

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ**

*На правах рукописи*

**Панфилов Дмитрий Валерьевич**

**Трехфазный трехуровневый квази-импедансный инвертор для автономных  
систем электроснабжения**

05.09.12 — Силовая электроника

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель –

к.т.н., доцент  
Баховцев И.А.

Новосибирск – 2016

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ .....	4
ВВЕДЕНИЕ .....	5
ГЛАВА 1. ОБЗОР ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ <i>DC-AC</i> ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ .....	11
1.1 Импульсные повышающие преобразователи с АИН .....	11
1.2 Импедансные инверторы .....	20
1.3 Многоуровневые топологии .....	27
1.4 Способы управления импедансными инверторами .....	32
Выводы по главе 1 .....	34
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ТРЕХУРОВНЕВОГО КИИ .....	35
2.1 Математическое описание системы управления КИИ с СШИМ .....	37
2.2 Математическое описание КИ-звена .....	41
2.3 Математическое описание выходных напряжений и токов КИИ .....	46
2.4 Математическое описание токов в силовых ключах АИН .....	50
Выводы по главе 2 .....	54
ГЛАВА 3. АНАЛИЗ КОМПОНЕНТОВ ТРЕХФАЗНОГО ТРЕХУРОВНЕВОГО КИИ .....	55
3.1 Анализ КИИ в установившемся режиме .....	56
3.2 Анализ традиционного АИН с повышающим <i>dc-dc</i> преобразователем в установившемся режиме .....	61
3.3 Сравнение традиционного АИН с повышающим преобразователем и КИИ .....	66
3.4 Моделирование исследуемых ПП .....	80
Выводы по главе 3 .....	86

ГЛАВА 4. МОДИФИКАЦИЯ СИЛОВОЙ СХЕМЫ ТРЕХФАЗНОГО ТРЕХУРОВНЕВОГО КИИ.....	88
4.1 Режим малой нагрузки и холостого хода в КИИ.....	89
4.2 Решения для $Z$ -инвертора.....	91
4.3 Модификация топологии КИИ и системы управления.....	94
4.4 Сравнение КИИ и модифицированного КИИ.....	100
Выводы по главе 4.....	108
ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АИН С $DC-DC$ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ, КИИ И МОДИФИЦИРОВАННОГО КИИ.....	109
5.1 Экспериментальное сравнение традиционного трехфазного трехуровневого АИН с $dc-dc$ преобразователем и КИИ.....	113
5.2 Исследование работы модифицированного КИИ и сравнение с КИИ.....	115
Выводы по главе 5.....	118
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	120
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	122
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	134

## ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- ДЭС – дизельная электростанция;
- АСЭ – автономная система электроснабжения;
- ЭЭ – электрическая энергия;
- СНЭ – система накопления энергии;
- АБ – аккумуляторная батарея;
- ПП – полупроводниковый преобразователь;
- АИН – автономный инвертор напряжения;
- КИИ – квази-импедансный инвертор;
- КИ – квази-импедансный;
- ХХ – холостой ход;
- ЗПТ – звено постоянного тока;
- ШИМ – широтно-импульсная модуляция;
- СШИМ – скалярная широтно-импульсная модуляция;
- ВШИМ – векторная широтно-импульсная модуляция;
- КЗ – короткое замыкание;
- АС – активное состояние;
- РНПТ – режим непрерывного тока;
- РПТ – режим прерывистого тока;
- СПП – силовые полупроводниковые приборы;
- КПД – коэффициент полезного действия;
- SEPIC – single-ended primary inductance convertor;*
- NPC – neutral point clamped.*

## ВВЕДЕНИЕ

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

В настоящее время проблема электрификации России на территории, не охваченной единой энергосистемой, решается в основном за счёт использования дизельных электростанций (ДЭС). При этом примерно половина дизельных и бензиновых установок не работает, что связано с перебоями в поставках топлива и высокими ценами на его доставку. Неоптимальные режимы работы ДЭС и дорогое топливо определяют высокие тарифы на производимую электроэнергию, оплачивать которую местное население может только при условии значительных дотаций из бюджета [1]. Всё большую актуальность приобретают автономные системы электроснабжения (АСЭ), основанные на возобновляемых источниках энергии (солнце, ветер, и т.п.). Несмотря на однотипность основных вариантов проектирования таких энергетических комплексов (в том числе - гибридных), в настоящее время не существует эффективных алгоритмов управления устройствами, входящими в состав комплекса, с целью обеспечения оптимальной его работы и покрытия необходимого уровня потребительской нагрузки [2]. В связи с постоянным ростом энергопотребления в мире появилась необходимость развития сегмента автономных источников энергоснабжения, а также автономных электростанций, использующих нетрадиционные источники электроэнергии (ветер и солнце), либо традиционные автономные дизельные или бензиновые генераторы. Поскольку в состав любой АСЭ входит аккумуляторная батарея (АБ) [3, 4], как правило, существует необходимость в повышении и выравнивании напряжения звена постоянного тока в составе системы генерирования. Наибольший интерес представляют гибридные АСЭ, имеющие в составе возобновляемые источники ЭЭ (солнечные панели, ветрогенераторы), традиционные источники ЭЭ (топливные элементы) и систему накопления электроэнергии (СНЭ) на базе АБ. Для согласования уровней напряжения источников питания и последующей передачи ЭЭ в нагрузку используются полупроводниковые преобразователи (ПП).

Согласование напряжений источников постоянного напряжения (фотопанели, АБ) и требуемого выходного напряжения АСЭ производится с помощью *dc-ac* преобразователей. Традиционно в состав таких преобразователей входит *dc-dc* преобразователь, согласующий напряжения в звене постоянного тока, и автономный инвертор напряжения (АИН), формирующий переменное напряжение на нагрузке. На сегодняшний день предложено много топологий *dc-ac* преобразователей для работы АСЭ в различных режимах. К ним относятся АИН с различными топологиями импульсных *dc-dc* преобразователей [5, 8 – 14] и импедансные преобразователи [20 – 34, 44 – 49]. Из последних в АСЭ наиболее распространены квази-импедансные преобразователи, в виду обеспечения ими повышенной по сравнению с традиционными АИН надежностью, однократного преобразования ЭЭ, а также необходимых режимов работы источников постоянного напряжения [29, 30, 47]. Эти преобразователи также нашли применения в резервных и вспомогательных системах электроснабжения, работающих параллельно с сетью централизованного электроснабжения [50].

Однако при проектировании ПП, работающих в АСЭ без соединения с сетью, что наиболее актуально при питании удаленных объектов, возникают дополнительные сложности. Основная проблема – работа при малой нагрузке и на холостом ходу в режиме повышения напряжения звена постоянного тока. Традиционное решение данной проблемы – подключение балластной нагрузки для утилизации избыточной ЭЭ в звене постоянного тока часто бывает не только крайне неэффективно (в виду значительных потерь энергии в балластной нагрузке), но и не возможно. Это особенно характерно для применения повышающе-понижающих ПП в составе авиационных систем генерирования и космических систем, использующих в качестве источника питания только солнечные панели и АБ). С другой стороны, из-за растущей электрификации авиационных и космических объектов, применение импедансных ПП является актуальной задачей, поскольку данные ПП обладают повышенной по сравнению с традиционными АИН надежностью.

Квази-импедансные преобразователи, разработанные для работы от источников постоянного напряжения, для которых критична форма потребляемого тока, являются относительно новыми типами ПП. В связи с этим они еще мало изучены, особенно в многоуровневых трехфазных вариантах.

С учетом вышеизложенных факторов можно сделать вывод о том, что исследование квази-импедансных преобразователей и улучшение их характеристик является актуальной задачей.

**Целью диссертационной работы** является исследование электромагнитных процессов и энергетических характеристик трехфазного трехуровневого КИИ и разработка топологии КИИ с повышенной эффективностью, применительно к АСЭ.

Для достижения поставленной цели были сформулированы и решены следующие задачи:

1. Разработка топологии трехфазного трехуровневого КИИ на базе АИН с фиксирующими диодами.
2. Разработка математической модели трехфазного трехуровневого КИИ.
3. Анализ электрических процессов в КИИ в различных режимах работы.
4. Разработка топологии КИИ для работы при малой нагрузке и в режиме ХХ.
5. Вывод расчетных соотношений для модифицированной схемы.
6. Изготовление силового макета и проведение эксперимента.

**Методы исследований.** Для решения поставленных задач были использованы методы коммутационных функций, методы гармонического анализа, аналитические методы расчета статических процессов в электрических цепях, численные методы решения дифференциальных и интегральных уравнений, имитационное моделирование. Проверка достоверности полученных теоретических результатов и аналитических соотношений осуществлялась путем расчетов с помощью пакетов *MathCad* и *MATLAB*, компьютерного моделирования с помощью пакета *PowerSIM* и физического макета трехфазного трехуровневого КИИ.

**Научная новизна** заключается в следующем:

1. Разработана математическая модель трехфазного трехуровневого КИИ, позволяющая рассчитать значения напряжений и токов во всех компонентах и узлах исследуемой схемы спектральным методом без применения методов решения дифференциальных уравнений.
2. Получены численные результаты теоретического и экспериментального сравнения традиционного трехфазного трехуровневого АИН с  $dc-dc$  преобразователем и КИИ по критериям величин пассивных компонентов, загрузки пассивных и активных компонентов и их массогабаритных показателей, позволяющие определить оптимальную область применения КИИ в АСЭ.
3. Разработана топология двух- и трехуровневого трехфазного КИИ, позволяющая преобразователю работать в режимах малой нагрузки и холостого хода.

**Практическая значимость работы** заключается в следующем:

1. Разработанные математические и программные модели исследуемых преобразователей позволяют проводить полный расчет схем с заданными входными параметрами.
2. Полученные по единой методике соотношения для компонентов преобразователей позволяют рассчитать и сравнить схемы с точки зрения загрузки компонентов и массогабаритных показателей.
3. Полученные теоретические и практические результаты могут быть использованы в учебном процессе при подготовке инженеров, магистрантов и аспирантов в области энергетической электроники.

**Основные положения, защищаемые автором:**

1. Предложенная спектральная модель трехфазного трехуровневого КИИ, позволяет рассчитать значения напряжений и токов во всех компонентах и узлах исследуемой схемы.
2. Полученные результаты сравнения традиционного трехфазного трехуровневого АИН с  $dc-dc$  преобразователем и КИИ по критериям величин пассивных компонентов, загрузки пассивных и активных компонентов и



массогабаритных показателей показывают преимущества и недостатки КИИ и позволяют заключить, что применение КИИ является оправданным в случаях повышенных требований к надежности.

3. Модифицированная топология двух- и трехуровневого трехфазного КИИ, позволяет преобразователю работать в режимах малой нагрузки и холостого хода, что также повышает функциональную надежность преобразователя.

4. Модифицированная топология КИИ может работать в режиме рекуперации энергии, что позволяет расширить область применения данного преобразователя.

#### **Внедрение результатов исследований:**

- Предложенные в диссертационной работе, соотношения для расчета компонентов трехфазного трехуровневого квази-импедансного инвертора и модифицированного квази-импедансного инвертора были использованы при подготовке эскизного проекта блока управления (КТНЦ) для электромеханического усилителя рулевого управления по заказу ФГУП ПО «СЕВЕР».

- Предложенные в диссертационной работе, математическая модель трехфазного трехуровневого квази-импедансного инвертора и имитационные модели квази-импедансных инверторов были использованы при выборе и обосновании схемы высоковольтного ПЧ по заказу ЗАО «ЭРАСИБ».

- Основные результаты диссертационной работы используются при чтении лекций при подготовке бакалавров и магистров по направлению «Электроника и наноэлектроника» (11.03.04 и 11.04.04) в следующих учебных курсах: основы силовой электроники, спец. главы энергетической электроники.

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

Исследования по диссертационной работе выполнялись в рамках следующих программ:

- Государственный контракт №13.G36.31.0010 от 22.10.2010, «Исследование, разработка и организация промышленного производства

механотронных систем для энергосберегающих технологий двойного назначения».

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

- 14th International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM-2013,

- 15th International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM-2014,

- 12-я Международная конференция Актуальные Проблемы Электронного Приборостроения, АПЭП–2014.

**Публикации.** По теме диссертационной работы было опубликовано 10 работ, включая 3 в журналах из перечня ВАК.

**Структура диссертации.** Диссертационная работа изложена на 132 страницах основного текста, состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы из 99 наименований, содержит 76 рисунков, 10 таблиц.

**Первая глава** посвящена проведению аналитического обзора повышающе-понижающих *dc-ac* преобразователей.

**Вторая глава** посвящена созданию математической модели трехфазного трехуровневого КИИ.

**Третья глава** посвящена анализу и сравнению трехфазного трехуровневого КИИ и АИН с *dc-dc* преобразователем с точки зрения величины и загрузки компонентов и по массогабаритным показателям.

**Четвертая глава** посвящена разработке и анализу модифицированного трехфазного двух - и трехуровневого КИИ.

**В Пятой главе** приведены результаты экспериментальных исследований, подтверждающих приведенные ранее выводы и положения.

## ГЛАВА 1. ОБЗОР ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ *DC-AC* ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Как было сказано ранее, на сегодняшний день представлено много топологий импульсных *dc-ac* преобразователей. Эти топологии можно условно разделить на традиционный АИН с повышающим *dc-dc* преобразователем в звене постоянного тока (ЗПТ) и импедансные преобразователи, представляющие собой АИН с импедансным звеном на входе. Как для повышающих *dc-dc* преобразователей, так и для импедансных инверторов существует ряд схемотехнических решений.

Таким образом, цель данной главы – провести литературный обзор наиболее распространенных из, существующих на данный момент, топологий повышающе-понижающих *dc-ac* ПП.

### 1.1 Импульсные повышающие преобразователи с АИН

Принцип работы импульсных преобразователей электрической энергии, имеющих высокие электроэнергетические параметры и позволяющих решать проблемы энергосбережения, основан на периодической, высокочастотной коммутации электронных ключей [5]. Схема повышающего преобразователя на базе такой концепции показана на рисунке 1.1 [5], а диаграммы токов и напряжений элементов схемы при конечной величине индуктивности нагрузки и емкости фильтрового конденсатора – на рисунке 1.2. [5 – 9].

Повышающий преобразователь напряжения имеет три интервала непрерывности в режиме прерывистых токов и два – в режиме непрерывных токов [7]. На каждом интервале происходит накопление энергии в индуктивности или отдача энергии в нагрузку. Переключения между состояниями схемы, определяющими интервалы накопления и отдачи энергии, осуществляется путем коммутации транзистора *VT*. Соответственно, в открытом состоянии происходит

накопление энергии в дросселе  $L$  от входного источника, а в закрытом накопленная энергия передается в нагрузку  $R$  [5].

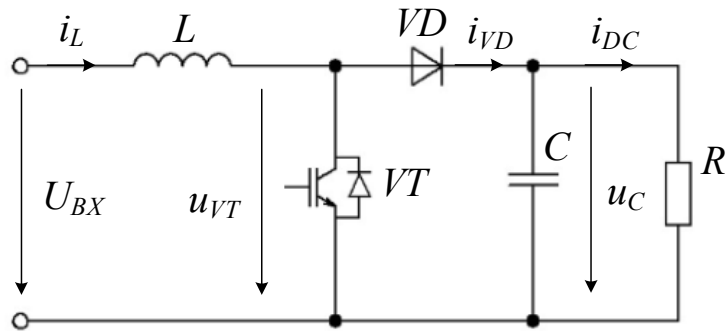


Рисунок 1.1. Повышающий  $dc-dc$  преобразователь

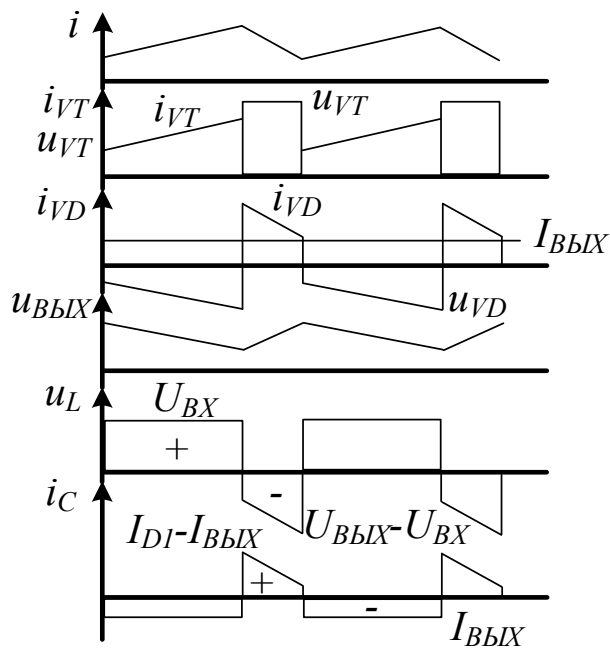


Рисунок 1.2 Временные диаграммы

Другой вариант повышающе-понижающего преобразователя, известного как схема Кука, показан на рисунке 1.3 [6].

На интервале замкнутого состояния транзистора  $T_1$  во входном дросселе  $L_1$  нарастает ток и запасается энергия, забираемая от источника входного напряжения. При этом буферный конденсатор  $C_1$  через реактор  $L_2$  передает энергию в накопительный конденсатор  $C_2$ , от которого питается нагрузка,

представленная сопротивлением  $R$ . На следующем интервале транзистор  $T_1$  выключен, ток проводит диод  $D_1$ , открывающийся под действием ЭДС самоиндукции дросселя  $L_2$ . Ток накопительного реактора  $L_1$  подзаряжает конденсатор  $C_1$ , восполняя отданную им энергию в конденсатор  $C_2$  на предыдущем интервале [6].

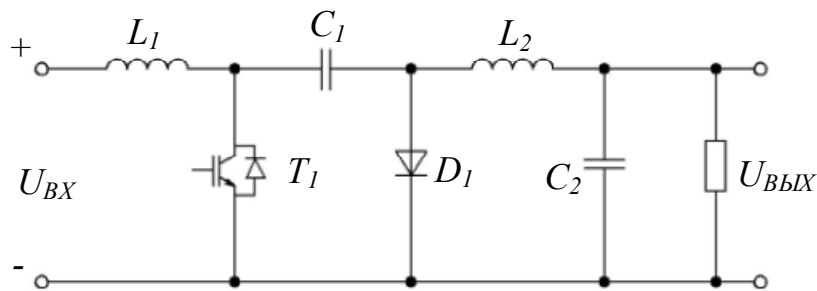


Рисунок 1.3 Схема Кука

Достоинствами этой схемы по сравнению с предыдущей являются [6]:

- непрерывный, а не импульсный характер входного тока преобразователя, что не требует наличия входного  $LC$ -фильтра, обязательного для сравниваемой схемы;

- непрерывный характер тока дросселя  $L_2$ , питающего выходную цепь преобразователя, что уменьшает необходимые значения накопительного конденсатора;

- возможность в принципе получения нулевой пульсации выходного тока [11] при создании соответствующей величины магнитной связи между обмотками дросселей  $L_1$  и  $L_2$ ;

- возможна схема преобразователя Кука с гальванической развязкой (за счет трансформатора) входной и выходной цепи и получение вследствие этого нескольких выходов с различными напряжениями [11].

Дополнение или замена в предыдущих схемах индуктивного накопительного элемента (реактора) на трансформатор позволяет решить ряд

новых задач в преобразователе постоянного напряжения в постоянное [12]. Этими новыми задачами являются [6]:

- облегчение согласования уровней входного и выходного напряжений при их большом различии;
- оптимизация установленных мощностей элементов преобразователя;
- способность к выполнению преобразователя с несколькими гальванически развязанными выходными напряжениями.

В первом типе такого преобразователя, называемого обратнородовым (рисунок 1.4 (а)), трансформатор заменил накопительный дроссель. Во втором типе преобразователя, называемого прямоходовым (рисунок 1.4 (б)), трансформатор добавлен в схему для получения всех перечисленных выше новых возможностей, без функции энерго-накопления, которая осталась за накопительным реактором [6].

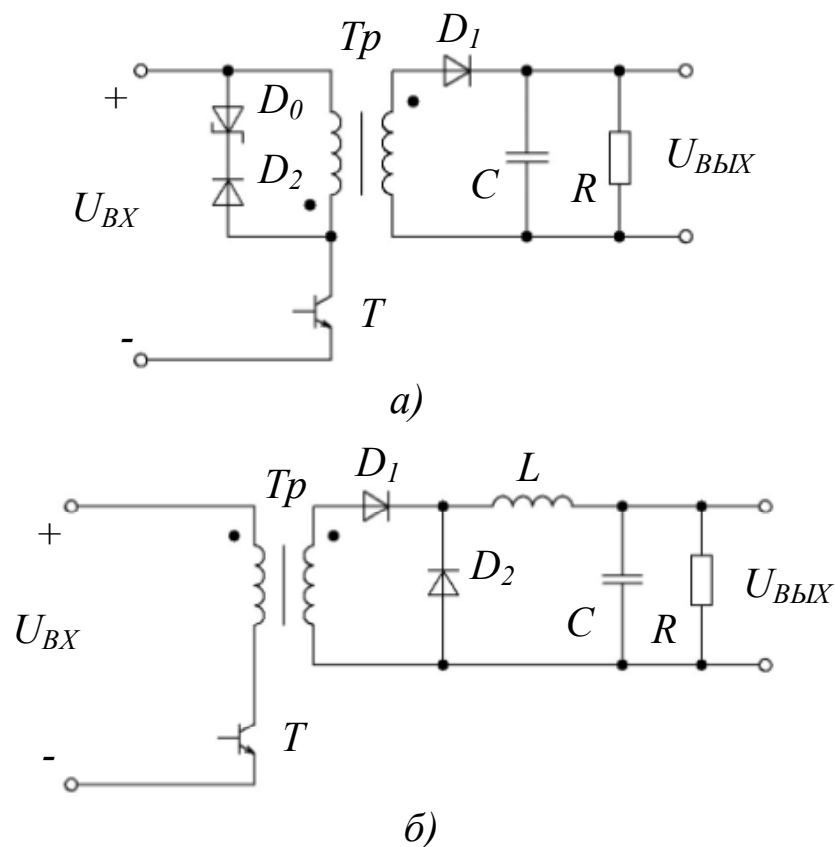


Рисунок 1.4 Преобразователи с трансформаторной развязкой

Для маломощных схем существует более простое решение — применение преобразователя с топологией *SEPIC* (*single-ended primary inductance converter*, преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью) [3] [14].

Основой преобразователя *SEPIC* служит схема повышающего преобразователя (см. рисунок 1.1) [13], [14].

Выходное напряжение в такой схеме может быть только выше входного напряжения, так как ток, текущий через катушку при разомкнутом ключе, создаёт на ней падение напряжения, положительное относительно входного.

В схеме *SEPIC*, показанной на рисунке 1.5 [13], это ограничение устранено при помощи конденсатора  $C_p$ , устанавливаемого между  $L_1$  и  $D_1$ . Очевидно, что он блокирует постоянную составляющую напряжения между входом и выходом. Однако анод  $D_1$  должен быть подключён к определённому потенциалу. Для этого служит вторая индуктивность  $L_2$ , через которую  $D_1$  соединяется с землёй. В зависимости от конкретных требований приложения  $L_2$  может быть выполнена отдельно от  $L_1$  или намотана на один сердечник с ней. При использовании двух отдельных катушек можно подбирать готовые изделия из каталогов фирм-производителей, что обеспечивает широкий выбор и снижение стоимости. Подобрать готовый трансформатор под конкретные требования сложнее, а применение заказного увеличивает стоимость изделия, но связь между катушками в трансформаторе обеспечивает снижение пульсаций входного напряжения [13].

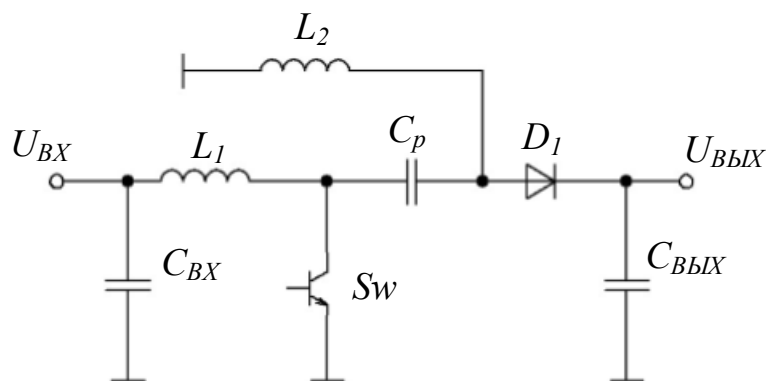


Рисунок 1.5 Схема преобразователя *SEPIC*

Отметим два преимущества топологии *SEPIC* перед топологией повышающего преобразователя. Во-первых, разделительный конденсатор защищает вход схемы от короткого замыкания на выходе. И, во-вторых, *SEPIC* удобнее там, где требуется полное отключение нагрузки, так как в повышающем преобразователе при разомкнутом ключе  $S_w$  напряжение на выходе равно входному напряжению минус падение напряжения на диоде [13].

В качестве выходного каскада повышающе-понижающих *dc-ac* преобразователей используется инвертор напряжения. Автономный инвертор напряжения как преобразователь постоянного входного напряжения в переменное выходное напряжение отличается от автономного инвертора тока тем, что получает питание от источника напряжения (ЭДС) безындуктивного характера [6].

$$\begin{aligned} u_{\text{ВЫХ}} &= \psi_{\text{П}} \cdot u_{\text{ВХ}} \\ i_{\text{ВХ}} &= \psi_{\text{П}} \cdot i_{\text{ВЫХ}} \end{aligned} \quad (1.1)$$

где  $\psi_{\text{П}}$  – коммутационная функция вентильного комплекта есть переменная единичная функция (без постоянной составляющей), определяющая форму выходного напряжения инвертора, как это видно из рисунка 1.6 для простейшей формы коммутационной функции – меандра [6].

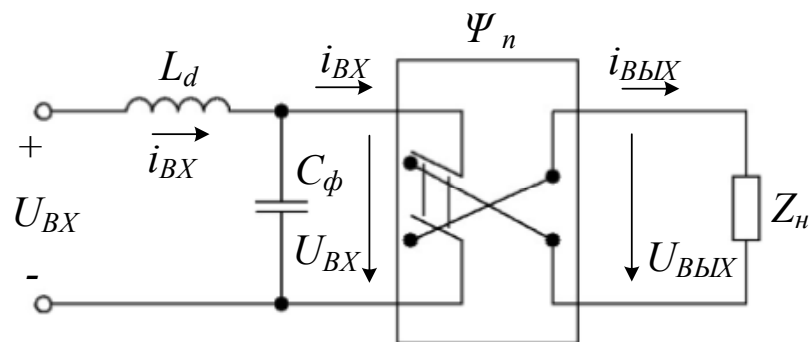


Рисунок 1.6 Коммутационная модель инвертора напряжения



Форма выходного напряжения инвертора определяется в соответствии с соотношением (1.1) видом коммутационной функции вентиляльного коммутатора  $\psi_n$ . Основные виды этих функций, формирующие прямоугольное выходное напряжение инвертора по «гладкой составляющей», показанной пунктиром, приведены на рисунке 1.7 [6].

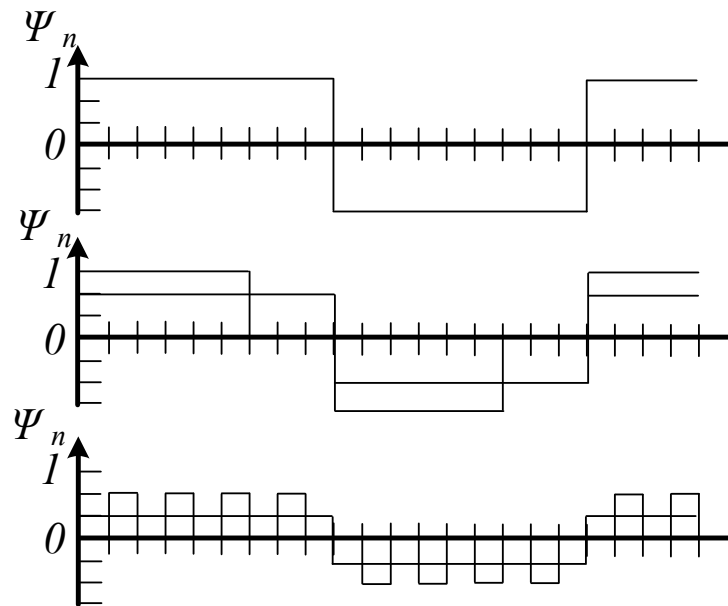


Рисунок 1.7 Коммутационные функции

Самая простая и самая распространенная схема трехфазного инвертора напряжения получается простым объединением по общему источнику входного напряжения трех полумостовых однофазных инверторов напряжения, при этом при соединении фаз трехфазной нагрузки в звезду без нуля или треугольником не требуется наличие средней точки у источника входного напряжения, как показано на рисунке 1.8 [6, 15, 16].

В режиме 180-градусного управления сигналы управления на верхний и нижний транзисторы каждого плеча моста поступают в течение полупериода выходного напряжения с соответствующими фазовыми сдвигами для получения трехфазной системы, как показано на первых шести временных диаграммах рисунка 1.9 [6, 16].

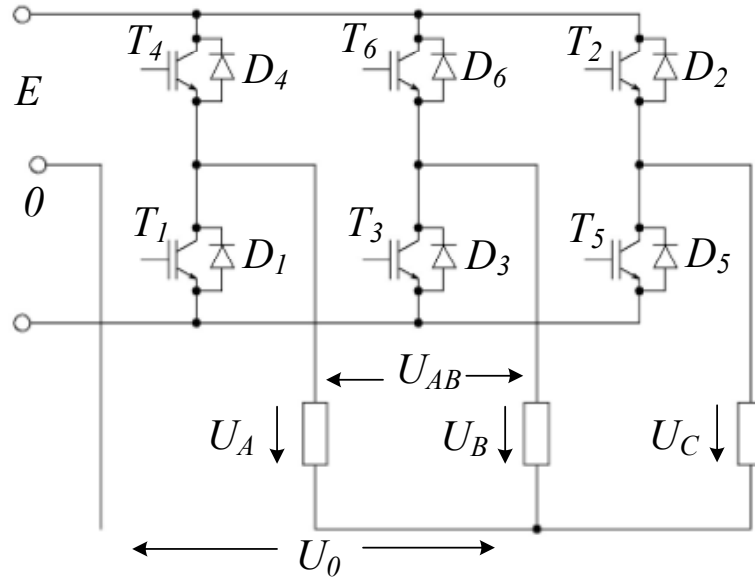


Рисунок 1.8 Трехфазный инвертор напряжения

На следующих трех диаграммах изображены кривые фазных напряжений трехфазной нагрузки и на последней диаграмме – кривая одного линейного напряжения. Шестиступенчатый характер диаграмм фазных напряжений инвертора свидетельствует о шести различных состояниях силовой схемы инвертора, интервалы существования которых обозначены цифрами 1-6 на рисунке 1.9. Шесть схем замещения инвертора, соответствующие этим шести состояниям силовой схемы, показаны на рисунке 1.10 [6].

Комбинирование повышающих или повышающе-понижающих *dc-dc* преобразователей, в качестве входного звена и инверторов напряжения в качестве выходного звена позволяет сформировать топологию повышающе-понижающего *dc-ac* преобразователя [17 – 19]. На рисунке 1.11 изображен инвертор напряжения с повышающим входным каскадом из двух повышающих *dc-dc* преобразователей [18].

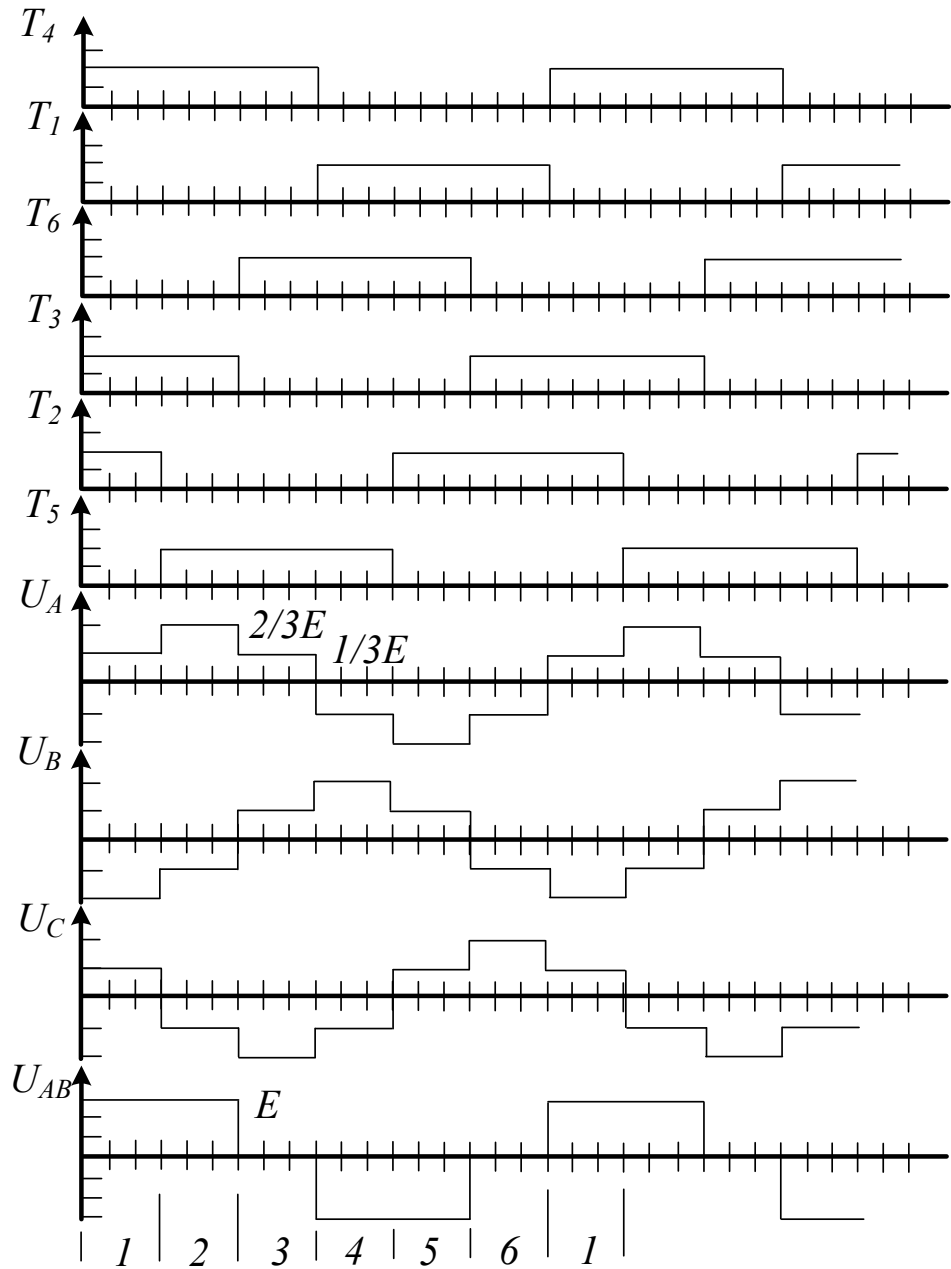


Рисунок 1.9 Временные диаграммы инвертора напряжения

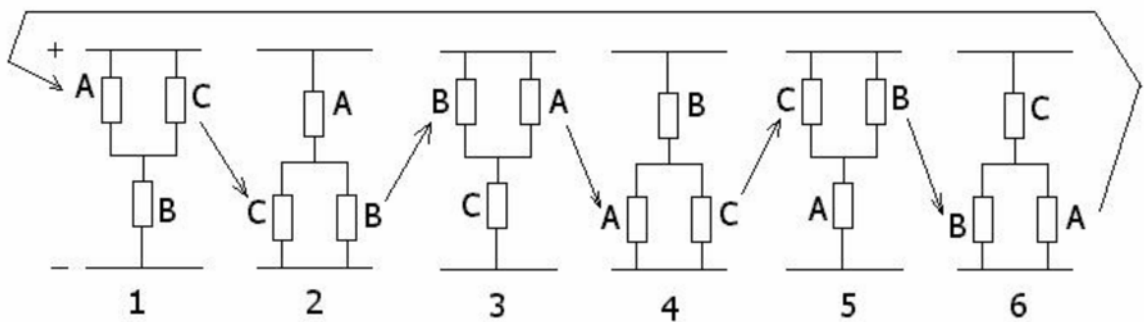


Рисунок 1.10 Схемы замещения состояний инвертора

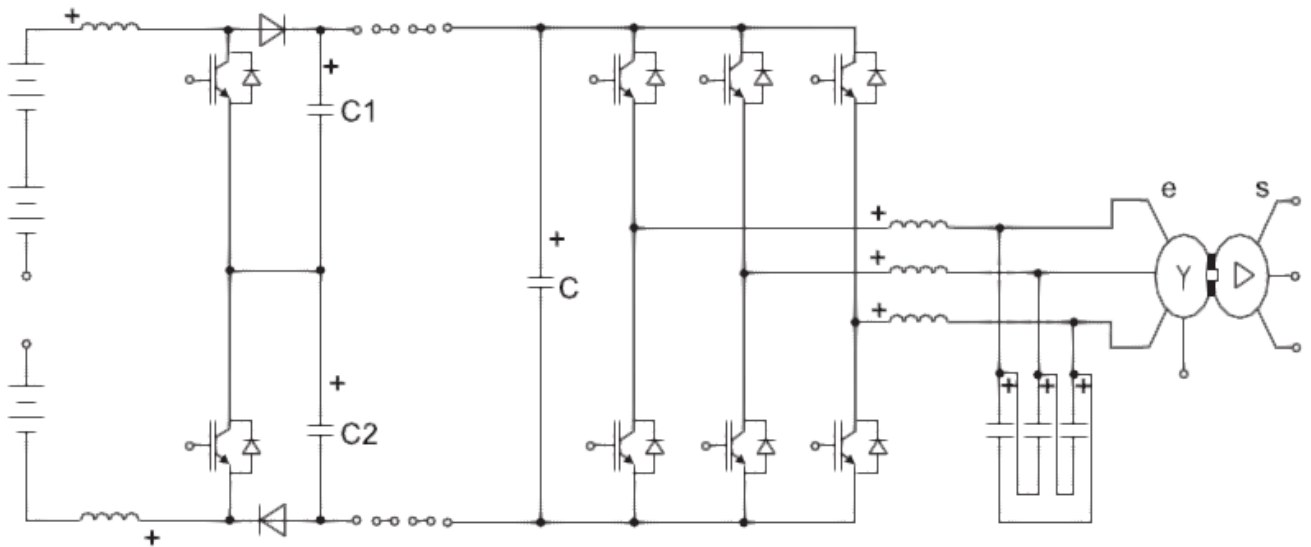


Рисунок 1.11 Инвертор с повышающим входным каскадом

Схема, представленная на рисунке, предназначена для работы в составе энергетической установки мегаваттного класса мощности. Кроме солнечной батареи, она содержит активный симметричный повышающий входной каскад на входе преобразователя,  $dc$ -шину, инвертор, синусоидальный фильтр и стандартный сетевой трансформатор. Повышающий каскад позволяет оптимизировать величину напряжения  $dc$ -шины и согласовать ее с уровнем входного сигнала трансформатора таким образом, чтобы коэффициент модуляции  $M$  был близок к 1 [18].

$$M = 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{U_{AC}}{U_{DC}} \quad (1.2)$$

## 1.2 Импедансные инверторы

Рассмотренные выше преобразователи позволяют получить широкий диапазон изменения выходного напряжения по отношению к входному. Однако они обладают рядом существенных недостатков, среди которых:

- двухступенчатое преобразование энергии. Поскольку  $dc-dc$  преобразователь и инвертор работают независимо друг от друга.

- неустойчивость к короткому замыканию транзисторов в стойке инвертора, для которого данное состояние является аварийным.

Для того чтобы преодолеть вышеупомянутые недостатки традиционных инверторов применяются преобразователи со звеном накопления энергии. Одним из таких преобразователей является  $Z$ -инвертор, структура которого показана на рисунке 1.12 [21 - 24].

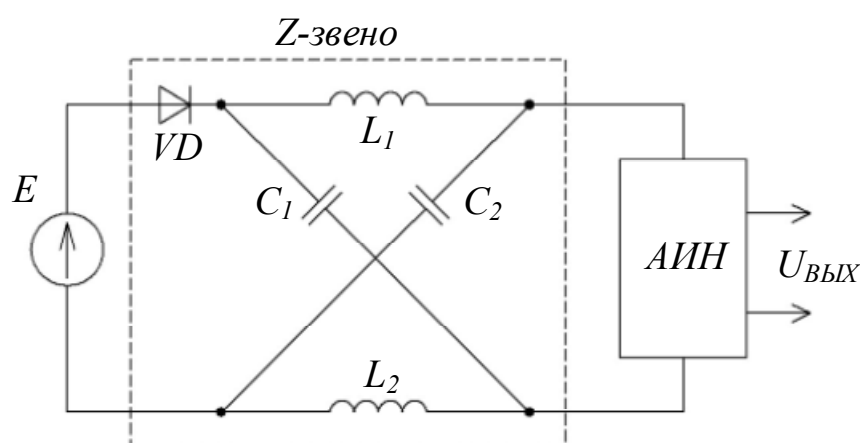


Рисунок 1.12 Структурная схема  $Z$ -инвертора.

Звено накопления энергии представляет собой четырехполюсник, состоящий из двух последовательно включенных индуктивностей ( $L_1$  и  $L_2$ ) и двух параллельных друг другу емкостей ( $C_1$  и  $C_2$ ). В качестве источника питания могут быть использованы батарея, диодный выпрямитель, тиристорный преобразователь, индуктивность, конденсатор или их комбинация [21].

Характерной особенностью  $Z$ -инвертора является то, что величина выходного переменного напряжения может находиться в пределах от 0 до бесконечности и не зависит от напряжения источника питания. Таким образом,  $Z$ -инвертор является *buck-boost* преобразователем и имеет широкий диапазон доступного напряжения. Традиционные инверторы (тока и напряжения) не поддерживают данную функцию [20, 21].

У трехфазного мостового  $Z$ -инвертора есть девять допустимых состояний ключей, в отличие от трехфазного инвертора, который имеет только восемь

допустимых состояний. Трехфазный инвертор имеет шесть активных векторов, когда постоянное напряжение подводится к нагрузке и два нулевых вектора, когда нагрузка закорочена через три верхних или нижних ключа. Однако у трехфазного моста  $Z$ -инвертора есть одно дополнительное нулевое состояние (или вектор), когда нагрузка закорочена через верхний и нижний ключи любой одной фазы, любых двух разных фаз или всех трех фаз. На рисунке 1.13 изображены схемы замещения для состояния короткого замыкания и рабочего состояния соответственно [21 – 22].

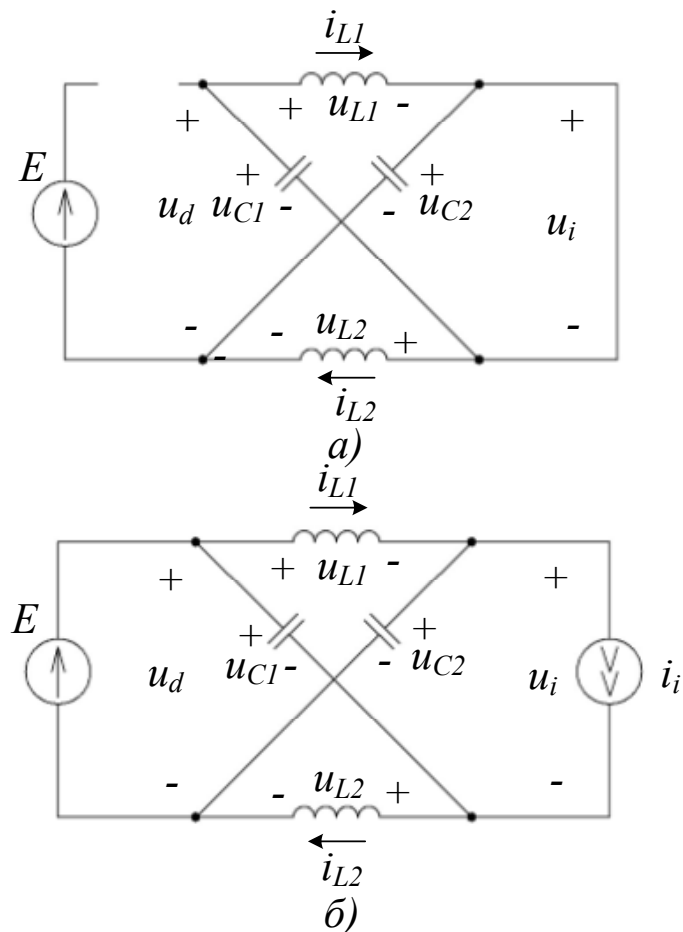


Рисунок 1.13 Схемы замещения  $Z$ -инвертора в режиме короткого замыкания (а) и в рабочем состоянии (б)

Введение дополнительного состояния позволяет запастись энергией в цепи накопления, в то время как нагрузка не подключена к источнику, а в рабочих

состояниях инвертора запасенная энергия отдается в нагрузку вместе с энергией от источника.

Состояние (или вектор) короткого замыкания невозможно в традиционных инверторах. Поэтому еще одним достоинством  $Z$ -инвертора является повышенная надежность – невосприимчивость к короткому замыканию в плече АИН в течение некоторого времени.

Данное состояние короткого замыкания может быть сгенерировано семью различными способами: короткое замыкание через одну фазу, различные комбинации двух фаз и через все три фазы [22].

Концепция  $Z$ -инвертора может быть применена ко всем  $dc-ac$ ,  $ac-dc$  и  $dc-dc$  преобразователям.

На рисунке 1.14 представлена топология Т-инвертора [25 – 27]. Данный преобразователь работает по тому же принципу, что и  $Z$ -инвертор. На интервале КЗ в обмотках трансформатора происходит накопление энергии, а при подключении нагрузки в одном из рабочих состояний АИН происходит повышение напряжения звена постоянного тока.

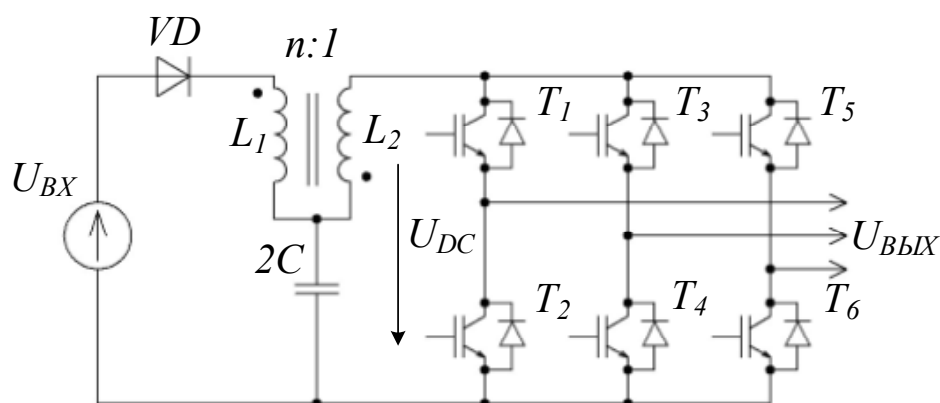


Рисунок 1.14 Т-инвертор

Основные преимущества данной топологии: малая индуктивность обмоток высокочастотного трансформатора, меньшее количество пассивных компонентов (один трансформатор и один конденсатор), возможность получения более

высокого коэффициента повышения, при том же интервале КЗ, за счет изменения соотношения обмоток трансформатора [25].

Развитием топологии  $Z$ -инвертора является инвертор с квази-импедансным (КИ) входным звеном накопления (рисунок 1.15) [28, 29]. Принцип работы КИ-инвертора подобен  $Z$ -инвертору. Как описано в [28 – 31], КИ-преобразователь повышает входное напряжение инвертора за счет накопления энергии в промежутке короткого замыкания в стойке преобразователя. Для обеспечения накопления энергии в КИ-звене трехуровневого трехфазного АИН интервал короткого замыкания вводится искусственно за счет модификации системы управления, по аналогии с  $Z$ -инвертором. Коэффициент повышения КИ-звена определяется длительностью состояния короткого замыкания, по отношению к длительности рабочего состояния инвертора [30].

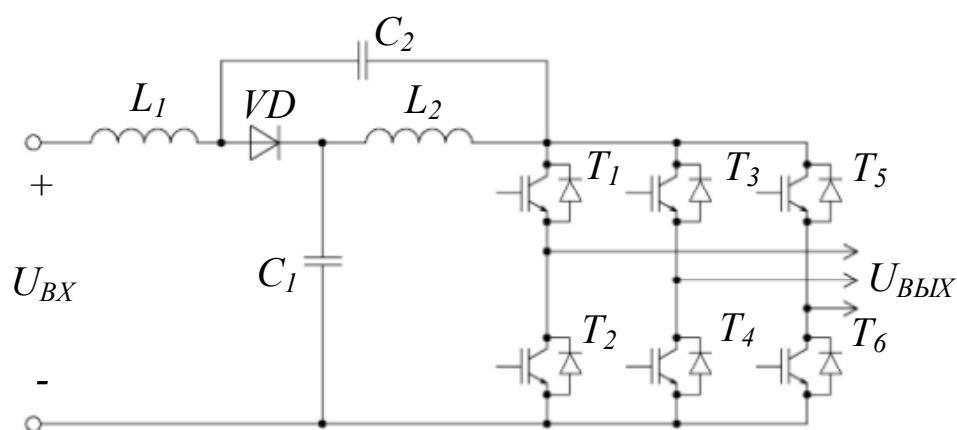


Рисунок 1.15 Квази-импедансный инвертор напряжения

Существует два основных состояния работы рассматриваемой схемы. Это состояние короткого замыкания, когда энергия накапливается в элементах КИ-цепи, и рабочее состояние, когда запасенная энергия в сумме с энергией источника питания потребляется нагрузкой. Схемы замещения для этих состояний изображены на рисунке 1.16 [29].

По сравнению с  $Z$ -инверторами, КИИ обладает такими преимуществами, как непрерывный входной ток и, следовательно, меньшая нагрузка на пассивные



элементы схемы [31]. КИИ также может обеспечивать большой коэффициент повышения по напряжению и щадящие условия работы для входного источника (что важно для аккумуляторной батареи). Также КИ-преобразователи обладают большей надежностью по сравнению с традиционными инверторами напряжения, поскольку короткое замыкание плеча инвертора в них не является разрушающим фактором [15].

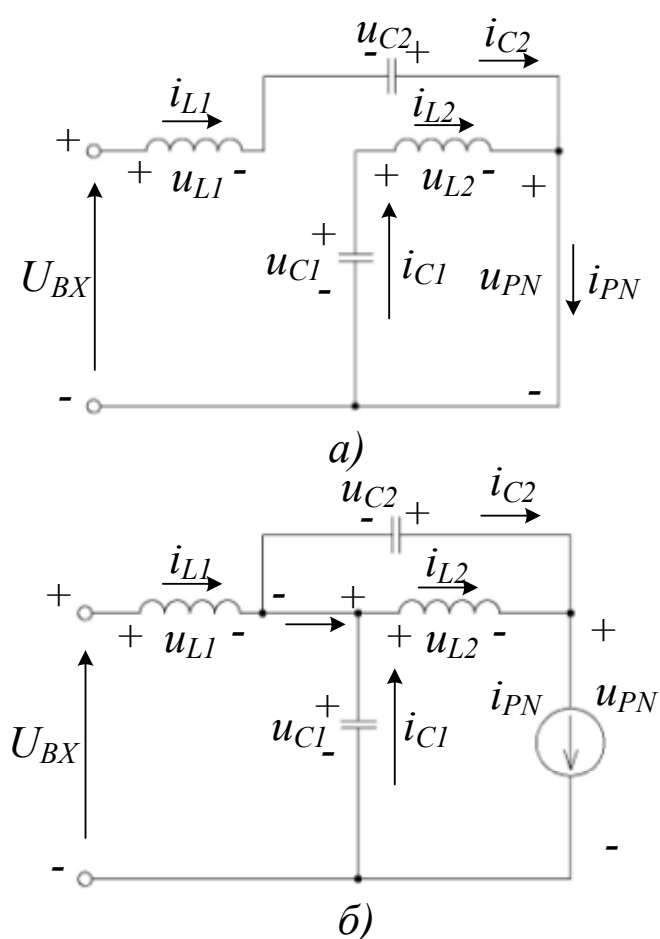


Рисунок 1.16 Схемы замещения КИИ в состоянии короткого замыкания (а) и в рабочем состоянии (б)

Кроме рассмотренных базовых топологий Z-инвертора и КИИ разработаны модификации схем, такие как каскадный КИИ [30], где на входе АИН несколько последовательно соединенных КИ-звеньев, как показано на рисунке 1.17.

Также возможны схемы КИИ и Z-инверторов с дополнительно подключаемыми LC-контурными [31 – 33], что позволяет снизить требования к

пассивным компонентам и увеличить коэффициент повышения напряжения ЗПТ, при снижении интервала КЗ. Примеры данных топологий показаны на рисунке 1.18 [32].

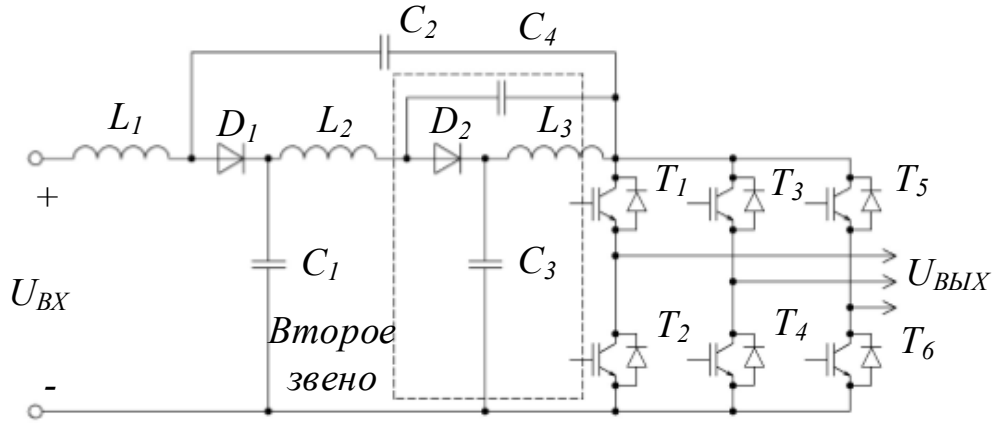


Рисунок 1.17 Каскадный КИИ

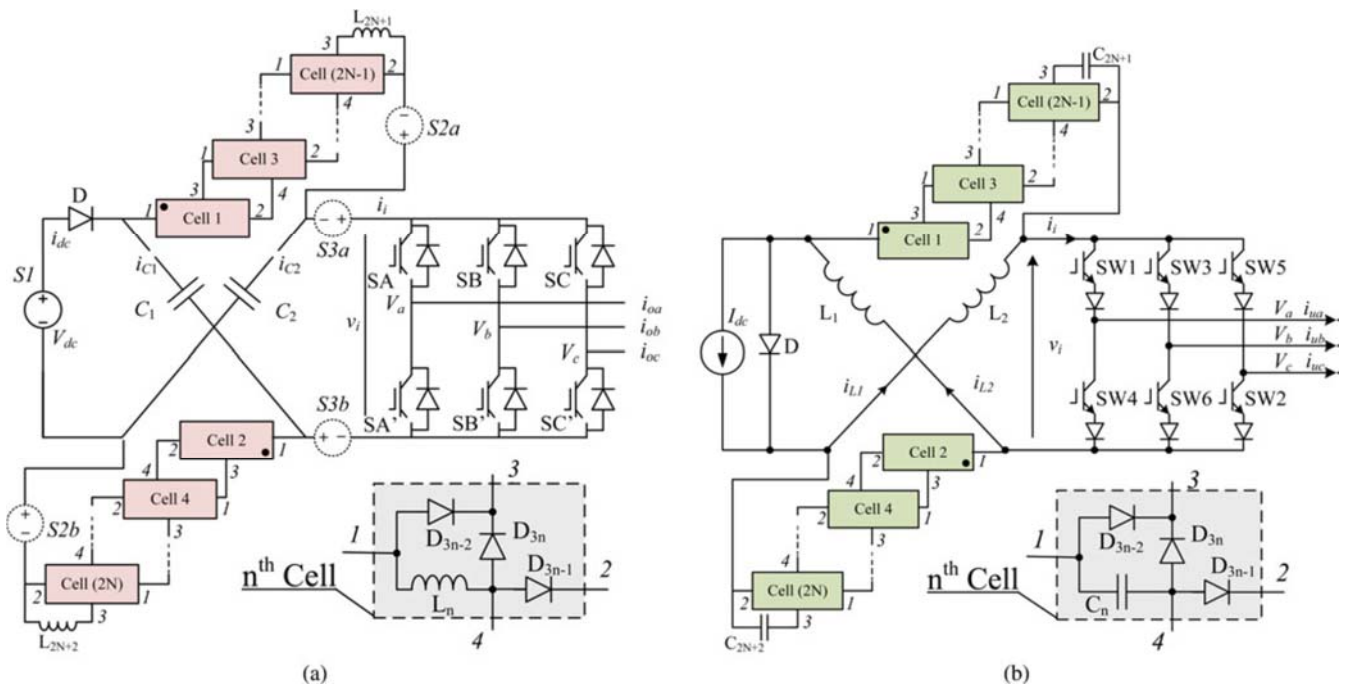


Рисунок 1.18 Z-инвертор напряжения (а) и Z-инвертор тока (б) с дополнительно подключаемыми  $L$  и  $C$  контурами [32]

В [34] представлены топологии с АБ, подключенными последовательно с конденсаторами  $LC$ -контуров.

### 1.3 Многоуровневые топологии

Многоуровневый инвертор был представлен, как решение проблемы увеличения выходного напряжения преобразователя выше пределов обычных полупроводниковых приборов. Также, за счет увеличения количества уровней выходного напряжения, многоуровневые топологии обеспечивают более высокое качество выходного напряжения. Есть несколько способов выполнения многоуровневых инверторов. Основные топологии: мостовые инверторы с фиксированной нулевой точкой (*NPC*) [6, 36, 37, 41] инверторы с плавающими емкостями [38], и каскадные инверторы [39, 40]. Наиболее распространены в промышленности *NPC* топологии и каскадные инверторы. Первые имеют хорошие энергетические показатели за счет малых коммутационных потерь, экономичны и просты в исполнении. Вторые рассчитаны, как правило, на более низкие мощности и унифицированы за счет использования типовых блоков *H*-мостов, которые производятся многими фирмами в виде одного модуля (см. рисунок 1.19) [39].

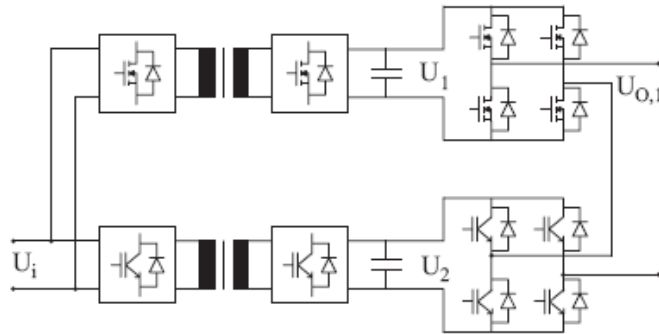


Рисунок 1.19 Базовая схема каскадного инвертора для одной фазы

Также в настоящее время идут активные разработки и внедрение новых топологий и различных комбинаций существующих, как, например, гибридная топология многоуровневого инвертора, изображенная на рисунке 1.20 [39]. Все эти разработки направлены как на улучшение энергетических показателей, так и

на снижение стоимости и масса габаритных показателей. Однако, несмотря на появление все новых топологий, на практике применяются классические схемы.

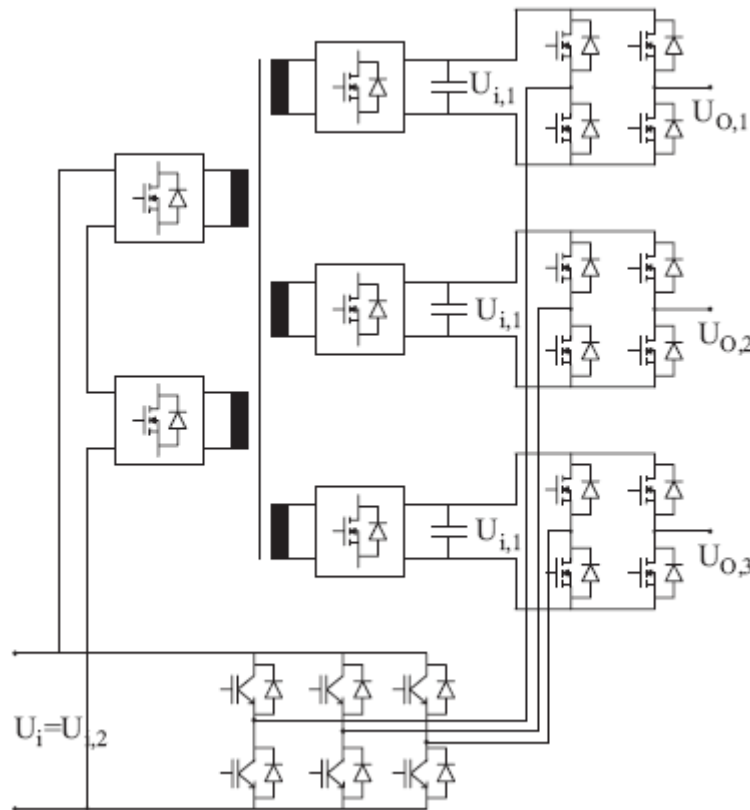


Рисунок 1.20 Схема трехфазного гибридного многоуровневого инвертора с улучшенной эффективностью

Далее будет подробнее рассмотрена мостовая схема трехфазного трехуровневого инвертора со средней точкой (*NPC*) [6, 36, 37, 38]. Коммутационная модель данной схемы приведена на рисунке 1.21 [6, 36].

Принцип работы этой схемы аналогичен двухуровневому мостовому инвертору, однако, если двухуровневая схема имеет только два уровня входного напряжения, то эта схема имеет среднюю точку *N* и входное напряжение делится три уровня  $E$ ,  $E/2$  и  $0$ . Для этого применяется емкостной делитель [36, 40]. Силовых ключей соответственно в два раза больше, и они позволяют подключать фазы нагрузки к точкам  $E$ ,  $E/2$  или к  $0$  через фиксирующие диоды. Таким образом, выходное напряжение имеет большее число ступеней, как показано на рисунке 1.22.

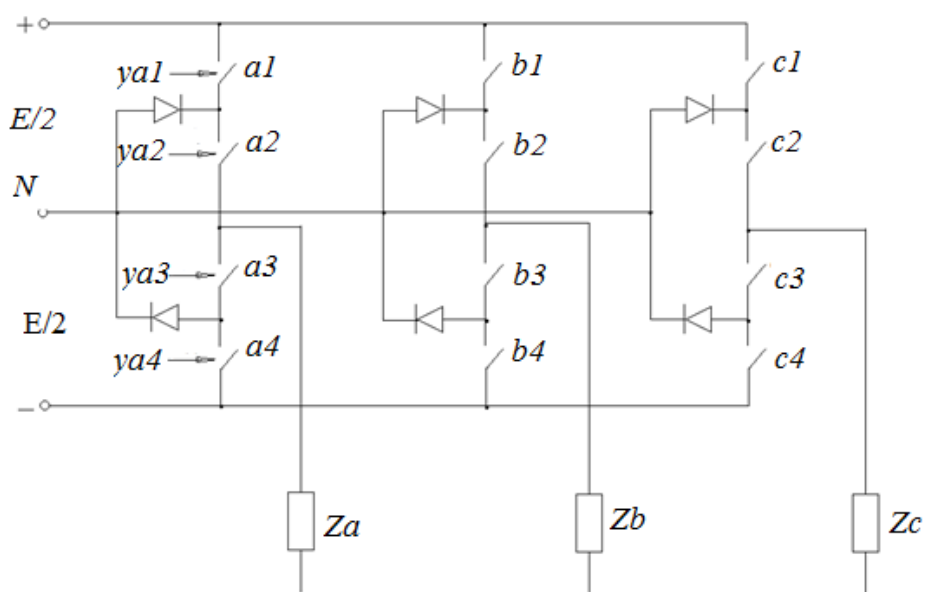


Рисунок 1.21 Коммутационная модель трехуровневого инвертора напряжения.

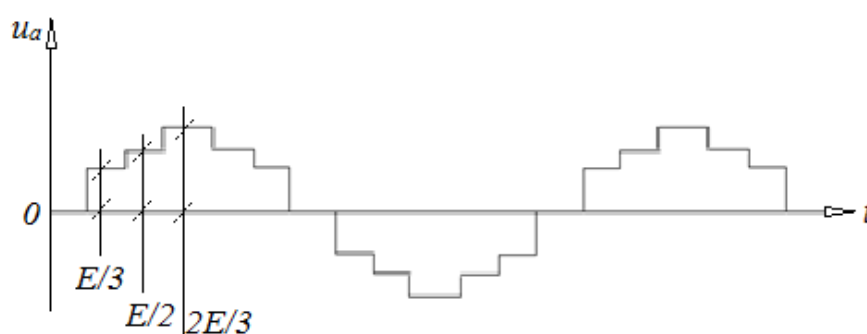


Рисунок 1.22. Выходное фазное напряжение трехуровневого инвертора

По описанному принципу строятся пятиуровневые, семиуровневые и т. д. мостовые схемы инверторов напряжения [40]. Входное постоянное напряжение делится емкостным делителем, а фазы нагрузки подключаются к точкам, образующим уровни через фиксирующие диоды.

Трехфазные мостовые схемы являются одними из самых распространенных. Эти схемы просты в реализации, невелики по габаритам и строятся с использованием малого количества силовых ключей, следовательно, невысоки по цене. Увеличение количества уровней позволяет более качественно сформировать кривую выходного напряжения, а также подключать высокое входное напряжение, не используя дорогостоящие силовые ключи более высокого класса

по напряжению. Однако недостатком многоуровневых схем являются более высокие коммутационные потери. При увеличении количества уровней входного напряжения увеличивается число силовых ключей, а значит и потери в них. Один из способов снизить потери и повысить качество выходного напряжения это улучшать и использовать оптимальные алгоритмы управления [35, 36, 40, 43].

Для повышающе-понижающих *dc-ac* преобразователей в звено постоянного тока инвертора включается *dc-dc* преобразователь, по аналогии с двухуровневыми топологиями. *Dc-dc* преобразователь, работающий в составе многоуровневого *ac-dc* преобразователя может содержать как один каскад, так и несколько каскадов, для каждого уровня [18].

В [44 - 46] описана топология трехфазного трехуровневого *Z*-инвертора (см. рисунок 1.23). В данной схеме в звене трехуровневого инвертора с фиксированной средней точкой подключены два одинаковых по параметрам *Z*-звена накопления. Каждое звено питается от отдельного источника постоянного напряжения. Таким образом, уровни входного напряжения инвертора разделены, и накопление энергии происходит отдельно в каждом *Z*-звене [44].

На данный момент рассмотрена схема только однофазного трехуровневого КИИ, представленная на рисунке 1.24 [47, 48, 49]. Для питания трехуровневого инвертора требуются два КИ-звена, работающие параллельно [47, 48]. Для каждого уровня входного напряжения инвертора накопление энергии происходит в своем звене. Поскольку уровни входного напряжения инвертора равны, то величины емкостей и индуктивностей звеньев КИ-цепи будут одинаковыми [47], [48].

В данном случае недостатком является то, что КИ-звенья не разделены и питаются от одного источника. Это приводит к тому, что в состоянии короткого замыкания на нагрузке будет нулевая пауза, что в свою очередь приведет к ухудшению качества выходного напряжения и уменьшению амплитуды первой гармоники выходного напряжения.

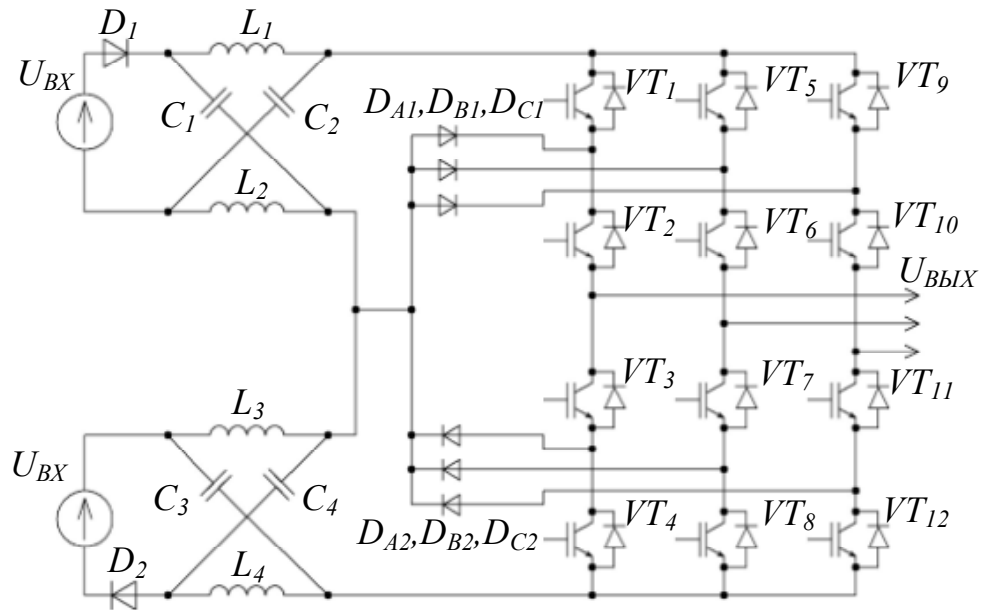


Рисунок. 1.23 Схема трехфазного трехуровневого Z-инвертора с фиксированной средней точкой.

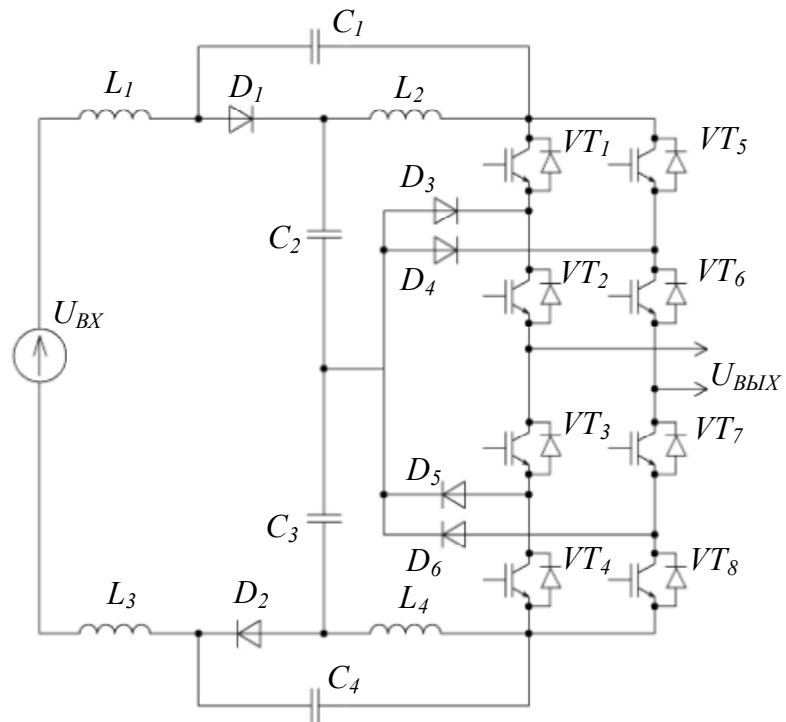


Рисунок 1.24 Трехуровневый однофазный КИ-инвертор

Данный инвертор взят за основу для разработки топологии трехфазного трехуровневого КИИ.

## 1.4 Способы управления импедансными инверторами

Способы управления  $Z$ -инверторами и КИИ базируются на традиционных способах ШИМ для АИН (АИТ). Широтно-импульсная модуляция – это формирование на выходе модулированной по длительности последовательности импульсов. В синусоидальной ШИМ, которая применяется чаще всего, длительность импульсов модулирована в соответствии с синусоидальным законом. Принцип широтно-импульсной модуляции основан на сравнении высокочастотного опорного сигнала с низкочастотным модулирующим сигналом, и формирование по сравнению последовательности модулированных по длительности импульсов управления [6, 51, 52]. Для формирования состояния КЗ открываются все транзисторы АИН. Следовательно, в последовательность импульсов ШИМ добавляются импульсы КЗ. Эти импульсы формируются путем сравнения высокочастотного опорного сигнала с постоянным, задающим длительность КЗ [53, 54]. Задающий сигнал также может иметь форму огибающей кривой модулирующих сигналов, как описано в [53]. На рисунке 1.25 представлены диаграммы опорных модулирующих и задающих сигналов для скалярных способов ШИМ (*Simple Boost Control* (а), *Maximum Boost Control* (б), *Constant Boost Control* (в)) для импедансных инверторов.

Векторный способ ШИМ основывается на пространственной ориентации вектора напряжения и преобразовании неподвижной трехфазной системы координат во вращающуюся двухфазную. Этот переход выполняется с помощью прямых преобразований Парка и Кларка (переход из  $abc$ -системы координат в  $dq$ -систему) [55, 56]. При трех одновременно открытых ключах существует восемь возможных комбинаций протекания тока через нагрузку. Очевидно, что при таких комбинациях существует шесть возможных базовых положений вектора напряжения в пространстве  $abc$ -системы координат, которые сдвинуты относительно друг друга на  $60^\circ$  [57].



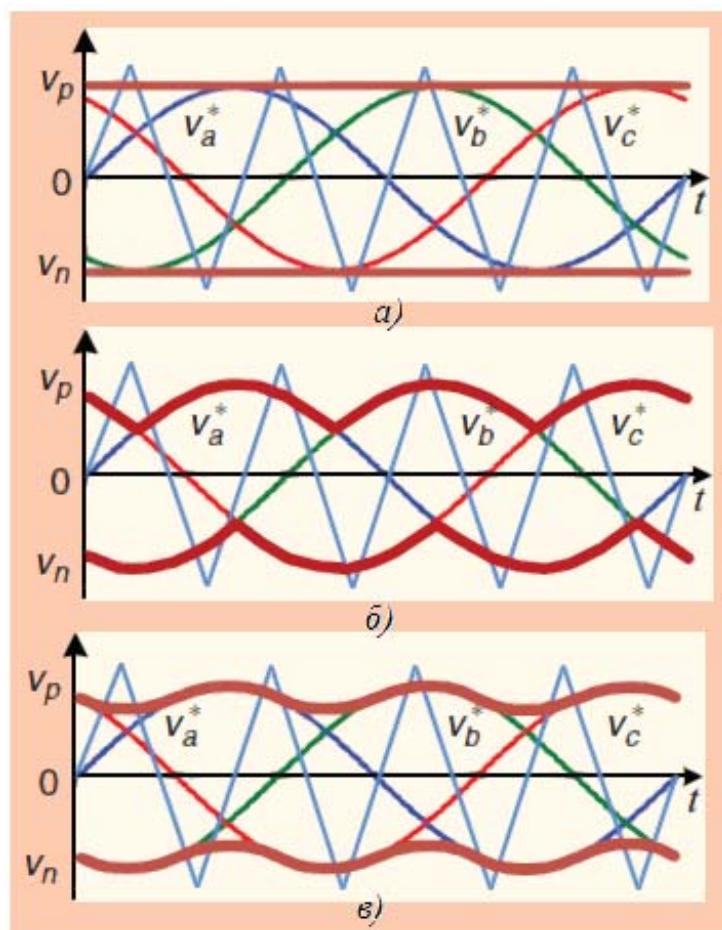


Рисунок 1.25 Способы СШИМ для импедансного инвертора [53]

Два других состояний, когда открыты только нижние ключи АИН –  $V_0(000)$  или только верхние –  $V_7(111)$ , соответствуют нулевым векторам. Если применить данное преобразование, то состояния инвертора можно представить в виде шестиугольника: шесть ненулевых состояний соответствуют вершинам, а нулевые – центральной точке, как показано на рисунке 1.26.

В этом случае импульсы КЗ формируются во время нулевых векторов  $V_0$  и  $V_7$ . Данный способ управления импедансными инверторами называется “*Maximum boost control*” [58]. Способы управления трехуровневыми АИН подробно описаны в [55, 59]. Модификация способа управления для трехуровневых импедансных инверторов аналогична модификации для двухуровневых инверторов. Состояние КЗ формируется с помощью дополнительной последовательности импульсов [44, 47].

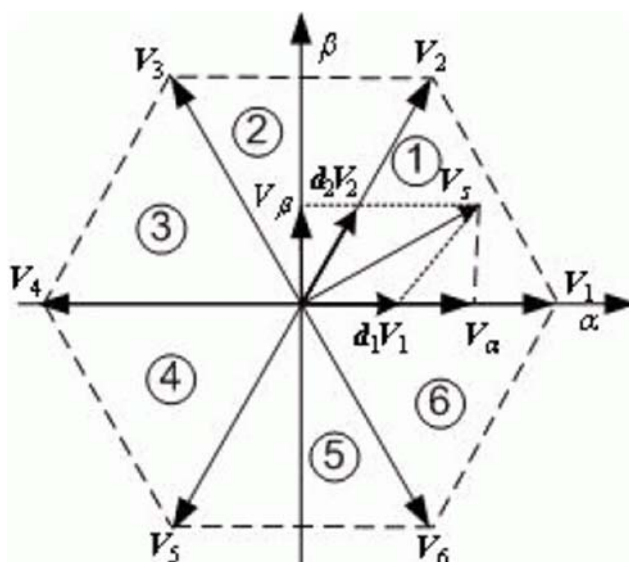


Рисунок 1.26 Представление восьми возможных конфигураций инвертора.

## Выводы по главе 1

Рассмотрены основные топологии повышающе-понижающих *dc-ac* преобразователей на базе двух и трехуровневых топологий и способы управления ими. Указаны известные преимущества и недостатки рассмотренных топологий. В частности, импедансные преобразователи обладают повышенной надежностью, по сравнению с традиционными решениями, а квази-импедансные инверторы обеспечивают непрерывный входной ток. Были определены нерешенные задачи:

1. Трехуровневые топологии квази-импедансного инвертора на данный момент проанализированы недостаточно подробно. Например, в литературе нет описания электромагнитных процессов во всех компонентах схемы. Также не проведено сравнение КИИ и традиционных решений на базе АИН и повышающих преобразователей.

2. Для квази-импедансного инвертора не решена проблема работы на холостом ходу и малой нагрузке. В данных режимах происходит неконтролируемое нарастание напряжения в звене постоянного тока.

Таким образом, исследование трехфазного трехуровневого КИИ и улучшение его выходных характеристик является актуальной задачей.

## ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ТРЕХУРОВНЕВОГО КИИ

Топологии, основанные на традиционных двухуровневых АИН, были детально описаны, с учетом их преимуществ и недостатков. Однако, топологии импедансных преобразователей, основанные на многоуровневых инверторах относительно новые и не были детально анализированы.

Цель данной главы – разработать математическую модель трехфазного трехуровневого КИИ на базе топологии АИН с фиксирующими диодами, схема которого изображена на рисунке 2.1.

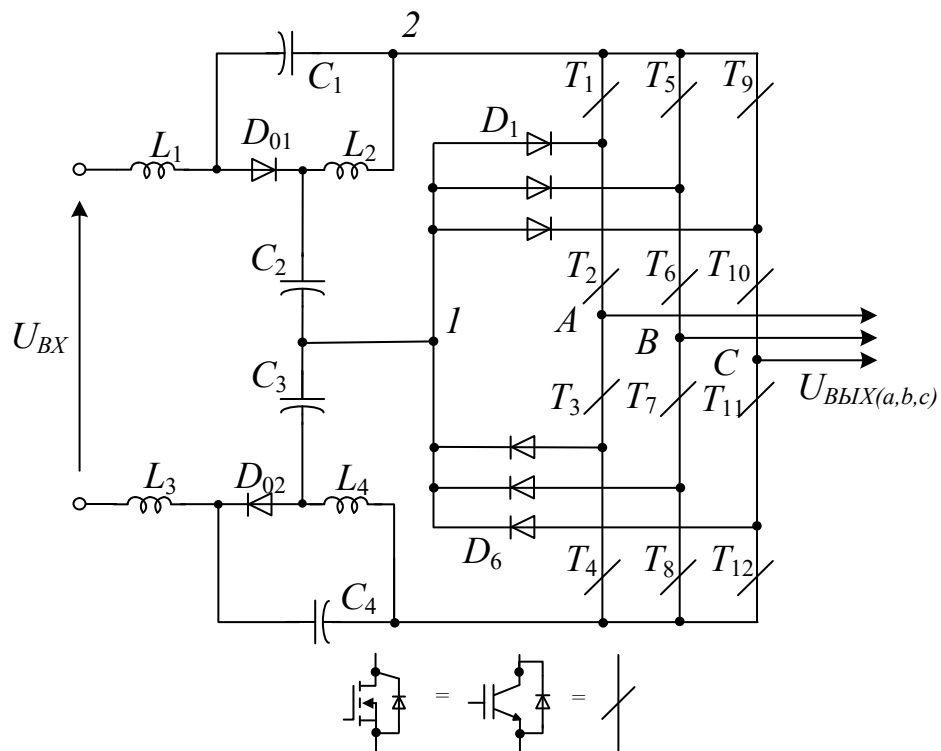


Рисунок 2.1 Трехфазный трехуровневый КИИ

Поскольку исследуемая схема содержит большое количество пассивных нелинейных элементов, выражения для напряжений и токов будут содержать интегральные и дифференциальные выражения высоких порядков. В связи с этим,

будет разработана спектральная модель [35]. Основными преимуществами спектрального моделирования являются [35]:

- возможность непосредственного моделирования установившегося режима без затраты времени на расчет переходных процессов,
- простота составления программы, основанной на использовании стандартных расчетных блоков,
- высокая производительность модели, которая по меньшей мере на порядок превышает показатели моделей на основе стандартных пакетов программ,
- простота процедуры изменения параметров элементов, как и изменения силовой схемы и алгоритма управления.

Разработка математической модели производится с помощью метода коммутационных функций [60, 61, 63]. Ключевая коммутационная функция  $F_i$  равна 1, если  $i$ -й ключ проводит ток, и  $F_i = 0$ , если  $i$ -й ключ заперт. Полученные соотношения проверены с помощью математического пакета *MathCad*, где были построены примеры диаграмм по выведенным соотношениям.

Рассматриваемая топология КИИ содержит два квази-импедансных звена, которые питаются от источника постоянного напряжения. Средняя точка конденсаторов  $C_2$ ,  $C_3$  соединена с общей точкой фиксирующих диодов инвертора. Сдвоенное КИ-звено позволяет снизить размерности и загрузки по токам и напряжениям пассивных компонентов [64, 65]. По аналогии с двухуровневым КИИ, у КИ-звена трехуровневого КИИ два чередующихся состояния работы: состояние короткого замыкания (КЗ) в плече преобразователя, при котором энергия накапливается в КИ-звене и активное состояние (АС), при котором накопленная энергия в сумме с энергией источника подается в нагрузку. Для каждого уровня входного напряжения инвертора накопление энергии происходит в своем звене. Поскольку уровни входного напряжения инвертора должны быть одинаковы, то величины емкостей и индуктивностей звеньев КИ-цепи будут одинаковыми.

Как было описано ранее в [29 - 31], КИ-преобразователь повышает входное напряжение инвертора за счет накопления энергии в промежутке короткого

замыкания в стойке преобразователя. Состояние короткого замыкания является недопустимым для классического инвертора напряжения и в системе управления не предусмотрено (запрещено). А в КИИ это - необходимый этап работы. Коэффициент повышения напряжения КИ-звена определяется длительностью состояния короткого замыкания, по отношению к длительности рабочего состояния инвертора [30]:

$$B = \frac{1}{1 - 2D_s} \quad (2.1)$$

где  $D_s$  - это отношение длительности состояния короткого замыкания к периоду опорного сигнала. Как видно из (2.1), фактически величина  $D_s$  лежит в промежутке от  $0 < D_s < 0,5$ . При  $D_s=0$ , коэффициент усиления будет равен 1, то есть усиления не будет, а при  $D_s=0,5$  коэффициент усиления будет стремиться к бесконечности [66, 67].

Для упрощения математическая модель будет представлена в нескольких частях:

1. Математическое описание системы управления. Описание переключающих функций ключей инвертора;
2. Описание токов и напряжений КИ-звена;
3. Описание выходных напряжений и токов инвертора;
4. Описание токов в силовых ключах инвертора.

При построении модели были приняты следующие допущения:

1. Силовые ключи идеальны. Переключения происходят мгновенно;
2. Пассивные элементы идеальны и не содержат паразитных параметров;
3. Входной источник постоянного напряжения идеален.

## **2.1 Математическое описание системы управления КИИ с СШИМ**

В трехфазной системе импульсы управления формируются с помощью трех модулирующих сигналов, имеющих вид [15, 59]:

$$\begin{cases} u_{ma} = M \cdot \sin(\omega t); \\ u_{mb} = M \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_{mc} = M \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right), \end{cases} \quad (2.2)$$

где  $M \in [0;1]$  – глубина модуляции,  $\omega = 2\pi f$  – циклическая частота основной гармоники.

Опорный сигнал задает частоту модулированных по длительности импульсов (т.е. частоту коммутации вентилях АИН). Для двусторонней ШИМ со сдвигом опорных сигналов на  $90^\circ$  друг относительно друга они могут быть выражены как:

$$\begin{aligned} u_{оп1} &= -\frac{1}{\pi} \arcsin \left[ \sin \left( Kp \cdot \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] + \frac{1}{2}; \\ u_{оп2} &= -\frac{1}{\pi} \arcsin \left[ \sin \left( Kp \cdot \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \right] - \frac{1}{2}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

где  $Kp = f_{pwm} / f$  – кратность частоты ШИМ ( $f_{pwm}$ ) или частоты опорного сигнала к частоте основной гармоники.

Как было сказано в предыдущей главе, КИИ повышает напряжение за счет накопления энергии в промежутки состояния КЗ. Для формирования этого состояния к импульсам ШИМ добавляются импульсы, которые замыкают все стойки инвертора.

На сегодняшний день существует несколько модифицированных способов ШИМ для импедансных инверторов, эти способы позволяют получить широкий диапазон модуляции, меньшее количество коммутаций, меньшую нагрузку на компоненты и более простую реализацию по сравнению с традиционным управлением КИИ [54, 58]. Способы ШИМ для импедансных инверторов разработаны на основе способов ШИМ для традиционных АИН. Однако введение

дополнительного состояния КЗ должно быть строго в определенных промежутках периода коммутации, поскольку вектор короткого замыкания приводит к появлению нулевых пауз в выходном напряжении АИН. При способе управления «*simple boost control*» [54] состояние КЗ вводится в промежутки нулевых пауз классической СШИМ, таким образом минимизируется влияние дополнительных состояний на форму выходного напряжения. Для этого должно соблюдаться условие, определяющее максимальную глубину модуляции:  $M \leq 1 - D_s$ .

Необходимо соблюдать баланс между длительностью активных состояний и длительностью состояния КЗ для формирования качественной кривой выходного напряжения. Таким образом, необходимо вводить состояние КЗ в традиционную последовательность коммутаций для получения максимального коэффициента повышения при обеспечении, в то же время, минимального коэффициента гармоник, меньшей нагрузки на ключи и минимального числа коммутаций на периоде [68]. Далее будет рассмотрен способ управления «*simple boost control*» [53]. В случае СШИМ для трехуровневого инвертора можно использовать только один задающий сигнал для формирования импульсов КЗ. Данные импульсы формируются путем сравнения верхнего опорного сигнала  $u_{оп1}$  с постоянным сигналом, задающим длительности импульсов КЗ  $u_{D_s}$ . Уровень  $u_{D_s}$  определяется соотношением:

$$u_{D_s} = 1 - \frac{B-1}{2B} \quad (2.4)$$

где  $B$  – коэффициент повышения напряжения в КИ-звене. На рисунке 2.3 представлены временные диаграммы опорных, модулирующих и задающего сигналов.

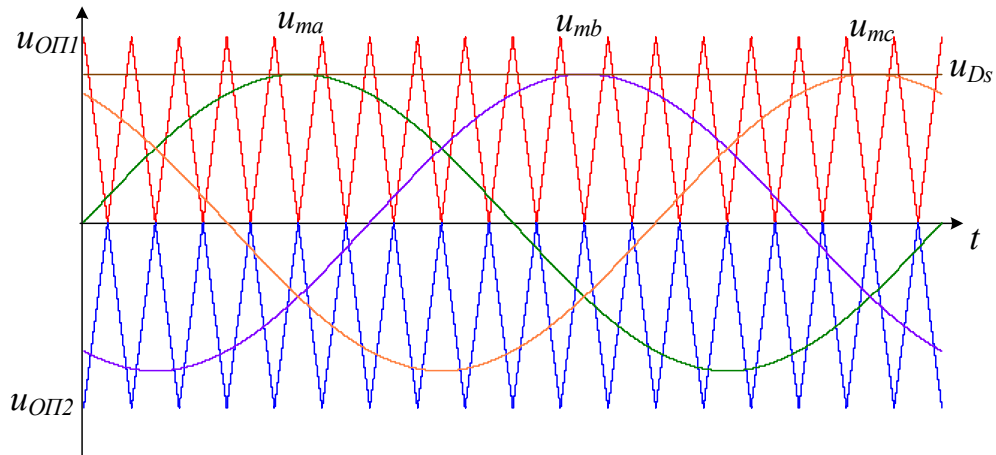


Рисунок 2.3 Временные диаграммы системы управления

Импульсы управления ключами формируются путем сравнения модулирующих и задающего сигналов с опорными сигналами. Тогда импульсы управления ключами фазы  $A$  для АИН будут определяться соотношениями [69]:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{T1} = \begin{cases} 1, & u_{ma} \geq u_{оп1}; \\ 0, & u_{ma} < u_{оп1}. \end{cases} \\ F_{T2} = \begin{cases} 1, & u_{ma} \geq u_{оп2}; \\ 0, & u_{ma} < u_{оп2}. \end{cases} \\ F_{T3} = \overline{F_{T1}}; \\ F_{T4} = \overline{F_{T2}}. \end{array} \right. \quad (2.5)$$

Операцию сравнения можно представить математически посредством функции «sign» [70]. Тогда:

$$\begin{aligned} F_{T1} &= \frac{1}{2} \text{sign}(u_{M,A} - u_{оп1}) + \frac{1}{2} \\ F_{T2} &= \frac{1}{2} \text{sign}(u_{M,A} - u_{оп2}) + \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Аналогичным образом определяются коммутационные функции ключей для двух других фаз. Необходимо в (2.6) подставить соответствующую функцию



модулирующего сигнала. Импульсы формирования КЗ можно также выразить с помощью «sign»:

$$F_{Ds} = \frac{1}{2} \text{sign}(u_{\text{опл}} - u_{Ds}) + \frac{1}{2} \quad (2.7)$$

С учетом соотношений (2.6) и (2.7) импульсы управления ключами КИИ можно выразить как:

$$F'_{Tx} = F_{Tx} \vee F_{Ds} \quad (2.8)$$

Знак " $\vee$ " обозначает логическое «ИЛИ». На рисунке 2.4 приведены рассчитанные импульсы управления для стойки фазы  $A$  инвертора.

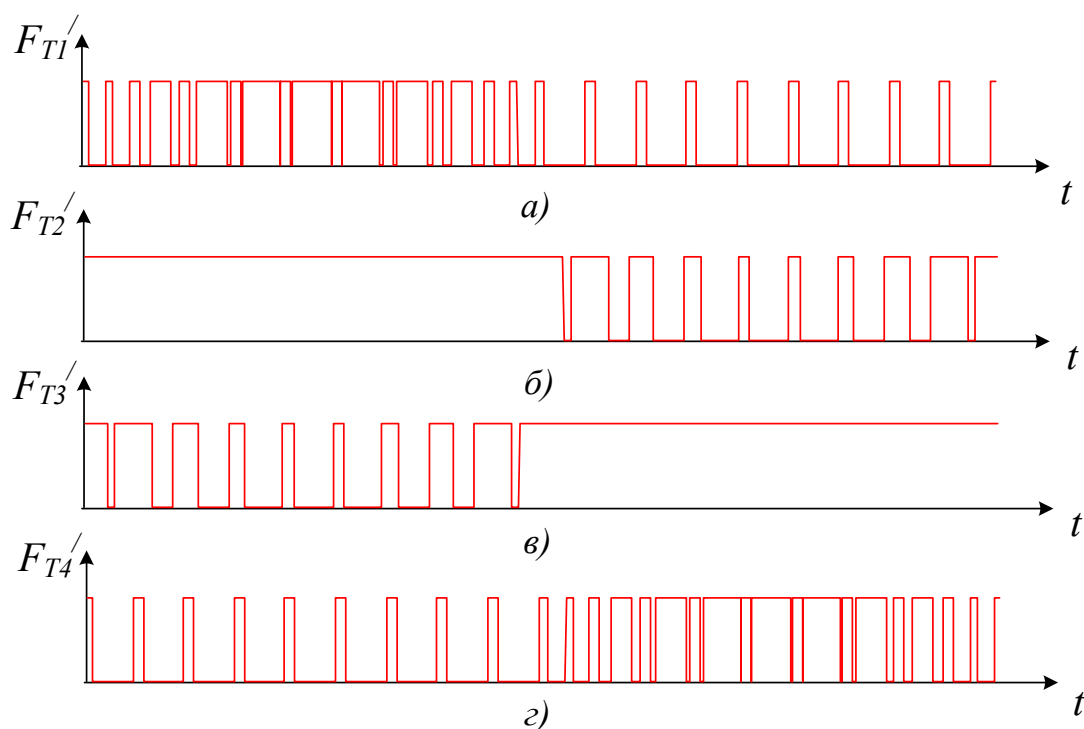


Рисунок 2.4 Импульсы управления ключами стойки КИИ

## 2.2 Математическое описание КИ-звена

Для описания токов и напряжений КИ-звена необходимо использовать схемы замещения для двух основных состояний [71]: активного (АС) и короткого

замыкания (КЗ). Индуктивности  $L_1, L_3$  и конденсаторы  $C_1, C_4$  (см. рисунок 2.1), образующие первый  $LC$ -контур, который в состоянии КЗ подключен к источнику питания. Индуктивности  $L_2, L_4$  и конденсаторы  $C_2, C_3$  образуют второй  $LC$ -контур, который подключен к инвертору. Оба  $LC$ -контурa используются для накопления энергии в состоянии короткого замыкания инвертора напряжения, при котором диоды КИ-звена  $D_{01}, D_{02}$  закрыты. В активных состояниях инвертора, когда нагрузка подключена к КИ-звену, к входу инвертора прикладывается сумма напряжений всех конденсаторов. Из схемы, изображенной на рисунке 2.1, видно, что в состоянии АС, когда ключи АИН находятся в одном из активных состояний АИН, диоды  $D_{01}$  и  $D_{02}$  открыты под воздействием приложенных к ним напряжений, что соответствует схеме замещения на рисунке 2.5 (а) [65]. В состоянии КЗ, когда все ключи АИН открыты, диоды КИ-звена закрываются под воздействием обратного напряжения, и схема замещения принимает вид, представленный на рисунке 2.5 (б) [65].

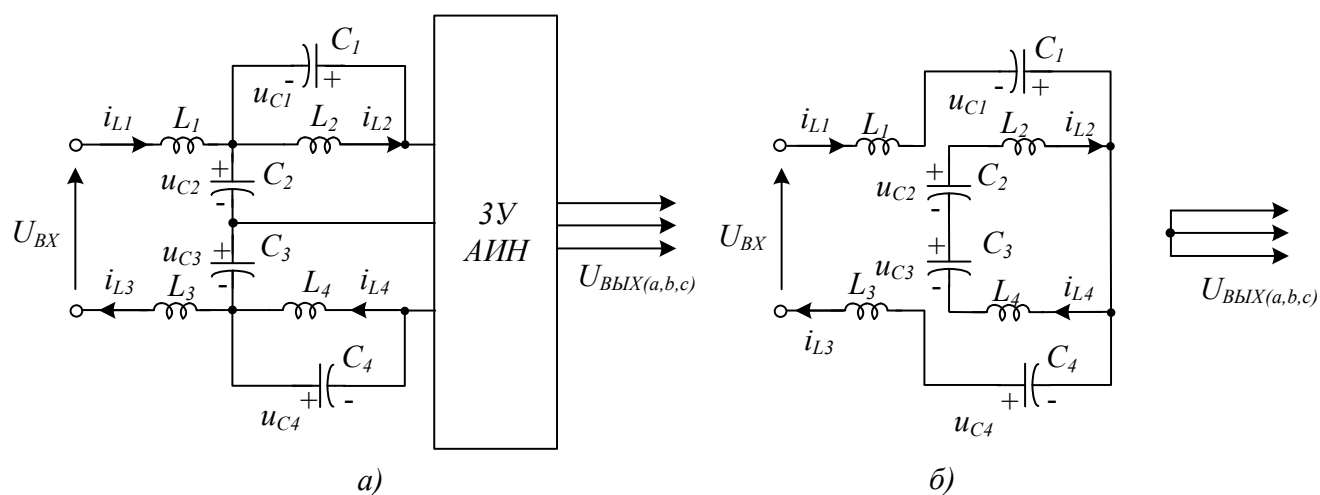


Рисунок 2.5 Схемы замещения КИИ в активном режиме (а) и в состоянии короткого замыкания (б)

Для обеспечения симметрии напряжений на конденсаторах  $C_1$  и  $C_4$ ,  $C_2$  и  $C_3$  должны выполняться условия:  $C_1=C_4$ ,  $C_2=C_3$ ,  $L_1=L_2=L_3=L_4$ . Проанализируем

подробнее токи и напряжения в пассивных компонентах схемы в обоих состояниях.

1. В состоянии АС:

Выражения для напряжений на дросселях:

$$\begin{aligned} u_{L1} = u_{L3} &= \frac{1}{2} \cdot U_{\text{ВХ}} - U_{C2} = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{ВХ}} - U_{C3} \\ u_{L2} = u_{L4} &= -U_{C1} = -U_{C4} \end{aligned} \quad (2.9)$$

где  $U_{C1}$ ,  $U_{C2}$ ,  $U_{C3}$  и  $U_{C4}$  – средние значения напряжений на конденсаторах.

2. В состоянии КЗ:

Выражения для напряжений на дросселях:

$$\begin{aligned} u_{L1} = u_{L3} &= \frac{1}{2} \cdot U_{\text{ВХ}} + U_{C1} = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{ВХ}} + U_{C4} \\ u_{L2} = u_{L4} &= U_{C2} = U_{C3} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Средние значения напряжений на дросселях:

$$\begin{aligned} U_{L1} = U_{L3} &= \int_t^{t+T} u_{L1} dt = 0 \\ U_{L2} = U_{L4} &= \int_t^{t+T} u_{L2} dt = 0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

где  $T$  – период коммутаций. Принимая во внимание, что весь период коммутации разбит на два состояния, можно записать (2.11) в виде следующей системы:

$$\begin{cases} U_{L1} = U_{L3} = Ds \cdot \left( \frac{U_{\text{ВХ}}}{2} + U_{C1} \right) + (1 - Ds) \cdot \left( \frac{U_{\text{ВХ}}}{2} - U_{C2} \right) = 0; \\ U_{L2} = U_{L4} = Ds \cdot U_{C2} - (1 - Ds) \cdot U_{C1} = 0. \end{cases} \quad (2.12)$$

Из данной системы можно выразить средние значения напряжений на конденсаторах:

$$U_{C_1} = U_{C_4} = U_{BX} \cdot \frac{Ds}{2(1-2Ds)} \quad (2.13)$$

$$U_{C_2} = U_{C_3} = U_{BX} \cdot \frac{1-Ds}{2(1-2Ds)}$$

Теперь из (2.9), (2.10) и (2.13) можно выразить мгновенные значения напряжений на дросселях на всем периоде коммутации:

$$u_{L_1} = u_{L_3} = \left[ \left( \frac{1}{2} \cdot U_{BX} + U_{C_1} \right) \cdot F_{Ds} \right] + \left[ \left( \frac{1}{2} \cdot U_{BX} - U_{C_2} \right) \cdot \overline{F_{Ds}} \right] \quad (2.14)$$

$$u_{L_2} = u_{L_4} = \left( U_{C_2} \cdot F_{Ds} \right) - \left( U_{C_2} \cdot \overline{F_{Ds}} \right)$$

Токи в дросселях имеют вид:

$$i_{L_1} = i_{L_3} = \frac{1}{L_1} \cdot \int u_{L_1} dt \quad (2.15)$$

$$i_{L_2} = i_{L_4} = \frac{1}{L_2} \cdot \int u_{L_2} dt$$

На рисунке 2.6 приведен пример расчета напряжений и токов дросселей. При равенстве индуктивностей напряжения на них и токи равны.

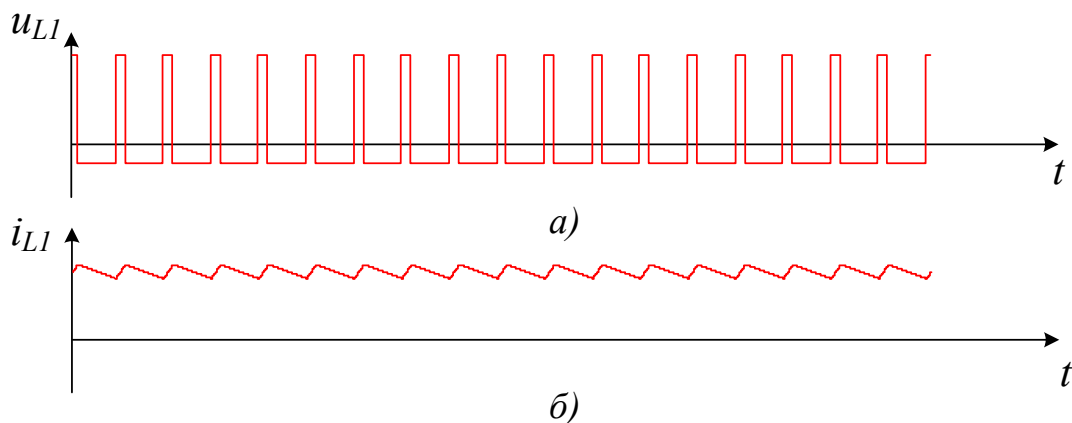


Рисунок 2.6 Временные диаграммы напряжения дросселя (а) и тока дросселя (б)

Из схем замещения на рисунке 2.5 видно, что в состоянии АС ток в конденсаторах  $C_1$  и  $C_4$  определяется дросселем  $L_2$ , а в  $C_2$  и  $C_3$  – дросселем  $L_1$ . В

состоянии КЗ ток в конденсаторах  $C_1$  и  $C_4$  определяется дросселем  $L_1$ , а в  $C_2$  и  $C_3$  – дросселем  $L_2$ . Можно записать выражения для мгновенных значений напряжений на конденсаторах:

$$\begin{aligned} u_{C_1} = u_{C_4} &= \frac{1}{C_1} \cdot \int \left[ (i_{L_1} \cdot F_{Ds}) + (i_{L_2} \cdot \overline{F_{Ds}}) \right] dt \\ u_{C_2} = u_{C_3} &= \frac{1}{C_2} \cdot \int \left[ (i_{L_2} \cdot F_{Ds}) + (i_{L_1} \cdot \overline{F_{Ds}}) \right] dt \end{aligned} \quad (2.16)$$

Примеры расчета напряжений на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  приведены на рисунке 2.7.

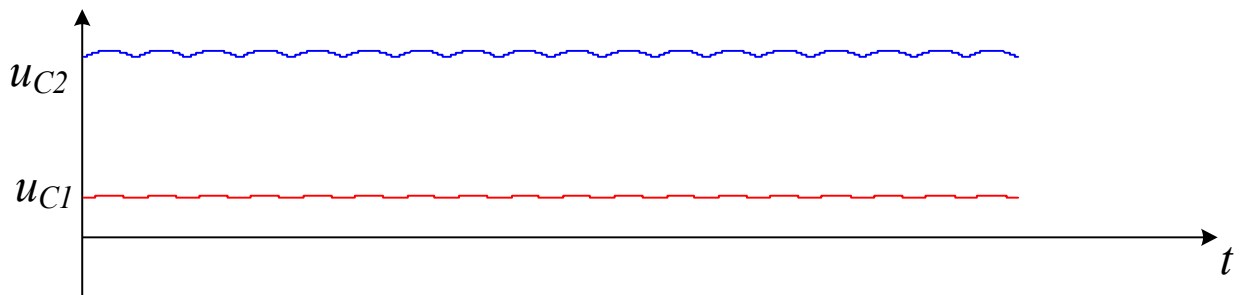


Рисунок 2.7 Временные диаграммы напряжения на конденсаторах

Напряжение звена постоянного тока, действующее на входе инвертора будет, таким образом, определяться, как сумма всех напряжений конденсаторов:

$$u_{dc} = u_{C_1} + u_{C_2} + u_{C_3} + u_{C_4} \quad (2.17)$$

Диоды  $D_{01}$  и  $D_{02}$ , как было сказано ранее, открыты в состоянии АС и закрыты в состоянии КЗ. Таким образом, ток в диодах будет определяться током в индуктивностях:

$$i_{D_{01}} = i_{D_{02}} = i_{L_1} \cdot \overline{F_{Ds}} \quad (2.18)$$

В закрытом состоянии диоды находятся под обратным напряжением, определяемом конденсаторами:

$$u_{D01} = u_{D02} = -(u_{C1} + u_{C2}) \cdot F_{Ds} \quad (2.19)$$

На рисунке 2.8 приведены временные диаграммы тока и напряжения диодов.

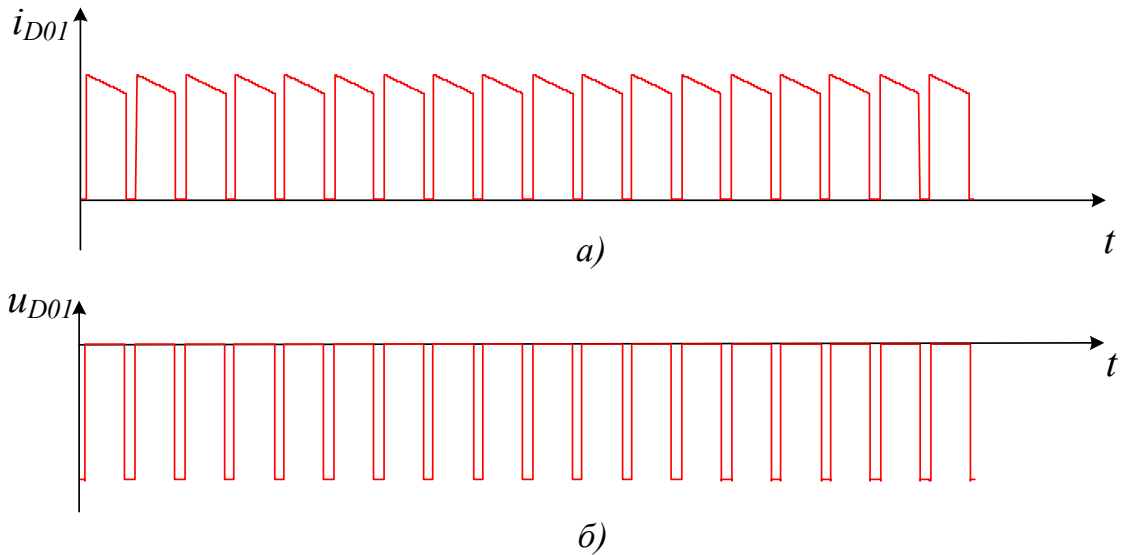


Рисунок 2.8 Временные диаграммы тока диода  $D_{01}$  (а) и напряжения на диоде (б)

### 2.3 Математическое описание выходных напряжений и токов КИИ

Для описания фазных напряжений и токов предположим, что в схеме используется трехфазная нагрузка, соединенная в звезду без нулевого провода, как представлено на схеме замещения, на рисунке 2.9.

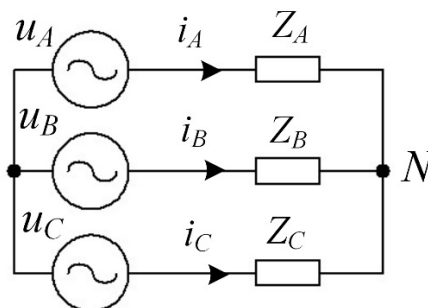


Рисунок 2.9 Соединение нагрузки КИИ

Из схемы, изображенной на рисунке 2.1, видно, что выходные фазные напряжения определяются через разности потенциалов соответствующих узлов [6]:

$$\begin{cases} u_A = \varphi_A - \varphi_N; \\ u_B = \varphi_B - \varphi_N; \\ u_C = \varphi_C - \varphi_N, \end{cases} \quad (2.20)$$

где  $u_A$ ,  $u_B$  и  $u_C$  – мгновенные значения фазных напряжений, а  $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C$  – потенциалы узлов «A», «B» и «C» соответственно,  $\varphi_N$  – потенциал общей точки трехфазной нагрузки.

Исходя из рисунка 2.1, фазные потенциалы будут определяться, как функции от потенциалов узлов «1» и «2» в соответствии с алгоритмом модуляции. Таким образом, справедлив следующий алгоритм формирования потенциала фазы «A»:

$$\varphi_A = \begin{cases} \varphi_2, & F'_{T1} = 1 \wedge F'_{T2} = 1; \\ \varphi_1, & F'_{T1} = 0 \wedge F'_{T2} = 1; \\ 0, & F'_{T1} = 0 \wedge F'_{T2} = 0; \\ 0, & F'_{T1} = 1 \wedge F'_{T2} = 1 \wedge F'_{T3} = 1 \wedge F'_{T4} = 1. \end{cases} \quad (2.21)$$

Знак " $\wedge$ " обозначает логическое «И». В алгебраическом виде данное соотношение можно записать как:

$$\varphi_A = \varphi_2 \cdot F'_{T1} \cdot F'_{T2} + \varphi_1 \cdot F'_{T2} \cdot (1 - F'_{T1}) - \varphi_2 \cdot F'_{T1} \cdot F'_{T2} \cdot F'_{T3} \cdot F'_{T4} \quad (2.22)$$

Потенциалы узлов «1» и «2» формируются конденсаторами в соответствии со следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= u_{C3} + u_{C4} \\ \varphi_2 &= u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} + u_{C4} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Потенциалы фаз «B» и «C» формируются аналогично, с учетом коммутационных функций соответствующих ключей. На рисунке 2.10 приведен графический пример вычисления потенциала фазы «A».

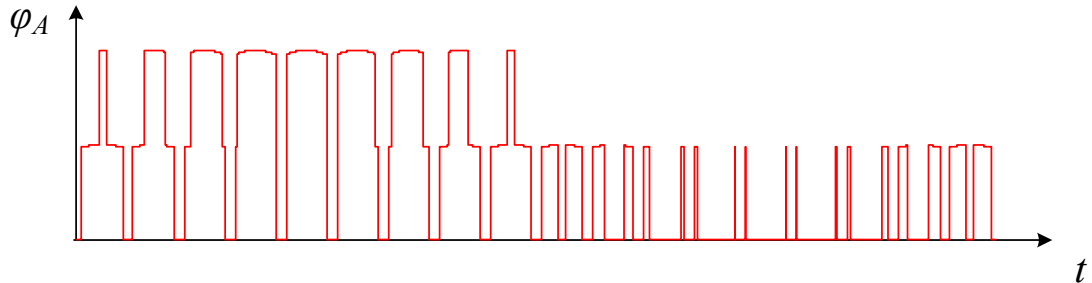


Рисунок 2.10 Потенциал фазы «A»

Потенциал общей точки нагрузки  $\varphi_N$  определяется для исследуемой топологии как [6]:

$$\varphi_N = \frac{1}{3}(\varphi_A + \varphi_B + \varphi_C) \quad (2.24)$$

Линейное напряжение и определяется как разность потенциалов двух фаз, например «A» и «B»:

$$u_{AB} = \varphi_A - \varphi_B \quad (2.25)$$

Получим спектр фазного напряжения с помощью ряда Фурье. Найдем коэффициенты ряда Фурье:

$$\begin{aligned} a_k(u_A) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_A(\omega t) \cdot \cos(k \cdot \omega t) dt; \\ b_k(u_A) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_A(\omega t) \cdot \sin(k \cdot \omega t) dt, \end{aligned} \quad (2.26)$$

где  $k$  — номер гармоники. Амплитуды гармоник напряжения тогда выражаются как:



$$A_k(u_A) = \sqrt{[a_k(u_A)]^2 + [b_k(u_A)]^2}. \quad (2.27)$$

Зная спектр фазного напряжения можно без труда вычислить коэффициент гармоник напряжения, в том числе и интегральный любого порядка.

Интегральный коэффициент гармоник напряжения  $p$ -го порядка определяется соотношением [6]:

$$\bar{K}_I^{(p)} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left( \frac{A_k(u_A)}{k^p \cdot A_1(u_A)} \right)^2} \quad (2.28)$$

Рассмотрим случай активно-индуктивной нагрузки. Тогда, зная спектр фазного напряжения, можно выразить фазный ток:

$$i_A = \sum_k \frac{a_k(u_A) \cdot \cos\left(k \cdot \omega t - \frac{\pi}{2}\right) + b_k(u_A) \cdot \sin\left(k \cdot \omega t - \frac{\pi}{2}\right)}{Z_{A_k}} \quad (2.29)$$

Диаграммы фазного напряжения и тока и линейного напряжения приведены на рисунке 2.11.

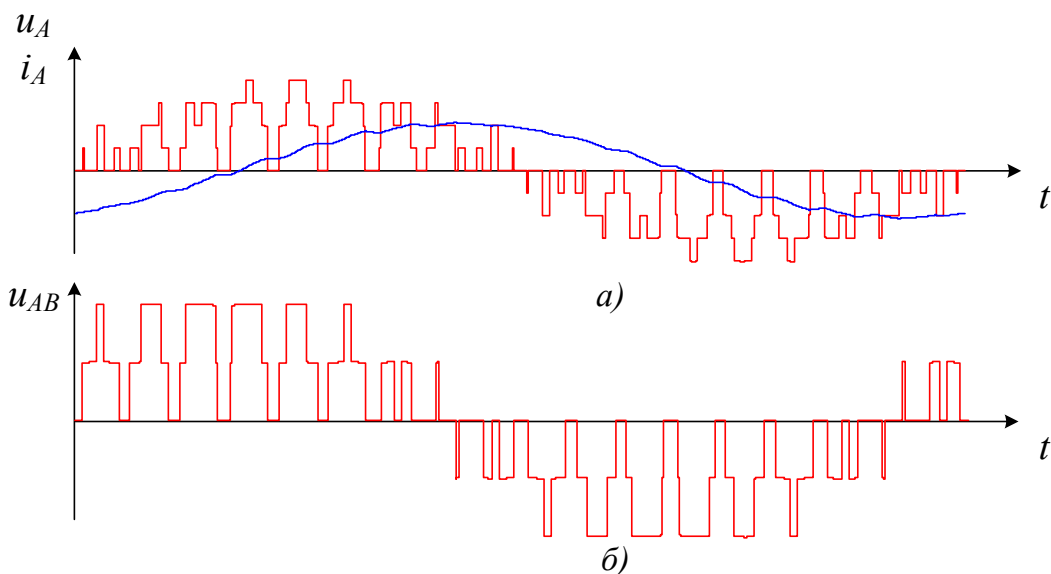


Рисунок 2.11 Напряжение и ток фазы «А» (а) и линейное напряжение между фазами «А» и «В» (б)

Для получения приведенных примеров графического расчета были использованы функции быстрого преобразования Фурье ( $FFT$ ) и обратного быстрого преобразования Фурье ( $IFFT$ ). С помощью данных функций может быть найден спектр анализируемой кривой. Далее записав полное сопротивление цепи в комплексном виде, можно рассчитать из каждого компонента спектра напряжения компоненты спектра тока, и с помощью функции  $IFFT$  получить из спектра тока его диаграмму.

## 2.4 Математическое описание токов в силовых ключах АИН

Токи силовых полупроводниковых приборов рассчитываются методом коммутационных функций на основе следующего базового соотношения:

$$i_{SWx} = F_{SWx} \cdot i_X \quad (2.30)$$

где  $i_{SWx}$  – мгновенное значение тока ключа,  $F_{SWx}$  – его переключающая функция,  $i_X$  – мгновенное значение фазного тока ( $i_X = i_A, i_B$  или  $i_C$ ). На рисунке 2.1 силовые ключи АИН представлены как транзисторы со встречно-параллельными диодами. Транзисторы проводят положительную полуволну фазного тока, диоды – отрицательную. В состоянии КЗ фазные токи замыкаются через все три стойки инвертора. С учетом дополнительного состояния КЗ, при котором открываются все ключи инвертора, можно записать соотношения для токов ключей стойки фазы «А» в следующем виде:

$$\begin{cases} i_{T1} = F'_{T1} \cdot |i_A| \cdot F_{iA} + \left( \frac{2i_{L2}}{3} - \frac{|i_A| + |i_B| + |i_C|}{3} \right) F'_{T1} \cdot F'_{T2} \cdot F'_{T3} \cdot F'_{T4}; \\ i_{T2} = F'_{T2} \cdot |i_A| \cdot F_{iA} + \left( \frac{2i_{L2}}{3} - \frac{|i_A| + |i_B| + |i_C|}{3} \right) F'_{T1} \cdot F'_{T2} \cdot F'_{T3} \cdot F'_{T4}; \\ i_{T3} = F'_{T3} \cdot |i_A| \cdot \overline{F_{iA}} + \left( \frac{2i_{L2}}{3} - \frac{|i_A| + |i_B| + |i_C|}{3} \right) F'_{T1} \cdot F'_{T2} \cdot F'_{T3} \cdot F'_{T4}; \\ i_{T4} = F'_{T4} \cdot |i_A| \cdot \overline{F_{iA}} + \left( \frac{2i_{L2}}{3} - \frac{|i_A| + |i_B| + |i_C|}{3} \right) F'_{T1} \cdot F'_{T2} \cdot F'_{T3} \cdot F'_{T4}. \end{cases} \quad (2.31)$$

где  $F_{iA} = \frac{1}{2} \cdot \text{sign}(i_A) + \frac{1}{2}$  – функция положительной полуволны фазного тока  $i_A$ .

На рисунке 2.12 приведены графические примеры вычисления токов ключей в стойке фазы «А».

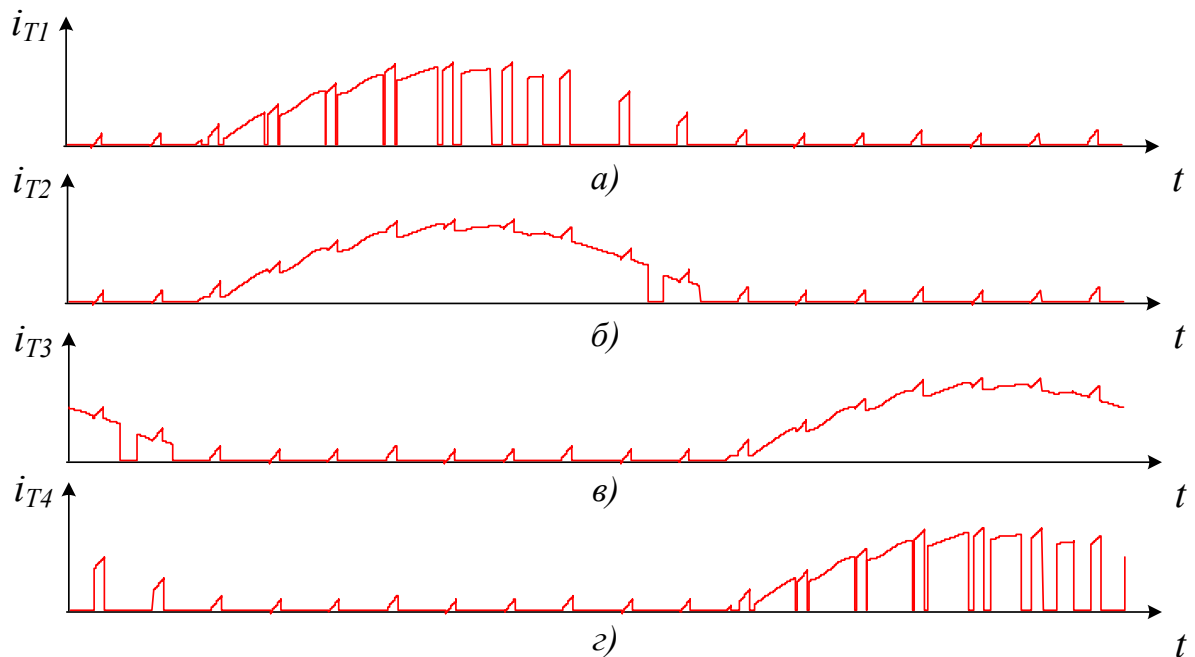


Рисунок 2.12 Токи в транзисторах стойки фазы «А»

Соотношения для токов встречно-параллельных диодов будут определяться через соотношения:

$$\begin{cases} i_{Dt1} = |i_A| \cdot F'_{T1} \cdot \overline{F_{iA}} \cdot \overline{F_{Ds}}; \\ i_{Dt2} = |i_A| \cdot F'_{T1} \cdot \overline{F_{iA}} \cdot \overline{F_{Ds}}; \\ i_{Dt3} = |i_A| \cdot F'_{T4} \cdot F_{iA} \cdot \overline{F_{Ds}}; \\ i_{Dt4} = |i_A| \cdot F'_{T4} \cdot F_{iA} \cdot \overline{F_{Ds}}. \end{cases} \quad (2.32)$$

На рисунке 2.13 приведены графические примеры вычисления токов ключей в стойке фазы «А».

Для определения токов фиксирующих диодов необходимо определить их коммутационные функции. На рисунке 2.14 изображена схема, иллюстрирующая пути протекания тока, включающие в себя фиксирующие диоды фазной стойки для обоих направлений фазного тока. Ток через фиксирующие диоды протекает только в состоянии АС. При положительной полуволне фазного тока ток протекает через диод  $D_1$ , а при отрицательной – через  $D_4$ .

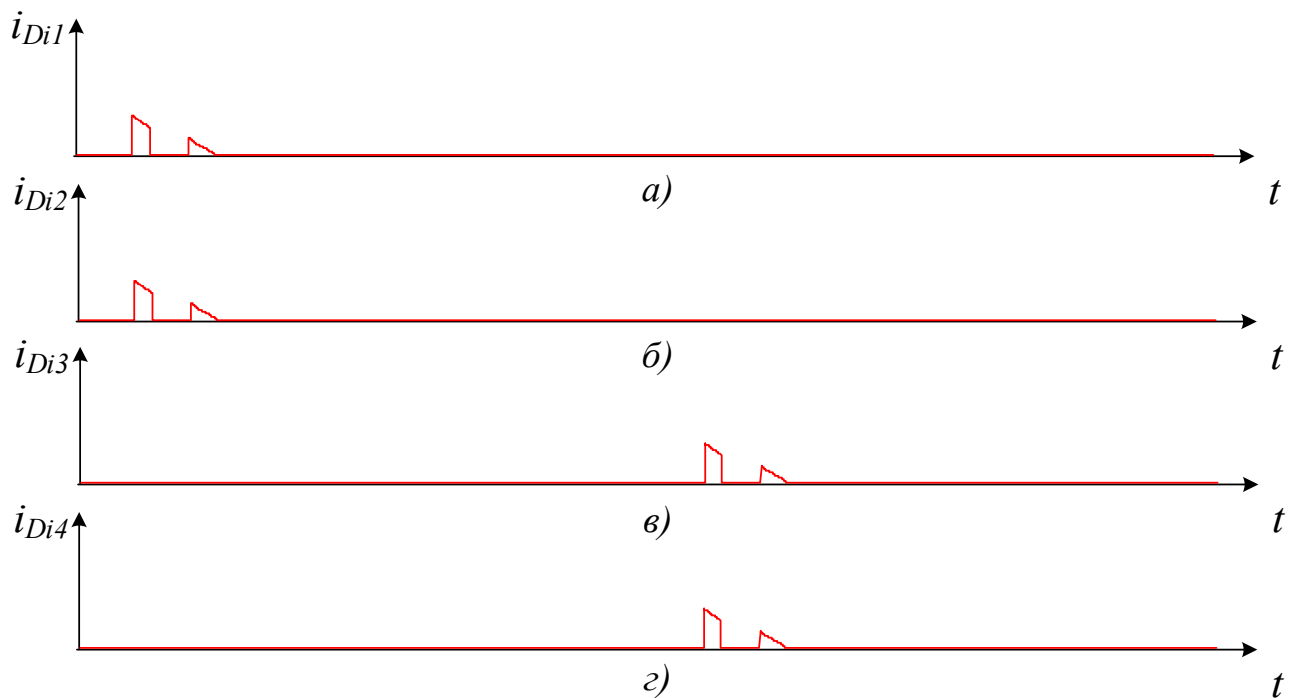


Рисунок 2.13 Токи в диодах стойки фазы «А»

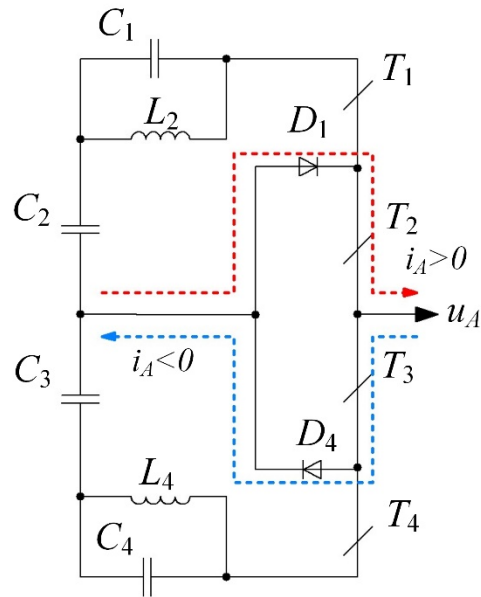


Рисунок 2.14 Пути протекания тока через фиксирующие диоды

Ток через фиксирующие диоды протекает только в состоянии АС. При положительной полуволне фазного тока ток протекает через диод  $D_1$ , а при отрицательной – через  $D_4$ . Для протекания тока через диод  $D_1$  транзистор  $T_1$  должен быть закрыт, а транзистор  $T_2$  открыт. Аналогично и с диодом  $D_4$ : ток течет через него, когда открыт транзистор  $T_3$  и закрыт  $T_4$ . Таким образом, коммутационные функции фиксирующих диодов фазы «А» могут быть реализованы следующим образом:

$$\begin{aligned} F_{D_1} &= F_{i_A} \cdot F'_{T_2} \cdot \overline{F'}_{T_1} \\ F_{D_4} &= \overline{F}_{i_A} \cdot F'_{T_3} \cdot \overline{F'}_{T_4} \end{aligned} \quad (2.33)$$

В соответствии с (2.30) токи фиксирующих диодов будут выражаться как:

$$\begin{aligned} i_{D_1} &= |i_A| \cdot F_{D_1} \\ i_{D_4} &= |i_A| \cdot F_{D_4} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Примеры рассчитанных токов представлены эпюрами на рисунке 2.15.

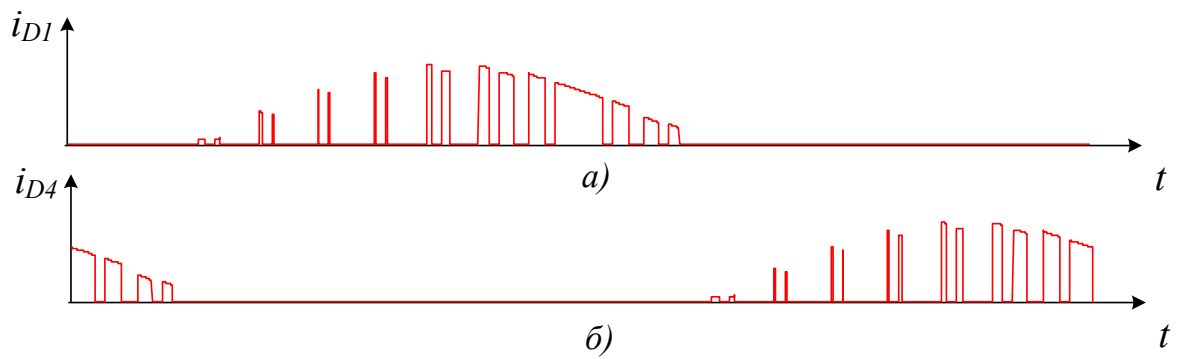


Рисунок 2.15 Токи фиксирующих диодов фазы «А»

## Выводы по главе 2

Разработана математическая модель трехфазного трехуровневого КИИ на базе коммутационных функций и комбинаций состояний ключей, которая позволяет:

1. Вычислять мгновенные значения токов и напряжений на всех участках цепи преобразователя;
2. Составлять соотношения для токов и напряжений без использования численных методов решения дифференциальных уравнений;
3. Проводить анализ КИИ на базе других топологий многоуровневых АИН.

### ГЛАВА 3. АНАЛИЗ КОМПОНЕНТОВ ТРЕХФАЗНОГО ТРЕХУРОВНЕВОГО КИИ

В предыдущей главе была разработана математическая модель, описывающая работу трехфазного трехуровневого КИИ. Далее необходимо описать токи и напряжения преобразователя в установившемся режиме, а также вывести соотношения для расчета пассивных и активных компонентов схемы.

Поскольку инверторы со звеном повышения напряжения включают  $LC$ -цепи с большими значениями индуктивностей и емкостей, 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. Для сравнения с КИИ был выбран трехфазный трехуровневый АИН с повышающим  $dc-dc$  преобразователем, как одна из наиболее распространенных схем инверторов с повышающим звеном постоянного тока.

Таким образом, цель данной главы - описать предложенную топологию трехфазного трехуровневого КИИ и сравнить ее с топологией традиционного АИН с повышающим  $dc-dc$  преобразователем с точки зрения размерностей компонентов, загрузки компонентов по токам и напряжениям, массогабаритных показателей и энергетических показателей.

Для упрощения анализа исследуемых топологий были приняты следующие допущения:

4. Силовые ключи идеальны. Переключения происходят мгновенно;
5. Пассивные элементы идеальны и не содержат паразитных параметров;
6. Входной источник постоянного напряжения идеален;
7. Мертвое время в системе управления традиционным АИН не учитывается;
8. Токи в индуктивностях и напряжения на емкостях изменяются по линейному закону;
9. Токи в состоянии КЗ в стойках инвертора распределены поровну.

### 3.1 Анализ КИИ в установившемся режиме

Как было сказано ранее, повышение напряжения КИИ осуществляется за счет чередования двух основных состояний: состояния КЗ и активного состояния инвертора, включающего все активные и нулевые состояния АИН.

Из [64, 65, 21] известно, что амплитуда импульсного напряжения звена постоянного тока, действующего на входе инвертора, определяется как:

$$U_{DC} = U_{ВХ} \frac{1}{1 - 2D_S} \quad (3.1)$$

В подобных топологиях при равномерно распределенных на периоде модуляции состояниях короткого замыкания глубина модуляции  $M$  ограничена верхним пределом  $M \leq 1 - D_S$ . В другом случае (при способе управления «*maximum boost control*» [58]), глубина модуляции ограничена единичным значением ( $M \leq 1$ ), но в таком случае требуются большие пассивные компоненты. Принимая во внимание состояние КЗ, введенное в алгоритм модуляции, выражение для среднего значения напряжения звена постоянного тока, как функции от входного напряжения будет:

$$U'_{DC} = U_{ВХ} \cdot M_{\max} \cdot \frac{1}{1 - 2D_S} = U_{ВХ} \cdot G \quad (3.2)$$

где  $G$  – отношение среднего значения напряжения звена постоянного тока ко входному напряжению. Другими словами,  $U'_{DC}$  – это напряжение звена постоянного тока, которое должно быть получено в номинальном режиме работы преобразователя.

Формы кривых токов в индуктивностях и напряжений на конденсаторах в КИИ имеют формы, представленные на рисунке 3.1. На рисунке кривые токов и напряжений линеаризованы.



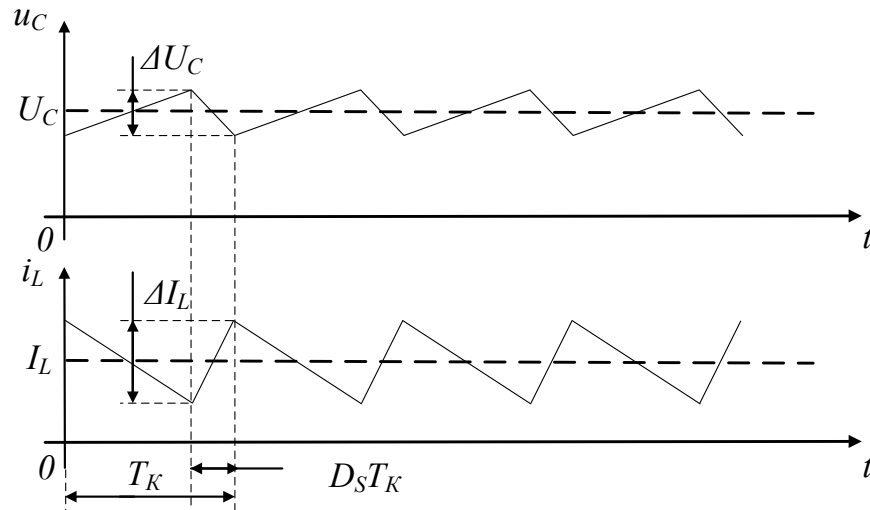


Рисунок 3.1 Формы напряжения на конденсаторах и тока в индуктивностях

Таким образом, индуктивности и емкости КИИ могут быть выражены тем же способом, что и в [64, 65]. Среднее значение тока в дросселях:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = I_{L4} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (3.3)$$

Пульсации тока в дросселе могут быть выражены как:

$$\Delta I_L = \int_0^{T_K D_S} \frac{di_L}{dt} dt = \int_0^{T_K D_S} \frac{U_{\text{ВХ}}}{L} dt = \frac{U_{\text{ВХ}}}{L} \cdot T_K D_S \quad (3.4)$$

Индуктивности КИИ могут быть выражены через коэффициент пульсаций тока  $K_L$ :

$$K_L = \frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{U_{\text{ВХ}}^2 \cdot (1 - D_S) \cdot D_S}{2P_{\text{ВЫХ}} \cdot f_K \cdot L \cdot (1 - 2D_S)} \quad (3.5)$$

Индуктивности также рассчитываются через выражения, представленные в [64, 65]:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 \geq \frac{U_{\text{ВХ}}^2 \cdot (1 - D_S) \cdot D_S}{2P_{\text{ВЫХ}} \cdot f_K \cdot K_L \cdot (1 - 2D_S)} \quad (3.6)$$

Напряжение звена постоянного тока определяется суммой напряжений на конденсаторах [64]:

$$U_{DC} = U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} + U_{C4} \quad (3.7)$$

где  $U_{C1}$ ,  $U_{C2}$ ,  $U_{C3}$ ,  $U_{C4}$  – средние значения напряжений на конденсаторах на периоде. Принимая во внимание, что КИ-звенья симметричны, можно предположить, что  $u_{L1} = u_{L3}$ ,  $u_{L2} = u_{L4}$ , и  $U_{C1} = U_{C4}$ ,  $U_{C2} = U_{C3}$ . Напряжение на конденсаторах могут быть найдены из баланса напряжений на дросселях за период коммутации. Учитывая состояние КЗ, напряжения на конденсаторах могут быть получены как [64]:

$$\begin{aligned} U_{C1} = U_{C4} &= U_{ВХ} \cdot \frac{D_S}{2(1-2D_S)} = \frac{U'_{DC} - U_{ВХ}}{2} \\ U_{C2} = U_{C3} &= U_{ВХ} \cdot \frac{1-D_S}{2(1-2D_S)} = \frac{U'_{DC}}{2} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Полагая, что напряжения на конденсаторах изменяются по линейному закону, из рисунка 3.1 видно, что пульсации напряжений на конденсаторах при равенстве токов в дросселях, как было описано в предыдущей главе:

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^{T_K D_S} i_C(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{T_K D_S} i_L(t) dt = \frac{1}{C} \cdot I_L \cdot T_K D_S \quad (3.9)$$

где  $I_L$  – среднее значение тока дросселя. При равенстве входной и выходной мощностей:

$$\Delta U_C = \frac{P_{ВЫХ}}{C \cdot U_{ВХ}} \cdot T_K D_S \quad (3.10)$$

С учетом (3.8) и (3.10), емкости одноименных конденсаторов КИИ могут быть выражены через коэффициент пульсаций напряжения  $K_C$ :

$$\begin{aligned}
K_{C_{1,4}} &= \frac{\Delta U_C}{U_{C_{1,4}}} = \frac{2P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}^2 \cdot C \cdot f_K} \cdot (1 - 2D_S) \\
K_{C_{2,3}} &= \frac{\Delta U_C}{U_{C_{2,3}}} = \frac{2P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}^2 \cdot C \cdot f_K} \cdot \frac{(1 - 2D_S)}{(1 - D_S)} \cdot D_S
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Выражения для емкостей [64, 65]:

$$\begin{aligned}
C_1 = C_4 &\geq \frac{2P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}^2 \cdot K_C \cdot f_K} \cdot (1 - 2D_S) \\
C_2 = C_3 &\geq \frac{2P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}^2 \cdot K_C \cdot f_K} \cdot \frac{(1 - 2D_S)}{(1 - D_S)} \cdot D_S
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Для работы системы с солнечными панелями в качестве источника, характерен режим поддержания постоянства входного тока преобразователя. Исходя из этого, компоненты рассчитываются не через номинальную выходную мощность, а через номинальный входной ток  $I_{\text{ВХ}}$ , выражения для пассивных компонентов КИИ могут быть представлены как:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 \geq \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot (1 - D_S) \cdot D_S}{2I_{\text{ВХ}} \cdot f_K \cdot K_L \cdot (1 - 2D_S)} \tag{3.13}$$

$$\begin{aligned}
C_1 = C_4 &\geq \frac{2I_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}} \cdot K_C \cdot f_K} \cdot (1 - 2D_S) \\
C_2 = C_3 &\geq \frac{2I_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}} \cdot K_C \cdot f_K} \cdot \frac{(1 - 2D_S)}{(1 - D_S)} \cdot D_S
\end{aligned} \tag{3.14}$$

Полупроводниковые приборы выбираются исходя из максимального напряжения, приложенного к ним, и максимального тока, который они проводят [20]. Исходя из этого, был использован критерий сравнения активных компонентов - максимальная полная мощность ключей [72].

$$P_{S(pk)} = \sum_{i=1}^N U_i \cdot I_{i(pk)} \tag{3.15}$$

где  $U_i$  – максимальное напряжение, приложенное к ключу,  $I_{i(pk)}$  – максимальный ток, проводимый ключом,  $N$  – количество ключей в преобразователе [20].

Максимальное напряжение, приложенное к диодам КИ-звена, может быть выражено как:

$$U_{D01} = U_{D02} = U'_{DC} - \frac{U_{BX}}{2} \quad (3.16)$$

Максимальное напряжение на фиксирующих диодах АИН:

$$U_{D1...D6} = U'_{DC} - \frac{U_{BX}}{2} \quad (3.16)$$

Максимальное напряжение на транзисторах АИН:

$$U_{T1...T12} = U'_{DC} - \frac{U_{BX}}{2} \quad (3.17)$$

Действующее фазное напряжение АИН [73, 74]:

$$U_{Aeff} = \frac{U_{DC}}{2\sqrt{2}} \cdot M = \frac{U'_{DC}}{2\sqrt{2}} \quad (3.18)$$

Действующее значение фазного тока АИН [73, 74]:

$$I_{Aeff} = \frac{P_{ВЫХ}}{3U_{2eff} \cos \varphi} \quad (3.19)$$

Максимальный ток через диоды  $I_{D01(pk)}$ ,  $I_{D02(pk)}$  КИ-звена протекает в состоянии АС и равен максимальному току в дросселях:

$$I_{D01, D02(pk)} = I_L + \Delta I_L = \frac{P_{ВЫХ}}{U_{BX}} + \frac{U_{BX}}{f_K \cdot L} \cdot Ds \quad (3.20)$$

Максимальный ток через диоды АИН равен максимальному току в нагрузке:

$$I_{D_1...D_6(pk)} = \sqrt{2} \cdot I_{2eff} = \frac{4P_{ВЫХ}}{3\cos\varphi \cdot U_{DC} \cdot M} = \frac{4P_{ВЫХ}}{3\cos\varphi \cdot U'_{DC}} \quad (3.21)$$

Максимальный ток через транзисторы протекает в состоянии КЗ. Поскольку замыкаются все три стойки инвертора, ток распределяется между ними:

$$I_{T_1...T_{12}(pk)} = \frac{2}{3} \cdot (I_L + \Delta I_L) = \frac{2}{3} \cdot \left( \frac{P_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} + \frac{U_{ВХ}}{f_K \cdot L} \cdot D_s \right) \quad (3.22)$$

Таким образом, соотношения, полученные в данном разделе, позволяют рассчитать все компоненты КИИ при заданных параметрах входного источника, модуляции и нагрузки.

### 3.2 Анализ традиционного АИН с повышающим *dc-dc* преобразователем в установившемся режиме

В данном разделе будут проанализированы компоненты традиционного АИН с повышающим *dc-dc* преобразователем по той же методике, как и в предыдущем разделе. Цель данного исследования – получить соотношения для величин пассивных компонентов, токов и напряжений пассивных и активных компонентов в том же виде, как и для КИИ. Топология традиционного АИН с *dc-dc* преобразователем показан на рисунке 3.2 [75 – 78].

Импульсный *dc-dc* преобразователь включен во входную цепь инвертора. Традиционная топология повышающего преобразователя содержит дроссель, транзистор, диод и конденсатор, подключенный параллельно нагрузке [79]. Принцип работы повышающего преобразователя показан с помощью схем замещения на рисунках 3.3 (а) и 3.3 (б) [29]. В активном состоянии (рисунок 3.3 (а)) транзистор  $T_{01}$  закрыт и диод  $D_{01}$  проводит ток от источника постоянного напряжения к инвертору. В нулевом состоянии (рисунок 3.3 (б)) транзистор  $T_{01}$  открыт и проводит ток через дроссель  $L_1$ , в котором накапливается энергия от источника напряжения. Выходной инвертор работает независимо от *dc-dc*

преобразователя и подключает нагрузку к повышенному напряжению на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$ .

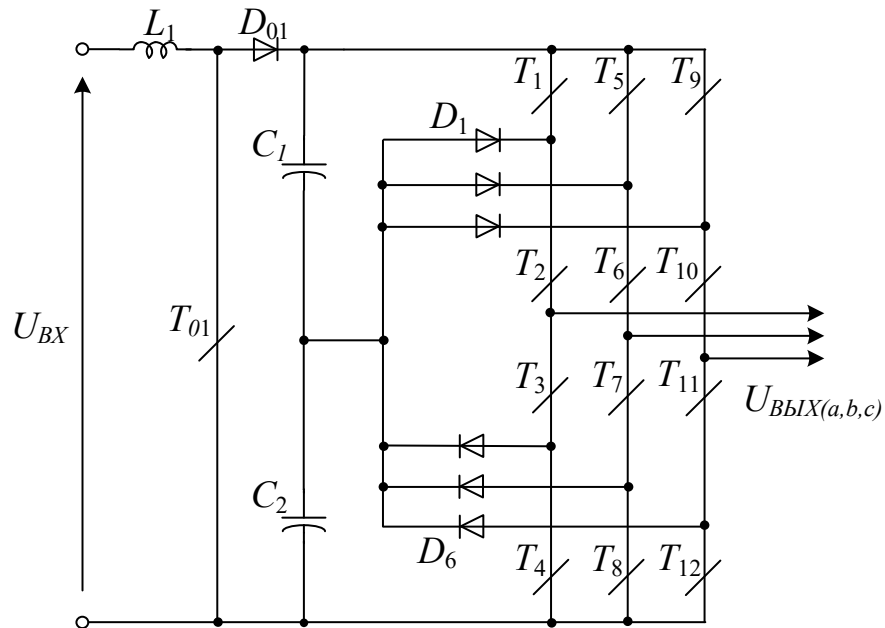


Рисунок 3.2 Трехуровневый трехфазный АИН с повышающим *dc-dc* преобразователем

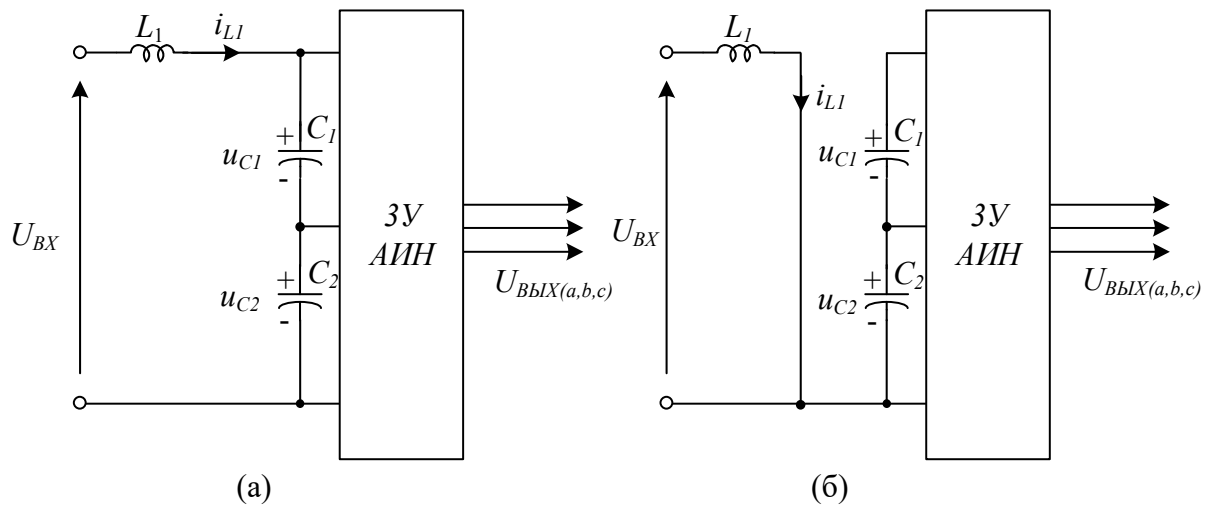


Рисунок 3.3 Схемы замещения АИН с *dc-dc* преобразователем в активном состоянии (а) и в нулевом состоянии (б)

Поскольку повышающий преобразователь работает независимо от АИН, ему необходимо собственное управление транзистором  $T_{01}$ . Частота опорного

сигнала импульсов управления может отличаться от частоты опорных сигналов ШИМ инвертора. Способ управления АИН – это, в рассматриваемом случае, хорошо известная скалярная синусоидальная ШИМ для управления многоуровневыми инверторами [43, 77, 80]. Импульсы управления  $T_{01}$  формируются через сравнение треугольного опорного сигнала с постоянным задающим сигналом, как показано на рисунке 3.4. Уровень задающего сигнала  $U_{ref}$  определяет коэффициент повышения. В то же время, три модулирующих сигнала (по одному для фазы) и два треугольных опорных сигнала (верхний  $\in [0,1]$  и нижний  $\in [-1,0]$ ) сравниваются для формирования импульсов управления инвертором и получения рабочих состояний схемы.

В режиме непрерывного входного тока (РНПТ) коэффициент повышения входного напряжения выражается [81]:

$$U_{DC} = U_{ВХ} \frac{1}{1-\gamma} \quad (3.23)$$

где  $\gamma$  – это относительная длительность импульсов управления ключа  $T_{01}$ .

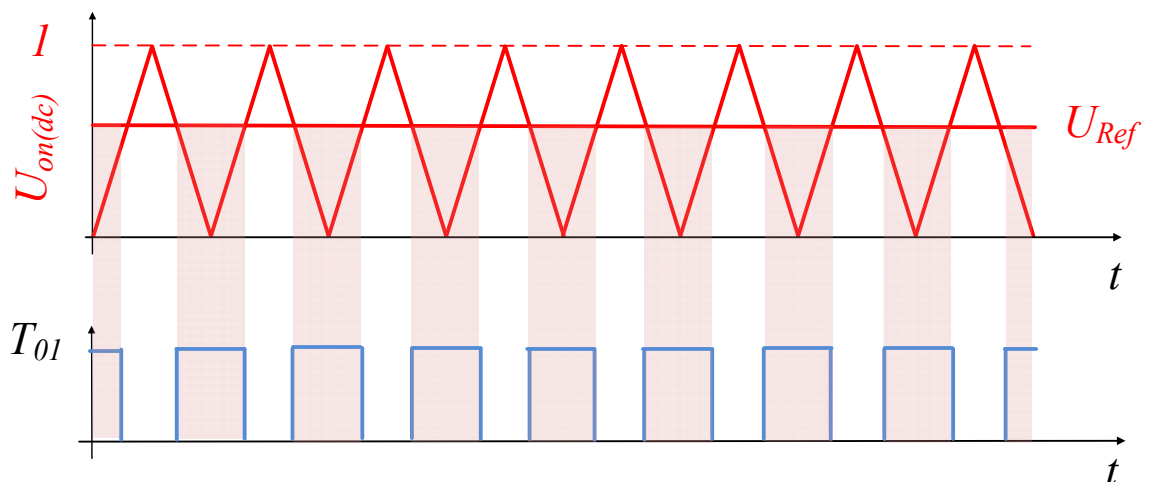


Рисунок 3.4 Формирование импульсов управления транзистором  $T_{01}$

В номинальном режиме работы преобразователя в трехфазной системе среднее значение напряжения в звене постоянного тока имеет гладкую форму, поэтому:

$$U'_{DC} = U_{DC} = G \cdot U_{BX} \quad (3.24)$$

Напряжение на конденсаторах и ток в дросселях имеют формы, представленные на рисунке 3.5.

Среднее значение входного тока выражается из баланса мощностей, при принятии равенства выходной мощности  $P_{ВЫХ}$  и входной мощности. Входной ток может быть рассчитан через выходную мощность и входное напряжение [81]:

$$I_L = \frac{P_{ВЫХ}}{U_{BX}} \quad (3.25)$$

Пульсации тока в дросселе могут быть выражены как:

$$\Delta I_L = \int_0^{T_K \gamma} \frac{di_L}{dt} dt = \int_0^{T_K \gamma} \frac{U_{BX}}{L} dt = \frac{U_{BX}}{L} \cdot T_K \gamma \quad (3.26)$$

где  $T_K$  – это период коммутации.

Индуктивность  $dc-dc$  преобразователя может быть выражена через коэффициент пульсаций тока  $K_L$ :

$$K_L = \frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{U_{BX}^2}{P_{ВЫХ} \cdot L} \cdot T_K \cdot \gamma \quad (3.27)$$

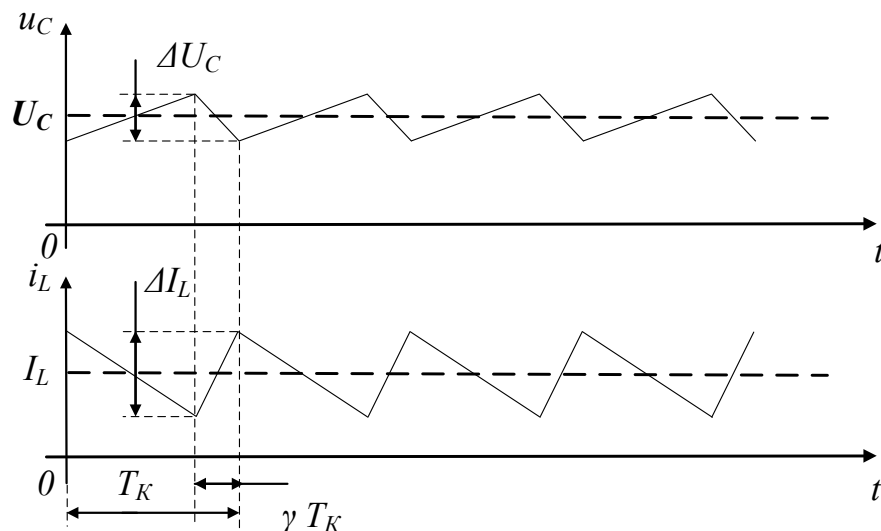


Рисунок 3.5 Формы напряжения на конденсаторах и тока в индуктивности



Индуктивность также рассчитывается через выражения, представленные в [81, 82]:

$$L_1 \geq \frac{U_{\text{ВХ}}^2 \cdot (U_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}{P_{\text{ВЫХ}} \cdot K_L \cdot f_K \cdot U_{\text{DC}}} \quad (3.28)$$

где  $f_K$  – это частота коммутации.

Напряжения на конденсаторах равны между собой и выражаются как:

$$U_{C1} = U_{C2} = \frac{U_{\text{DC}}}{2} = \frac{U'_{\text{DC}}}{2} \quad (3.29)$$

Как видно из рисунка 3.5, пульсации напряжения на конденсаторах могут быть выражены как:

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^{T_K \gamma} i_C(t) dt = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{DC}} \cdot C} \cdot T_K \cdot \gamma \quad (3.30)$$

Емкости конденсаторов повышающего  $dc-dc$  преобразователя могут быть выражены через коэффициент пульсаций напряжения звена постоянного тока  $K_C$ :

$$K_C = \frac{\Delta U_C}{U_C} = \frac{2P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{DC}} \cdot U_{\text{DC}} \cdot C \cdot f_K} \cdot \gamma \quad (3.31)$$

Выражение для емкости [81, 82]:

$$C_1 = C_2 \geq \frac{2P_{\text{ВЫХ}} \cdot \gamma}{U_{\text{DC}}^2 \cdot f_K \cdot K_C} \quad (3.32)$$

При режиме поддержания номинального входного тока преобразователя выражения для расчета пассивных компонентов:

$$L_1 \geq \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot (U_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}{I_{\text{ВХ}} \cdot K_L \cdot f_K \cdot U_{\text{DC}}} \quad (3.33)$$

$$C_1 = C_2 \geq \frac{2 \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot I_{\text{ВХ}} \cdot \gamma}{U_{\text{DC}}^2 \cdot f_K \cdot K_C} \quad (3.34)$$

Максимальный ток через диод  $I_{D01(pk)}$   $dc-dc$  преобразователя протекает в состоянии АС и равен максимальному току в дросселе:

$$I_{D01(pk)} = I_{L1} + \Delta I_{L1} = \frac{P_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} + \frac{U_{ВХ}}{f_K \cdot L} \cdot \gamma \quad (3.35)$$

Максимальный ток через транзистор  $I_{T01(pk)}$   $dc-dc$  преобразователя протекает в состоянии КЗ и также максимальному току в дросселе:

$$I_{T01(pk)} = I_{L1} + \Delta I_{L1} = \frac{P_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} + \frac{U_{ВХ}}{f_K \cdot L} \cdot \gamma \quad (3.36)$$

### 3.3 Сравнение традиционного АИН с повышающим преобразователем и КИИ

Ранее было проведено сравнение однофазного трехуровневого КИИ с однофазными трехуровневыми Z-инверторами и АИН с SEPIC-преобразователями.

Для выражения соотношений емкостей и индуктивностей в относительных единицах введем базовую величину для индуктивностей обоих преобразователей и для емкостей. Базовые величины будут соответствовать состоянию  $U_{ВХ} = \frac{U'_{DC}}{2}$ .

Базовая величина индуктивностей определяется соотношением:

$$L = \frac{U'_{DC}{}^2}{8P_{ВЫХ} \cdot f_K \cdot K_L} = \text{лот.ед.} \quad (3.37)$$

В таком случае, индуктивность выражается как:

$$L_1 = L \cdot \frac{8U_{ВХ}{}^2 \cdot (U'_{DC} - U_{ВХ})}{U'_{DC}{}^3} \quad (3.38)$$

Базовая величина емкости:

$$C = \frac{2P_{\text{ВЫХ}}}{U'_{DC}{}^2 \cdot f_K \cdot K_C} = \text{от.ед.} \quad (3.39)$$

В этом случае, емкости выражаются как:

$$C_1 = C_2 = C \cdot \frac{U'_{DC} - U_{\text{ВХ}}}{U'_{DC}} \quad (3.40)$$

Через входной ток преобразователя базовые величины для индуктивностей и емкостей выражаются как:

$$L = \frac{U'_{DC}}{4I_{\text{ВХ}} \cdot f_K \cdot K_L} = \text{от.ед.} \quad (3.41)$$

$$C = \frac{I_{\text{ВХ}}}{2U'_{DC} \cdot f_K \cdot K_C} = \text{от.ед.} \quad (3.42)$$

Индуктивность и емкости выражаются как:

$$L_1 = L \cdot \frac{4U_{\text{ВХ}} \cdot (U'_{DC} - U_{\text{ВХ}})}{U'_{DC}{}^2} \quad (3.43)$$

$$C_1 = C_2 = C \cdot \frac{4U_{\text{ВХ}} \cdot (U'_{DC} - U_{\text{ВХ}})}{U'_{DC}{}^2} \quad (3.44)$$

В инверторе напряжения каждый силовой ключ должен быть выбран исходя из максимального приложенного напряжения. Максимальное напряжение на диоде *dc-dc* преобразователя:

$$U_{D01} = U'_{DC} \quad (3.45)$$

Максимальное напряжение на транзисторе *dc-dc* преобразователя:

$$U_{T01} = U'_{DC} \quad (3.46)$$

Максимальное напряжение на фиксирующих диодах АИН:

$$U_{D_1 \dots D_6} = \frac{U'_{DC}}{2} \quad (3.47)$$

Максимальное обратное напряжение на транзисторах АИН:

$$U_{T_1 \dots T_{12}} = \frac{U'_{DC}}{2} \quad (3.48)$$

С учетом (3.37) и (3.39) можно выразить индуктивности и емкости КИИ как:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \cdot \frac{4U_{BX} \cdot (U'_{DC} - U_{BX})}{U'_{DC} \cdot (2U'_{DC} - U_{BX})} \quad (3.49)$$

$$C_1 = C_4 = C \cdot \frac{U'_{DC}{}^2}{U_{BX} \cdot (2U'_{DC} - U_{BX})} \quad (3.50)$$

$$C_2 = C_3 = C \cdot \frac{U'_{DC} \cdot (U'_{DC} - U_{BX})}{U_{BX} \cdot (2U'_{DC} - U_{BX})} \quad (3.51)$$

С учетом (3.41) и (3.42) можно выразить индуктивности и емкости КИИ как:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \cdot \frac{2(U_{BX} - U'_{DC})}{(U_{BX} - 2U'_{DC})} \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned} C_1 = C_4 &= C \cdot \frac{4U'_{DC}}{2U'_{DC} - U_{BX}} \\ C_2 = C_3 &= C \cdot \frac{4(U_{BX} - U'_{DC})}{(U_{BX} - 2U'_{DC})} \end{aligned} \quad (3.53)$$

На рисунке 3.6 показаны зависимости значений пассивных компонентов двух рассматриваемых схем от входного напряжения, где одна относительная единица напряжения соответствует  $U^*_{DC}$ . Основная идея этих рисунков – показать, какие значения пассивных компонентов требуются для обеспечения одного и того же тока в дросселях и напряжения на конденсаторах с одинаковыми пульсациями в точках, определяемых входным напряжением

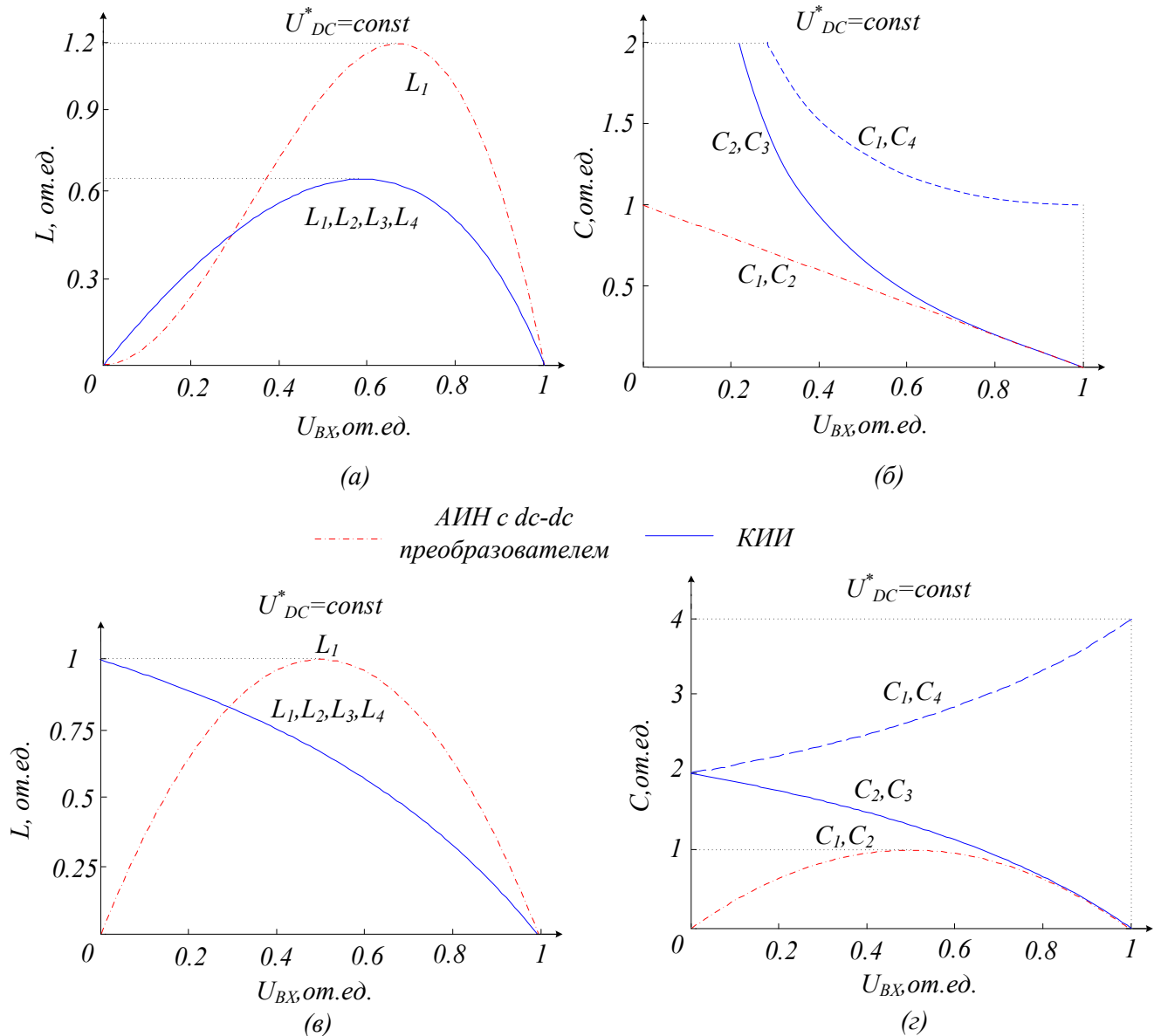


Рисунок 3.6 Сравнение топологий при номинальной выходной мощности: зависимости индуктивности (а), емкости (б), от входного напряжения; номинальном входном токе: индуктивности (в) и емкости (г)

Рассмотрен только повышающий режим работы преобразователей, так как в понижающем режиме *dc-dc* преобразователь не задействован, а КИИ работает как АИИ. Рисунок 3.6 (а) и рисунок 3.6 (б) соответствуют случаю, когда компоненты преобразователя рассчитаны на номинальную выходную мощность при изменении входного напряжения и входного тока. В то же время, на рисунке 3.6 (в) и рисунке 3.6 (г) изображены те же результаты, когда входной ток стабилизируется, при изменении входного напряжения. В этом случае, выходная

мощность не постоянна. Видно, что индуктивности и емкости зависят от входного напряжения и коэффициента повышения напряжения нелинейно.

Соотношения в относительных единицах для пассивных компонентов и полупроводниковых приборов традиционного АИН с повышающим преобразователем и КИИ приведены в таблицах 3.1 и 3.2. В приведенных соотношениях базовые величины индуктивности  $L$  и емкости  $C$  соответствуют приведенным в выражениях (3.37) и (3.39) в случае постоянной входной (и выходной) мощности или (3.41) и (3.42) в случае постоянного входного тока. Таким образом, учтены такие параметры как коэффициенты пульсаций тока и напряжения, так же, как и частота коммутаций.

Таблица 3.1 Загрузка по напряжению полупроводниковых приборов

Топология	Повышающее звено				Инвертор			
	№	Транзисторы	№	Диоды	№	Транзисторы	№	Диоды
ЗУ АИН с повышающ. преоб.	$T_{01}$	$U'_{DC}$	$D_{01}$	$U'_{DC}$	$T_1$ ... $T_{12}$	$\frac{U'_{DC}}{2}$	$D_1$ ... $D_6$	$\frac{U'_{DC}}{2}$
ЗУ КИИ			$D_{01},$ $D_{02}$	$U'_{DC} - \frac{U_{BX}}{2}$	$T_1$ ... $T_{12}$	$U'_{DC} - \frac{U_{BX}}{2}$	$D_1$ ... $D_6$	$U'_{DC} - \frac{U_{BX}}{2}$

Таблица 3.2. Сравнение пассивных компонентов

Топология	Дроссели			Конденсаторы		
	№	Среднее значение тока	Значение	№	Среднее значение напряжения	Значение
3У АИН с повышающим преобр.	$L_1$	$\frac{P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$	$L \cdot \frac{8U_{\text{ВХ}}^2 \cdot (U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}{U'_{\text{DC}}{}^3}$	$C_1, C_2$	$\frac{U'_{\text{DC}}}{2}$	$C \cdot \frac{U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}}}{U'_{\text{DC}}}$
3У АИН с повышающим преобр.	$L_1$	$I_{\text{ВХ}}$	$L \cdot \frac{4U_{\text{ВХ}} \cdot (U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}{U'_{\text{DC}}{}^2}$	$C_1, C_2$	$\frac{U'_{\text{DC}}}{2}$	$C \cdot \frac{4U_{\text{ВХ}} \cdot (U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}{U'_{\text{DC}}{}^2}$
3У КИИ	$L_1 \dots L_4$	$\frac{P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$	$L \cdot \frac{2U_{\text{ВХ}} \cdot (U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}{U'_{\text{DC}} \cdot (2U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}$	$C_1, C_4$ $C_2, C_3$	$\frac{U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}}}{2}$ $\frac{U'_{\text{DC}}}{2}$	$C \cdot \frac{U'_{\text{DC}}{}^2}{U_{\text{ВХ}} \cdot (2U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}$ $C \cdot \frac{U'_{\text{DC}} \cdot (U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}{U_{\text{ВХ}} \cdot (2U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}$
3У КИИ	$L_1 \dots L_4$	$I_{\text{ВХ}}$	$L \cdot \frac{2(U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}{(2U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}$	$C_1, C_4$ $C_2, C_3$	$\frac{U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}}}{2}$ $\frac{U'_{\text{DC}}}{2}$	$C \cdot \frac{4U'_{\text{DC}}}{2U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}}}$ $C \cdot \frac{4(U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}{(2U'_{\text{DC}} - U_{\text{ВХ}})}$

Принимая во внимание (3.2) и (3.24), можно переписать соотношения для индуктивностей и емкостей, как зависимости от коэффициента передачи  $G$ .

Для АИН с  $dc-dc$  преобразователем при номинальной выходной мощности:

$$L_1 = L \cdot \frac{8(G-1)}{G^3} \quad (3.54)$$

$$C_1 = C_2 = C \cdot \frac{(G-1)}{G} \quad (3.55)$$

Для АИН с  $dc-dc$  преобразователем при номинальном входном токе:

$$L_1 = L \cdot \frac{4(G-1)}{G^2} \quad (3.56)$$

$$C_1 = C_2 = C \cdot \frac{4(G-1)}{G^2} \quad (3.57)$$

Для КИИ при номинальной выходной мощности:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \cdot \frac{4(G-1)}{G \cdot (2G-1)} \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned} C_1 = C_4 &= C \cdot \frac{G^2}{(2G-1)} \\ C_2 = C_3 &= C \cdot \frac{G \cdot (G-1)}{(2G-1)} \end{aligned} \quad (3.59)$$

Для КИИ при номинальном входном токе:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \cdot \frac{2(G-1)}{(2G-1)} \quad (3.60)$$



$$C_1 = C_4 = C \cdot \frac{4G}{(2G-1)}$$

$$C_2 = C_3 = C \cdot \frac{4(G-1)}{(2G-1)} \quad (3.61)$$

По полученным соотношениям построены зависимости величин пассивных компонентов от коэффициента передачи, представленные на рисунке 3.7.

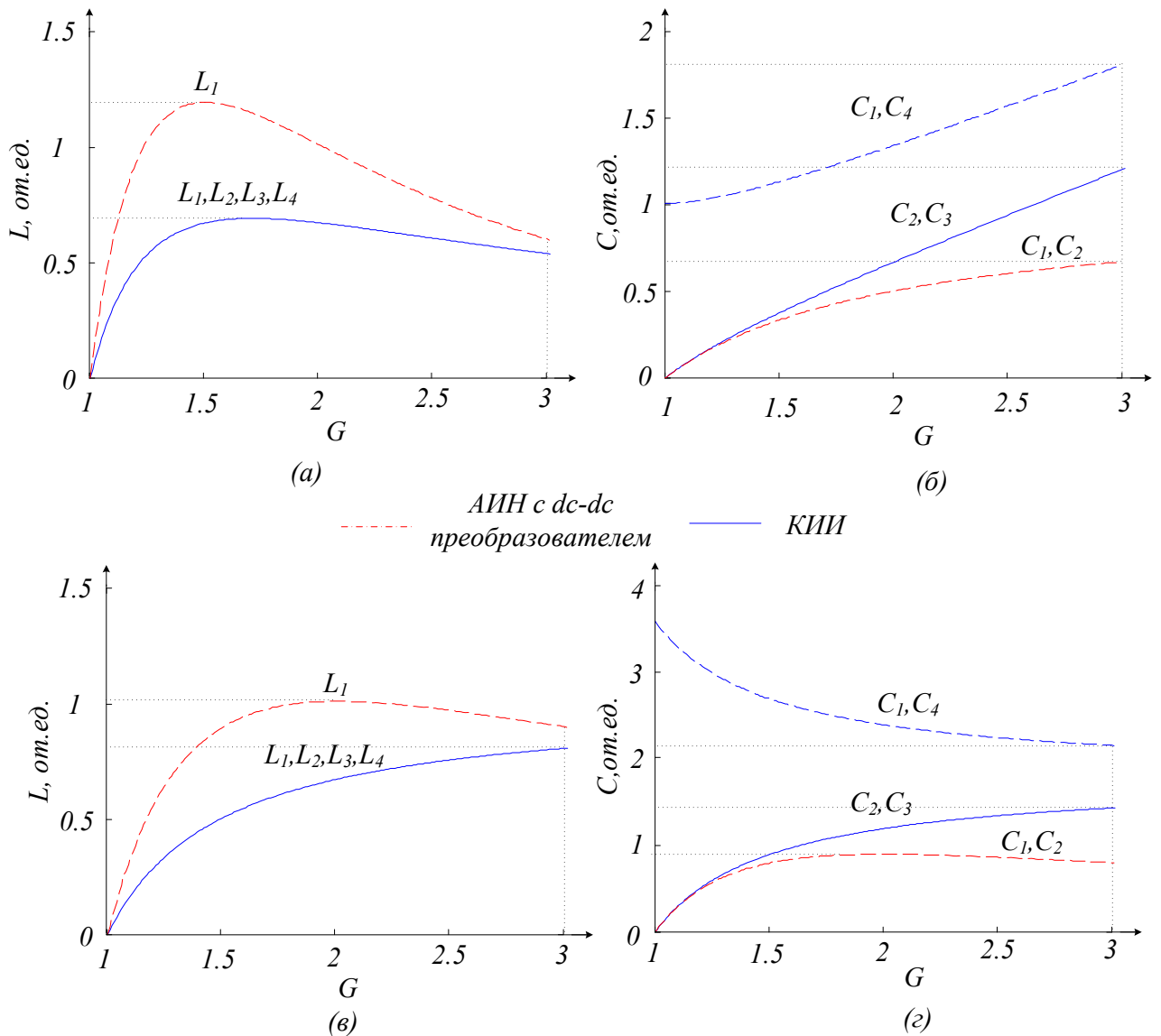


Рисунок 3.7 Сравнение топологий при номинальной выходной мощности: зависимости индуктивности (а), емкости (б), от коэффициента передачи; при номинальном входном токе: индуктивности (в) и емкости (г)

Были определены относительные размеры пассивных компонентов и распределение нагрузки на активные компоненты. В соответствии с пропорциональностью между размерностями дросселя и его энергией, которая определяется как:

$$E_L = \frac{L \cdot I_{\text{ср}}^2}{2} \quad (3.62)$$

можно определить относительные массогабаритные показатели рассчитанных дросселей. Для обобщения анализа, накопленная энергия в дросселях представлена в относительных единицах:

$$E_{LW} = \sum_{i=1}^N \frac{L_i \cdot I_{\text{ср}i}^2}{2} \quad (3.63)$$

где  $N$  – это количество дросселей. Данный параметр позволяет оценить и сравнить требуемые массогабаритные показатели дросселей для обеспечения необходимого повышения напряжения с заданными параметрами токов.

Подобный параметр введен и для конденсаторов:

$$E_{CW} = \sum_{i=1}^N \frac{C_i \cdot U_{\text{MAX}i}^2}{2} \quad (3.64)$$

Чтобы оценить влияние полупроводниковых приборов на массогабаритные показатели, было определено максимальное требуемое обратное напряжение полупроводниковых приборов:

$$U_{DW} = \sum_{i=1}^N U_{\text{Обр\_диод}_i} \quad (3.65)$$

$$U_{TW} = \sum_{i=1}^N U_{\text{Обр\_тран}_i} \quad (3.66)$$

*АИН с dc-dc преобразователем:*

Суммарная энергия индуктивностей выражается через выходную мощность как:

$$E_{LW} = L \cdot \frac{4P_{\text{ВЫХ}}^2 \cdot (U'_{DC} - U_{\text{ВХ}})}{U'_{DC}{}^3} \quad (3.67)$$

Суммарная энергия индуктивностей через входной ток:

$$E_{LW} = L \cdot \frac{2I_{\text{ВХ}}^2 \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot (U'_{DC} - U_{\text{ВХ}})}{U'_{DC}{}^2} \quad (3.68)$$

Суммарная энергия емкостей через выходную мощность:

$$E_{CW} = C \cdot \frac{U'_{DC} \cdot (U'_{DC} - U_{\text{ВХ}})}{4} \quad (3.69)$$

Суммарная энергия емкостей через входной ток:

$$E_{CW} = C \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot (U'_{DC} - U_{\text{ВХ}}) \quad (3.70)$$

Суммарное напряжение полупроводниковых приборов:

$$U_{DW} = 4U'_{DC} \quad (3.71)$$

$$U_{TW} = 7U'_{DC} \quad (3.72)$$

*КИИ:*

Суммарная энергия индуктивностей выражается через выходную мощность как:

$$E_{LW} = L \cdot \frac{4P_{\text{ВЫХ}}^2 \cdot (U'_{DC} - U_{\text{ВХ}})}{U'_{DC} \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot (2U'_{DC} - U_{\text{ВХ}})} \quad (3.73)$$

Суммарная энергия индуктивностей через входной ток:

$$E_{LW} = L \cdot \frac{4I_{\text{ВХ}}^2 \cdot (U'_{DC} - U_{\text{ВХ}})}{(2U'_{DC} - U_{\text{ВХ}})} \quad (3.74)$$

Суммарная энергия емкостей через выходную мощность:

$$E_{CW} = C \cdot \frac{U'_{DC}{}^2 \cdot (U'_{DC} - U_{BX})^2 + U'_{DC} \cdot (U'_{DC} - U_{BX}) \cdot U_{BX}^2}{4U_{BX} \cdot (2U'_{DC} - U_{BX})} \quad (3.75)$$

Суммарная энергия емкостей через входной ток:

$$E_{CW} = C \cdot \frac{U'_{DC} \cdot (U'_{DC} - U_{BX})^2 + (U'_{DC} - U_{BX})^3}{2U'_{DC} - U_{BX}} \quad (3.76)$$

Суммарное напряжение полупроводниковых приборов:

$$U_{DW} = 8U'_{DC} - 4U_{BX} \quad (3.77)$$

$$U_{TW} = 12U'_{DC} - 6U_{BX} \quad (3.78)$$

Удельная мощность и массогабаритные показатели зависят от представленных параметров. На рисунке 3.8 представлено графическое сравнение компонентов исследуемых схем по полученным соотношениям.  $U_{BX}$  принято равным 0.5 от. ед. и 0.9 от. ед.

На рисунке 3.8 (а) приведены установленные мощности пассивных и активных компонентов при соотношении  $U'_{DC} / U_{BX} = 1.1$  при номинальной выходной мощности. На рисунке 3.8 (б) приведены аналогичные параметры при соотношении  $U'_{DC} / U_{BX} = 2$ . Как можно заметить, при небольшом коэффициенте повышения для обеих рассмотренных топологий размерности, требуемых пассивных и активных элементов практически совпадают. В то же время при больших коэффициентах повышения для КИИ требуются большие индуктивности и нагрузка полупроводниковых ключей выше. На рисунке 3.8 (в) и рисунке 3.8 (г) показаны аналогичные параметры при номинальном входном токе. Результаты сравнения аналогичны.

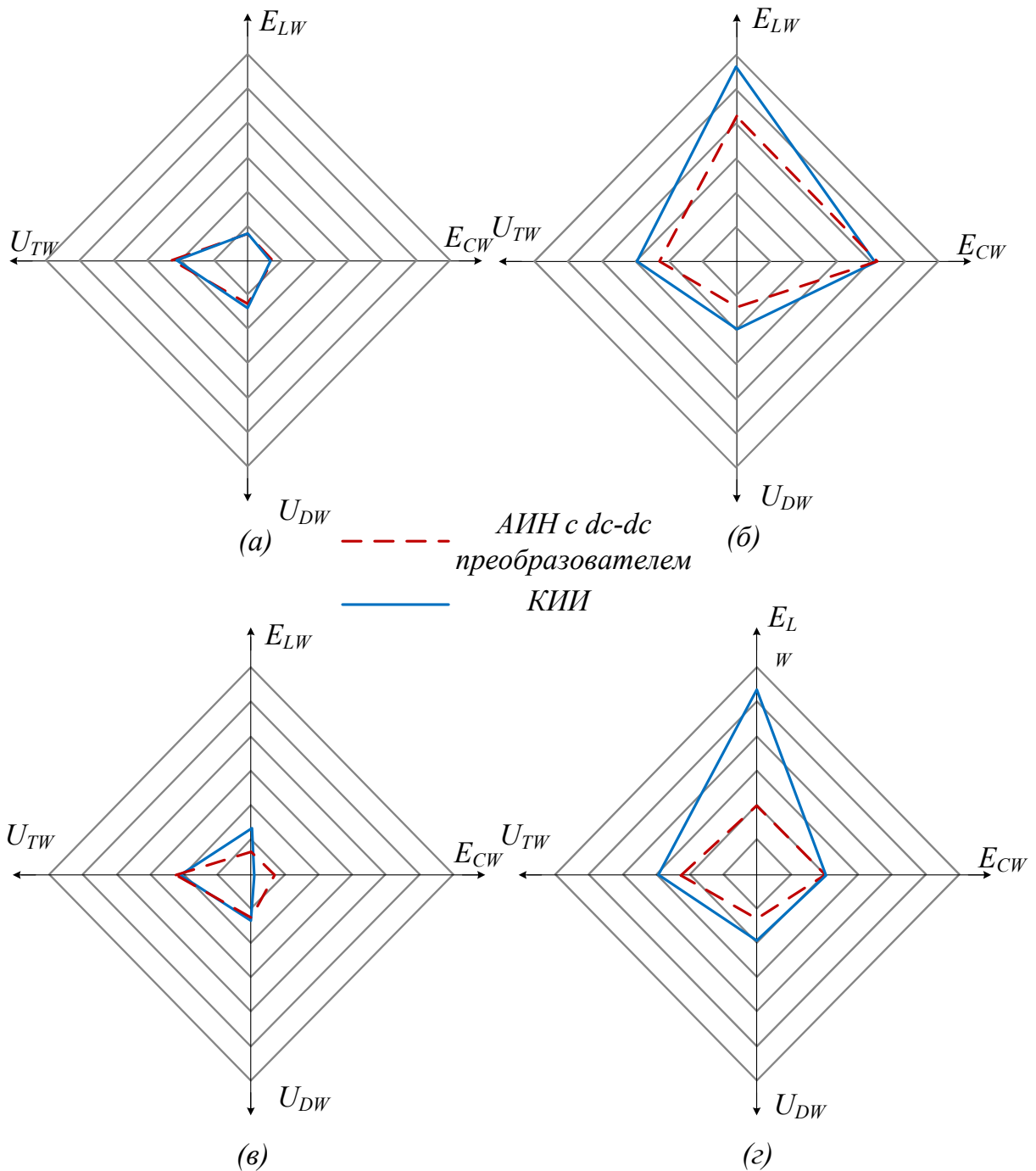


Рисунок 3.8 Сравнение пассивных и активных компонентов по установленной мощности при соотношении напряжений  $U'_{DC}/U_{BX} = 1.1$  (а) и  $U'_{DC}/U_{BX} = 2$  (б) при номинальной выходной мощности, и при соотношении напряжений  $U'_{DC}/U_{BX} = 1.1$  (в) и  $U'_{DC}/U_{BX} = 2$  (г) при номинальном входном токе

Получим соотношения для суммарных энергий дросселей и конденсаторов, как зависимости от коэффициента передачи  $G$ . Исходя из полученных ранее

соотношений (3.2), (3.6), (3.12), (3.24), (3.28), (3.32) и приведенных в таблице 3.2, можно представить соотношения для суммарных энергий в следующем виде:

*АИН с dc-dc преобразователем:*

$$E_{LW} = \frac{P_{\text{ВЫХ}} \cdot (G - 1)}{f_K \cdot K_L \cdot G} \quad (3.79)$$

$$E_{CW} = \frac{P_{\text{ВЫХ}} \cdot (G - 1)}{f_K \cdot K_L \cdot G} \quad (3.80)$$

*КИИ:*

$$E_{LW} = \frac{P_{\text{ВЫХ}} \cdot G \cdot (G - 1)}{f_K \cdot K_L \cdot (2G - 1)} \quad (3.81)$$

$$E_{CW} = \frac{P_{\text{ВЫХ}} \cdot \left( (G - 1)^2 + G \cdot (G - 1) \right)}{f_K \cdot K_C \cdot (2G - 1)} \quad (3.82)$$

Примем  $E_L = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{2f_K \cdot K_L}$  и  $E_C = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{2f_K \cdot K_C}$  за базовые величины энергии дросселей и конденсаторов соответственно. Тогда зависимости, построенные по полученным соотношениям, будут иметь вид приведенных на рисунке 3.9.

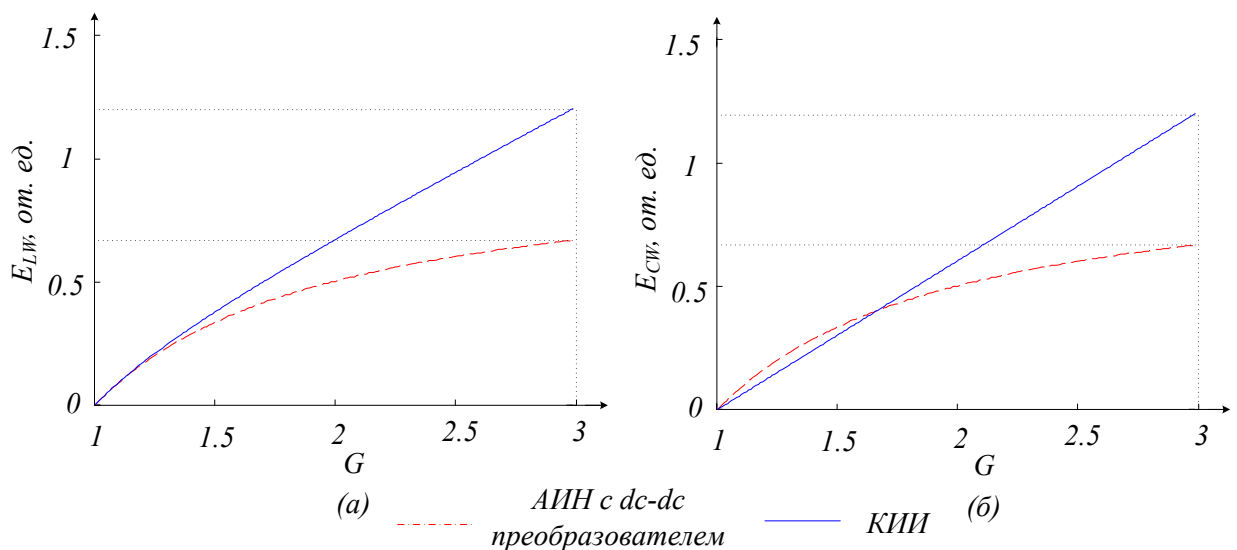


Рисунок 3.9 Сравнение топологий по суммарным энергиям дросселей (а) и конденсаторов (б)

Для полного сравнения исследуемых топологий по массогабаритным показателям необходимо сравнить суммарную энергию всех пассивных компонентов и максимальную установленную мощность активных компонентов. По соотношению (3.15) можно вывести соотношения для установленной мощности СПП с учетом (3.20) – (3.21), (3.35), (3.36) и соотношений, приведенных в таблице 3.1. Если допустить, что ток в дросселях обоих ПП идеально сглажен, то установленные мощности выражаются:

*АИН с dc-dc преобразователем:*

$$P_{S(pk)} = P_{\text{ВЫХ}} \cdot \left( 2G - \frac{12}{\cos \varphi} \right) \quad (3.83)$$

*КИИ:*

$$P_{S(pk)} = P_{\text{ВЫХ}} \cdot (2G - 1) \cdot \left( 5 - \frac{4}{G \cdot \cos \varphi} \right) \quad (3.84)$$

На рисунке 3.10 представлены зависимости суммарной взвешенной энергии пассивных компонентов и установленные мощности СПП для обоих преобразователей.

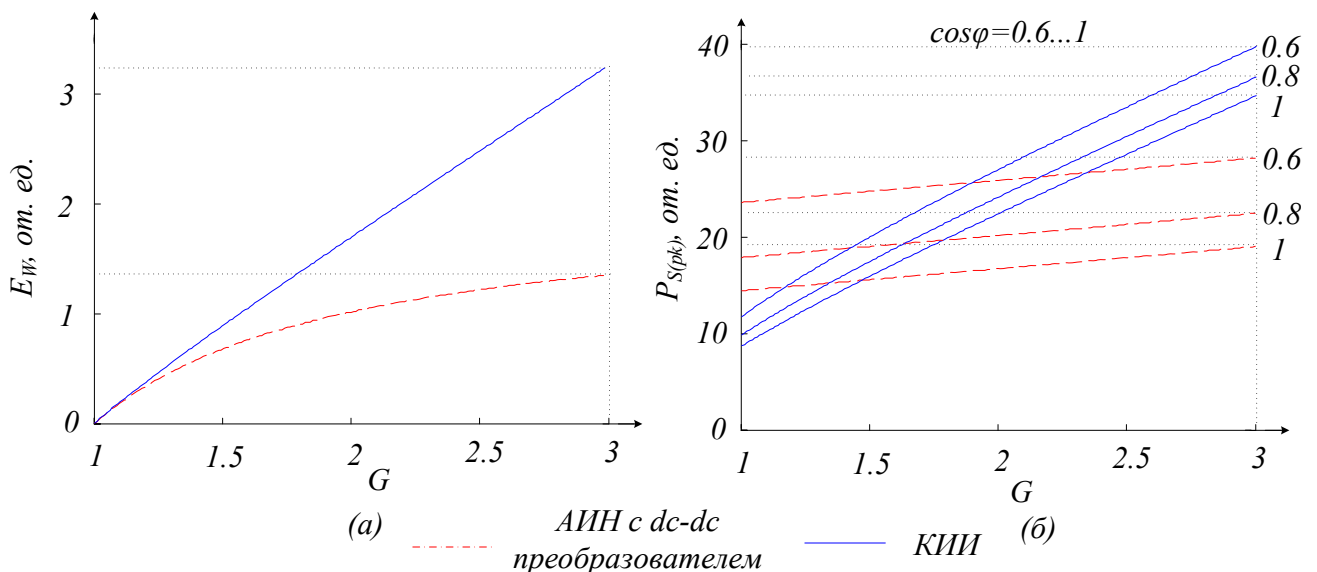


Рисунок 3.10 Сравнение топологий по суммарной энергии пассивных компонентов (а) и установленной мощности ключей (б)

Из представленных зависимостей видно, что в диапазоне коэффициента передачи 1...2 суммарная энергия пассивных компонентов КИИ превышает суммарную энергию пассивных компонентов АИН с *dc-dc* преобразователем не более чем на 50%. В том же диапазоне коэффициента передачи установленная мощность ключей КИИ равна 60...130% от установленной мощности ключей АИН с *dc-dc* преобразователем при  $\cos\varphi = 1$ ; 55...110% при  $\cos\varphi = 0,8$  и 50...95% при  $\cos\varphi = 0,6$ . Таким образом, КИ-звено по массогабаритным показателям пассивных компонентов больше *dc-dc* преобразователя, однако при небольших коэффициентах передачи КИИ выигрывает по установленной мощности СПП. Графики показывают, что, с точки зрения массогабаритных показателей, КИИ оптимально использовать в диапазоне коэффициента передачи  $G = 1...2$ , если требуется коэффициент передачи больше 2, то оптимально использование АИН с *dc-dc* преобразователем. Однако, при высоких требованиях к надежности и устойчивости к КЗ, следует использовать КИИ.

### 3.4 Моделирование исследуемых ПП

Целью моделирования было подтверждение результатов анализа, проведенного в предыдущем параграфе. Для этого были получены параметры токов и напряжений из временных диаграмм исследуемых топологий. Для моделирования был использован программный пакет "*PowerSim*". Модели силовых схем (см. Приложение А) соответствуют топологиям, представленным на рисунках 2.1 и 3.2. Входной источник постоянного напряжения – идеальный. Транзисторы и диоды представлены в модели тепловыми модулями с параметрами соответствующими реальным приборам [83, 84]. На выходе преобразователя – *LC*-фильтр. Нагрузка трехфазная активная, так как в экспериментальном исследовании была использована такая нагрузка.

Система управления традиционным АИН представляет собой синусоидальную ШИМ с двумя опорными сигналами, сдвинутыми друг относительно друга на 180 градусов. Транзистор *dc-dc* преобразователя



управляется импульсами постоянной длительности, формируемыми путем сравнения треугольного опорного сигнала с постоянным задающим, как показано на рисунке 3.4. Система управления КИИ (см. Приложение Б) реализует тот же принцип, что и для традиционного АИН с добавлением импульсов формирования состояния короткого замыкания, как показано на рисунке 2.3.

Параметры обоих преобразователей были рассчитаны через полученные ранее выражения (3.6), (3.12), (3.28), (3.32). Все рассчитанные параметры и параметры, выбранные для расчета, приведены в таблице 3.3. На рисунке 3.11 изображены временные диаграммы токов и напряжений для обеих топологий.

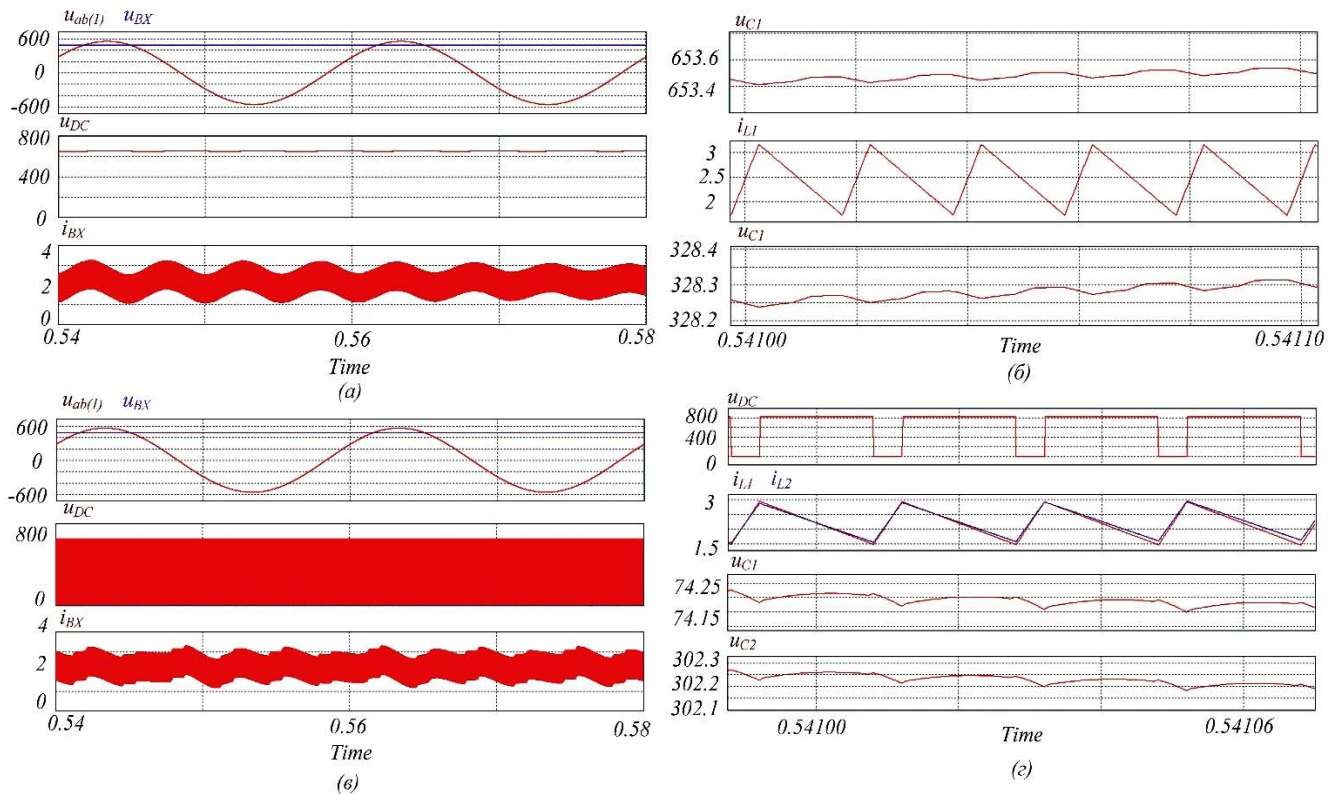


Рисунок 3.11 Временные диаграммы традиционного АИН с повышающим  $dc-dc$  преобразователем (а), (б) и КИИ (в), (г)

Таблица 3.3. Параметры моделей

Параметр	ЗУ АИН + <i>dc-dc</i> преобр.			ЗУ КИИ		
	Коэф. повышения	Индуктивности	Емкости	Коэф. повышения	Индуктивности	Емкости
Входное напряжение $U_{ВХ} = 490 \text{ В};$ Мощность нагрузки $P_{ВЫХ} = 1 \text{ кВт};$ Выходная частота $f = 50 \text{ Гц};$ Частота коммутации $f_k = 50 \text{ кГц};$	Выходной коэф. повышения $G = 1.33;$  $B = 1.33$ $\gamma = 0.25$	Коэф. пульсаций тока $K_L = 0.7;$  $L_1 = 1700 \text{ мкГн}$	Коэф. пульсаций напряжения $K_C = 0.0001.$  $C_1 = C_2 = 470$ мкФ	Выходной коэф. повышения $G = 1.33;$  $B = 1.667$ $D_s = 0.2$	Коэф. пульсаций тока $K_L = 0.7;$  $L_1 = L_2 = L_3 = L_4$ $= 900 \text{ мкГн}$	Коэф. пульсаций напряжения $K_{C1} = 0.001.$ $C_1 = C_4 = 200$ мкФ  $K_{C1} = 0.00025.$ $C_2 = C_3 = 200$ мкФ

На рисунке 3.11 (а) показано напряжение входного источника питания ( $u_{BX}$ ) и первая гармоника выходного линейного напряжения ( $u_{AB(l)}$ ), напряжение звена постоянного тока ( $u_{DC}$ ) и входной ток ( $i_{BX}$ ) традиционного АИН с  $dc-dc$  преобразователем. На рисунке 3.11 (б) представлено напряжение звена постоянного тока ( $u_{DC}$ ), пульсации тока в индуктивности ( $i_{L1}$ ) и пульсации напряжения на конденсаторе ( $u_{C1}$ ) в масштабе периода коммутации для традиционного АИН с  $dc-dc$  преобразователем. Те же диаграммы для КИИ представлены на рисунке 3.11 (в) и рисунке 3.11 (г) соответственно.

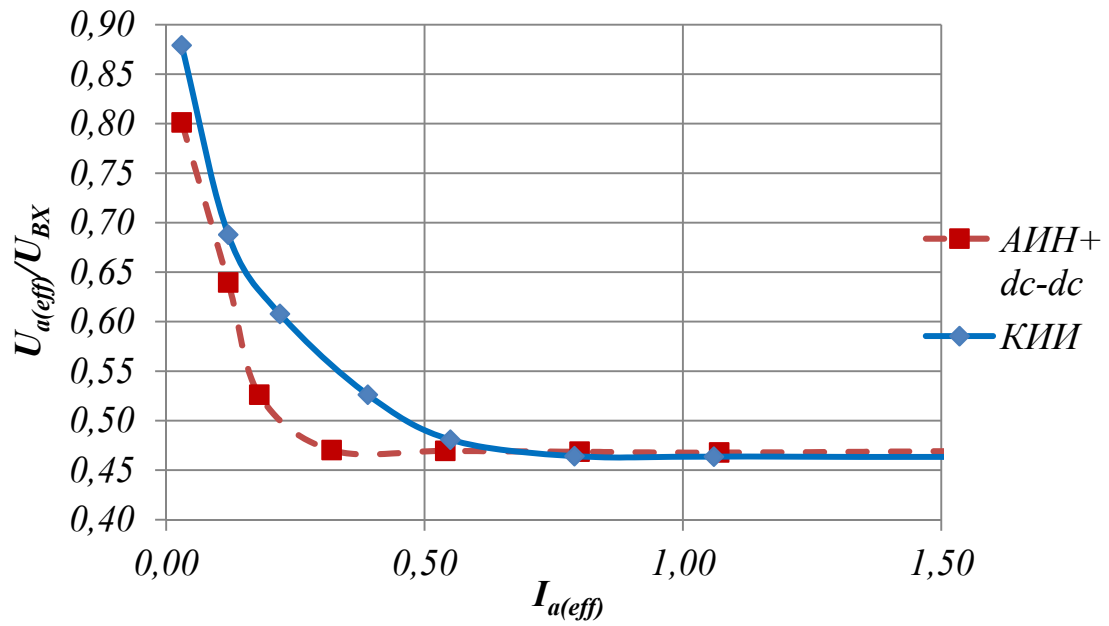
Диаграммы тока в дросселе и напряжения на конденсаторе показывают, что пульсации находятся в пределах расчетных параметров. Таким образом, выражения, полученные для расчета дросселей и конденсаторов, справедливы для обоих преобразователей.

В таблице 3.4 приведены численные результаты моделирования.

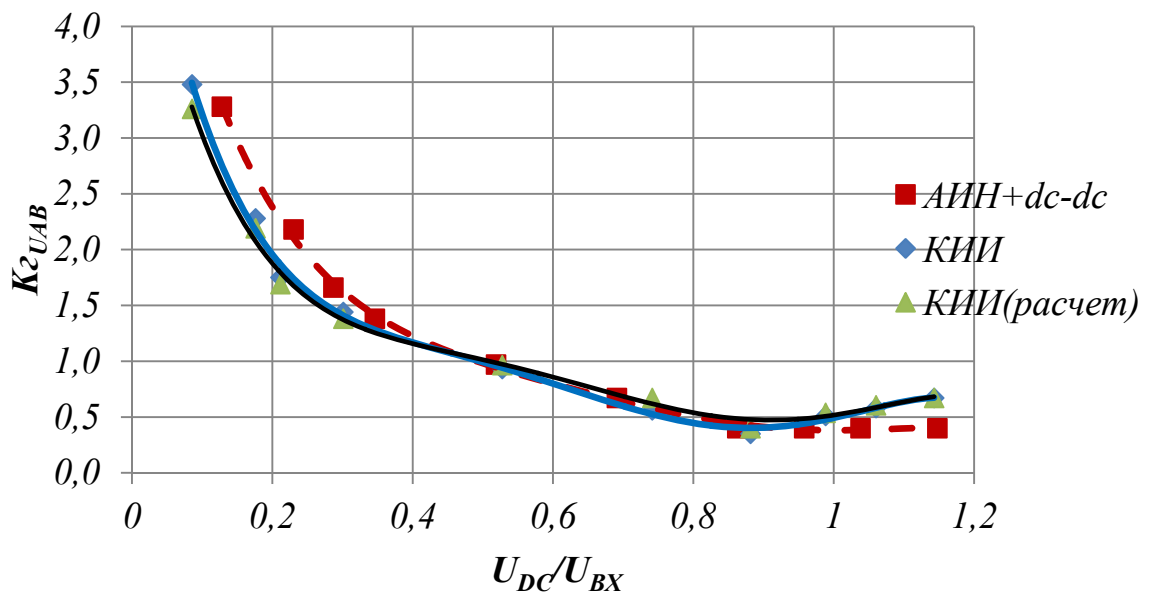
Таблица 3.4 Результаты моделирования

Преобразователь	АИН с $dc-dc$ преобразователем	КИИ
Максимальное напряжение звена постоянного тока $U_{DC}$ , В	652	803
Входной ток $I_{IN}$ , А	1,95	2,01
Пульсации входного тока $\Delta I_{IN}$ , А	1	1
Выходное линейное напряжение $U_{AB(дейст)}$ , В	390	391
Эффективность, %	95,6	95,4

По результатам моделирования были построены следующие характеристики для исследуемых схем: внешняя характеристика (рисунок 3.12 (а)), и зависимость коэффициента гармоник выходного линейного напряжения от коэффициента передачи преобразователя (рисунок 3.12 (б)).



(a)



(б)

Рисунок. 3.12 Сравнительные характеристики АИН с  $dc-dc$  преобразователем и КИИ

Внешнюю характеристику всех исследуемых преобразователей можно условно разделить на два участка: первый – жесткий соответствующий характеристике традиционного инвертора напряжения; второй участок – мягкий, имеет место в диапазоне нагрузки близкой к холостому ходу. На данном участке

происходит повышение напряжения звена постоянного тока выше расчетной величины за счет того, что на рабочем интервале коммутации энергия, накопленная в  $LC$ -контуре на интервале короткого замыкания, не успевает сбрасываться в нагрузку. Переход в мягкий участок характеристики происходит при мощности нагрузки около 10% от номинальной для КИИ и около 7% от номинальной для АИН с  $dc-dc$  преобразователем.

Зависимость коэффициента гармоник, который является отношением суммы амплитуд высших гармоник к первой, у КИИ ниже, чем у традиционного инвертора в области низкой модуляции, но значительно повышается в области коэффициента передачи больше 1. Это связано с тем, что традиционный АИН с  $dc-dc$  преобразователем использует для накопления энергии отдельно-коммутируемый контур, а КИИ – дополнительное состояние ключей инвертора. По характеру зависимости соответствуют зависимостям традиционного инвертора с ШИМ при соответствующем способе управления.

КПД традиционного АИН с  $dc-dc$  преобразователем была получена равной примерно 96 % в исследуемой рабочей точке. КПД КИИ в той же точке получена примерно на уровне 95 %. Чтобы установить распределение потерь по компонентам преобразователей, были использованы тепловые модули диодов и  $MOSFET$  в программе «*PowerSim*» с параметрами тех ключей, которые были использованы в экспериментальных макетах. Были учтены статические потери во всех полупроводниковых приборах обоих преобразователей и динамические потери в транзисторах. На рисунке 3.13 изображено распределение потерь в обоих преобразователях, где  $P_{T(DC)}$  – это потери мощности в транзисторе звена постоянного тока,  $P_{D(DC)}$  – потери мощности в диодах звена постоянного тока,  $P_{T(ИНВ)}$  – потери в транзисторах инвертора,  $P_{D(ИНВ)}$  – потери в диодах инвертора. Потери в пассивных компонентах в исследуемых топологиях близки по значению. Как можно заметить дополнительные потери в транзисторе звена постоянного тока  $dc-dc$  преобразователя компенсируются меньшими потерями в транзисторах АИН.

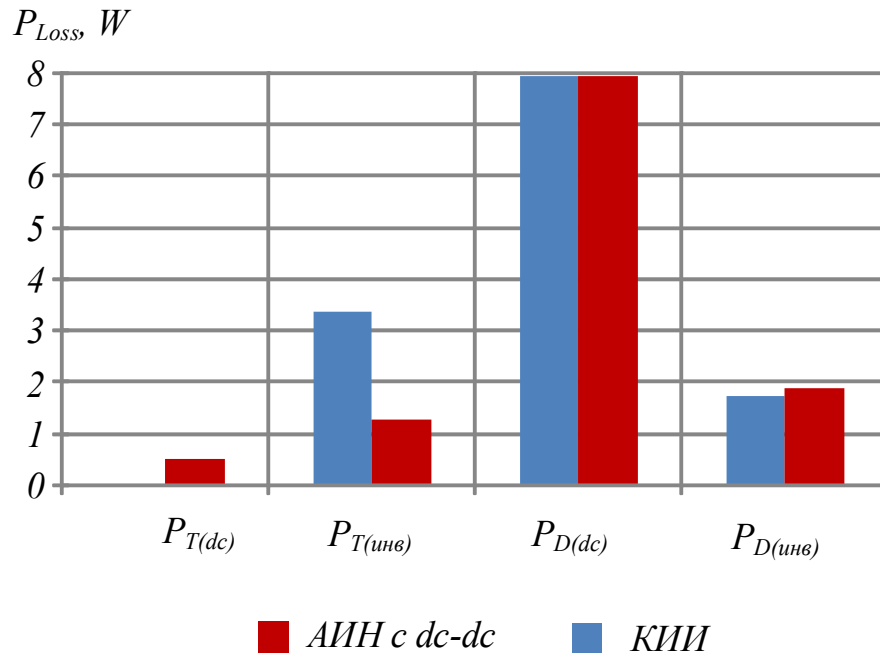


Рисунок 3.13 Распределение потерь

Значительно более высокие потери в транзисторах КИИ объясняются реализацией состояния короткого замыкания во всех трех стойках АИН, что ведет к увеличению действующего значения тока и потерь проводимости соответственно. В целом, потери в полупроводниковых приборах очень близки в обоих преобразователях. Также стоит упомянуть, что потери в диодах  $dc-dc$  преобразователя и КИ-звеньев дают наибольший вклад в общее распределение потерь [85].

### Выводы по главе 3

В ходе проведенного анализа получены соотношения для расчета компонентов трехфазного трехуровневого КИИ и АИН с повышающим  $dc-dc$  преобразователем по общей методике. Справедливость соотношений подтверждена с помощью имитационного моделирования. Сравнительный анализ топологий показал следующее:

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

требуются большие пассивные компоненты. Относительные массогабаритные показатели пассивных компонентов КИИ практически соответствуют показателям АИН с *dc-dc* преобразователем в области малого коэффициента повышения напряжения, но в области высокого коэффициента размерности компонентов КИИ больше, чем у традиционного преобразователя;

2. КИИ не вносят значительного искажения в форму выходного напряжения по сравнению с традиционными АИН с *dc-dc* преобразователем, однако при больших коэффициентах повышения, искажения могут приводить к значительным потерям из-за соотношения длительностей активных состояний и состояния короткого замыкания;

3. КИИ не имеет значительных преимуществ перед традиционной топологией с точки зрения массогабаритных показателей и эффективности. Однако, КИИ может найти применение в системах малой мощности с высокими требованиями к надежности, таких как авиационные системы электроснабжения, вспомогательные системы электроснабжения, автономные системы электроснабжения и т.д.

## ГЛАВА 4. МОДИФИКАЦИЯ СИЛОВОЙ СХЕМЫ ТРЕХФАЗНОГО ТРЕХУРОВНЕВОГО КИИ

Целью данной главы является описание особенностей режима работы КИИ при малой нагрузке и на холостом ходу (ХХ). Также предлагается модифицированная топология двух- и трехуровневого КИИ с целью обеспечения работы преобразователя при малой нагрузке и в режиме ХХ и проводится ее сравнение с традиционной топологией КИИ.

Как было сказано ранее, для стабилизации напряжения звена постоянного тока обычно используются повышающе-понижающие преобразователи, поскольку выходное напряжение источника может меняться в широком диапазоне в зависимости от окружающих условий и нагрузки [86]. В случае необходимости получения стандартного переменного выходного напряжения со стабилизированным действующим значением основной гармоники, при широком изменении входного напряжения, как правило, применяется инвертор напряжения с повышающим преобразователем [75 - 78, 87]. Другим типом преобразователей, позволяющих выполнять аналогичные функции в автономных системах электроснабжения, являются квази-импедансные инверторы [53, 29, 88, 89]. Топология типового трехфазного КИИ представлена на рисунке. 4.1.

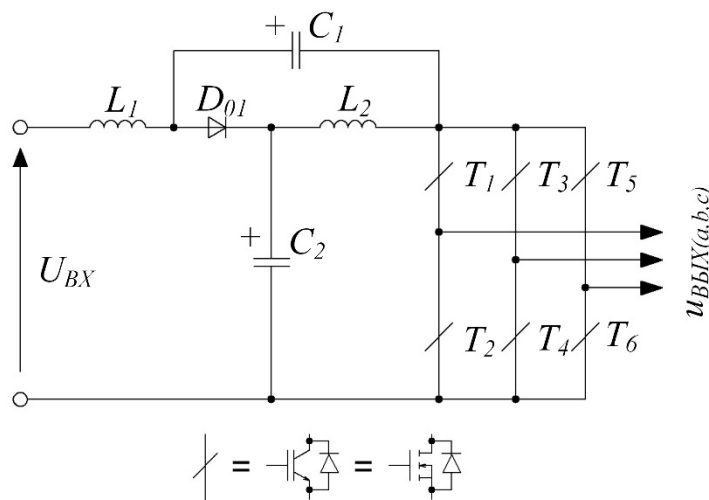


Рисунок 4.1 Топология двухуровневого КИИ



Однако, как и большинство импульсных повышающих преобразователей, КИИ обладают существенным недостатком. При работе на малую нагрузку, а также на холостом ходу данные преобразователи переходят в режим прерывистого входного тока, что приводит к неконтролируемому нарастанию напряжения в звене постоянного тока [49]. В данной главе описаны особенности работы КИИ в режимах малой нагрузки и холостого хода, а также предложено схемотехническое решение данной проблемы.

#### 4.1 Режим малой нагрузки и холостого хода в КИИ

В режиме непрерывного входного тока КИИ повышает выходное напряжение за счет увеличения напряжения в звене постоянного тока, при добавлении дополнительного состояния сквозной проводимости инвертора, в котором все ключи открыты, и энергия накапливается от источника в дросселях квази-импедансных цепей. В рабочих состояниях инвертора напряжения заряженных от дросселей конденсаторов складывается и подключается к нагрузке [53, 67].

На рисунке 4.2 представлены схемы замещения для КИИ в рабочих состояниях инвертора (а) и в состоянии КЗ (б) [29].

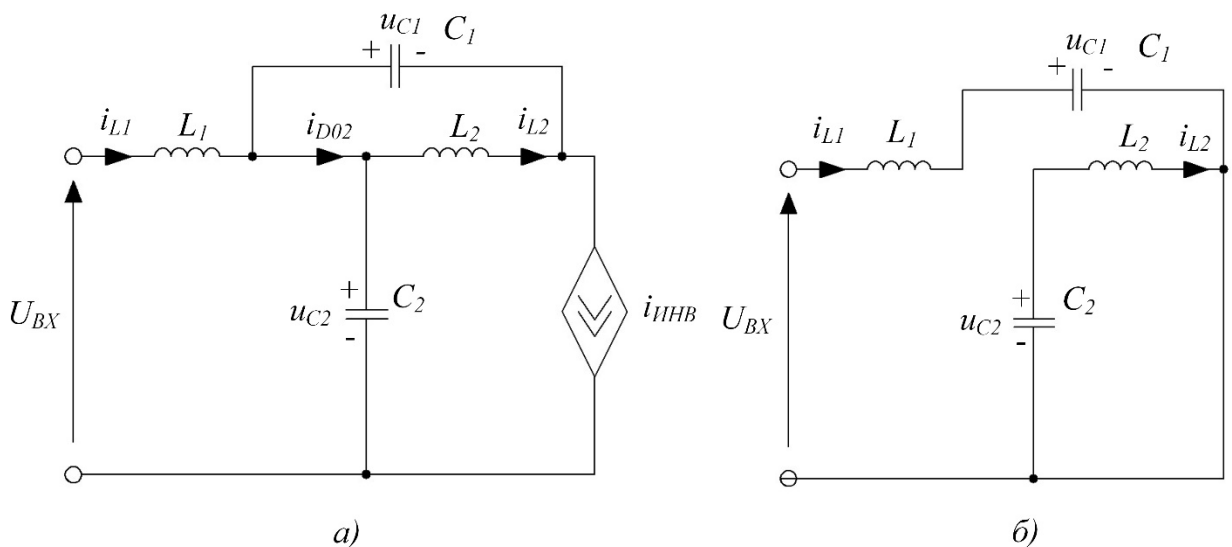


Рисунок 4.2 Схемы замещения КИИ в состоянии АС (а) и в состоянии КЗ (б)

В установившемся режиме конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжены таким образом, что сумма их напряжений соответствует требуемому напряжению в звене постоянного тока. Причем, напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  соответственно выражаются соотношениями (1) и (2) [53]:

$$U_{C_1} = U_{ВХ} \cdot \left( \frac{Ds}{1-2Ds} \right) \quad (4.1)$$

$$U_{C_2} = U_{ВХ} \cdot \left( \frac{1-Ds}{1-2Ds} \right) \quad (4.2)$$

где  $U_{ВХ}$  – напряжение источника питания,  $Ds$  – отношение длительности КЗ к периоду коммутации (причем  $Ds < 0.5$ ). При номинальной нагрузке, на интервале КЗ (рисунок. 4.2 (б)), когда все ключи инвертора открыты, нагрузка не потребляет энергию. Диод  $D_{01}$  закрыт под действием приложенного к нему обратного напряжения, т.к.:

$$U_{C_2} > U_{C_1} \quad (4.3)$$

В индуктивности  $L_1$  накапливается энергия под действием тока от источника питания, в индуктивности  $L_2$  накапливается энергия от конденсатора  $C_2$ , конденсатор  $C_1$  разряжается под действием напряжения источника питания, приложенного к нему в обратном направлении.

В состоянии АС (рисунок 4.2 (а)) инвертор напряжения находится в одном из состояний, когда нагрузка тем или иным образом подключена к звену постоянного тока. Диод  $D_{01}$  открыт, поскольку к его аноду приложена сумма напряжений источника питания и индуктивности  $L_1$ :

$$U_{ВХ} + (-U_{L_1}) > U_{C_2} \quad (4.4)$$

Сумма напряжений конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  имеет место на входе инвертора напряжения. ЭДС индуктивностей  $L_1$  и  $L_2$  меняет знак и прикладывается к

конденсаторам  $C_1$  и  $C_2$ . Накопленная энергия потребляется нагрузкой. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжаются.

В режиме ХХ в рабочих состояниях инвертора напряжения энергия, накопленная в индуктивностях  $L_1$  и  $L_2$ , не потребляется нагрузкой. Это приводит к нарастанию значения напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  после каждого интервала КЗ, когда ЭДС индуктивностей меняет знак и прикладывается к конденсаторам. Постоянное нарастание напряжения на конденсаторах приводит к нарастанию напряжения звена постоянного тока инвертора и, как следствие, выходного напряжения инвертора.

При этом, уменьшение длительности короткого замыкания  $D_s$  снижает напряжение звена постоянного тока, однако в режиме ХХ даже при нулевом значении  $D_s$  будет иметь место значительное превышение напряжения звена постоянного тока по сравнению с напряжением источника питания.

## 4.2 Решения для Z-инвертора

Решение проблемы работы при малой нагрузке и на холостом ходу решено для Z-инвертора, что подробно описано в [90, 91]. На рисунке 4.3 представлена схема Z-инвертора с повышенной эффективностью [90].

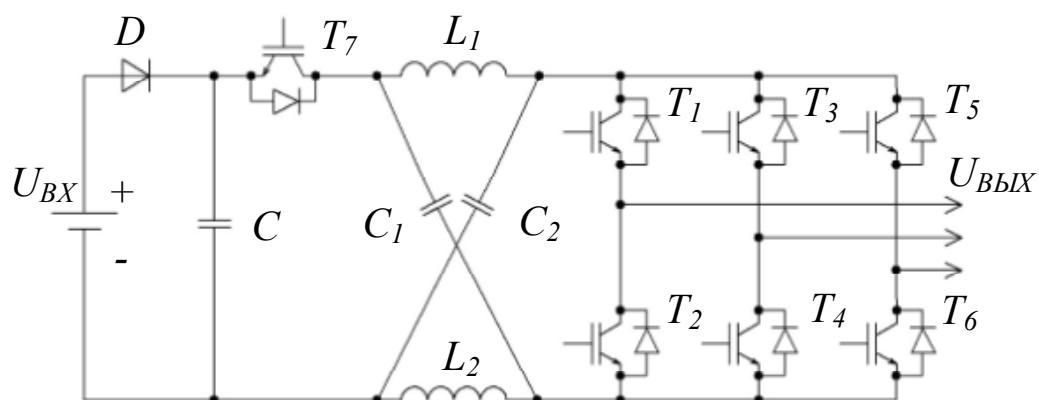


Рисунок 4.3 Z-инвертор с повышенной эффективностью

Z-инвертор использует состояние короткого замыкания для повышения напряжения в дополнение к традиционным 6 состояниям и 2 нулевым состояниям. Принцип работы был детально описан в [24].

На рисунке 4.4 показаны возможные состояния предложенного Z-инвертора при способе управления “*Simple Boost Control*”, описанном в [24]. За один период коммутации может быть 7 возможных состояний, как показано на рисунке 4.4 [90].

*Состояние 1 (Рисунок 4.4 (а))*: Схема находится в состоянии КЗ, сумма напряжений на конденсаторах больше напряжения источника питания ( $V_{C1}+V_{C2}>V_0$ ), диод закрыт под обратным напряжением, транзистор  $SW_7$  закрыт, конденсаторы заряжают дроссели.

*Состояние 2 (Рисунок 4.4 (б))*: Инвертор в одном из нулевых состояний ( $I_f=0$ ). Конденсаторы ( $C_1$  и  $C_2$ ) заряжаются от источника и входного конденсатора  $C$ .

*Состояние 3 (Рисунок 4.4 (в))*: Инвертор в рабочем состоянии и ток индуктивности выражается следующим образом [90]:

$$I_{in} = 0, I_L > \frac{1}{2} I_i \quad (4.6)$$

Таким образом, диод открыт, и напряжение источника и напряжение конденсатора приложены к нагрузке, конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжаются.

*Состояние 4 (Рисунок 4.4 (г))*: Ток дросселя  $I_L$  продолжает снижаться, тогда конденсаторы Z-звена разряжаются, поставляя энергию в нагрузку. Еще действительно выражение (4.6).

*Состояние 5 (Рисунок 4.4 (д))*: В конце состояния 4 ток дросселя уменьшается до половины тока звена постоянного тока  $I_i$ . Транзистор  $SW_7$  открыт, входной ток  $I_{in}$  меняет направление. Справедливо соотношение [90]

$$I_{in} < 0, 0 < I_L < \frac{1}{2} I_i \quad (4.7)$$

$$I_i = 2I_L - I_{in} > 2I_L \quad (4.8)$$

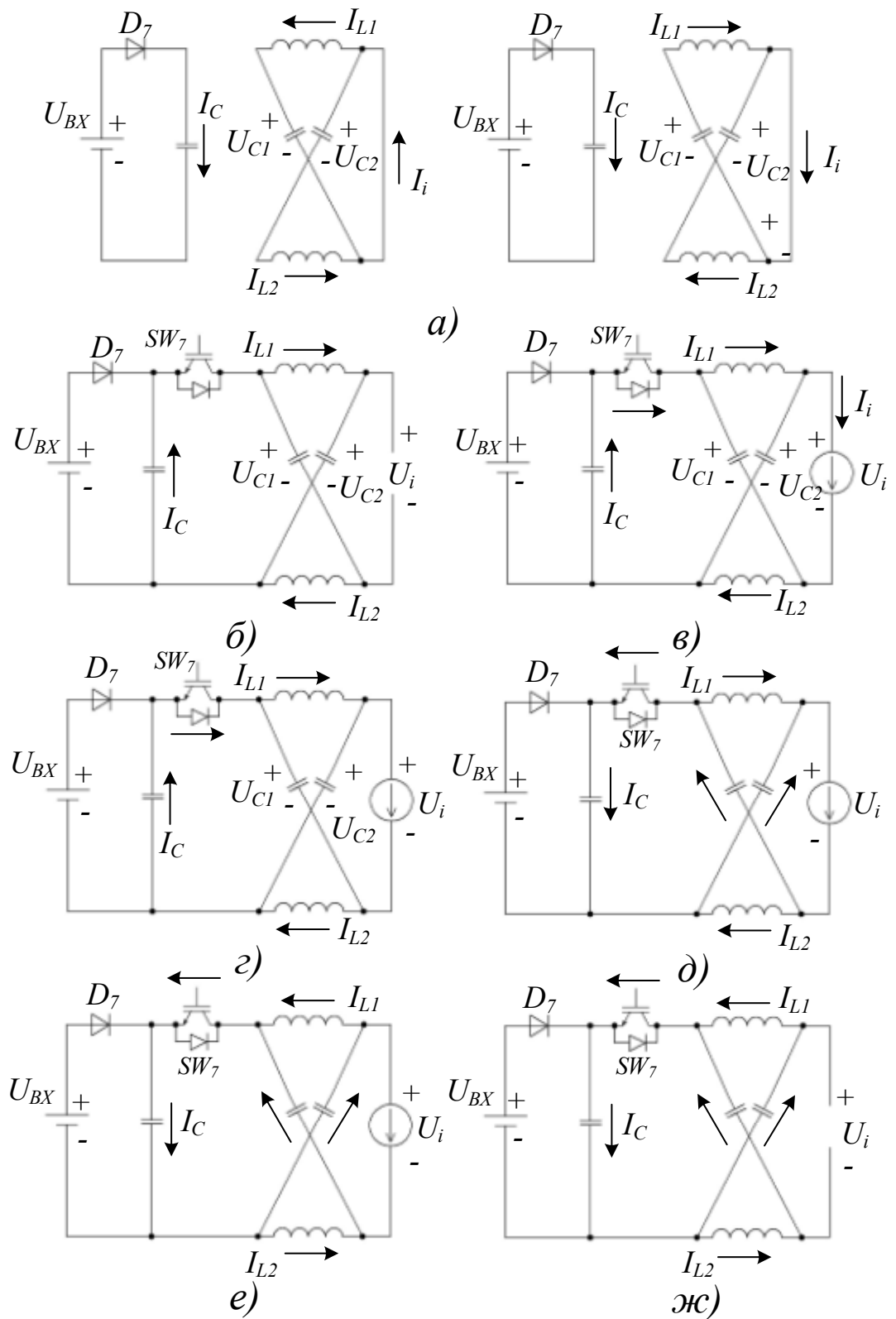


Рисунок 4.4 Возможные состояния Z-инвертора с повышенной эффективностью

таким образом, состояние 5 позволяет сбрасывать неиспользуемую энергию из Z-звена. Конденсаторы ( $C_1$  и  $C_2$ ) разряжаются, пока входной конденсатор  $C$  заряжается через индуктивности ( $L_1$  и  $L_2$ ).

*Состояние 6 (Рисунок 4.4 (е)):* Поскольку ток индуктивности продолжает снижаться, в конце состояния 5, он меняет знак, пока транзистор  $SW_7$  открыт.

$$I_{in} < 0, 0 < I_L < 0 \quad (4.9)$$

$$I_i = 2I_L - I_{in} \quad (4.10)$$

Это также передает энергию от конденсаторов ( $C_1$  и  $C_2$ ) ко входному конденсатору  $C$  через дроссели ( $L_1$  и  $L_2$ ) как показано на рисунке 3.4 (е).

*Состояние 7 (Рисунок 4.4 (ж)):* Инвертор в одном из нулевых состояний ( $I_j=0$ ). Ток индуктивности и входной ток текут в обратном направлении. Z-звено отключено от нагрузки.

При различных способах управления, различных параметрах цепи и нагрузки, инвертор может работать с другими комбинациями состояний [90].

### 4.3 Модификация топологии КИИ и системы управления

Предложенное схемотехническое решение описанной выше проблемы основано на топологии, предложенной в [90, 91] для Z-инверторов. Модифицированная топология КИИ позволяет стабилизировать напряжение звена постоянного тока на ХХ и в режимах малой нагрузки [92]. Основная цель модификации топологии состоит в том, чтобы при нарастании напряжения на конденсаторах была возможность для сброса накопленной энергии в дополнительный входной конденсатор или в аккумуляторную батарею через дополнительную цепь. Для этого в КИ-звено преобразователя добавляется транзистор  $T_{01}$  со встречно-параллельным диодом, а параллельно диоду  $D_{01}$  подключается дроссель  $L_3$ , как показано на рисунке 4.5 [93, 94].

Добавление возможности протекания тока по обратному контуру через встречно-параллельный транзистор позволяет сформировать дополнительные состояния КИИ. Схемы замещения для данных состояний приведены на рисунке 4.6.

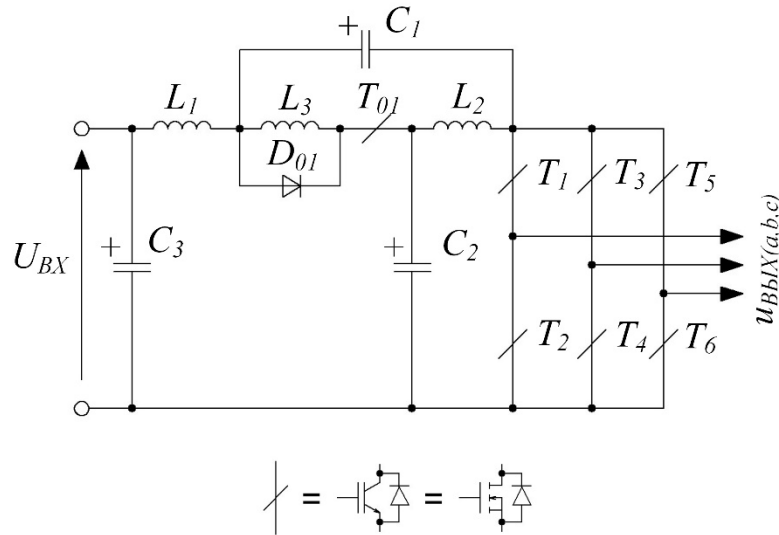


Рисунок 4.5 Топология модифицированного КИИ

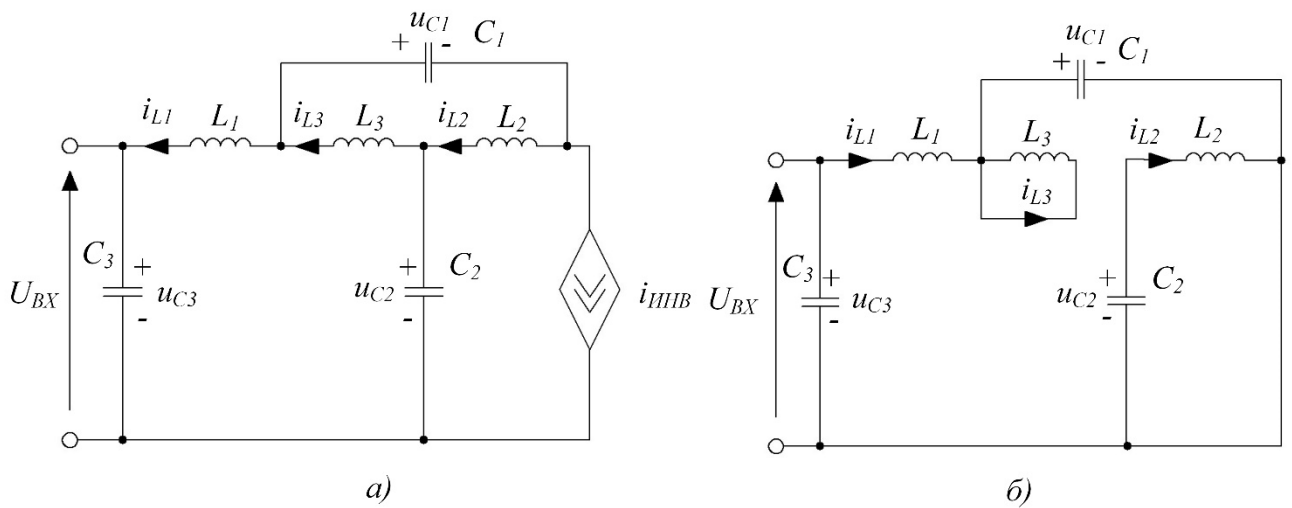


Рисунок 4.6 Схемы замещения модифицированного КИИ в состоянии обратной проводимости (а) и в состоянии короткого замыкания (б)

В режиме ХХ и при малой нагрузке, напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  могут быть ограничены за счет введенного дополнительного контура протекания тока. При условии

$$U_{\text{ВХ}} + (-U_{L_1}) < U_{C_1} + U_{C_2} \quad (4.11)$$

и включении дополнительного транзистора  $T_{01}$  ток  $i_{L_2}$  будет протекать от инвертора через данный транзистор, индуктивность  $L_3$  и конденсатор  $C_3$  (см. рисунок 4.6 (а)). При переходе схемы из состояния обратной проводимости в состояние КЗ возникает кратковременное включение конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  в последовательную цепь, поскольку время выключения транзистора  $T_{01}$  больше времени включения транзисторов  $T_1 - T_6$ . Индуктивность  $L_3$  вводится для ограничения токов конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , при включении их в последовательную цепь. Таким образом, среднее значение напряжений на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  снижается до заданного уровня: напряжения источника питания, умноженного на коэффициент повышения. При переходе из состояния обратной проводимости в состояние КЗ (рисунок 4.6 (б)) ток, который протекает через индуктивность  $L_3$ , замыкается через диод  $D_{01}$ .

Расчетные формулы для элементов КИ-звена КИИ, а также требования к силовым полупроводниковым компонентам по току и напряжению получены и приведены в [64, 65, 72, 85]. К добавленному силовому ключу  $T_{01}$  приложено то же напряжение, что и к диоду  $D_{01}$  [37]:

$$U_{VT_{01}} = U_{VD_{01}} = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot (1 - D_s)}{1 - 2D_s} - U_{\text{ВХ}} \quad (4.12)$$

В номинальном режиме в активных состояниях КИИ ток КИ-звена протекает через диод  $D_{01}$  и встречно-параллельный диод ключа  $T_{01}$  и определяется как:

$$I_{VD_{01}} = I_{VT_{01}} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (4.13)$$

где  $P_{\text{ВЫХ}}$  – номинальная выходная мощность.



В режиме малой нагрузки ток КИ звена может протекать от АИН ко входному источнику или конденсатору  $C_3$  через транзистор  $T_{01}$  и дроссель  $L_3$ . Этот ток будет определяться величиной нагрузки, однако, в режиме малой нагрузки и холостого хода он много меньше номинального. Таким образом, и индуктивность дросселя  $L_3$  должна выбираться много меньше индуктивностей  $L_1$ ,  $L_2$ , чтобы не влиять на переходные процессы при переключении между состояниями схемы.

Принцип управления КИИ с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией подробно описан в [54, 68, 95]. Чтобы сформировать дополнительное состояние обратной проводимости, импульсы управления силовым транзистором  $T_{01}$  формируются постоянно, путем инверсии импульсов формирования состояния короткого замыкания, как описано в [90]. Временные диаграммы, поясняющие формирование импульсов управления  $T_{01}$ , приведены на рисунке 4.7, где  $U_{ma}$ ,  $U_{mb}$ ,  $U_{mc}$  – модулирующие сигналы для трех фаз,  $U_{оп}$  – опорный сигнал,  $U_{DS+}$ ,  $U_{DS-}$  – задающие сигналы для формирования длительности КЗ.

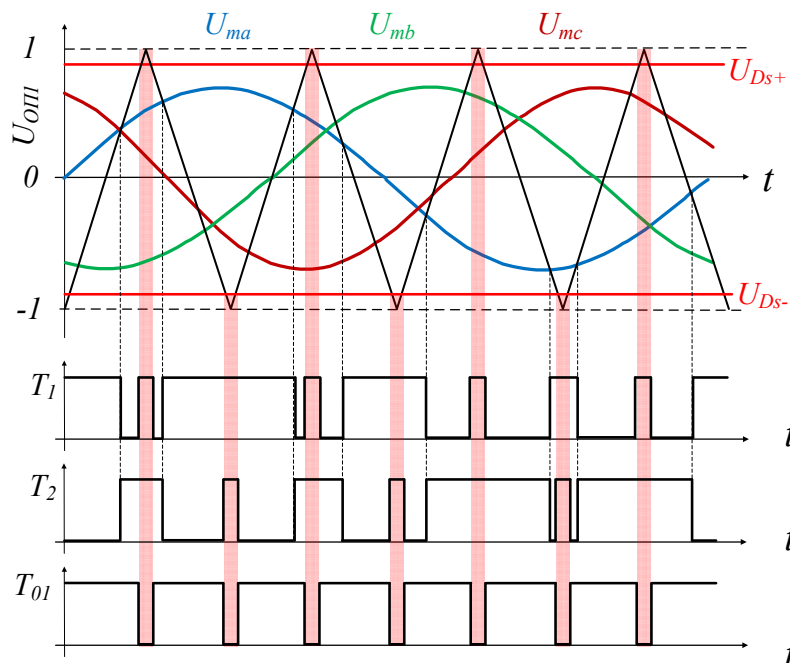


Рисунок 4.7 Формирование импульсов управления ключами модифицированного КИИ

В предыдущей главе была описана топология трехуровневого трехфазного КИИ [65, 67, 72], а также указаны основные ее достоинства, такие как высокое качество выходного напряжения, низкая нагрузка активных и пассивных элементов.

Топология КИИ, позволяющая ему работать в режиме холостого хода без нарастания напряжения в звене постоянного тока, может быть применена и к трехуровневой схеме инвертора. Для этого в каждое КИ-звено преобразователя, включается контур обратного протекания тока, описанный ранее. Данная топология показана на рисунке 4.8 [93, 94].

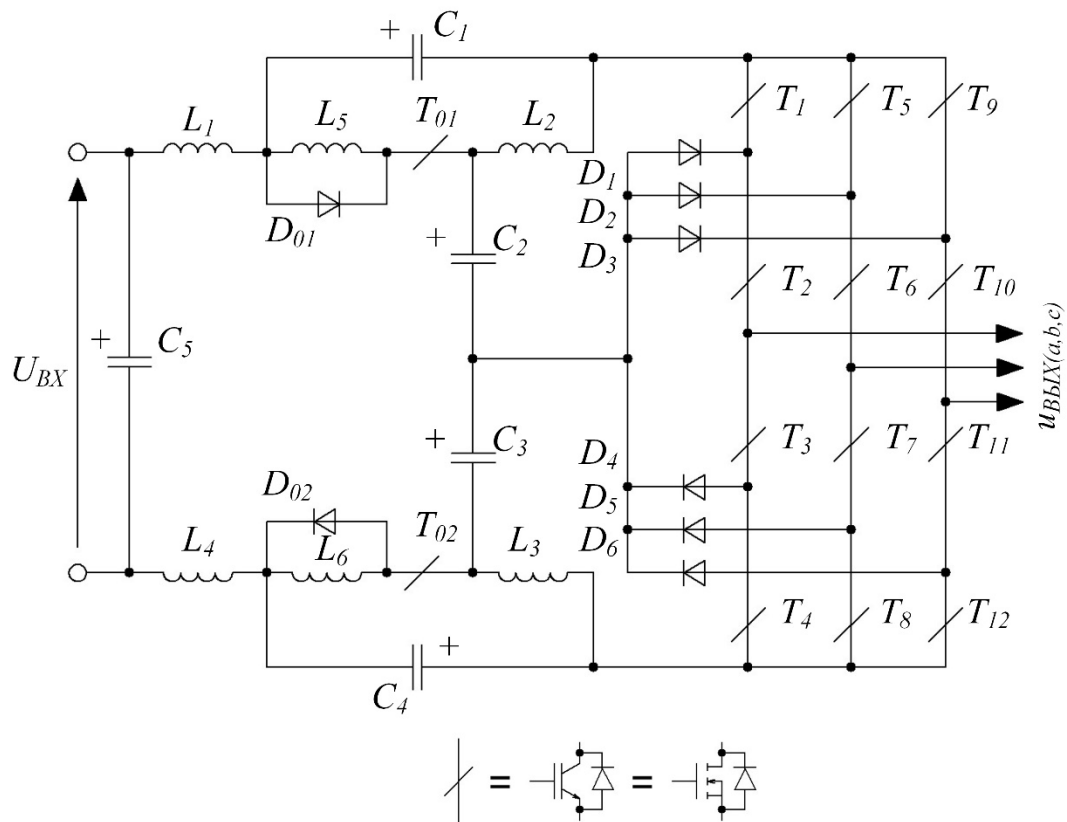


Рисунок 4.8 Топология трехфазного трехуровневого модифицированного КИИ

Управление трехуровневым трехфазным КИИ соответствует способу модуляции, описанному в [53, 68, 95, 96]. Для управления инвертором используются два опорных сигнала, сдвинутых друг относительно друга на 180 градусов, как было описано во второй главе. Импульсы состояний короткого

замыкания формируются путем сравнения одного задающего сигнала  $U_{Ds}$  с одним опорным [67, 95].

Поскольку напряжение звена постоянного тока в трехуровневой схеме распределяется между компонентами обоих КИ-звеньев, выражение для максимального напряжения на транзисторах  $T_{01}$  и  $T_{02}$  примет вид:

$$U_{VT_{01}} = U_{VT_{02}} = \frac{U_{ВХ} \cdot (1 - D_s)}{(1 - 2D_s)} - \frac{U_{ВХ}}{2} = U'_{DC} - \frac{U_{ВХ}}{2} \quad (4.14)$$

Среднее значение напряжения на конденсаторе  $C_5$  таким образом:

$$U_{C_5} = U_{ВХ} \quad (4.15)$$

Принимая во внимание выражение (3.9), можно вывести:

$$K_{C_5} = \frac{\Delta U_C}{U_{C_5}} = \frac{P_{ВЫХ}}{U_{ВХ}^2 \cdot C_5 \cdot f_K} \cdot D_S \quad (4.16)$$

По аналогии с соотношениями для компонентов традиционного КИИ, выведем соотношения для емкости при номинальной выходной мощности и номинальном входном токе. Выражение для емкости через номинальную выходную мощность:

$$C_5 \geq \frac{P_{ВЫХ}}{U_{ВХ}^2 \cdot K_C \cdot f_K} \cdot D_S \quad (4.17)$$

При номинальном входном токе преобразователя, выражение для емкости имеет вид:

$$C_5 \geq \frac{I_{ВХ}}{U_{ВХ} \cdot K_C \cdot f_K} \cdot D_S \quad (4.18)$$

В дальнейшем будет проанализирована схема трехфазного трехуровневого КИИ.

#### 4.4 Сравнение КИИ и модифицированного КИИ

Выражения, необходимые для сравнения, с точки зрения относительных единиц распределения энергии по компонентам, были представлены в предыдущей главе для трехфазного трехуровневого КИИ. Аналогичным образом определяется вклад компонентов, добавленных при модификации топологии.

С учетом соотношений (3.54), (3.65), (3.66), (4.15), (4.16) и (4.17), суммарная энергия емкостей при номинальной выходной мощности:

$$E_{CW} = C \cdot \frac{U'_{DC}{}^2 \cdot (U'_{DC} - U_{ВХ})^2 + U'_{DC} \cdot (U'_{DC} - U_{ВХ}) \cdot U_{ВХ}^2 + 4U_{ВХ}^3 \cdot (U'_{DC} - U_{ВХ})}{4 \cdot U_{ВХ} \cdot (2 \cdot U'_{DC} - U_{ВХ})} \quad (4.19)$$

Взвешенная энергия емкостей при номинальном входном токе:

$$E_{CW} = C \cdot \frac{2U'_{DC} \cdot (U'_{DC} - U_{ВХ})^2 + 2(U'_{DC} - U_{ВХ})^3 + U_{ВХ}^2 \cdot (U'_{DC} - U_{ВХ})}{2(2U'_{DC} - U_{ВХ})} \quad (4.20)$$

Суммарное напряжение транзисторов, с учетом (3.68) и (4.14):

$$U_{TW} = 14U'_{DC} - 7U_{ВХ} \quad (4.21)$$

Учитывая то, что дроссели  $L_5$ ,  $L_6$ , служат исключительно для ограничения обратного тока при сбросе накопленной энергии и ток через них не течет в рабочем режиме, их индуктивности не будут учитываться в параметре  $E_{LW}$ , поскольку они много меньше индуктивностей  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_4$ .

На рисунке 4.9 (а) приведены установленные мощности пассивных и активных компонентов при соотношении  $U'_{DC} / U_{ВХ} = 1.1$  при номинальной выходной мощности. На рисунке 4.9 (б) приведены аналогичные параметры при соотношении  $U'_{DC} / U_{ВХ} = 2$ . На рисунке 4.9 (в) и рисунке 4.9 (г) показаны

аналогичные параметры при номинальном входном токе. Результаты сравнения аналогичны.

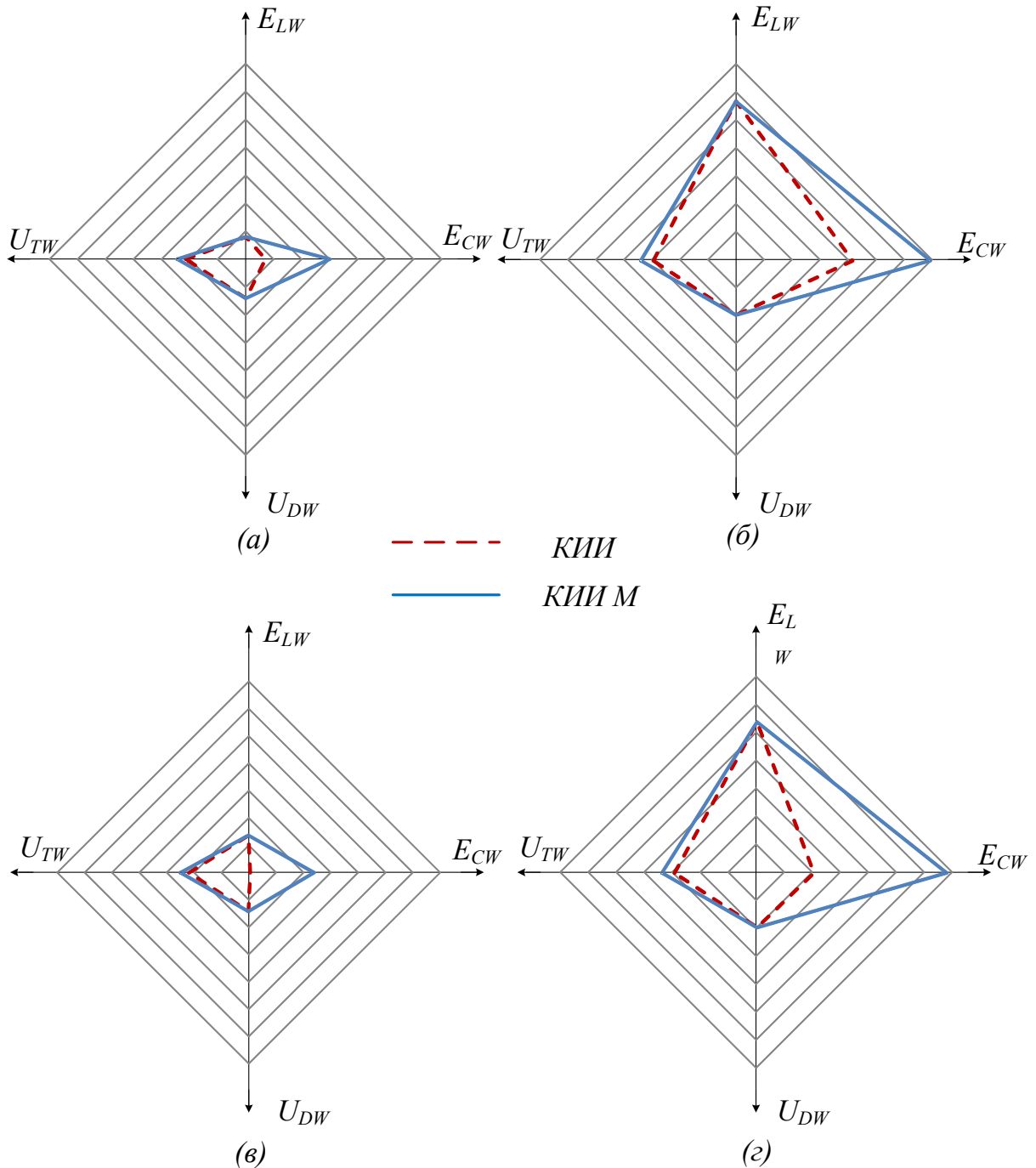


Рисунок 4.9 Сравнение пассивных и активных компонентов по установленной мощности при соотношении напряжений  $U'_{DC}/U_{BX} = 1.1$  (а) и  $U'_{DC}/U_{BX} = 2$  (б) при номинальной входной мощности, и при соотношении напряжений  $U'_{DC}/U_{BX} = 1.1$  (в) и  $U'_{DC}/U_{BX} = 2$  (г) при номинальном входном токе

Для сравнения КИИ и модифицированного КИИ по массогабаритным показателям воспользуемся соотношения, выведенными в предыдущей главе. Предположим, что индуктивности  $L_5$  и  $L_6$ , которые ограничивают обратный ток, много меньше индуктивностей  $L_1, L_2, L_3, L_4$ . Тогда учитывается только энергия дополнительного конденсатора  $C_5$ . Из (3.82), (4.15) и (4.17) можно выразить суммарную энергию конденсаторов как:

$$E_{CW} = \frac{P_{\text{ВЫХ}} \cdot \left( (G-1)^2 + G \cdot (G-1) + (2G-1) \right)}{2f_K \cdot K_C} \quad (4.22)$$

С учетом (3.84), (4.13) и (4.14) можно выразить установленную мощность СПП для модифицированного КИИ:

$$P_{S(pk)} = P_{\text{ВЫХ}} \cdot (2G-1) \cdot \left( 6 - \frac{4}{\cos \varphi} \right) \quad (4.23)$$

На рисунке 4.10 представлены зависимости полной энергии пассивных компонентов и установленной мощности СПП от коэффициента передачи для КИИ и модифицированного КИИ.

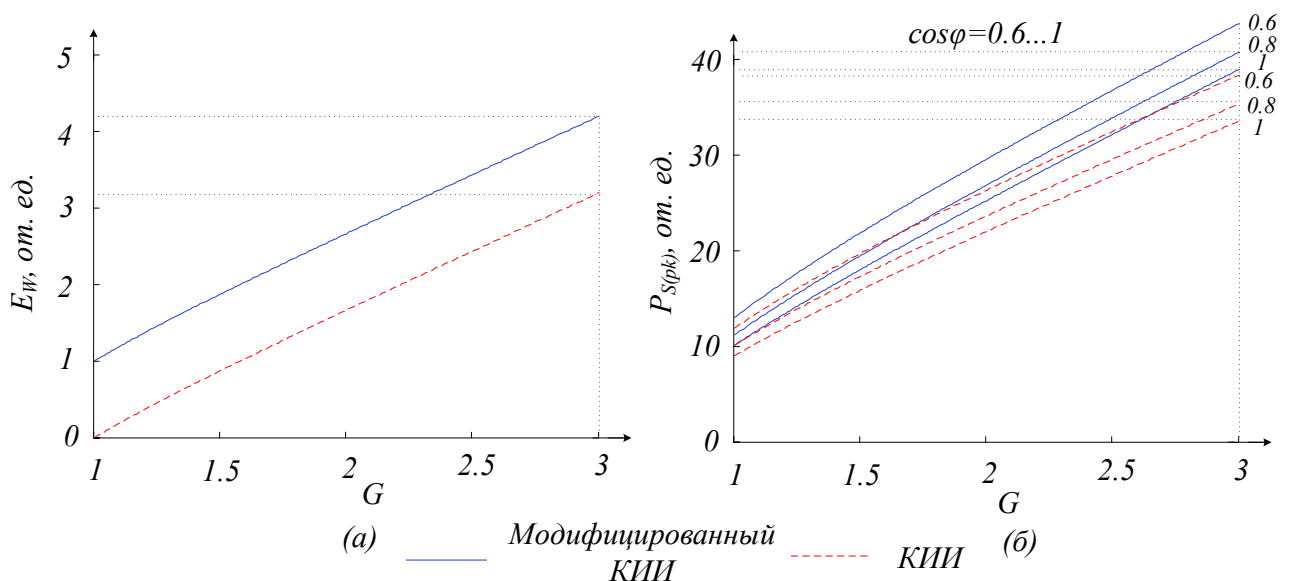


Рисунок 4.10 Сравнение топологий по полной энергии пассивных компонентов (а) и установленной мощности ключей (б)

Суммарная энергия пассивных компонентов модифицированного КИИ выше с учетом конденсатора  $C_5$ , который, однако, не требуется в случае, если используется двунаправленный входной источник напряжения. Установленная мощность ключей модифицированного КИИ выше чем у КИИ за счет дополнительных СПП, однако, не более чем на 10 %.

Для сравнения были промоделированы топологии трехфазного трехуровневого КИИ и модифицированного КИИ. Моделирование проводилось в программной среде *PowerSim*. Модели силовых схем соответствуют топологиям, представленным на рисунках 2.1 и 4.8. (см. приложение В) Параметры компонентов силовых схем были рассчитаны по соотношениям, полученным в предыдущей и настоящей главах [65, 85, 95] и приведены в таблице 4.1. В модели был использован  $LC$ -фильтр на выходе инвертора [97]. Его параметры, параметры входного и выходного напряжений, а также частоты коммутации тоже представлены в таблице 4.1. Данные параметры были выбраны для соответствия условий моделирования условиям физического эксперимента. Нагрузка активная, соединенная в звезду без нулевого провода.

Для анализа работы преобразователей в режиме малой нагрузки и холостого хода были получены диаграммы напряжения звена постоянного тока и входного тока на нескольких периодах коммутации. Данные диаграммы для обоих преобразователей приведены на рисунке 4.11.

На представленных временных диаграммах видно, что в КИИ, при переходе в режим, близкий к РПТ (рисунок 4.11 (в)), напряжение звена постоянного тока значительно возрастает, по сравнению с номинальным режимом (рисунок 4.11 (а)). Модифицированный КИИ поддерживает требуемый уровень напряжения в обоих режимах (рисунок 4.11 (б) и (г)).

Таблица 4.1. Параметры моделирования

Параметры моделирования	Повышение напряжения	Дроссели	Конденсаторы	Фильтр
<p>Входное напряжение <math>U_{ВХ} = 240 \text{ В}</math></p> <p>Выходное линейное напряжение <math>U_{ab(eff)} = 190 \text{ В}</math></p> <p>Выходная мощность <math>P_{ВЫХ} = 700 \text{ Вт}</math></p> <p>Частота выходного напряжения <math>f = 50 \text{ Гц}</math></p> <p>Частота коммутаций <math>f_s = 50 \text{ кГц}</math></p>	<p>Коэффициент повышения выходного напряжения</p> <p><math>G = 1.33</math></p> <p><math>B = 1.66</math></p> <p><math>D_s = 0.2</math></p>	<p>Коэффициент пульсаций входного тока</p> <p><math>K_L = 0.7</math></p> <p><math>L_1 = L_2 = L_3 = L_4 =</math> <math>900 \text{ мкГн}</math></p> <p><math>L_5 = L_6 = 47 \text{ мкГн}</math></p>	<p>Коэффициент пульсаций напряжения на конденсаторах</p> <p><math>K_C = 0.0001</math></p> <p><math>C_1 = C_4 = 1000</math> <math>\text{мкФ}</math></p> <p><math>C_2 = C_3 = 470 \text{ мкФ}</math></p> <p><math>C_5 = 470 \text{ мкФ}</math></p>	<p>Емкость</p> <p><math>C_\Phi = 0,47 \text{ мкФ}</math></p> <p>Индуктивность</p> <p><math>L_\Phi = 1000 \text{ мкГн}</math></p>



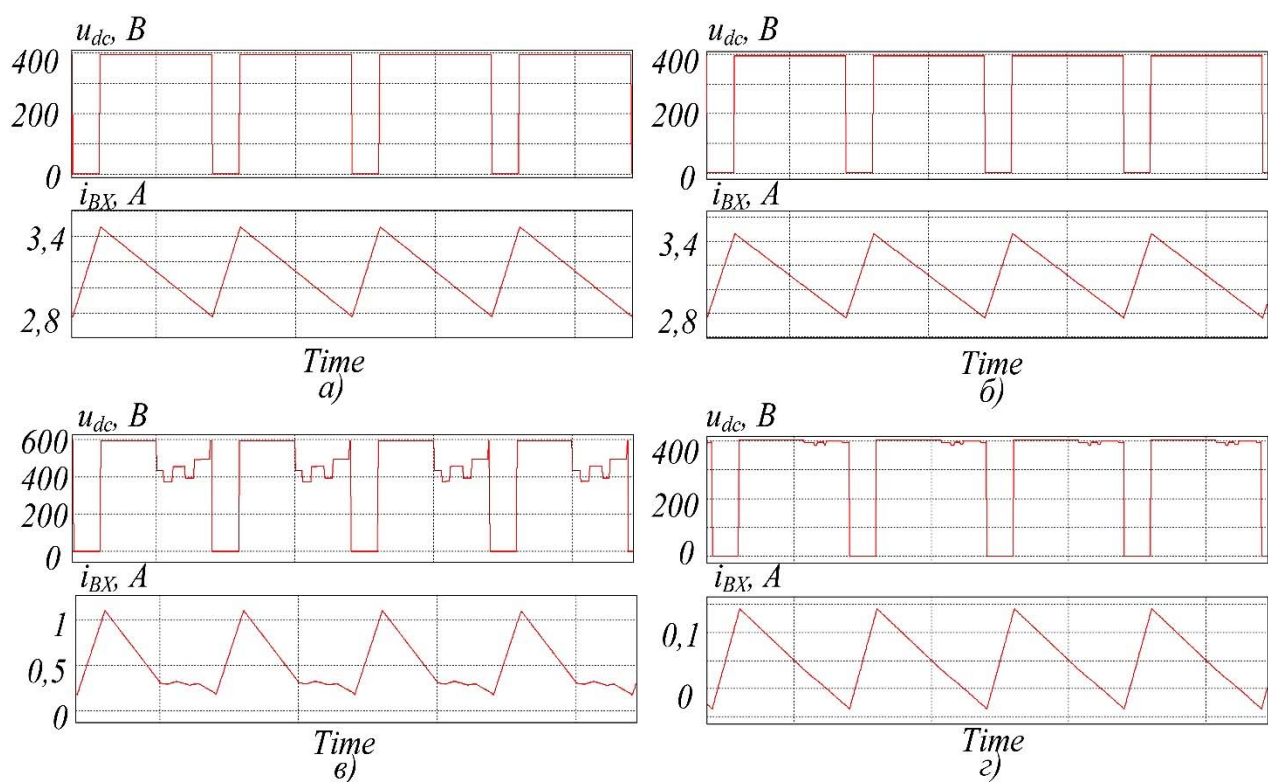


Рисунок 4.11 Временные диаграммы напряжения ЗПТ и входного тока в номинальном режиме КИИ (а) и модифицированного КИИ (б), в режиме холостого хода КИИ (в) и модифицированного КИИ (г)

Численные результаты моделирования приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2. Результаты моделирования

Параметры	КИИ	Модифициро ванный КИИ
Действующее значение линейного напряжения $U_{ab(eff)}$	190 В	189 В
Действующее значение тока нагрузки $I_{a(eff)}$	2,1 А	2 А
Среднее значение напряжения звена постоянного тока $U_{dc}$	314 В	314 В
Среднее значение входного тока $I_{BX}$	3,01 А	3,01 А

Для сравнения КИИ и его модифицированной топологии были построены внешние характеристики, представленные на рисунке 4.12 (а) и зависимости коэффициента гармоник выходного линейного напряжения от коэффициента передачи, представленные на рисунке 4.12 (б). Данные характеристики были сняты с моделей КИИ с длительностью короткого замыкания  $D_s = 0,2$ , с нулевой длительностью короткого замыкания («КИИ без повышения») и для модели модифицированного КИИ с  $D_s = 0,2$ .

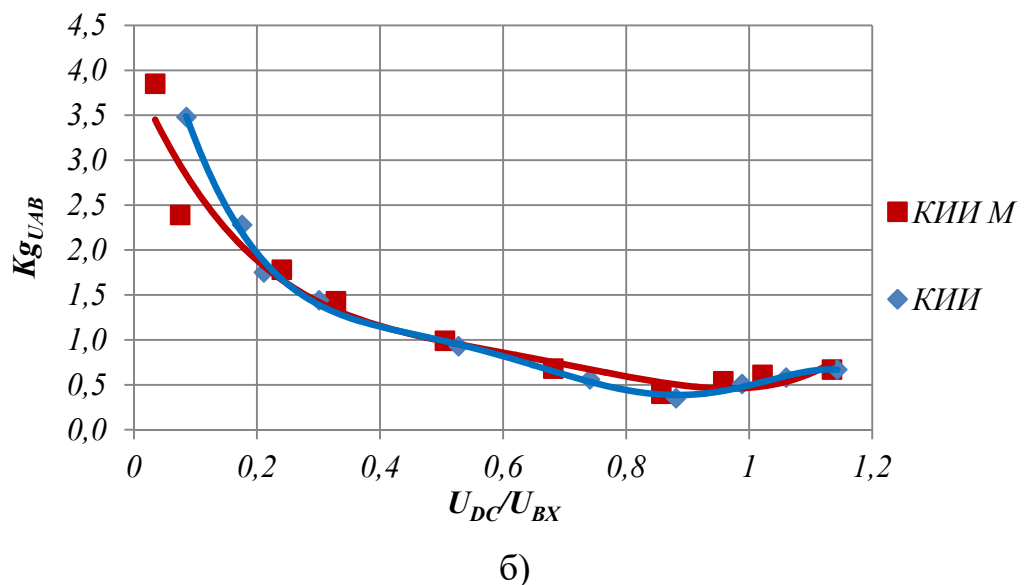
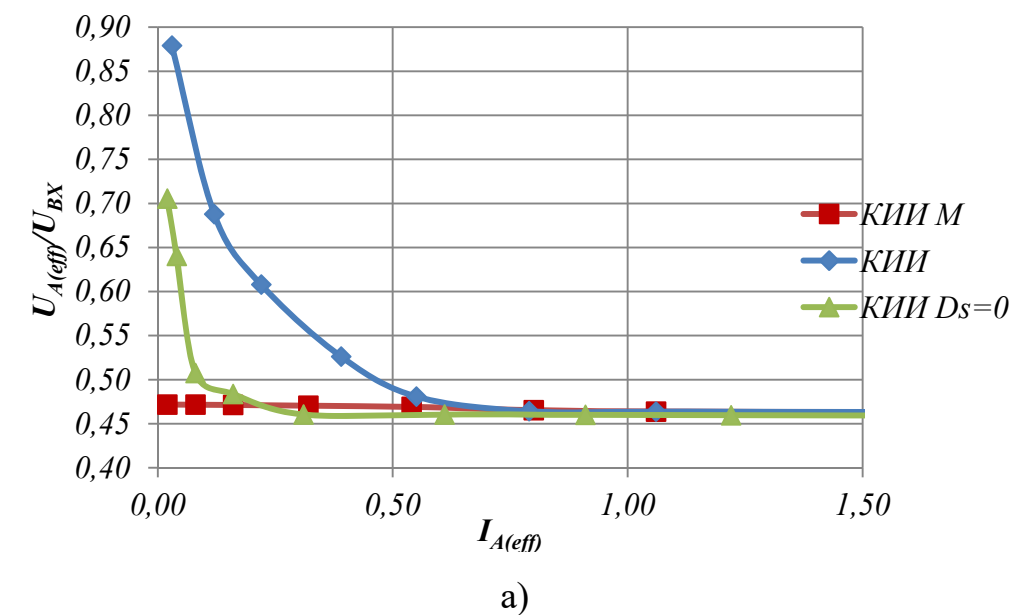


Рисунок. 4.12 Сравнительные характеристики КИИ и модифицированного КИИ

Полученные зависимости, как и ожидалось, показывают, что при переходе в режим малой нагрузки выходное напряжение КИИ начинает значительно нарастать. Уменьшение длительности  $D_s$  частично нивелирует данную проблему, однако, ближе к режиму холостого хода нарастание выходного напряжения начинается и при нулевом времени короткого замыкания. При этом выходное напряжение модифицированного КИИ практически остается на заданном уровне во всем диапазоне изменения нагрузки. Качество выходного напряжения модифицированного КИИ соответствует качеству КИИ в диапазоне коэффициента передачи  $0,2 \dots 1,2$ . При низкой модуляции качество выше, чем у модифицированного КИИ за счет сброса избыточной энергии в звене постоянного тока.

Поскольку силовые ключи  $T_{01}$  и  $T_{02}$  обеспечивают протекание тока от инвертора ко входному источнику, модифицированный КИИ имеет возможность работать в режиме рекуперации. На рисунке 4.13 представлены временные диаграммы работы КИИ в режиме возврата энергии в источник.

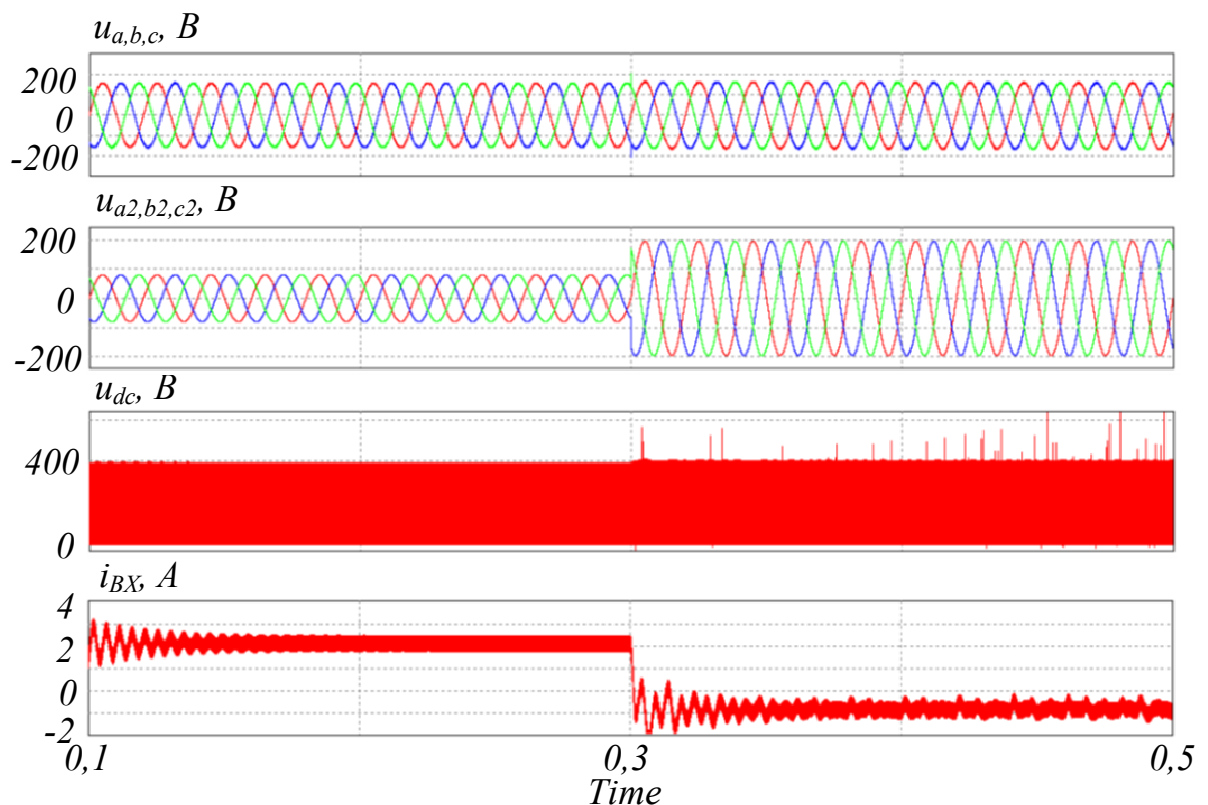


Рисунок. 4.13 Режим рекуперации энергии

На данном рисунке временные диаграммы  $u_{a2}$ ,  $u_{b2}$ ,  $u_{c2}$  – напряжения двигательной нагрузки в режиме генератора. При подключении генератора на выходе КИИ транзисторы  $T_{01}$  и  $T_{02}$  проводят ток под действием большего напряжения на выходе АИН. Входной ток меняет знак и протекает от КИИ к источнику.

#### **Выводы по главе 4**

Был разработан модифицированный КИИ, получивший возможность работы в режиме холостого хода без нарастания выходного напряжения и без необходимости подключать балластную нагрузку, что способствует повышению функциональной надежности. К достоинствам модифицированного КИИ относятся:

1. Жесткая внешняя характеристика КИИ во всем диапазоне изменения нагрузки без подключения балластных резисторов;
2. Изменения в системе управления по сравнению с традиционным преобразователем минимальны и легко реализуемы. Наличие дополнительных ключевых элементов в силовой схеме практически не усложняют систему и алгоритм управления;
3. Использование двунаправленных ключей в КИ-звене позволяет преобразователю переходить в режим рекуперации, что позволяет использовать КИИ в составе электропривода.

Единственным недостатком по сравнению с КИИ являются дополнительные элементы, приносящие дополнительные потери и несколько увеличивающие массогабаритные показатели. Соответственно имеет место некоторое уменьшение коэффициента полезного действия при номинальной нагрузке.

Приложением предложенной топологии может быть автономная система электроснабжения с широким диапазоном входного напряжения источника питания и большим диапазоном изменения мощности нагрузки.

## ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АИН С *DC-DC* ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ, КИИ И МОДИФИЦИРОВАННОГО КИИ

Целью данной главы является экспериментальное подтверждение работоспособности трехфазного трехуровневого КИИ, результатов сравнения 3Ф 3У КИИ с традиционным АИН с *dc-dc* преобразователем, подтверждение работоспособности модифицированной топологии КИИ и результатов сравнения модифицированной топологии с КИИ.

Для этого были проведены экспериментальные исследования на стенде состоящем из трехфазного трехуровневого инвертора напряжения с четвертой стойкой, входными *dc*-звеньями, представляющими собой повышающий *dc-dc* преобразователь, входное трехуровневое КИ-звено и входное модифицированное трехуровневое КИ-звено. Фотографии данных блоков приведены на рисунках 5.1 – 5.3.

Система управления исследуемыми преобразователями была реализована на базе ПЛИС «*Cyclone II EP2C5T144C8*» [97] (см. рисунок 5.4.). Данная система управления реализует описанные ранее способы для сопоставления результатов эксперимента и моделирования.

В качестве входного источника питания использован источник постоянного напряжения *TDK «Lambda» 600 В* [98] (см. рисунок 5.5.). В качестве нагрузки – резистивная нагрузка переменного сопротивления (см. рисунок 5.6).

Измерения были проведены с помощью осциллографа *Tektronix MSO4034B*, датчиков тока *Tektronix TCP0150*, датчиков напряжения *Tektronix TPA-BNC* [99].

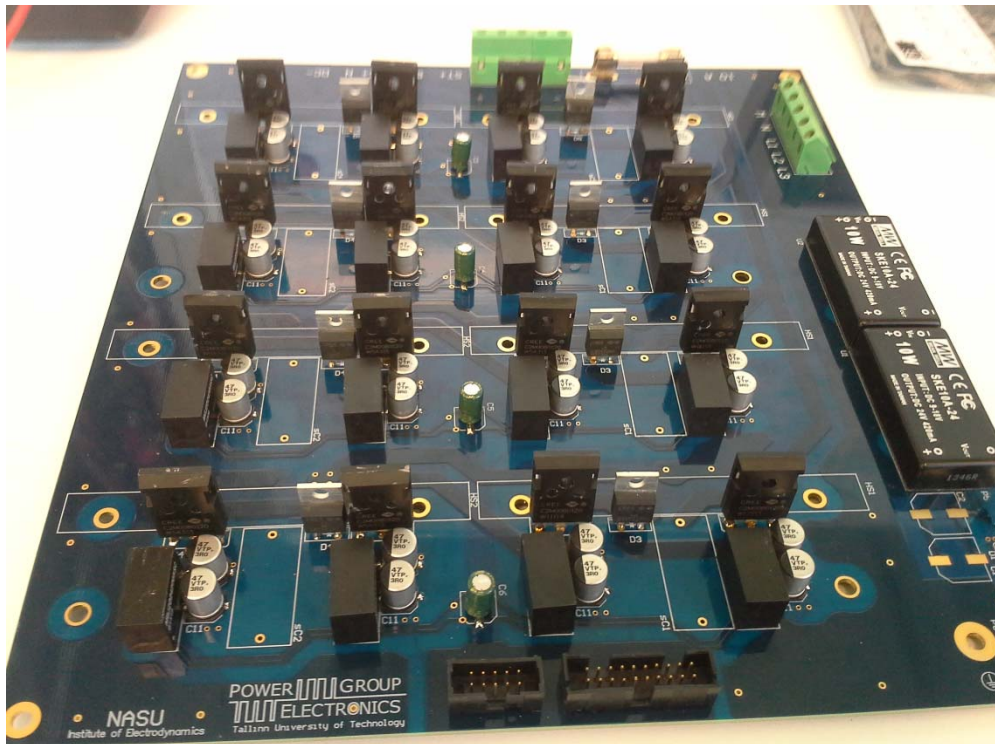


Рисунок 5.1 Трехфазный трехуровневый АИФ

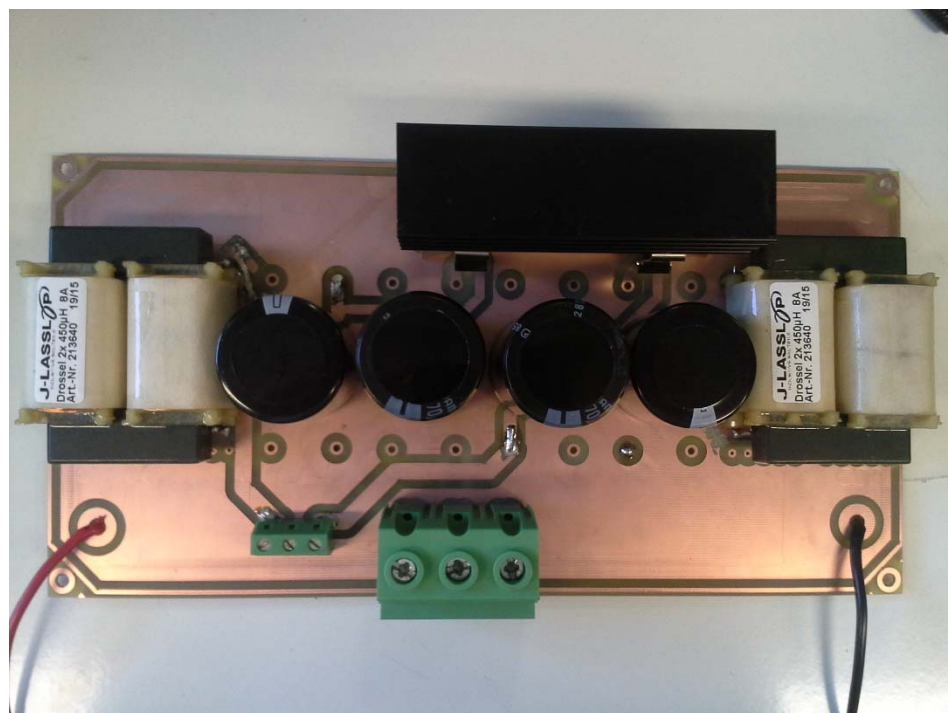


Рисунок 5.2 КИ-звено

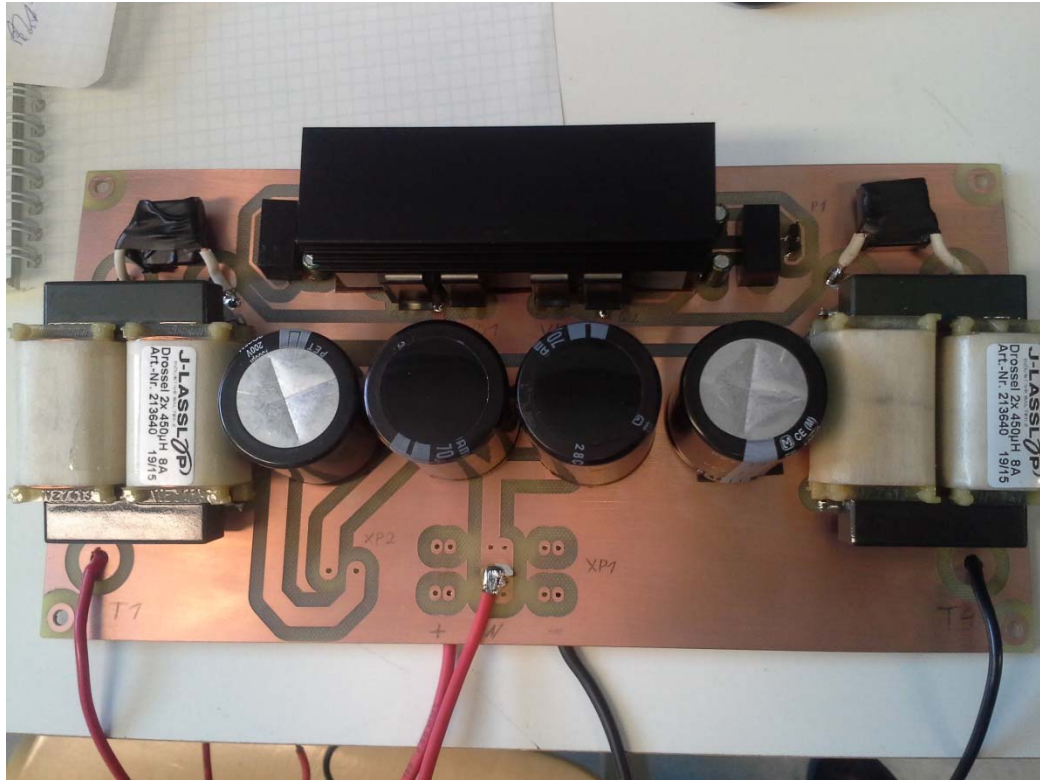


Рисунок 5.3 Модифицированное КИ-звено

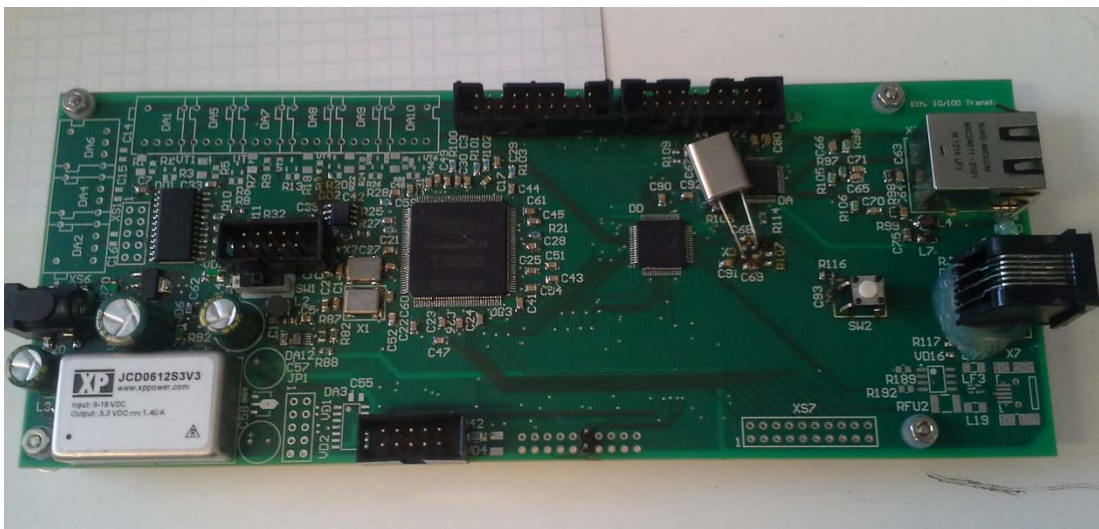


Рисунок 5.4 Система управления

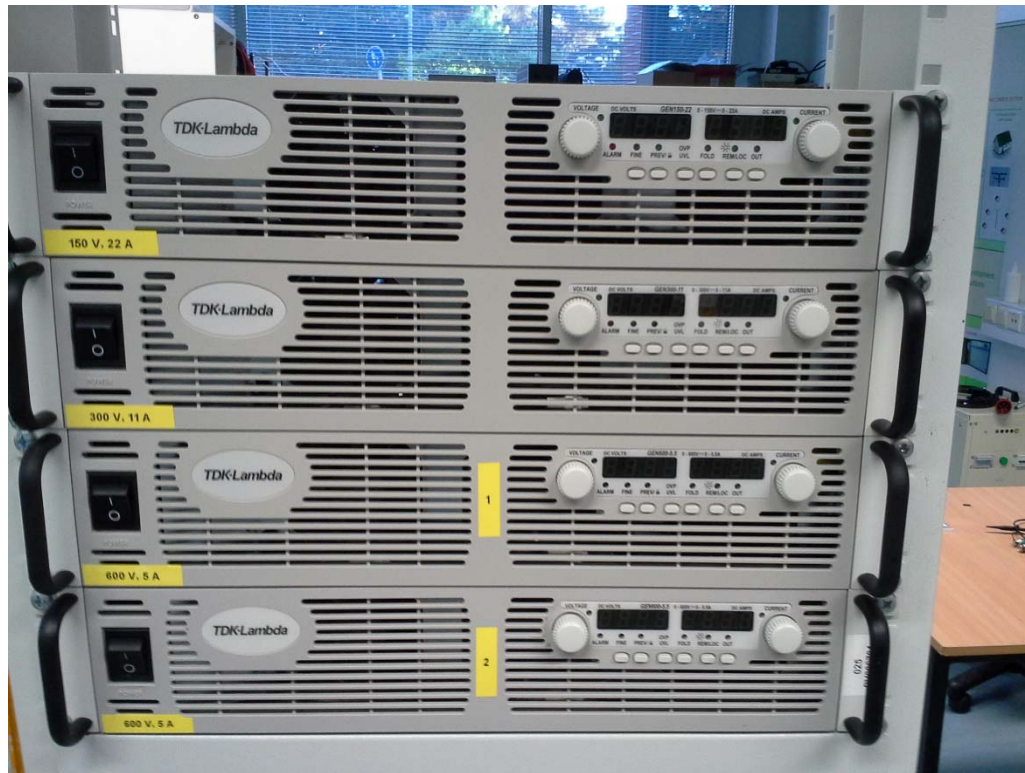


Рисунок 5.5 Входной источник напряжения



Рисунок 5.6 Резистивная нагрузка



### 5.1 Экспериментальное сравнение традиционного трехфазного трехуровневого АИН с *dc-dc* преобразователем и КИИ

Экспериментальные результаты были получены для обоих преобразователей с теми же параметрами, которые были рассчитаны для моделирования (см. таблицу 3.3). Используемые полупроводниковые приборы, драйверы и система управления, используемые в эксперименте приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1. Полупроводниковые приборы

Система управления (ПЛИС)	<i>Cyclone II</i> <i>EP4CE22E22C8</i>
Драйверы транзисторов	<i>ACPL-H312</i>
Транзисторы $T_1 - T_{12}$	<i>C2M0080120</i>
Диоды $D_{01}, D_{02}, D_1 - D_6$	<i>C3D10065A</i>
Транзистор $T_{01}$	<i>C2M0080120</i>

Временные диаграммы для обоих преобразователей приведены на рисунке 5.7.

Напряжение источника питания 490 В, действующее значение выходного линейного напряжения 386 В в АИН с *dc-dc* преобразователем и 392 В в КИИ. Среднее значение напряжения в звене постоянного тока 649 В в АИН с *dc-dc* преобразователем и 651 В в КИИ, однако максимальное значение в КИИ равно 800 В. Среднее значение входного тока АИН с *dc-dc* преобразователем и КИИ равно 2 А. Амплитуда пульсаций тока в дросселях равна 1 А в АИН с *dc-dc* преобразователем и 1,05 А в КИИ. Таким образом, коэффициенты пульсаций равны 0,5 и 0,52 соответственно. Результаты эксперименты приведены в таблице 5.2.

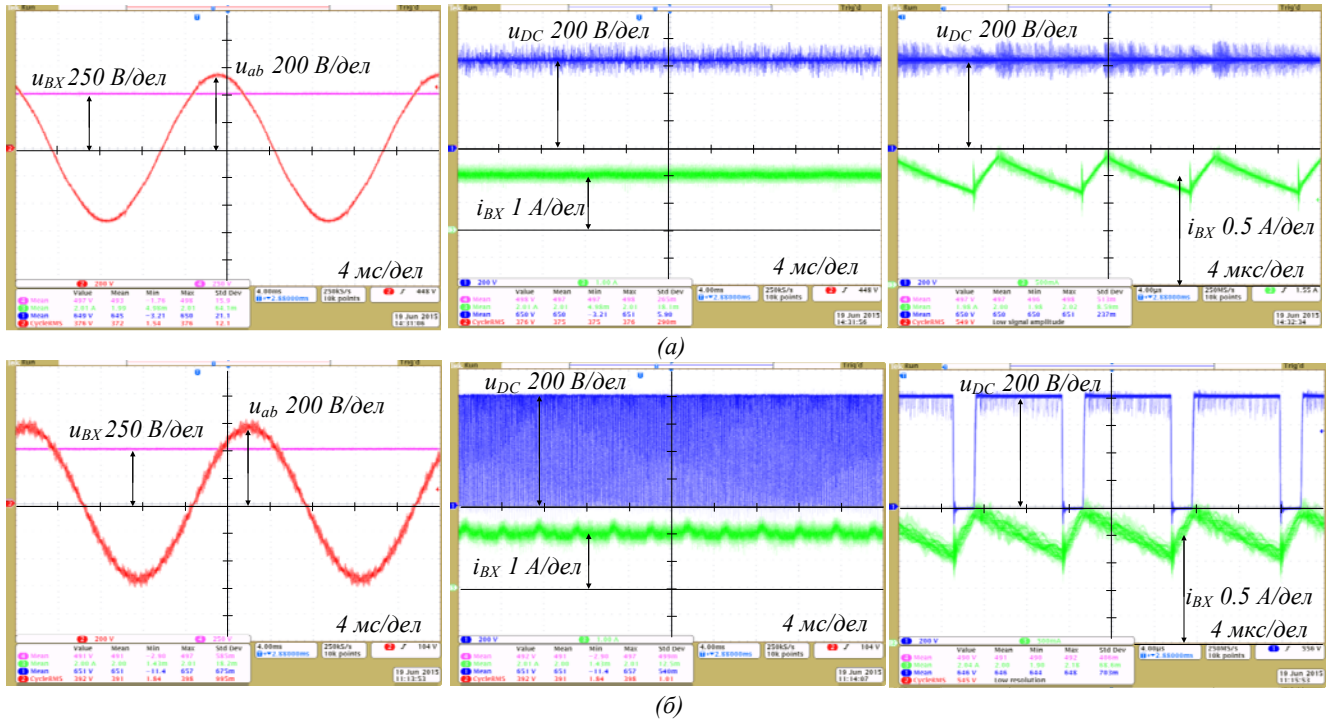


Рисунок 5.7. Временные диаграммы традиционного АИН с  $dc-dc$  преобразователем (а) и КИИ (б)

Таблица 5.2 Результаты эксперимента

Преобразователь	АИН с $dc-dc$ преобразователем	КИИ
Напряжение источника питания $U_{BX}$ , В	490	
Мощность нагрузки, $P_{ВЫХ}$ , Вт	980	
Максимальное напряжение звена постоянного тока $U_{DC}$ , В	649	800
Входной ток $I_{IN}$ , А	2	2
Пульсации входного тока $\Delta I_{IN}$ , А	1	1.05
Выходное линейное напряжение $U_{AB(дейст)}$ , В	386	392
Эффективность, %	96	95.7

Как видно из осциллограмм, средние значения токов в дросселях соответствуют рассчитанным. Пульсации токов ниже, чем расчетные за счет влияния собственных индуктивностей проводов. Пульсации напряжения на конденсаторах значительно малы. Таким образом, выражения, полученные для определения емкостей и индуктивностей справедливы для обоих преобразователей.

Эффективность традиционного АИН с *dc-dc* преобразователем была получена равной примерно 96 % в исследуемой рабочей точке. Эффективность КИИ в той же точке получена примерно на уровне 95,7 %.

## 5.2 Исследование работы модифицированного КИИ и сравнение с КИИ

Для экспериментального подтверждения работоспособности предложенного КИИ и правильности полученных результатов моделирования были собраны макеты КИИ и модифицированного КИИ на базе трехфазного трехуровневого инвертора напряжения. Параметры используемых компонентов соответствуют значениям, приведенным в таблице 4.1. используемые полупроводниковые приборы приведены в таблице 5.3.

Таблица 5.3 Полупроводниковые приборы

Система управления (ПЛИС)	<i>Cyclone II</i> <i>EP4CE22E22C8</i>
Драйверы транзисторов	<i>ACPL-H312</i>
Транзисторы $T_{01}, T_1 - T_{12}$	<i>C2M0080120</i>
Диоды $D_{01}, D_{02}, D_1 - D_6$	<i>C3D10065A</i>

Напряжение источника было установлено равным 240 В для обоих преобразователей, для предотвращения повреждения стенда в случае неисправности входного блока, ток ограничен на 3 А.

В ходе эксперимента были сняты осциллограммы на нескольких периодах коммутации в режиме номинальной нагрузки (см. рисунок 5.8 (а), (б)) и в режиме малой нагрузки (см. рисунок 5.8 (в), (г)). В таблице 5.4 приведены параметры полученных напряжения звена постоянного тока, выходного напряжения и входного тока для двух преобразователей.

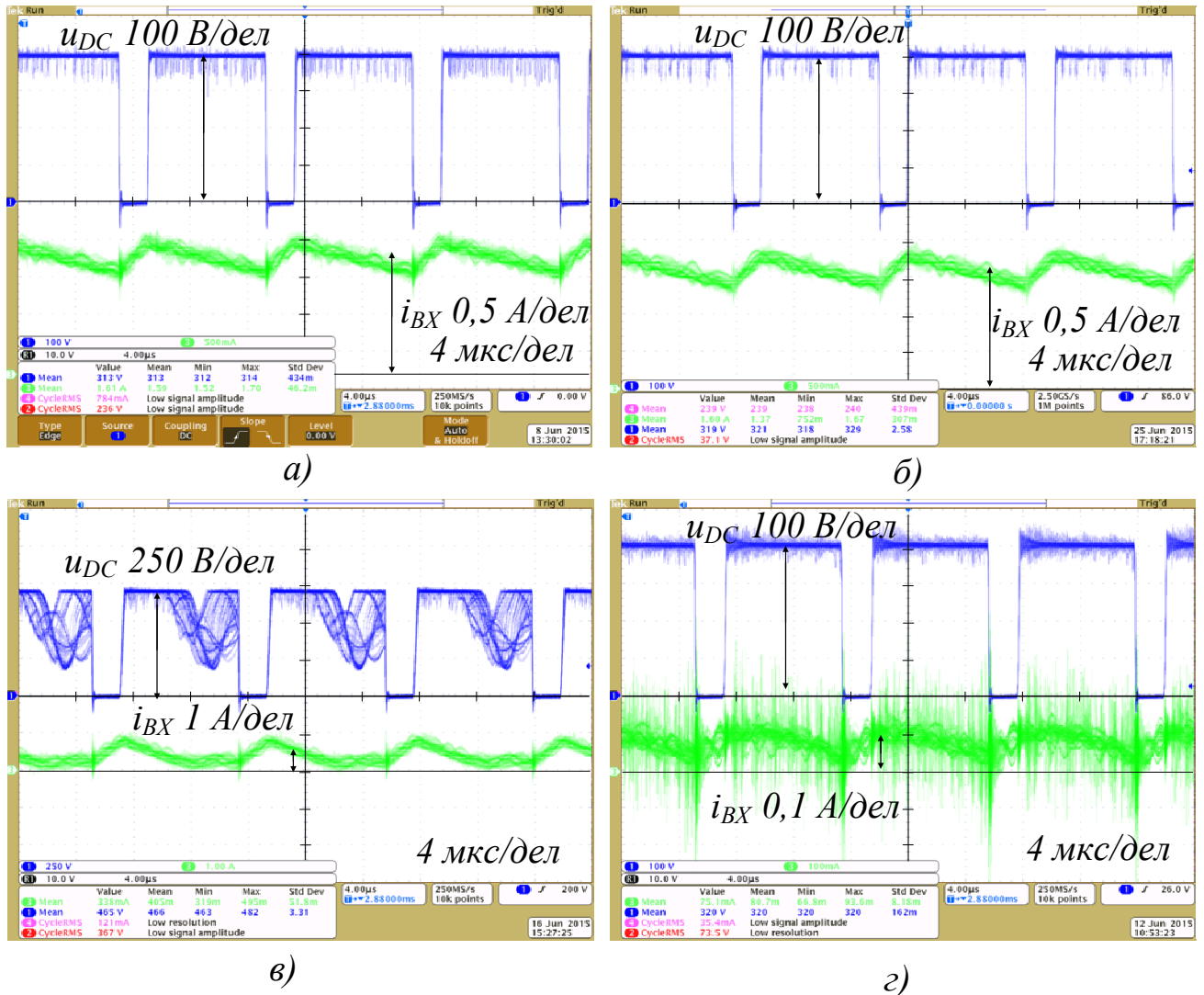


Рисунок 5.8 Осциллограммы напряжения ЗПТ и тока нагрузки в номинальном режиме т трехуровневого КИИ (а), модифицированного КИИ (б) и в режиме малой нагрузки КИИ (в) и модифицированного КИИ (г)

Полученные осциллограммы также совпадают с диаграммами моделирования и показывают, что модифицированная топология КИИ

поддерживает номинальное напряжение звена постоянного тока во всем диапазоне выходных мощностей. Напряжение звена постоянного тока КИИ в режиме малой нагрузки, при выходном токе 0,34 А возросло с 315 В до 465 В.

Таблица 5.4. Результаты эксперимента

Параметры	КИИ	Модифицированный КИИ
Действующее значение линейного напряжения $U_{ab(eff)}$	187 В	184 В
Действующее значение тока нагрузки $I_{a(eff)}$	2,11 А	2,07 А
Среднее значение напряжения звена постоянного тока $U_{dc}$	313 В	310 В
Среднее значение входного тока $I_{ВХ}$	2,97 А	2,94 А

Были сняты внешняя характеристика и зависимость КПД от выходной мощности с исследуемых преобразователей. Внешняя характеристика приведена на рисунке 5.9 (а). Данная характеристика снята при тех же условиях, что и при моделировании, и совпадает с уже полученной характеристикой по характеру и количественным показателям.

Зависимости КПД от выходной мощности представлены на рисунке 5.9 (б).

Данные зависимости соответствуют ожидаемым. КПД модифицированной топологии КИИ ниже, в среднем, на 2,5 – 3% за счет добавления дополнительных ключей, являющихся основными источниками потерь в данном преобразователе.

Незначительное расхождение экспериментальных характеристик с результатами моделирования, объясняется недостаточной точностью модели.

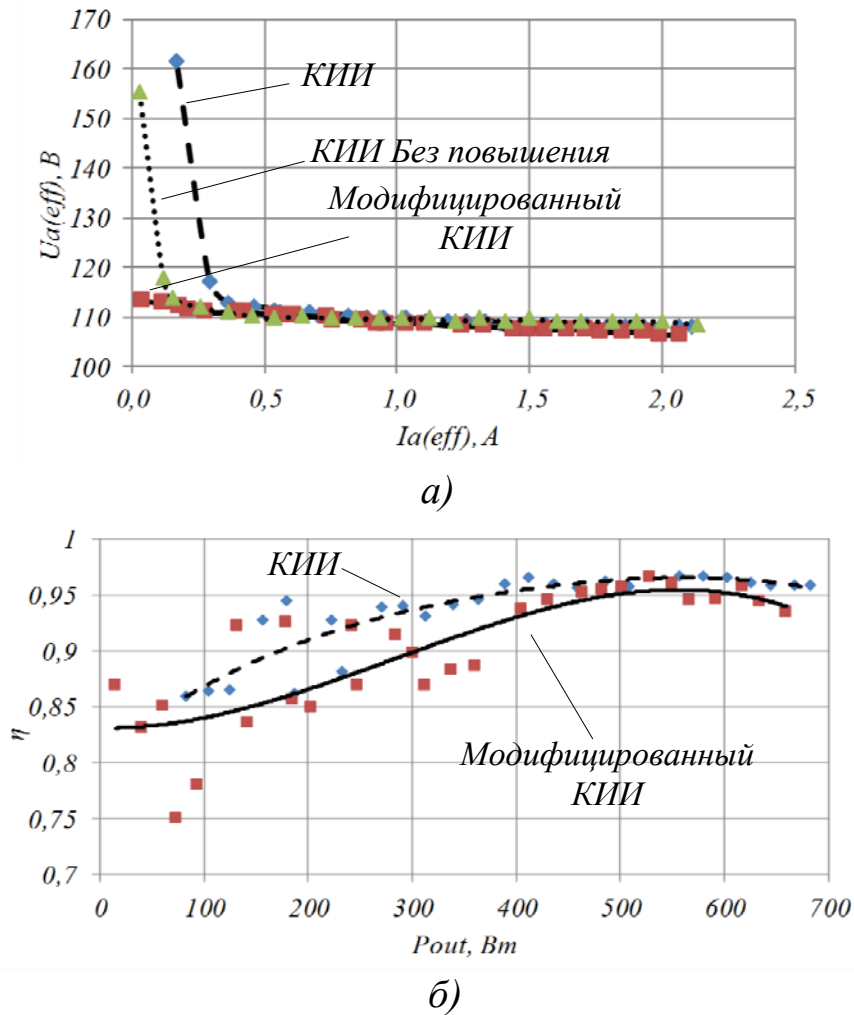


Рисунок 5.9 Внешняя характеристика исследуемых топологий (а) и зависимости КПД от мощности нагрузки (б)

### Выводы по главе 5

Экспериментальное исследование топологий трехфазного трехуровневого АИН с повышающим  $dc-dc$  преобразователем КИИ и модифицированного КИИ показало, что:

1. Соотношения для расчета элементов исследуемых преобразователей справедливы, что наглядно демонстрируется осциллограммами и характеристиками.

2. Результаты сравнения АИН с  $dc-dc$  преобразователем и КИИ соответствуют полученным аналитически и с помощью моделирования при

соответствующих условиях и допущениях. Численные расхождения не превышают 5%.

3. Физический макет модифицированного трехфазного трехуровневого КИИ показал работоспособность, полностью соответствующую моделированию.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена научно-техническая задача, заключающаяся в исследовании электромагнитных процессов и энергетических характеристик трехфазного трехуровневого КИИ и разработке модифицированной топологии КИИ, применительно к АСЭ.

Основные результаты и выводы диссертационной работы:

1. Предложена топология и разработана математическая модель трехфазного трехуровневого КИИ на базе переключающих функций и комбинаций состояний ключей, которая позволяет вычислять мгновенные значения токов и напряжений на всех участках цепи преобразователя.

2. Получены соотношения для расчета компонентов трехфазного трехуровневого КИИ и АИН с повышающим *dc-dc* преобразователем по общей методике. Справедливость соотношений подтверждена путем имитационного моделирования.

3. Сравнительный анализ показал, что КИИ не имеет значительных преимуществ перед традиционной топологией с точки зрения массогабаритных показателей и эффективности. Однако, КИИ может найти применение в системах малой мощности с высокими требованиями к надежности, таких как авиационные системы электроснабжения, вспомогательные системы электроснабжения, автономные системы электроснабжения и т.д.

4. Предложена модификация топологии КИИ и получены расчетные соотношения для ее компонентов. Модифицированный КИИ получил возможность работы при малых нагрузках и в режиме ХХ без нарастания напряжения в ЗПТ, что является фактором повышения функциональной надежности. Таким образом, реализована жесткая выходная характеристика КИИ во всем диапазоне изменения нагрузки.



5. Использование двунаправленных ключей в КИ-звене позволяет модифицированному КИИ переходить в режим рекуперации, что является значительным преимуществом при использовании его в составе электропривода.

6. Приложением предложенной топологии может быть автономная система электроснабжения с широким диапазоном входного напряжения источника питания и большим диапазоном изменения мощности нагрузки.

7. В соответствии с проведенным исследованием, были разработаны и изготовлены физические макеты трехфазного трехуровневого КИИ, АИН с *dc-dc* преобразователем и модифицированного КИИ. Результаты сравнения исследуемых топологий соответствуют данным, полученным аналитически и с помощью моделирования при соответствующих условиях и допущениях.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Саврасов. Ф.В. Расчёт Эффективности Использования Автономных Систем Электроснабжения с Фотоэлектростанциями в Условиях Западной Сибири. / Ф.В. Саврасов, Б.В. Лукутин. // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – № 6. – С. 17 – 21.
2. Саврасов Ф. В. Варианты построения автономных систем электроснабжения с использованием фотоэлектрических устройств и алгоритмы их работы. / Саврасов Ф. В. // Интернет-журнал «НАУКОВЕДЕНИЕ». – Вып. 6. – ноябрь–декабрь 2013. [электронный ресурс] / режим доступа: <http://naukovedenie.ru/PDF/36TVN613.pdf>
3. Григораш О. В. Автономные Системы Электроснабжения на Возобновляемых Источниках Энергии. / Григораш Олег Владимирович, Корзенков Павел Геннадьевич // Научный журнал КубГАУ. – №93(09) . – 2013. [электронный ресурс] / режим доступа: <http://cyberleninka.ru/article/n/avtonomnye-sistemy-elektrosnabzheniya-na-vozobnovlyaemyh-istochnikah-energii>
4. Hung-Cheng Chen. Stand-Alone Hybrid Generation System Based on Renewable Energy. / Hung-Cheng Chen, Po-Hung Chen, Long-Yi Chang, and Wei-Xin Bai // International Journal of Environmental Science and Development. – Vol. 4. – No. 5. – October 2013. – P. 514 – 520.
5. Капустин И. В. Математическое моделирование и анализ импульсного повышающего преобразователя напряжения. / И.В. Капустин, А.В. Лукашенко // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2013. – Вып. 2. – С.126 – 135.
6. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учебник. // Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2. – 197 с.
7. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. // М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

8. Кадацкий А. Ф. Электрические процессы импульсных преобразователей модульной структуры с силовыми каналами повышающего типа. / А. Ф. Кадацкий, О. В. Швец, А. В. Кочетков, Т. Н. Ерыкалина // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 4/9 (58). – 2012. – С. 10 – 16.
9. Макаренко В. О применении связанных катушек индуктивности в dc/dc-преобразователях, часть 1. / Макаренко В. // Источники Питания. – № 8. – август 2013. – С. 24 – 29.
10. Кумаков Ю. Импульсные регуляторы постоянного напряжения для питания многоуровневых инверторов. / Кумаков Ю. // Новости электротехники. – 4(40). – 2006. [электронный ресурс] / режим доступа: <http://www.news.elteh.ru/arh/2006/40/11.php>
11. Севернс Р., Блюм Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
12. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. // М.: Энергоатомиздат. – 1990. – 240 с.
13. Иоффе Д. Разработка импульсного преобразователя напряжения с топологией SEPIC. / Иоффе Д. // Компоненты и Технологии. – № 62. – 2006. – С. 126 – 132.
14. 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.
15. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями // Екатеринбург: УРО РАН. – 2000. – 654 с.
16. Горбачев Г. Н., Чаплыгин Е. Е. Промышленная электроника: Учебник для вузов/Под ред. В. А. Лабунцова. // М.: Энергоатомиздат. – 1988. – 320 с.
17. Колпаков А. Схемотехника мощных высоковольтных преобразователей. / Колпаков А. // Силовая электроника. – №2. – 2007. [электронный ресурс] / режим доступа: [http://www.power-e.ru/pdf/2007\\_02\\_44.pdf](http://www.power-e.ru/pdf/2007_02_44.pdf)

18. 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)
19. Климов В. Трёхфазные источники бесперебойного питания: схемотехника и технические характеристики. / В. Климов, А. Москалев. // Электронные компоненты. – №8. – 2005. – С. 106 – 113.
20. Miaosen Shen. Comparison of Traditional Inverters and Z-Source inverter for Fuel Cell Vehicles / Miaosen Shen, Alan Joseph, Jin Wang, Fang Z. Peng, Donald J. Adams // Power Electronics, IEEE Transactions. – VOL. 22. – 2007. – P. 1453 – 1463.
21. Peng, F. Z. Z-Source Inverter. / Fang-Zheng Peng // IEEE Trans Ind. Appl. –2003. –39, (2). –P. 504 - 510.
22. F. Gao. Operational Analysis and Comparative Evaluation of Embedded Z-Source Inverter / F. Gao, P. C. Loh, F. Blaabjerg and C. J. Gajanayake // Power Electronics Specialists Conference 2008. PESC. – 2008. IEEE. – P. 2757 – 2763.
23. Tang Y. Improved Z-Source Inverter with Reduced Z-Source Capacitor Voltage Stress and Soft-Start Capability. / Yu Tang, Shaojun Xie, Chaohua Zhang, and Zegang Xu // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol. 24, No. 2. – February 2009. – P. 409 – 415.
24. Effah F. Space-Vector-Modulated Three-Level Inverters with a Single Z-Source Network. / Francis Boaf Effah, Patrick Wheeler, Jon Clare, and Alan Watson // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol. 28, No. 6. – June 2013. – P. 2806 – 2815.
25. Adamowicz M. T-source inverter. / Marek Adamowicz, Natalia Strzelecka // PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review). - R. 85 NR. - 10/2009. – P. 233 – 238.
26. R. Strzelecki. New Type T-source Inverter. / R. Strzelecki, M. Adamowicz, N. Strzelecka, W. Bury // Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09. - 20-22 May 2009. – P. 191 – 195.

27. Eswari K. Analysis of T-Source with Simple Boost Inverter Control Technique for Improving Voltage Gain. / K.Eswari, R.Dhanya // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. - Vol. 3, Issue 2. - February 2014. – P. 7662 – 7668.
28. Feng G. Small Signal Modeling and Controller Design of a Bidirectional Quasi-Z-Source Inverter for Electric Vehicle Applications. / Feng Guo, Lixing Fu, Chien-Hui Lin, Cong Li, and Jin Wang // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE. -15-20 Sept. 2012 – P. 2223 – 2228.
29. Nagaraj M. Simulation Study of Quasi Impedance Source Isolated DC/DC Converter Fed Drives. / M.Nagaraj, Dr.M.Sasikumar // International Journal of Engineering Research and Applications. – Vol. 2. – Issue 2. – Mar-Apr 2012. – P.167 - 171.
30. Vinnikov D. Step-Up DC/DC Converters with Cascaded Quasi-Z-Source Network / Dmitri Vinnikov, Indrek Roasto, Ryszard Strzelecki // IEEE Transactions on Industrial Electronics. –Vol. 59. –No. 10. –October 2012. –P. 3727 – 3736.
31. Nguyen M. K. Switched-Inductor Quasi-Z-Source Inverter. / Minh-Khai Nguyen, Young-Cheol Lim, Geum-Bae Cho. // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol. 26. –No. 11. –November 2011. –P. 3183 – 3191.
32. Li D. Generalized Multicell Switched-Inductor and Switched-Capacitor Z-Source Inverters. / Ding Li, Poh Chiang Loh, Miao Zhu, Feng Gao, and Frede Blaabjerg // IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 28, No. 2. – February 2013. – P. 837 – 848.
33. Furqan A. A High Voltage Gain Switched-Coupled-Inductor Quasi-Z-Source Inverter. / Furqan Ahmed, Honnyong Cha, Su-Han Kim, Heung-Geun Kim. // Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International. - 18-21 May 2014. – P. 480 – 484.
34. Cintron-Rivera J. Quasi-Z-Source Inverter with Energy Storage for Photovoltaic Power Generation Systems. / Jorge G. Cintron-Rivera, Yuan Li, Shuai Jiang and

- Fang Z. Peng. // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE. - 6-11 March 2011. – P. 401 – 406.
35. Е. Е. Чаплыгин. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией. // Москва: Изд-во МЭИ. – 2009. – 55 с.
36. Nabae A. A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter / A. Nabae, I. Takahashi // Proceedings of the Industry Applications Society Conference. – September/October 1980. – P. 761 – 766.
37. Kouro S. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters / S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, J. I. Leon // IEEE Transactions On Industrial Electronics. – August 2010. – vol. 57. – No. 8. – P. 2553-2580.
38. Celanovich N. Neutral-Point-Clamped voltage Source PWM Inverters / N. Celanovich, D. Boroyevich // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2000. – vol. 15. – No. 2. – P. 242-249.
39. 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.
40. 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]
41. Mariethoz S. Resolution and efficiency improvements for three-phase cascade multilevel inverters / S. Mariethoz, A. Rufer. // 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 2004. – P. 4441 – 4446.
42. Ebrahim Babaei. A Cascade Multilevel Converter Topology with Reduced Number of Switches / Ebrahim Babaei // IEEE Transactions on Power Electronics. – Nov. 2008. – vol. 23. – P. 2657 – 2664.

43. Rodriguez. J. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications / J.Rodriguez, J.-S.Lai, and F.Z.Peng // IEEE Trans. Ind. Electron. – vol. 49. – No. 4. – Aug. 2002. –P. 724 – 738.
44. Poh Chiang Loh. Comparative Evaluation of Pulse-width Modulation Strategies for Z-Source Neutral-Point-Clamped Inverter / Poh Chiang Loh, Frede Blaabjerg, Chow Pang Wong // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol. 22. – No. 3. – May 2007. – P. 1005 – 1013.
45. Tenner S. A Comparison of Z-Source Three-Level NPC Inverter versus Z-Source Two-Level Inverter. / Stephan Tenner, Wilfried Hofmann // Emobility - Electrical Power Train, 2010. - 8-9 Nov. 2010. – P. 1 – 7.
46. Mo W. Trans-Z-Source Neutral Point Clamped Inverter. / W. Mo, P.C. Loh, D. Li, F. Blaabjerg // Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on. - 27-29 March 2012. – P. 1 – 5.
47. Гусев А. А. Трехуровневый квази-импедансный инвертор с новым методом модуляции / А.А. Гусев, С.А. Степенко, К.Р. Клементе // Техническая электродинамика. Тематич. выпуск СЭЭ. – Харьков. – 2012. – Ч. 1. – С. 47 - 52.
48. Гусев А. А. Сравнительный анализ повышающих преобразователей для интеграции фотоэлектрической панелей в сеть. / А. А. Гусев, Д. В. Винников, А. А. Велигорский. // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – №8 (114). – 2013. – С. 28 – 22.
49. Husev O. CCM Operation Analysis of the Single-Phase Three-Level Quasi-Z-Source Inverter. / O. Husev, C. Roncero-Clemente, S. Stepenko, D. Vinnikov, E. Romero-Cadaval // 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe. - 4-6 Sept. 2012. - Novi Sad, Serbia.
50. R.Revathy. Photovoltaic Power Generation System with Extended Boost Quasi-Z-Source Inverter. / R.Revathy, R.Ravi // International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT). – Vol. 14, Number 5. – Aug 2014. – P. 238 – 244.
51. Баховцев И.А. Анализ способов построения инверторов напряжения с синусоидальной ШИМ. // Материалы 4-й международной научно-

- технической конференции. – АПЭП-98. – Новосибирск, НГТУ. – 1998. – С. 64 - 68.
52. Баховцев И.А. Разработка энергооптимальных способов управления АИН и их микропроцессорная реализация: дисс. канд. тех. наук. – М: НГТУ. – 1998. 302 с.
53. Liu, Y. Z-Source/Quasi-Z-Source Inverters: Derived Networks, Modulations, Controls, and Emerging Applications to Photovoltaic Conversion. / Liu, Y., Abu-Rub, H., Ge, B. // IEEE Ind. Electron. Magazine. –2014. – 8, (4). –P. 32 – 44.
54. Ellabban O. Experimental Study of the Shoot-Through Boost Control Methods for the Z-Source Inverter. / Omar Ellabban, Joeri Van Mierlo, Philippe Lataire // EPE Journal. – Vol. 21. – No 2. – June 2011. – P. 18 – 29.
55. Брованов С. В. Реализация векторной ШИМ в трехфазном трехуровневом преобразователе / Брованов С.В Харитонов С. А. // Электротехника 2008. – №6. – С. 33 - 38.
56. J. Holtz. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. / J. Holtz // Proc. IEEE. – vol. 82. – Aug. 1994. – P. 1194–1214.
57. Брованов С. В. Оптимизация пространственно-векторного алгоритма управления / Брованов С. В. // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2008: Материалы IX-й международной научно-технической конференции. – Т.7. – Новосибирск. 2008. – С. 26 – 29.
58. Peng F. Z. Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter. / Fang Zheng Peng, Miaosen Shen, and Zhaoming Qian // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol. 20. –No. 4. –july 2005. –P. 833 – 838.
59. Берестов В. М. Алгоритм управления многоуровневым инвертором напряжения / Берестов В. М., Харитонов С. А. // Труды международной 14-ой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». – 13-16 марта 2007 г. – С. 109 – 118.
60. Г. В. Грабовецкий. Применение переключающих функций для анализа электромагнитных процессов в силовых цепях вентильных преобразователей частоты // Электричество. – 1973. – № 6. – с. 42-46.



61. Брованов С.В. Методика расчета токов силовых ключей многоуровневых полупроводниковых преобразователей / С.В. Брованов, М.А. Дыбко // Доклады академии наук высшей школы РФ. – 2011. – №1. – С. 84-94.
62. Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники / И.М. Чиженко, В.С. Руденко, И.В. Сенько // М. Высш. Школа. – 1974. – 430с.
63. Кобзев А. В. Применение метода коммутационных разрывных функций для построения математических моделей силовых преобразователей. / А. В. Кобзев, В. Д. Семенов, Е. К. Фединых. // Доклады ТУСУРа, № 2 (24). – Ч. 3. – декабрь 2011. –С. 58 – 63.
64. Husev O. Three-level three-phase quasi-Z-source neutral-point-clamped inverter with novel modulation technique for photovoltaic application. / Husev O., Roncero-Clemente C., Romero-Cadaval E., Vinnikov D., Jalakas T // Electric Power Systems Research, 130, (1). –2016. –P. 10 – 21.
65. Bakhovtsev, I.A. Three-Phase Three-Level Voltage Source Inverter Construction Based On Quasi-Z-Source Cells. / Bakhovtsev, I.A., Panfilov, D.V. // Proc. XIV International Conference and Seminar. EDM2013. – 2013 – P. 322 – 327.
66. 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.
67. 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.
68. Siwakoti, Y.P. Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part II: Review of Control and Modulation Techniques. / Siwakoti, Y.P., Peng, F.Z. Blaabjerg, F., Loh, P.C., Town, G.E., Yang, S. // IEEE Trans. Power Electron. – 2015. – 30, (4). – P. 1887 – 1905.
69. Дыбко М.А. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи с параллельным включением для активных фильтров и систем накопления энергии: Дис ... канд. техн. наук: 05.09.12. Томск – 2013. – 200 с.

70. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. // Томск: Радио и связь, Томский отдел, 1990. – 336 с.
71. Браславский И. Я. Математическая Модель Силовой Части Dc-Dc Преобразователя в Составе Частотно-Регулируемого Электропривода с Суперконденсаторами. / Браславский И. Я., Плотников Ю. В., Ишматов З. Ш., Полуниин Ф. А., Суслов А. И. // ЭПТТ 2015, Екатеринбург. – 05-09 октября 2015 г. – С. 125 – 130.
72. 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.
73. Бернштейн А. Я. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А. Я. Бернштейн, Ю. М. Гусяцкий, А. В. Кудрявцев, Р. С. Сарбатов; Под ред. Р. С. Сарбатова. – М.: Энергия. – 1980. – 328 с.
74. Остриро В. Рациональные схемы преобразователей частоты для мощных синхронных индукторных Электроприводов. / Вадим Остриро, Константин Мильский. // Электронные компоненты. – №11. – 2008. – С. 26 – 31.
75. Gao F. Topological and Modulation Design of a Buck-Boost Three-Level Dual Inverter. / Gao F., Loh, P.C., Vilathgamuwa, D.M., Blaabjerg, F., Goh, C.K., Zhang, J.Q. // Proc. IEEE-IECON'06. – 2006. – P. 2408 - 2413.
76. Chakraborty, S. Design of Single-Stage Buck and Boost Converters for Photovoltaic Inverter Applications. / Chakraborty, S., Annie, S.I., Razzak M.A // Proc. 3rd International Conference on Informatics, Electronics & Vision. – 2014. – P. 1 - 6.
77. Sudev, V. Switched Boost Inverter Based Dc Nanogrid with Battery and Bi-Directional Converter. / Sudev, V., Parvathy, S // Proc. International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies [ICCPCT]. – 2014. – P. 461 – 467.

78. Rodríguez-Rodríguez, J.R. A Transformerless, Single DC-Input, DC-AC 7-Levels Boost Converter for PV Applications. / Rodríguez-Rodríguez, J.R., Moreno-Goytia, E.L., Venegas-Rebollar, V. // Proc. North American Power Symposium (NAPS). – 2011. – P. 1 - 6.
79. Devi M.A. Ripple Current Reduction in Interleaved Boost Converter by Using Advanced PWM Techniques. / Devi, M.A., Valarmathi, K., Mahendran, R. // 2014 IEEE International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT). – P. 1 – 6.
80. Rodriguez J. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. / Rodriguez, J., Bernet, S., Wu, B., Pontt, J.O., Kouro, S // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2007. – 54, (6). – P. 2930 – 2945.
81. Jeba D. A Performance Comparison of Interleaved Boost Converter and Conventional Boost Converter for Renewable Energy Application. / Jeba D., Newlin, S., Ramalakshmi, R., Rajasekaran, S. // Proc. 2013 Int. Conference on Green High Performance Computing). – 2013). – P. 1 – 6.
82. Brigitte Hauke. Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage. Application Report SLVA372C. –November 2009. –Revised January 2014. [электронный ресурс] / режим доступа: <http://www.ti.com/lit/an/slva372c/slva372c.pdf>
83. CREE C3D10065A data sheet. [электронный ресурс] / режим доступа: <http://www.cree.com/~~/media/Files/Cree/Power/Data%20Sheets/C3D10065A.pdf>
84. CREE C2M0080120D data sheet. [электронный ресурс] / режим доступа: <https://www.google.ru/webhp?sourceid=chrome-instant&ion=1&espv=2&ie=UTF-8#q=C2M0080120D>
85. Panfilov D. Comparison of three-phase three-level voltage source inverter with intermediate dc–dc boost converter and quasi-Z-source inverter. / Dmitry Panfilov, Oleksandr Husev, Frede Blaabjerg, Janis Zakis, Kamal Khandakji // IET Power Electronics. – 2016. – P. 1 – 11.
86. Ribeiro E. F. F. Uninterruptible Energy Production in Standalone Power Systems for Telecommunications. / E. F. F. Ribeiro, A. J. Marques Cardoso, C. Boccaletti. // International Conference on Renewable Energies and Power Quality

- (ICREPQ'09) Valencia (Spain). [электронный ресурс] / режим доступа: <http://www.icrepq.com/ICREPQ'09/350-ribeiro.pdf>
87. J. Kiku chi. Three-phase PWM boost-buck rectifiers with power-regenerating capability. / J. Kiku chi and T. A. Lipo. // Industry Applications, IEEE Transactions on. – vol.38. – Sept./ Oct. 2002. – P. 1361 - 1369.
  88. Siwakoti Y. P. Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review. / Yam P. Siwakoti, Fang Zheng Peng, Frede Blaabjerg, Poh Chiang Loh, and Graham E. Town // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol. 30. – No. 2. – February 2015. – P. 699 – 716.
  89. Anderson J. Four Quasi-Z-Source Inverters. / Joel Anderson and F.Z. Peng. // Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE. – 15-19 June 2008. – P. 2743 – 2749.
  90. Ding X. A High-Performance Z-Source Inverter Operating with Small Inductor at Wide-Range Load. / Xinping Ding, Zhaoming Qian, Shuitao Yang, Bin Cui, Fang-Zheng Peng. // Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE. – 2007. – P. 615 – 620.
  91. Ding X. A New Adjustable-Speed Drives (ASD) System Based on High-Performance Z-Source Inverter. / Xinping Ding, Zhaoming Qian, Shuitao Yang, Bin Cui, Fang-Zheng Peng. // Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE. – 2007. – P. 2327 – 2332.
  92. Патент РФ №2578042 МПК H02M 7/42. Трехфазный Z-инвертор / Баховцев И. А., Панфилов Д. В.; (RU) – № 2014138076/07, заявл. 19.09.2014; опубл. 20.03.2016, Бюл. №8.
  93. Bakhovtsev I.A. Modification of Quasi-Z-Source Inverter Operates in Stand-Alone Power System. / Igor A. Bakhovtsev, Dmitry V. Panfilov // -16th International Conference and Seminar. EDM2015, Section V. – Erlagol. – 2015. – P. 464 – 469.
  94. 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.

95. Husev O. Single phase three-level neutral-point-clamped quasi-Z-source inverter. / Oleksandr Husev, Carlos Roncero-Clemente, Enrique Romero-Cadaval, Dmitri Vinnikov, Serhii Stepenko // IET Power Electronics. – vol. 8, Issue 1. – 2015. – P. 1 - 10.
96. Husev O. Voltage Distortion Approach for Output Filter Design for Off-Grid and Grid-Connected PWM Inverters. / Oleksandr Husev, Andrii Chub, Carlos Roncero-Clemente, Enrique Romero-Cadaval, Dmitri Vinnikov // JPE. – vol. 15. – Issue 8. – 2015. – P. 278 - 287.
97. ALTERA Cyclon II Device family data sheet. [электронный ресурс] / режим доступа: <http://datasheet.octopart.com/EP2C5T144C8-Altera-datasheet-7627975.pdf>
98. TDK Lambda Data Sheet. [электронный ресурс] / режим доступа: [http://www.tdk-lambda.com/products/sps/ps\\_system/gen/pdf/genh\\_ins\\_e.pdf](http://www.tdk-lambda.com/products/sps/ps_system/gen/pdf/genh_ins_e.pdf)
99. Mixed Signal Oscilloscopes MSO4000B, DPO4000B Series Data Sheet. [электронный ресурс] / режим доступа: <http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/MSO4000-DPO4000-Mixed-Signal-Oscilloscope-Datasheet-23.pdf>

## Модели силовых схем трехфазного трехуровневого АИН с *dc-dc* преобразователем и КИИ

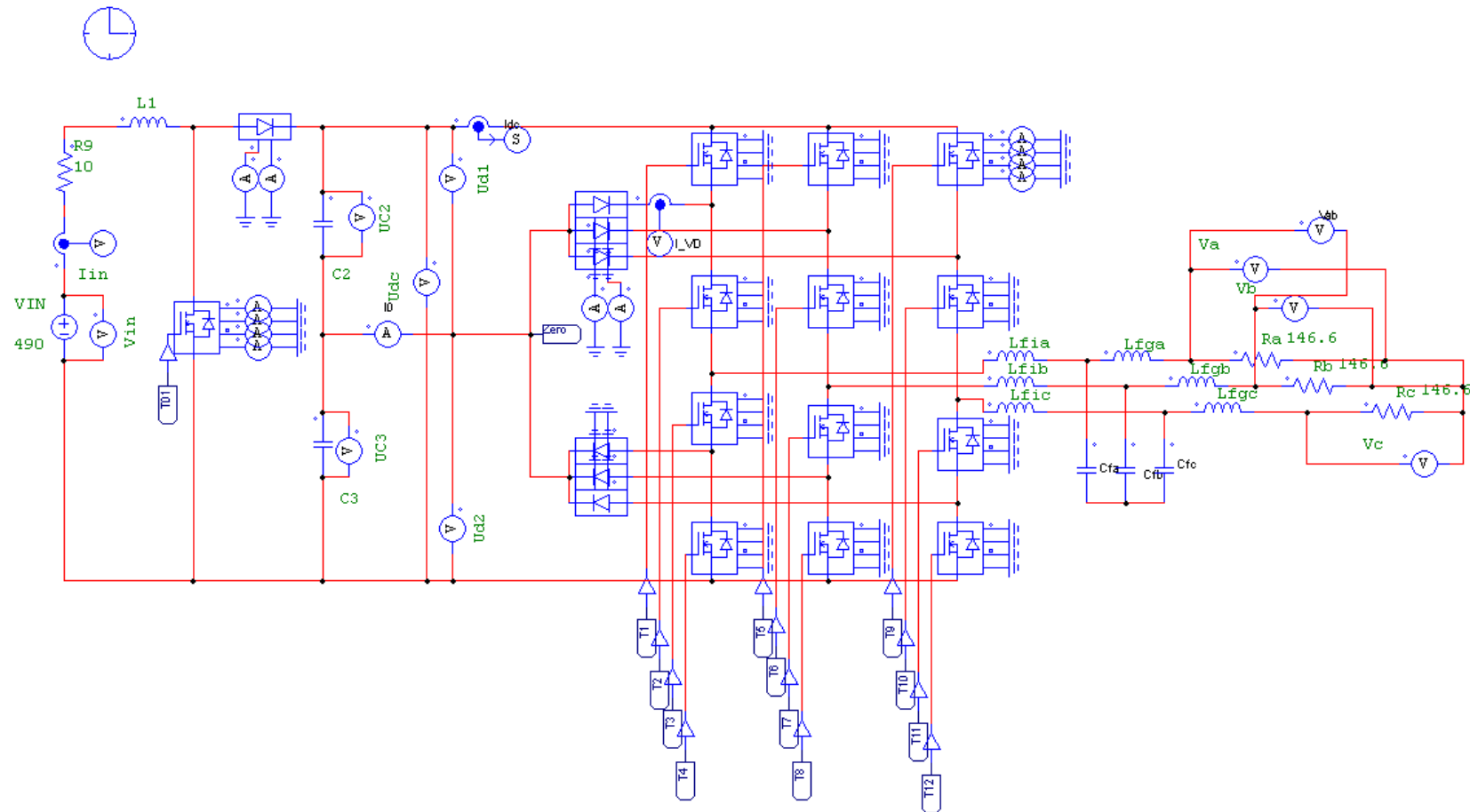


Рисунок А.1 Модель АИН с *dc-dc* преобразователем

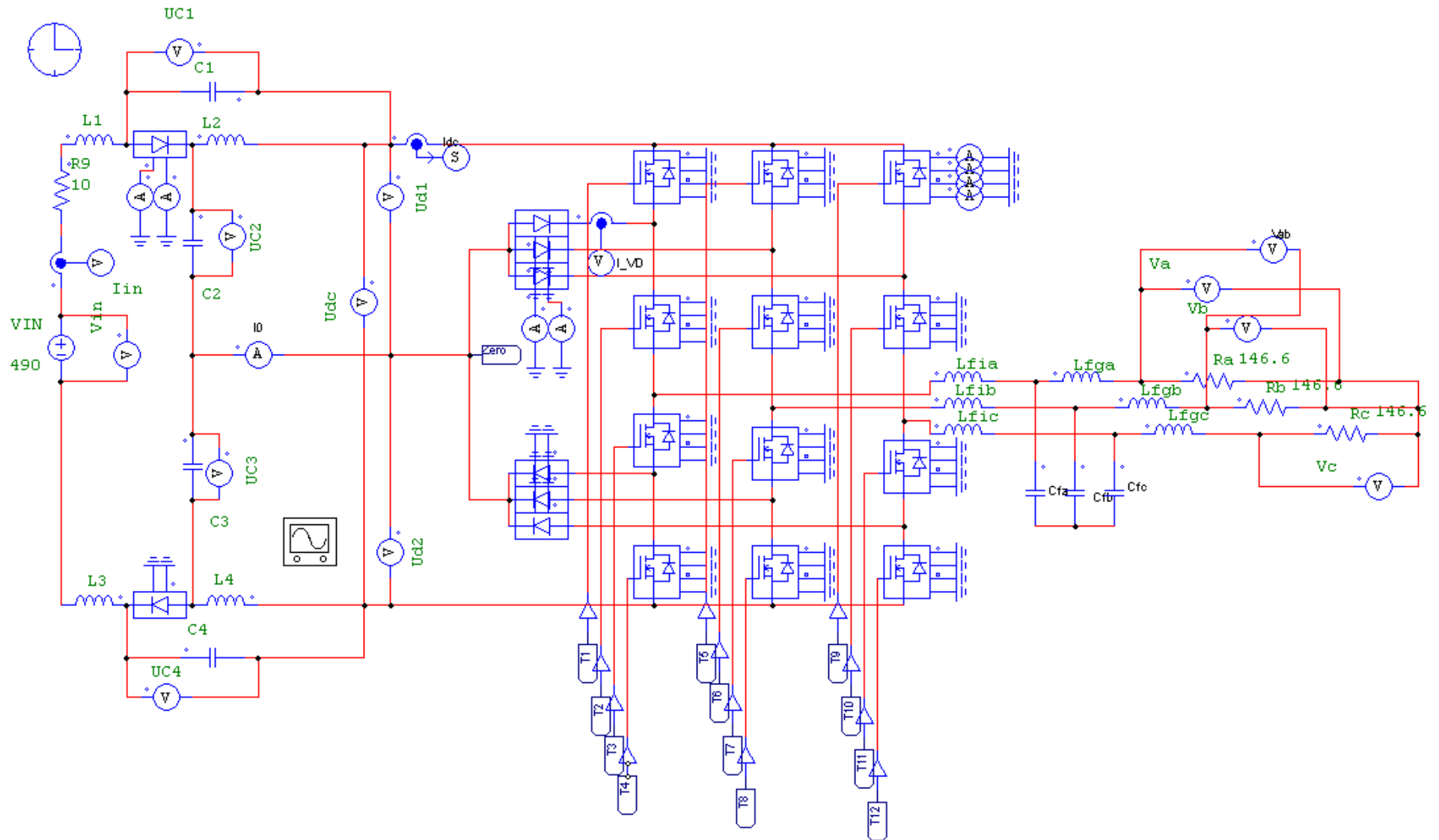


Рисунок А.2 Модель КИИ

## Модели систем управления трехфазным трехуровневым АИН с *dc-dc* преобразователем и КИИ

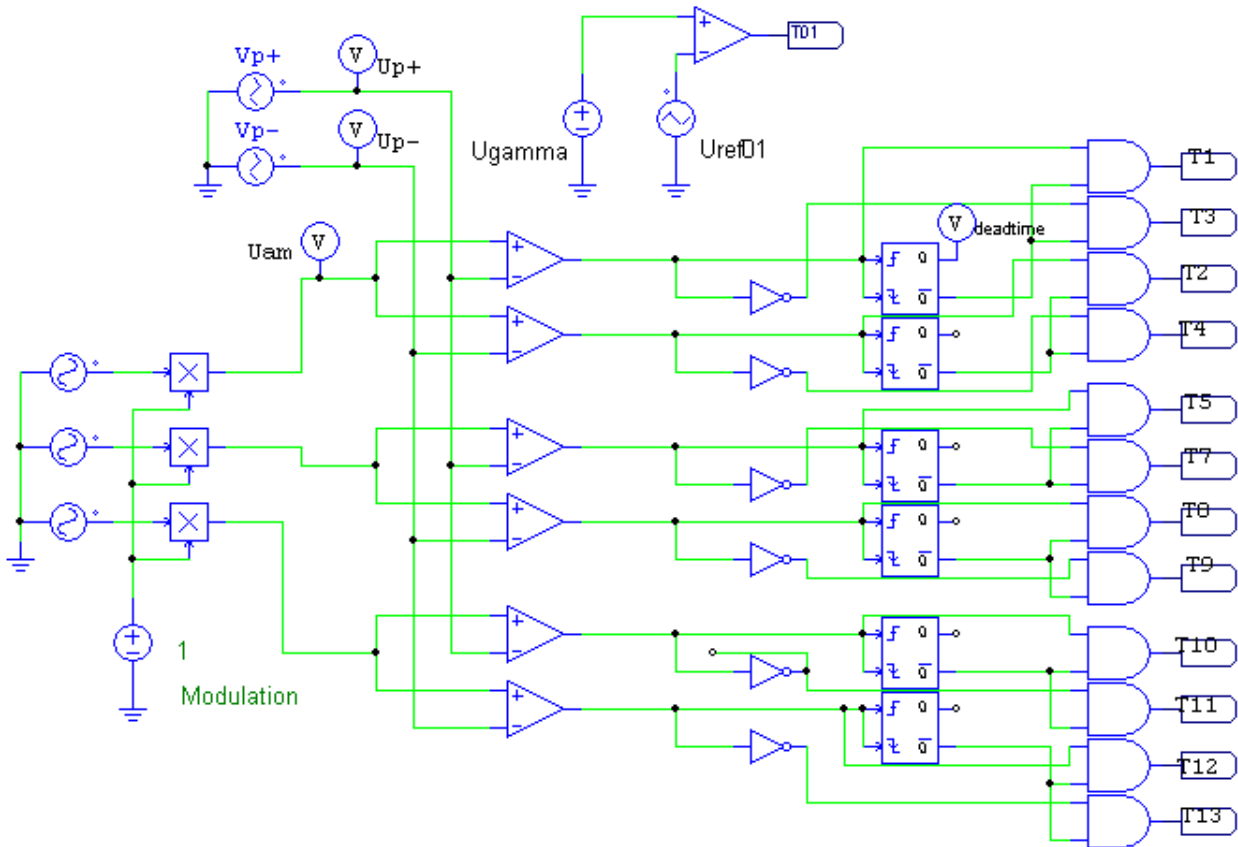


Рисунок Б.1 Модель системы управления АИН с *dc-dc* преобразователем



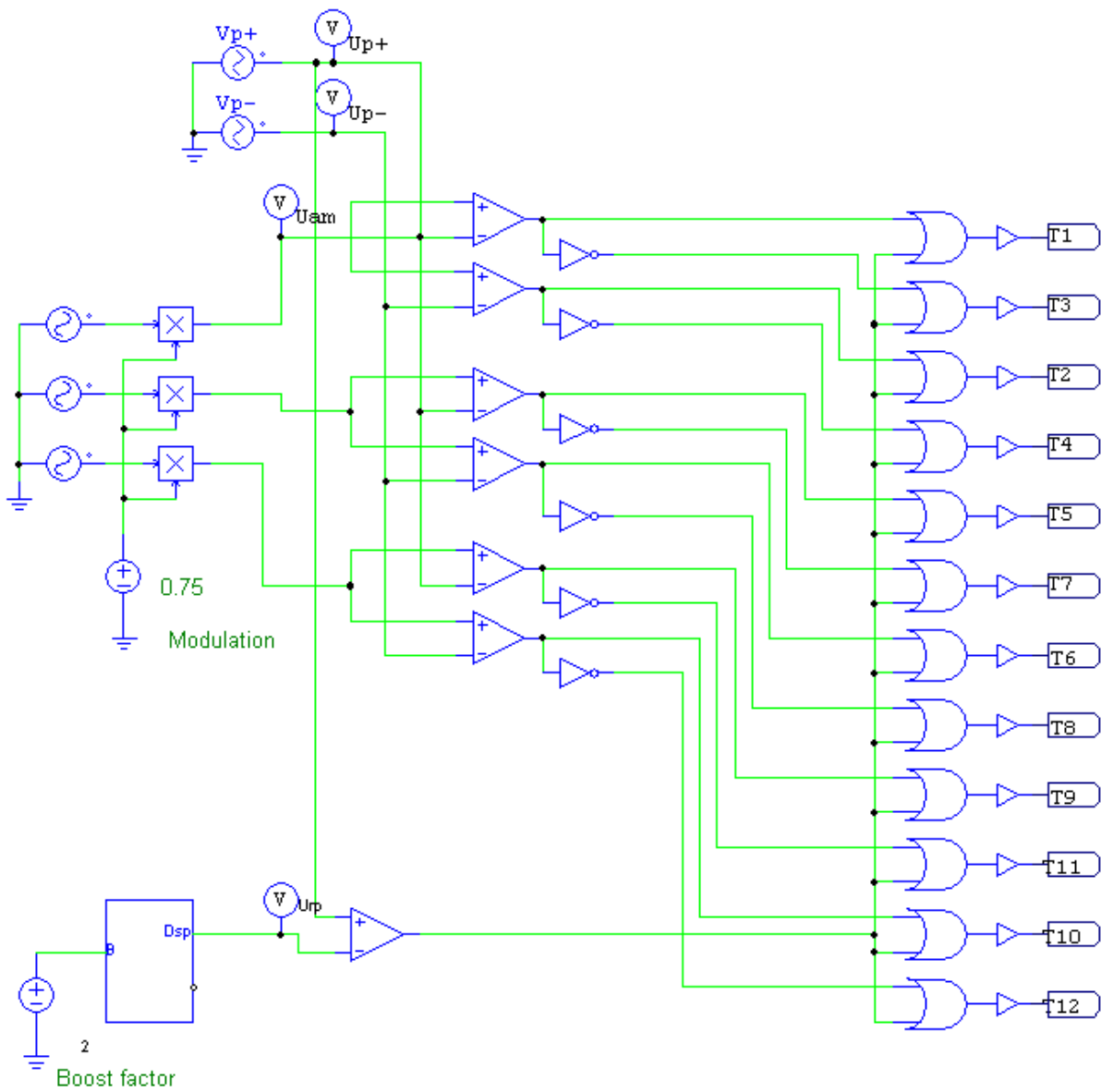
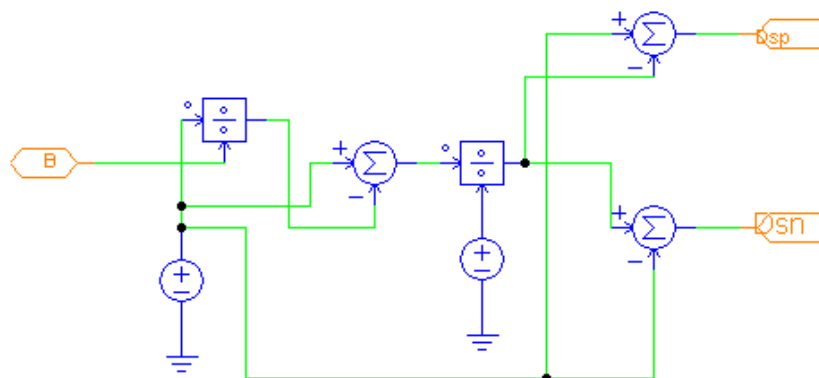


Рисунок Б.2 Модель системы управления КИИ

Рисунок Б.3 Блок расчета задающего сигнала  $U_{Ds}$

## Модель силовой схемы модифицированного трехфазного КИИ

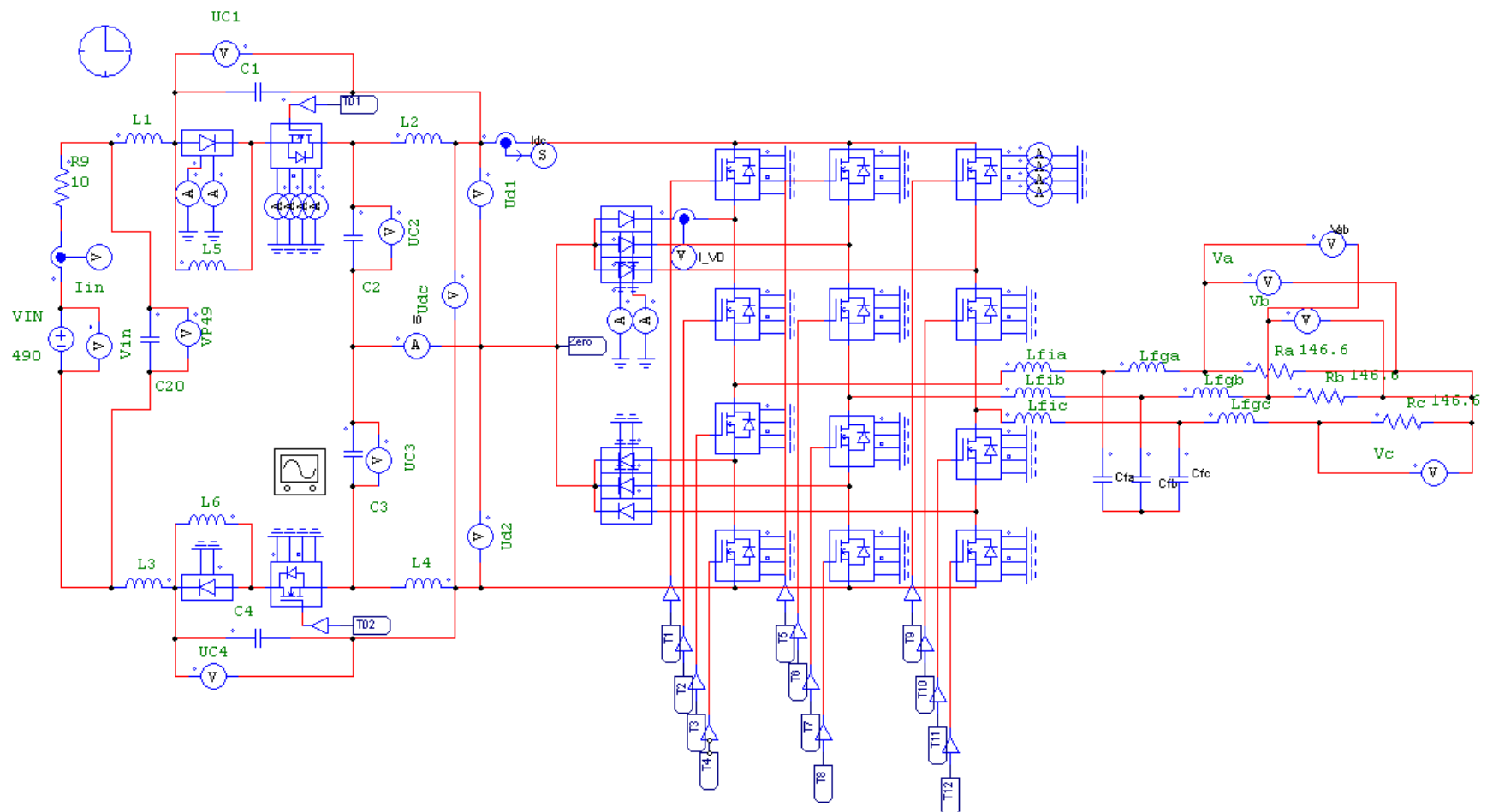


Рисунок В.1 Модель модифицированного КИИ

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор ЗАО

«ЭРАСИБ»

  
 \_\_\_\_\_ Клад В. А.  
 «29» \_\_\_\_\_ 2016 г.



УТВЕРЖДАЮ

Проректор НГТУ по научной работе

д.т.н., проф.

  
 \_\_\_\_\_ Востретцов А. Г.

« 29 » \_\_\_\_\_ 2016 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Панфилова Д.В.

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель главного конструктора по спец. технике ЗАО «ЭРАСИБ», к.т.н. В. В. Вдовин и представители НГТУ научный руководитель, к.т.н, доцент И. А. Баховцев, заведующий кафедрой «Электроники и электротехники», д.т.н., профессор С. А. Харитонов подтверждаем, что результаты диссертационной работы Панфилова Д. В. «Анализ трехфазного трехуровневого квази-импедансного инвертора и улучшение его характеристик» использовались при проведении работ по синтезу высоковольтных ПЧ.

Предложенные в диссертационной работе Панфилова Д. В., математическая модель трехфазного трехуровневого квази-импедансного инвертора и имитационные модели квази-импедансных инверторов были использованы при выборе и обосновании схемы высоковольтного ПЧ.

Зам. главного конструктора

по спец. техн.

ЗАО «ЭРАСИБ», к.т.н.

  
 \_\_\_\_\_  
 /В. В. Вдовин /

Зав. кафедрой, д.т.н. проф.

  
 \_\_\_\_\_  
 /С. А. Харитонов/

Научный руководитель, к.т.н., доц.

  
 \_\_\_\_\_  
 /И. А. Баховцев/

## УТВЕРЖДАЮ

Зам. Генерального директора –  
директор по развитию ФГУП ПО  
«Север»

  
Кашкаров Ю. П.  
«29» февраля 2016 г.



## УТВЕРЖДАЮ

Проректор НГТУ по научной работе  
д.т.н., проф.

  
Востретцов А. Г.  
«29» февраля 2016 г.



## АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Панфилова Д.В.

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель главного конструктора ФГУП ПО «СЕВЕР» к.т.н., В. В. Машинский и представители НГТУ научный руководитель, к.т.н., доцент И. А. Баховцев, заведующий кафедрой «Электроники и электротехники», д.т.н., профессор С. А. Харитонов подтверждаем, что результаты диссертационной работы Панфилова Д. В. «Анализ трехфазного трехуровневого квази-импедансного инвертора и улучшение его характеристик» использовались при выполнении работ по государственному контракту №13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г. на тему «Исследование, разработка и организация промышленного производства механотронных систем энергосберегающих технологий двойного назначения».

Предложенные в диссертационной работе Панфилова Д. В. соотношения для расчета компонентов трехфазного трехуровневого квази-импедансного инвертора и модифицированного квази-импедансного инвертора были использованы при подготовке эскизного проекта блока управления (КТНЦ) для электромеханического усилителя рулевого управления.

Зам. главного конструктора  
ФГУП ПО «СЕВЕР», к.т.н.

  
/В.В. Машинский/

Зав. кафедрой, д.т.н., проф.

  
/С. А. Харитонов/

Научный руководитель, к.т.н., доц.

  
/И.А. Баховцев/

## УТВЕРЖДАЮ

Проректор НГТУ по учебной работе

д.т.н.


  
 \_\_\_\_\_ Брованов С. В.
 

« 29 » \_\_\_\_\_ 2016 г.

## СПРАВКА

об использовании в учебном процессе результатов диссертационной  
работы Панфилова Д.В.

Мы, нижеподписавшиеся, декан факультета радиотехники и электроники д.т.н, профессор В. А. Хрусталеv, научный руководитель, к.т.н, доцент И. А. Баховцев и заведующий кафедрой «Электроники и электротехники», д.т.н., профессор С. А. Харитонов подтверждаем, что результаты диссертационной работы Панфилова Д. В. «Анализ трехфазного трехуровневого квази-импедансного инвертора и улучшение его характеристик» используются при чтении лекций при подготовке бакалавров и магистров по направлению «Электроника и наноэлектроника» (11.03.04 и 11.04.04) в следующих учебных курсах:

1. Основы силовой электроники
2. Спец. главы энергетической электроники

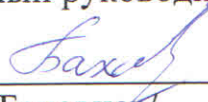
Декан РЭФ, д.т.н., проф.


  
 \_\_\_\_\_  
 / В. А. Хрусталеv /

Зав. кафедрой, д.т.н., проф.


  
 \_\_\_\_\_  
 /С. А. Харитонов/

Научный руководитель, к.т.н., доц.


  
 \_\_\_\_\_  
 /И.А. Баховцев/