

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Рисунок Б1. Силовая схема трехфазного трехуровневого инвертора *LCCT* типа потребляющего непрерывный входной ток и имеющий в составе импедансной цепи сокращенное число пассивных компонентов и один диод в программе PSIM

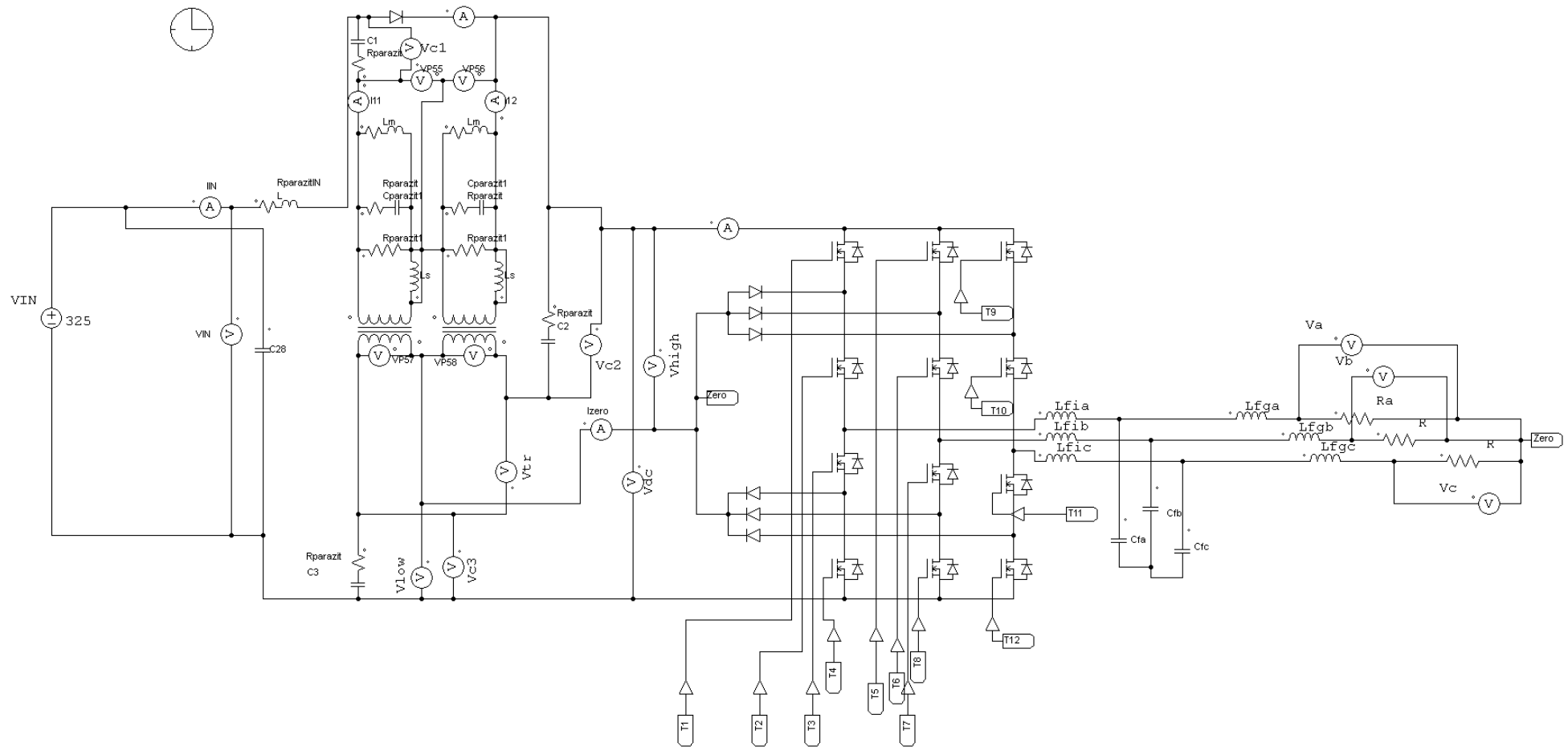
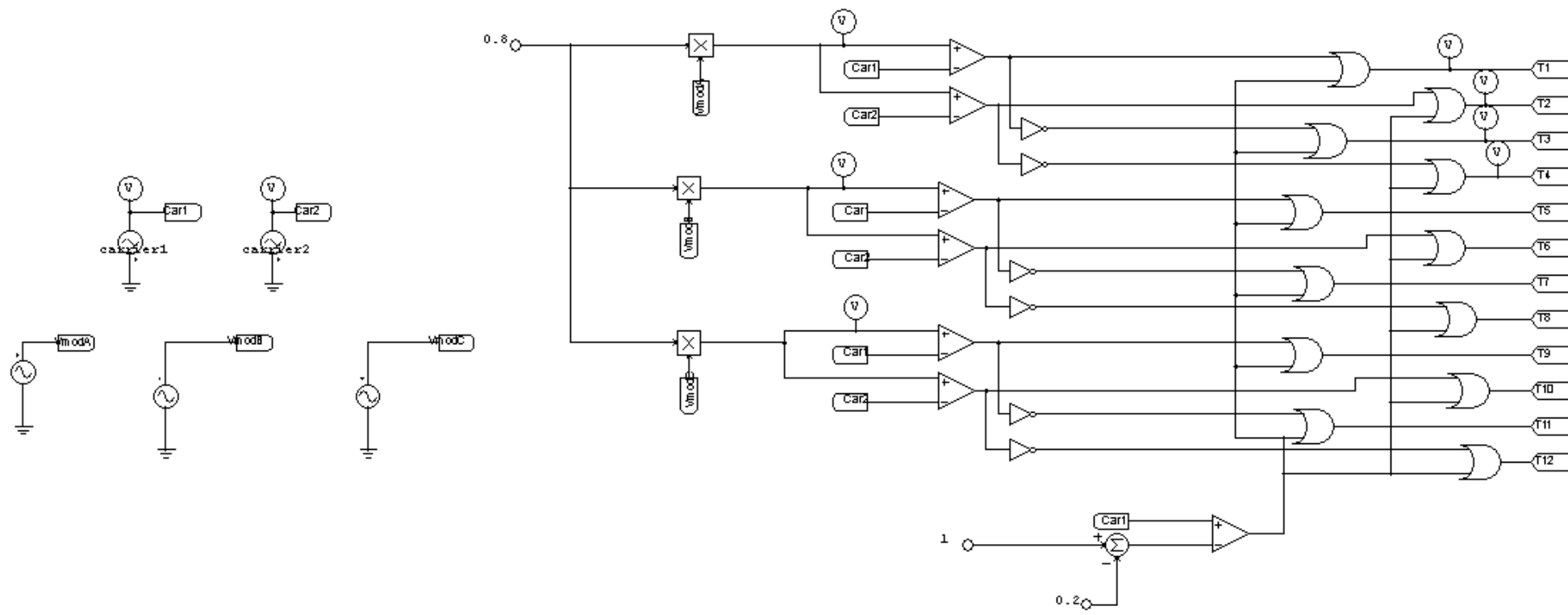


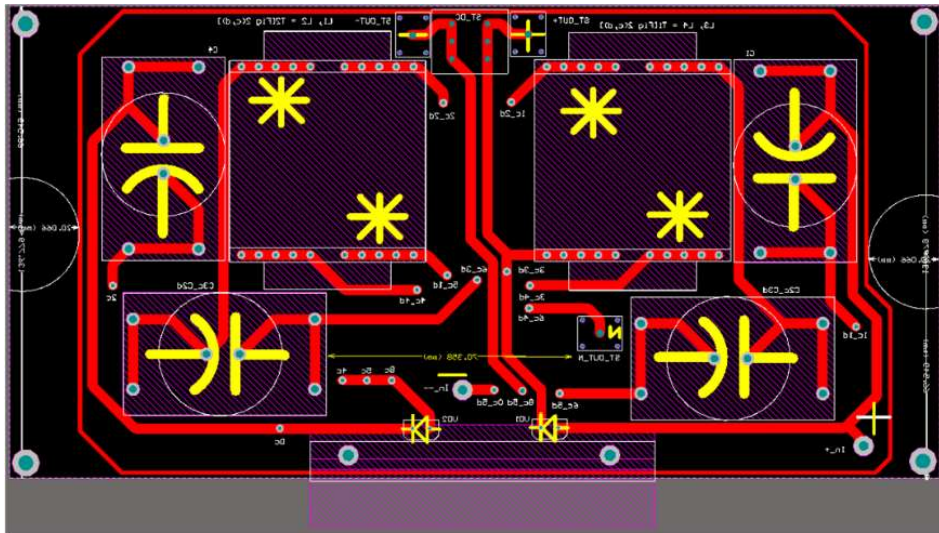
Рисунок Б2. Схема управления трехфазного трехуровневого инвертора LCCT типа потребляющего непрерывный входной ток и имеющий в составе импедансной цепи сокращенное число пассивных компонентов и один диод в программе PSIM



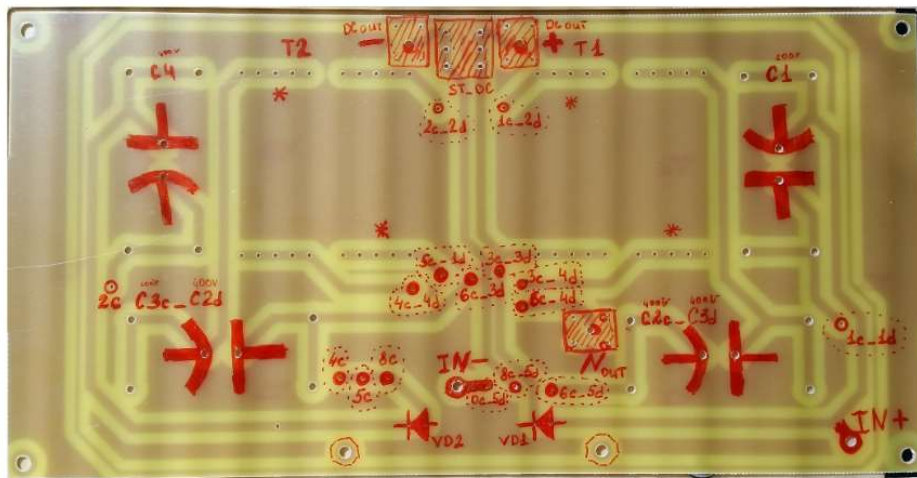
## ПРИЛОЖЕНИЕ В

Требования, на проектирование платы включали в себя особенности изготовления платы на специальном фрезеровочном станке для изготовления печатных плат установленном в лаборатории, такие как плата должна была быть однослойная без металлизации переходных отверстий.

Рисунок В1. Изображения печатной платы: а – изображение печатной платы в программе Altium Designer (верхний слой металлизации и нижний слой шелкографии); б – фотография готовой платы (нижний не металлизированный слой с нанесенными обозначениями пинов и элементов)



(a)



(b)

# ПРИЛОЖЕНИЕ Г

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе НГТУ,  
заслуженный деятель науки РФ,  
д-р техн. наук, профессор



 А.Г. Вострецов

10 февраля 2020 г.

**СПРАВКА**


о внедрении в учебный процесс результатов диссертационной работы

Шульц Т.Е.

Мы, ниже подписавшиеся, заведующий кафедрой электроники и электротехники, д.т.н., профессор С. А. Харитонов и декан факультета радиотехники и электроники, д.т.н., профессор В.А. Хрусталеv составили настоящую справку о том, что научные результаты диссертационной работы Т.Е. Шульц, а именно: разработка новых схем импедансных трехуровневых инверторов с фиксированной нулевой точкой, для систем генерирования электрической энергии возобновляемых источников энергии, и результаты анализа энергетических характеристик этих схем, которые обладают меньшим количеством пассивных компонентов и диодов в цепи импеданса, высоким коэффициентом полезного действия и непрерывным входным током, а также энергоэффективные алгоритмы управления полупроводниковыми однофазными импедансными трехуровневыми инверторами с фиксированной нулевой точкой с высокочастотной векторной широтно-импульсной модуляцией – внедрены в учебный процесс и используются в курсах «Силовая электроника для возобновляемой энергетики» и «Специальные главы энергетической электроники» для магистрантов направления 11.04.04 «Электроника и наноэлектроника» по магистерской программе «Промышленная электроника и микропроцессорная техника».

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

Декан факультета радиотехники и электроники, д-р техн. наук, профессор

  
\_\_\_\_\_

С.А. Харитонов

  
\_\_\_\_\_

В.А. Хрусталеv

«10» февраля 2020г.

«10» февраля 2020г.

УТВЕРЖДАЮ

Главный инженер АО «ПО «Север»,  
кандидат техн. наук

  
В.В. Машинский  
«12» февраля 2020 г.  


УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе НГТУ,  
д-р техн. наук, профессор

  
А.Г. Вострецов  
«12» февраля 2020 г.  


АКТ

о практическом использовании научных результатов  
диссертационной работы Т.Е. Шульц

Настоящим актом подтверждается использование на предприятии АО «ПО «Север» результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Шульц Т.Е. на тему «Импедансный преобразователь в составе системы электроснабжения для возобновляемых источников энергии» выполненной, в частности, в процессе совместных работ АО «ПО «Север» и Федеральным государственным бюджетным образовательным учреждением высшего образования «Новосибирский государственный технический университет по разработке преобразователей частоты для систем генерирования электрической энергии переменного тока.

Разработанные Т.Е. Шульц математические и имитационные модели трёхуровневых импедансных инверторов, входящих в системы генерирования электрической энергии переменного тока постоянной частоты, а также алгоритмы управления однофазными трёхуровневыми импедансными инверторами с высокочастотной векторной широтно-импульсной модуляцией использованы при выборе и обосновании технических решений на стадии разработки преобразователя частоты ПЧА для системы СГА-ОН в рамках проектирования аварийной системы генерирования для изделия Ту-214-ОН.

Директор ИСЭ НГТУ,  
зав. каф. электроники и электротехники,  
д-р техн. наук, профессор

  
С.А. Харитонов

«12» февраля 2020г.