


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

На правах рукописи



ГРИШАНОВ ЕВГЕНИЙ ВАЛЕРЬЕВИЧ

**СИСТЕМА ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ НА БАЗЕ
СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ И ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ**

05.09.03 — Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:

д-р техн. наук, доцент

Брованов Сергей Викторович

Новосибирск – 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ НА БАЗЕ СОЛНЕЧНЫХ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ (СГФ).....	16
1.1 Структура бестрансформаторной СГФ	16
1.1.1 Солнечные фотоэлектрические модули.....	16
1.1.2 Полупроводниковые <i>DC/DC</i> преобразователи	18
1.1.3 Аккумуляторные батареи	24
1.1.4 Полупроводниковые <i>DC/AC</i> преобразователи (инверторы напряжения/тока)	27
1.1.5 Выходные фильтры	34
1.1.6 Алгоритмы и способы управления	34
1.2 Область применения систем генерирования электрической энергии на базе солнечных фотоэлектрических модулей и полупроводниковых преобразователей	47
1.3 Актуальные проблемы СГФ	53
1.4 Выводы по главе и постановка задач исследования	57
ГЛАВА 2 АНАЛИЗ СИНФАЗНОГО ТОКА УТЕЧКИ И СПОСОБОВ ЕГО ПОДАВЛЕНИЯ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ НА БАЗЕ СОЛНЕЧНЫХ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	59
2.1 Анализ причин возникновения синфазного тока утечки в СГФ	59
2.1.1 Влияние параметров элементов СГФ на синфазный ток утечки	59

2.1.2	Факторы, влияющие на величину паразитной емкости солнечного фотоэлектрического модуля.....	67
2.2	Способы снижения синфазного тока утечки (алгоритмические и схемотехнические способы).....	72
2.3	Синтез топологии полупроводникового преобразователя в составе СГФ для подавления синфазного тока утечки	76
2.4	Алгоритм векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для подавления синфазного тока утечки (СТУ).....	80
2.5	Алгоритм векторной ШИМ для подавления СТУ при применении трехфазного АИН.....	89
2.6	Анализ синфазного тока утечки в СГФ с каскадными полупроводниковыми преобразователями	120
2.7	Выводы по главе 2	132
ГЛАВА 3 РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В СГФ.....		134
3.1	Процедура разработки математических моделей для расчета энергетических показателей качества преобразования электрической энергии в СГФ	134
3.2	Математическая модель для расчета выходного напряжения полупроводникового преобразователя в составе СГФ.....	145
3.3	Математическая модель фазного и синфазного токов	149
3.4	Математическая модель для расчета токов ключей полупроводникового преобразователя в составе СГФ.....	156
3.5	Расчет и анализ характеристик полупроводникового преобразователя в составе СГФ	160
3.6	Аналитический расчет выходного напряжения и тока СГФ на базе многоуровневого полупроводникового преобразователя.....	169
3.6.1	Аналитический расчет напряжения.....	170
3.6.2	Аналитический расчет тока.....	174

3.7	Выводы по главе 3	179
ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТ		181
4.1	Описание экспериментальной установки	181
4.2	Анализ синфазного тока утечки при реализации алгоритма управления полупроводниковым преобразователем на базе векторной ШИМ в составе СГФ	187
4.3	Оценка массогабаритных показателей бестрансформаторной системы генерирования.....	194
4.4	Рекомендации по применению полупроводникового преобразователя в составе СГФ	197
4.5	Выводы по главе 4	198
ЗАКЛЮЧЕНИЕ		200
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....		202
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....		203
Приложение А. Контур протекания тока в разработанном однофазном пятиуровневом преобразователе		225
Приложение Б. Пример расчета весовых коэффициентов для «селективной» ШИМ		250
Приложение В. Схема разработанного однофазного полупроводникового преобразователя.....		263
Приложение Г. Схема источника питания		272
Приложение Д. Акты внедрения научных результатов диссертации.....		276

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы.

В настоящее время в связи с использованием возобновляемых источников энергии широкомасштабное распространение получают системы генерирования электроэнергии, к которым относятся системы в составе ветроэнергетических установок (ВЭУ), гидроэнергетических установок (ГЭУ) и системы генерирования на базе полупроводниковых преобразователей, у которых в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули (СГФ). По данным международного энергетического агентства (*International Energy Agency – IEA*) на 2016 год в мире совокупная мощность, вырабатываемая ГЭУ, составляла порядка 1200 ГВт, ВЭУ порядка 466 ГВт и СГФ более 300 ГВт. А уже к концу 2017 мощность СГФ достигла порядка 400 ГВт. Также по данным этого агентства до 98 % систем по мощности работают на электрическую сеть [1].

ВЭУ и ГЭУ предполагают в своем составе наличие большого количества механических устройств, кроме того существует необходимость установки дополнительных узлов и агрегатов, позволяющих согласовывать отдельные элементы данных систем генерирования. К таким устройствам, узлам и агрегатам можно отнести электрические машины, редукторы, подшипники, муфты, шестерни, обтекатели, лопасти/лопатки и т.д. Механические устройства требуют постоянного контроля состояния и должны подвергаться обязательному периодическому сервисному обслуживанию. Использование таких систем генерирования в связи с наличием отмеченных выше характерных особенностей увеличивает затраты на амортизацию и повышает стоимость технического обслуживания во время эксплуатации. Дополнительно следует учесть, что размещение указанных систем генерирования требует соответствующего определения географических районов, где они могут быть установлены, и имеются необходимые энергоресурсы, обеспечивающие их функционирование. В некоторых случаях данные географические районы могут не совпадать с расположением потребителей электрической энергии, и понадобится создание и

прокладка соответствующей инфраструктуры, в частности, строительства линий электропередач, распределительных подстанций, что отразится на потерях электрической энергии, связанных с ее транспортировкой. Также данные системы генерирования наносят определенный вред экологической обстановке, создают акустические и механические колебания, которые могут пагубно отражаться на био- и экосистемах.

Системы генерирования на базе солнечных фотоэлектрических модулей (СФМ) являются самым быстроразвивающимся типом систем генерирования с использованием возобновляемых источников энергии [1]. К примеру, ежегодные темпы роста производства электрической энергии СГФ с 1990 по 2016 г.г. составляют 43,3% (Рисунок 1). Это самые высокие показатели роста производства электрической энергии среди всех видов систем генерирования, использующих возобновляемые источники энергии.

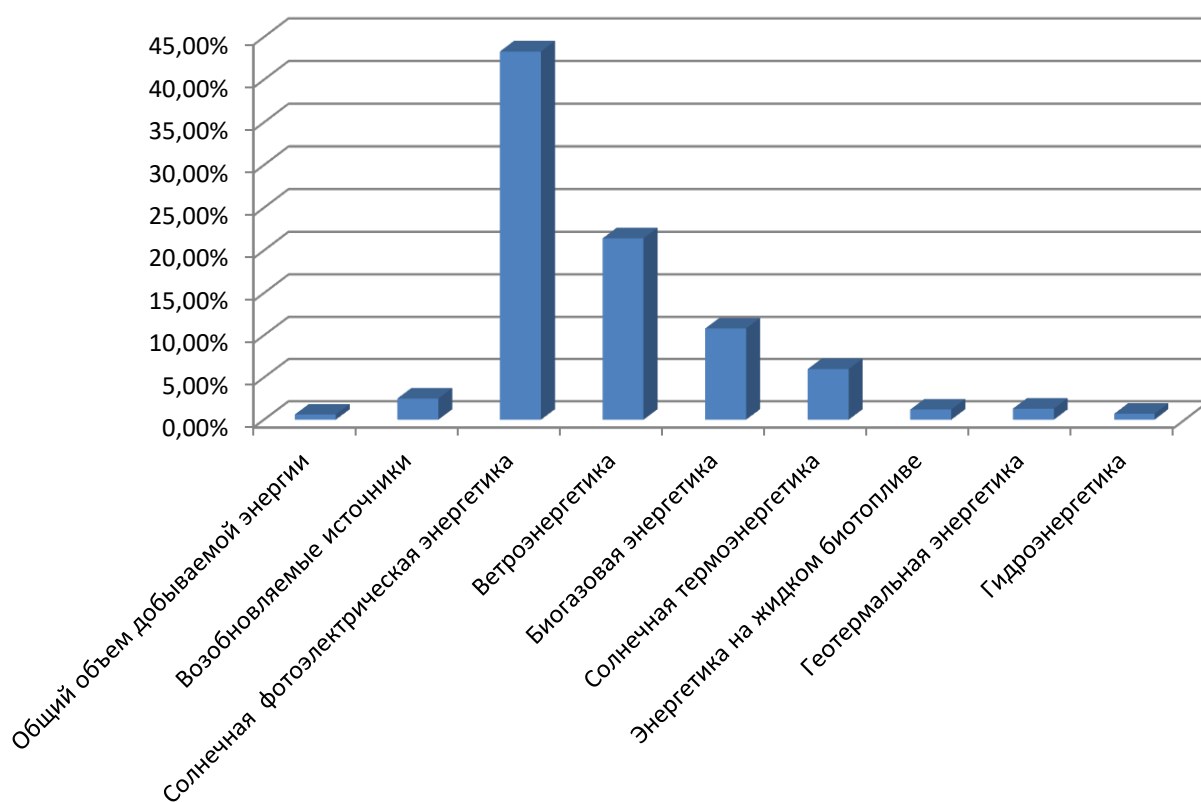


Рисунок 1 – Темпы роста производства электрической энергии системами генерирования, использующих возобновляемые источники с 1990 по 2016 год.

СГФ лишены недостатков, присущих ВЭУ и ГЭУ, связанных с наличием большого количества механических устройств, и, соответственно, этот факт благоприятно сказывается на их цене и затратах на техническое обслуживание и эксплуатацию. СГФ могут располагаться в непосредственной близости от потребителей электрической энергии, что позволяет снизить потери, связанные с транспортировкой электрической энергии. Соответственно, исследования, направленные на изучения различных аспектов СГФ, приобретают высокую значимость.

Дополнительным фактором, оказывающим влияние на развитие СГФ, является ежегодное снижение цены солнечных фотоэлектрических модулей, рост объемов их производства и увеличение срока службы до 20 – 25 лет. Совокупность этих факторов приводит к снижению себестоимости электрической энергии, сгенерированной посредством СФМ. Перечисленные обстоятельства приводят к широкому внедрению СГФ в различных странах. По данным Международного энергетического агентства (*IEA*) к 2050 году при определенных условиях СГФ могут обеспечить до 20 – 25 % всего необходимого объема электрической энергии, что позволит сократить выброс углекислого газа на 6 млрд. тонн ежегодно. Примером использования СГФ в России могут служить системы расположенные в Крымском Федеральном округе «Перово» 105,56 МВт, «Владиславовка» 110 МВт, «Охотниково» 82,65 МВт, «Николаевка» 69,7 МВт, «Митяево» 31,55 МВт; «Родниковое» 7,5 МВт. В Сибирском Регионе, а именно в Республике Алтай действует пять СГФ: две станции по 5 Мвт в селе «Кош-Агач», «Усть-Кан» 5 МВт, «Онгудай» 5 МВт, «Майма» 20 Мвт.

Быстрое промышленное производство полупроводниковых приборов дало импульс разработке различных полупроводниковых преобразователей, которые находят свое применение в ВЭУ, ГЭУ и СГФ. А появление новых полупроводниковых приборов, таких как *IGBT*, *MOSFET* и высокопроизводительных микроконтроллеров, облегчило реализацию схемотехнических решений преобразователей для данных систем генерирования.

Развитием и проработкой различных аспектов устройств силовой электроники и систем генерирования электрической энергии в разное время занимались такие видные отечественные и зарубежные ученые как С.А. Харитонов, Г.С. Зиновьев, С.В. Брованов, Е.А. Подьяков, Ю.К. Розанов, Р.Т. Шрейнер, А.А. Шавелкин, Д.И. Панфилов, Б.Ф. Симонов, Д. Винников, Е.Е. Чаплыгин, М.А. Дыбко, *A. Nabaе, L. G. Franquelo, H. Akagi, D. Holmes, E. Gubia, F. Blaabjerg, T. Lipo* и др.

В настоящее время перспективным направлением является применение многоуровневых полупроводниковых преобразователей (МПП) [3] в составе СГФ. Данные топологии имеют ряд преимуществ в сравнении с двухуровневыми преобразователями, так как позволяют улучшить качество генерируемой электрической энергии в составе СГФ без увеличения частоты ШИМ. За счет получения более точной аппроксимации формы генерируемых сигналов можно добиться снижения массогабаритных и стоимостных показателей используемых фильтров. При проектировании могут быть употреблены ключи с меньшим значением напряжения коллектор-эмиттер/сток-исток, что также положительно отразится на стоимостных показателях СГФ.

СГФ, как правило, содержат в своей структуре, помимо солнечных фотоэлектрических модулей, DC/DC и DC/AC полупроводниковые преобразователи (ПП), аккумуляторную батарею, фильтр и трансформатор (Рисунок 2), выполняющий функции гальванической развязки и согласования по уровню выходного напряжения с сетью или нагрузкой в случае автономной СГФ.

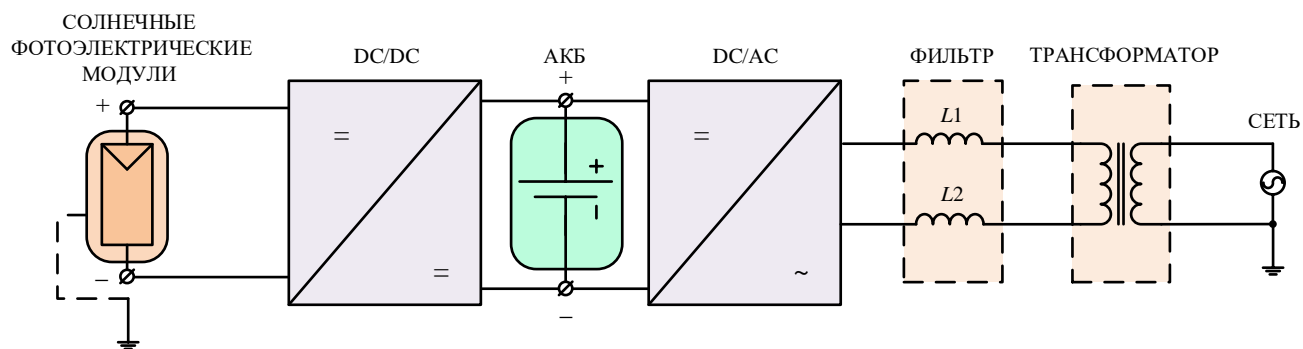


Рисунок 2 – Структура СГФ с трансформатором

По способу гальванической развязки системы генерирования электрической энергии делятся на два основных типа: трансформаторные СГФ [4–10] и бестрансформаторные СГФ. В СГФ, имеющих в своем составе трансформатор (Рисунок 2), затруднительно улучшить массогабаритные показатели. К тому же стоимость таких систем генерирования, как правило, выше по сравнению с бестрансформаторными СГФ.

Бестрансформаторные системы генерирования позволяют повысить КПД и снизить массогабаритные и стоимостные показатели [11,12]. Структура такой системы генерирования представлена на Рисунке 3. Сегодня в мире ведутся исследования, направленные на улучшение энергетических показателей качества преобразования электрической энергии в СГФ. Среди прочих к ним относятся коэффициент гармоник выходного тока системы генерирования, а также коэффициент полезного действия полупроводникового преобразователя, характеризующие энергетическую эффективность СГФ. Кроме того, ведутся работы направленные на улучшение технических показателей СГФ, в первую очередь связанные со снижением массогабаритных показателей. Эти работы в основном связаны с исследованием бестрансформаторных СГФ [13–22].

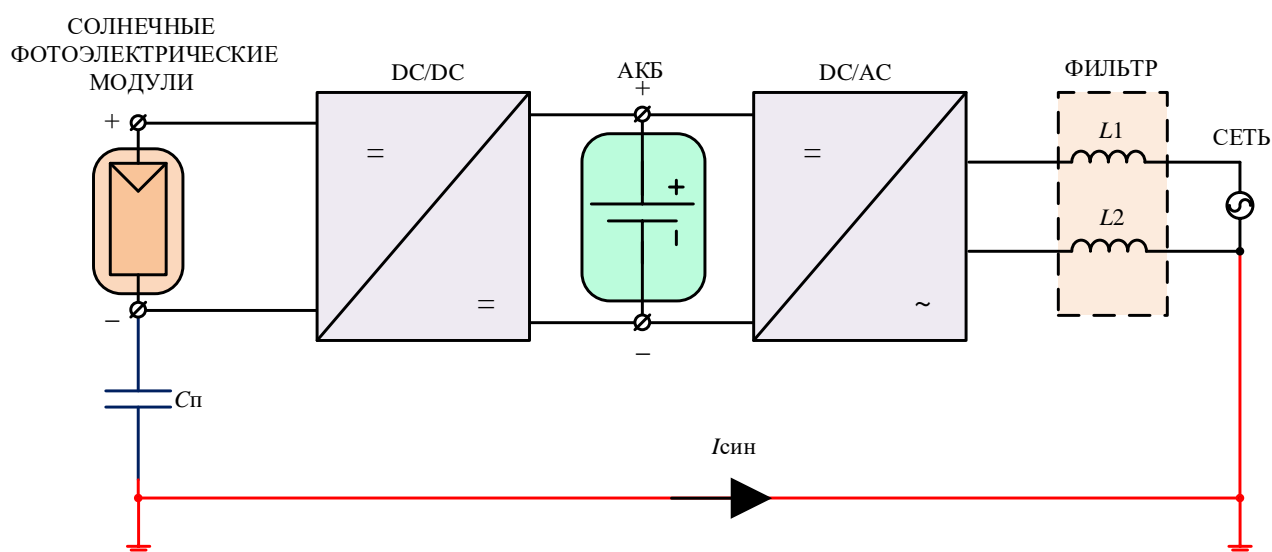


Рисунок 3 – Структура СГФ без трансформатора

Отрицательным фактором устранения из структуры системы генерирования трансформатора является появление паразитного синфазного тока утечки (СТУ) [22–27]. СТУ протекает через контуры, включающие в себя паразитные элементы схемы системы генерирования (емкости и индуктивности) (Рисунок 3). Наличие СТУ приводит к снижению качества формируемого преобразователем выходного напряжения и тока, а также является причиной выхода из строя некоторых типов солнечных фотоэлектрических модулей и создает угрозу поражения электрическим током обслуживающего персонала.

Исследованию бестрансформаторных СГФ на сегодняшний день уделяется большое внимание, однако уровень теоретического и экспериментального исследований в части улучшения энергетической эффективности СГФ, а также развития методик расчета показателей качества преобразования электрической энергии, способов и алгоритмов подавления синфазного тока утечки не удовлетворяют современному тренду развития систем генерирования с использованием возобновляемых источников энергии. На этом основании можно сделать вывод о том, что диссертационная работа на тему «Система генерирования электрической энергии на базе солнечных батарей и полупроводникового преобразователя» является актуальной.

Цель диссертационной работы состоит в решении проблемы улучшения энергетической эффективности и технических показателей бестрансформаторных систем генерирования электрической энергии на базе фотоэлектрических модулей и многоуровневых полупроводниковых преобразователей.

Для достижения поставленной цели были сформулированы и решены следующие задачи:

1. Синтез полупроводникового преобразователя для системы генерирования с возможностью подавления синфазного тока утечки.
2. Разработка алгоритма векторной ШИМ для многоуровневого полупроводникового преобразователя в составе бестрансформаторной СГФ, позволяющего подавить синфазный ток утечки.

3. Разработка математических моделей предназначенных для расчета и анализа токов и напряжений в СГФ на основе многоуровневого полупроводникового преобразователя.
4. Проведение экспериментальных исследований для верификации теоретически полученных результатов.

Методы исследований.

В работе для решения поставленных задач использовались преобразования Фурье, теория обобщенного вектора, метод гармонического анализа, метод переключающих функций, методы численного и имитационного моделирования, элементы линейной алгебры.

Достоверность результатов работы.

Достоверность полученных в данной работе теоретических результатов, методов расчета и анализа подтверждается сопоставлением энергетических показателей, параметров и характеристик, полученных непосредственно путем расчета и экспериментальным макетированием, с получением адекватных результатов путем проведения имитационного моделирования с помощью пакета программного обеспечения *PSIM*.

Научная значимость и новизна основных результатов диссертационной работы заключается в следующем:

1. Синтезирована и запатентована схема однофазного пятиуровневого полупроводникового преобразователя с возможностью подавления синфазного тока утечки в составе бестрансформаторной системы генерирования электрической энергии на базе фотоэлектрических модулей.
2. Разработан алгоритм векторной ШИМ для синтезированного пятиуровневого полупроводникового преобразователя, позволяющий осуществить подавление синфазного тока утечки в бестрансформаторной СГФ.
3. Предложена методика расчета коэффициента полезного действия многоуровневых полупроводниковых преобразователей на *MOSFET* транзисторах.

4. Установлены и исследованы энергетические показатели качества преобразования электрической энергии в бестрансформаторной СГФ на базе однофазного пятиуровневого полупроводникового преобразователя.

Положения, выносимые на защиту:

1. Бестрансформаторная система генерирования электрической энергии с улучшенными энергетическими и техническими показателями качества преобразования электрической энергии, с возможностью подавления синфазного тока.
2. Алгоритм векторной ШИМ для управления предложенным однофазным пятиуровневым полупроводниковым преобразователем, направленный на подавление синфазного тока утечки в бестрансформаторной системе генерирования электрической энергии.
3. Алгоритмы векторной ШИМ для управления трехфазными многоуровневыми полупроводниковыми преобразователями, направленные на подавление синфазного тока утечки в бестрансформаторной системе генерирования электрической энергии.
4. Результаты расчета энергетических показателей качества преобразования электрической энергии пятиуровневого полупроводникового преобразователя с подавлением синфазного тока утечки.

Практическая ценность работы:

1. Предложены алгоритмические и схемотехнические решения по подавлению паразитного синфазного тока утечки в системе генерирования электрической энергии на базе солнечных батарей и многоуровневых полупроводниковых преобразователей. Предложенные решения позволяют повысить энергетическую эффективность бестрансформаторных СГФ, снизить стоимостные и массогабаритные показатели, повысить надежность и электробезопасность.
2. Полученные теоретические и практические результаты используются в учебном процессе при подготовке инженеров, магистрантов и аспирантов в области энергетической электроники.

Личный вклад автора.

Постановка цели, формирование задач выполняемых в ходе работы, а также анализ результатов выполнялись автором совместно с научным руководителем Бровановым С.В. Автором лично получены теоретические и практические результаты работы, а также выполнены экспериментальные исследования.

Реализация результатов работы

Основные научные положения диссертационной работы, а также результаты теоретических и экспериментальных исследований были использованы в НИР, проводимых для предприятия ООО «СПТ», а также в образовательном процессе на кафедре электроники и электротехники НГТУ.

Связь диссертационных исследований с научно-техническими программами, проектами и грантами.

Исследования по диссертационной работе выполнялись в рамках следующих программ:

1. Федеральная целевая программа «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2007-2012 годы». Научно исследовательские работы по лоту 2011-1.6-516-015, «Проведение проблемно-ориентированных поисковых исследований в области создания эффективных накопителей электрической энергии для нужд централизованной и автономной энергетики» по теме: «Разработка и создание эффективных накопителей электрической энергии на базе многоуровневых полупроводниковых преобразователей и аккумуляторных батарей». Государственный контракт №16.516.11.6035 от 21 апреля 2011 г.
2. Проект высокотехнологического производства, утвержденного постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2015 года № 218 «Создание высокотехнологического производства систем бесперебойного питания и накопления электрической энергии» шифр «2015-218-07-33». Договор № 02.П25.31.0194 от 27 апреля 2016 года.

3. Проект N 14.577.21.0198, уникальный идентификатор ПНИЭР – RFMEFI57715X0198 на тему: «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно–технологического комплекса России на 2014–2020 годы».
4. Грант РФФИ 17–48–543169 от 04.07.2017 «Накопитель электрической энергии с возможностью компенсации неактивной мощности для повышения энергетической эффективности распределительных электросетей и электрического транспорта».

Апробация работы.

Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на всероссийских и международных научных конференциях: *International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering*, «SIBIRCON»–2010; Всероссийской научной конференции молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации», НТИ–2011; Международной научно студенческой конференции «МНСК»–2015; *IEEE EUROCON Conference* 2015, *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)* 2016, *IEEE EDM* 18 в 2017, *IEEE EDM* 19 в 2018.

Публикации.

По теме диссертационной работы было опубликовано 13 работ, включая 5 в журналах из перечня ВАК, а также 5 работ входящих в международные системы цитирования (*Scopus*, *Web of Science*).

Структура диссертации.

Диссертационная работа, состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 190 наименований, списка сокращений и условных обозначений и приложений, содержит 126 рисунков, 26 таблиц. Общий объем работы составляет 278 страниц.

Первая глава посвящена проведению аналитического обзора элементов структуры системы генерирования электрической энергии, у которой в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули. Приводится краткий обзор солнечных фотоэлектрических модулей,

аккумуляторных батарей, DC/DC и DC/AC полупроводниковых преобразователей. Описана область применения СГФ.

Вторая глава посвящена анализу причин возникновения синфазного тока утечки, а так же кратко представлено влияние параметров и факторов, оказывающих воздействие на СТУ. Описан синтез топологии однофазного полупроводникового преобразователя с возможностью подавлением синфазного тока утечки для систем генерирования электрической энергии на базе фотоэлектрических модулей. Представлено описание алгоритма на основе векторной ШИМ, направленного на управление полупроводниковым преобразователем для подавления СТУ. Приведено краткое исследование возможностей подавления синфазного тока утечки в трехфазных системах и предложен алгоритм управления для данных систем на основе векторной ШИМ, позволяющий подавить СТУ.

Третья глава посвящена созданию математических моделей полупроводникового преобразователя в составе СГФ. В сжатой форме представлена процедура разработки математических моделей на основе переключающих функций и гармонического анализа. Описаны математические модели, которые позволяют рассчитать мгновенные напряжения и токи и их средние и действующие значения, определить коэффициент гармоник выходного тока системы генерирования, а так же КПД преобразователя в составе данной системы.

Четвертая глава посвящена описанию экспериментальной установки. Представлены результаты экспериментальных исследований, которые верифицировали теоретические результаты, полученные с помощью математических моделей.

ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ НА БАЗЕ СОЛНЕЧНЫХ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ (СГФ)

1.1 Структура бестрансформаторной СГФ

Как правило, бестрансформаторная система генерирования электрической энергии на базе солнечных фотоэлектрических модулей и полупроводниковых преобразователей содержит в своем составе: 1) первичный источник питания, которым является солнечный фотоэлектрический модуль; 2) полупроводниковый *DC/DC* преобразователь; 3) аккумуляторную батарею (АБ); 4) полупроводниковый *DC/AC* преобразователь (инвертор напряжения/тока); 5) выходной фильтр; 6) систему управления и автоматики.

1.1.1 Солнечные фотоэлектрические модули

В качестве первичного источника электропитания в СГФ используются фотоэлектрические модули, которые преобразуют энергию падающего солнечного излучения в электрический ток. Существующие на сегодняшний день на рынке электронных устройств максимально распространённые солнечные фотоэлектрические модули можно условно разделить на следующие типы: кремниевые и пленочные (Рисунок 1.1) [28–31]. Кремниевые СФМ делятся на монокристаллические, поликристаллические и аморфные.

Монокристаллические солнечные фотоэлектрические модули изготавливают из кремния с минимальным содержанием примесей, КПД монокристаллического солнечного фотоэлектрического модуля порядка 17 – 22 % 28. Кроме того, данный тип СФМ имеет дополнительно ряд недостатков связанных с токсичностью производства и наличием большого количество токсичных отходов.

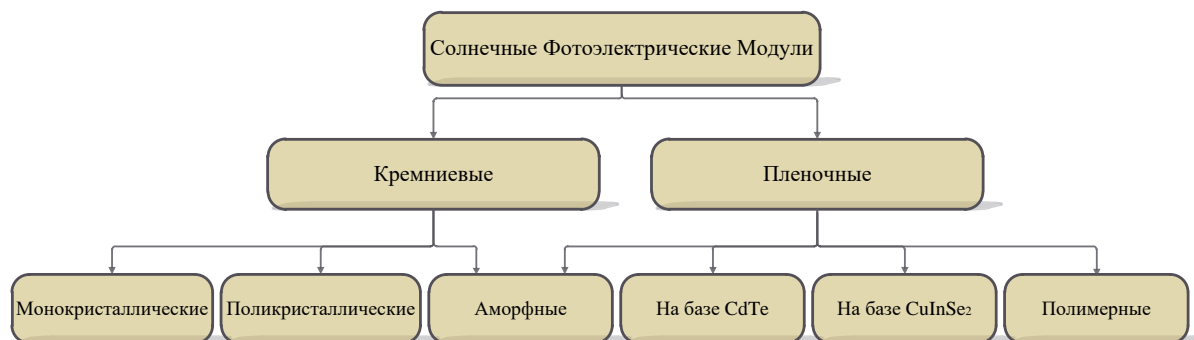


Рисунок 1.1 – Типы солнечных фотоэлектрических модулей

Технология изготовления поликристаллических солнечных фотоэлектрических модулей по сравнению с монокристаллическими модулями менее энергозатратная, а, следовательно, более экономичная. КПД поликристаллического солнечного фотоэлектрического модуля порядка 12 – 18 % 28. Причина снижения КПД по сравнению с монокристаллическими СФМ заключается в образовании внутри поликристалла области с зернистыми границами, которые и приводят к уменьшению эффективности элементов 28.

Монокристаллические и поликристаллические СФМ занимают до 90 % рынка солнечных модулей и делят его между собой в пропорции 2/3 и 1/3, соответственно 29. Ценовые показатели монокристаллических модулей, как правило, выше по сравнению с поликристаллическими.

Пленочные СФМ изготавливаются из различных материалов (силана, кадмий теллура, селенид медно-индиевых сплавов), которые наносят тонким слоем на подложку. КПД пленочного солнечного фотоэлектрического модуля порядка 5 – 20 %. К достоинствам данного типа СФМ следует отнести следующие: увеличение показателя оптического поглощения примерно в 20 раз по сравнению с поликристаллическими и монокристаллическими СФМ, толщина элементов порядка 1 мкм, увеличение предела прочности (изменения на изгиб) 28.

Полимерные солнечные фотоэлектрические модули в качестве светопоглощающих материалов используют органические полупроводники, такие как полифенилен, углеродные фуллерены, фталоцианин меди и другие. Толщина

пленок составляет 100 нм. Полимерные солнечные фотоэлектрические модули обладают КПД порядка 5 – 6 %, однако, к достоинствам данного типа СФМ следует отнести следующие показатели: низкая стоимость производства, доступность сырья для производства, имеют относительно высокие показатели предела прочности. В Таблице 1.1 представлены типы СФМ в соответствии с КПД [28–29].

Таблица 1.1 – КПД солнечных фотоэлектрических модулей

Тип солнечного фотоэлектрического модуля	КПД, %
Монокристаллические СФМ	17 – 22
Поликристаллические СФМ	12 – 18
Аморфные СФМ	5 – 6
СФМ на базе <i>CdTe</i>	10 – 12
СФМ на базе <i>CuInSe₂</i>	15 – 20
Полимерные СФМ	5 – 6

Тип солнечного фотоэлектрического модуля определяется техническими требованиями и ограничениями, которые формируются исходя из условий эксплуатации и монтажа СГФ. К СГФ в силу особенностей эксплуатации в различных режимах предъявляется ряд основополагающих требований, таких как энергетическая эффективность (КПД), минимизация массогабаритных показателей, повышение срока службы и т.д. С этой точки зрения, лучше всего подходят монокристаллические фотоэлектрические модули, вместе с тем отрицательной чертой данных СФМ являются их ценовые показатели.

1.1.2 Полупроводниковые *DC/DC* преобразователи

Полупроводниковые преобразователи, трансформирующие постоянное напряжение в постоянное (*DC/DC*), в СГФ выполняют функции согласования по уровню напряжения между первичным источником питания и звеном накопления

(аккумулятором). В некоторых случаях, когда СГФ работает на сеть, АБ может не устанавливаться, потому что вся сгенерированная энергия сбрасывается непосредственно в сеть, без ее запасания. В этом случае преобразователь выполняет функцию согласования по напряжению непосредственно со звеном постоянного тока полупроводникового DC/AC преобразователя (инвертора). Одна из основных функций, возложенная на DC/DC преобразователь – это работа в точке максимальной мощности, находящейся на вольтамперной характеристике (ВАХ) СФМ, посредством различных алгоритмов при дифферентных физических параметрах окружающей среды.

На сегодняшний день разработаны различные виды преобразователей из постоянного напряжения в постоянное [32–35]. Ключевым направлением в развитии данных преобразователей в составе СГФ является направление микроинтегрированных преобразователей [36–39] (*Module Integrated Converters*), т.е. когда DC/DC преобразователь интегрирован непосредственно в СФМ. Главное назначение данных преобразователей, как было сказано выше, согласование по уровню напряжения СФМ (12 – 70 В) и звена постоянного тока инвертора (200 – 400 В), кроме того, в случае применения трансформаторных DC/DC преобразователей выполняется и функция гальванической развязки между СФМ и сетью.

Бестрансформаторные DC/DC преобразователи имеют КПД более 95 %, обладают коэффициентом усиления по напряжению порядка 20. Номинальная мощность таких преобразователей, как правило, не превышает 1 кВт [32]. Одним из самых распространенных типов таких ПП является повышающий DC/DC преобразователь (Рисунок 1.2). Коэффициент усиления данного преобразователя теоретически бесконечен, но практически ограничен потерями в ключе при увеличении скважности.

Для повышения мощности и снижения пульсаций выходного тока может применяться тип преобразователя, использующий параллельное включение стоек, в иностранной литературе данный тип преобразователя называется *interleaved boost converter* (Рисунок 1.3). КПД таких преобразователей может достигать 97 %.

Главный недостаток такого типа преобразователей – небольшой коэффициент усиления 32. Коэффициент заполнения одной стойки не должен превышать значения $1/N$, где N – количество параллельных стоек.

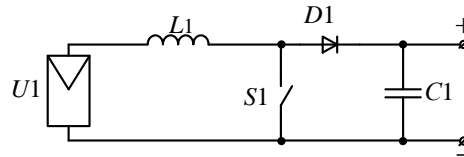


Рисунок 1.2 – Повышающий *DC/DC* преобразователь

Для повышения коэффициента усиления могут применяться другие топологии, в частности, типы преобразователей со связанными дросселями. КПД может достигать 97 %, а коэффициент усиления – до 8 (Рисунок 1.4) 34. Недостатком таких схем являются небольшой уровень мощности.

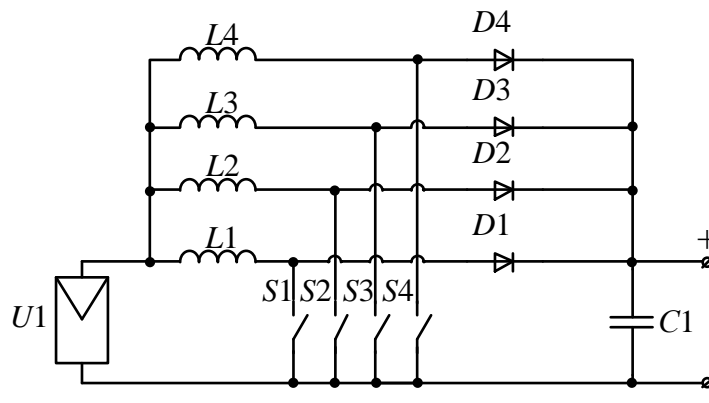


Рисунок 1.3 – Повышающий *DC/DC* преобразователь. Тип *interleaved boost converter*.

Также широкое применение находят преобразователи с мягкой коммутацией (Рисунок 1.5), величина КПД, которых доходит до 96,2 % 33. Недостатками таких схем являются усложнение конструкции, увеличение количества элементов, повышение требований к гальванической развязке на

стороне драйверов, так как оба ключа работают относительно одного уровня напряжения.

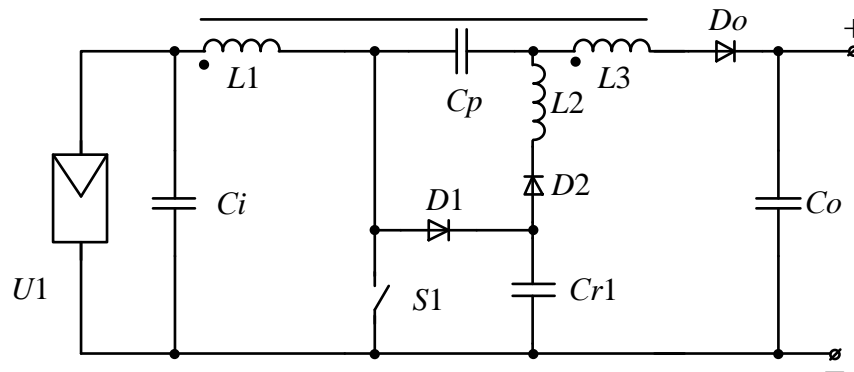


Рисунок 1.4 – DC/DC преобразователь со связанными дросселями.

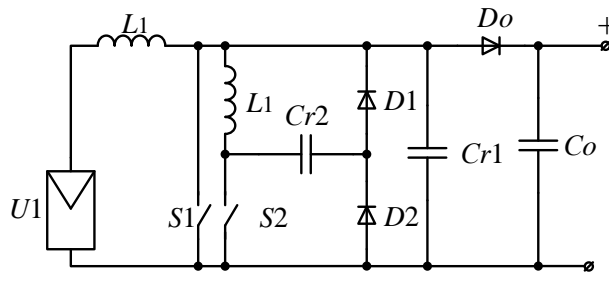


Рисунок 1.5 – DC/DC преобразователь с мягкой коммутацией

Вместе с тем в настоящее время применяются трансформаторные DC/DC преобразователи, КПД которых, как правило, ниже, чем у трансформаторных. Широко распространенным представителем данного типа преобразователей является прямоходовой преобразователь (Рисунок 1.6). Данный преобразователь за счет наличия высокочастотного трансформатора обеспечивает гальваническую развязку и согласование уровней выходного напряжения. Недостатком такого преобразователя является подмагничивание сердечника трансформатора, вызванное несимметричным циклом перемагничивания петли гистерезиса. Для устранения этого недостатка обычно применяются различные цепи для размагничивания трансформатора. Из-за этого КПД такого преобразователя обычно меньше. Другим недостатком данных преобразователей является

отсутствие возможности работы на холостом ходу. КПД таких преобразователей может достигать 94 %, а коэффициент усиления определяется соотношением числа витков трансформатора 33.

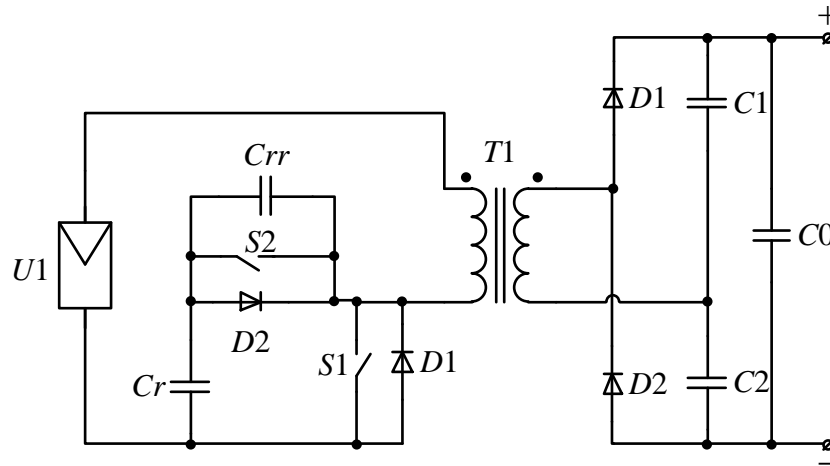


Рисунок 1.6 – Прямоходовой DC/DC преобразователь

Другим представителем трансформаторных преобразователей является резонансный «пуш-пульный» (тяги-толкай) преобразователь (Рисунок 1.7). КПД данного преобразователя составляет порядка 95 % 33. Данный преобразователь имеет мягкую коммутацию, что накладывает свои ограничения на выбор элементов схемы. Недостаток данных схем заключается в особенностях регулирования. Процесс регулирования происходит за счет изменения частоты коммутации, повышение которой приводит к увеличению динамических потерь, которые могут превышать потери в других преобразователях 40.

Трансформаторные DC/DC преобразователи обладают рядом ограничений, имеют большие массогабаритные показатели по сравнению с бестрансформаторными, предъявляют жесткие требования при выборе коммутационного оборудования, создают повышенные электромагнитные помехи.

Широкое распространение на сегодняшний день получили интегрированные в СФМ модуль DC/DC преобразователи (Рисунок 1.8), так как эти преобразователи наилучшим образом подходят для работы в режимах

частичного затемнения (*partisional shading*) и частичного нагрева (*partisional heating*) СФМ. В данных преобразователях применяются электромагнитные элементы в планарном исполнении, что позволяет снизить их массогабаритные показатели.

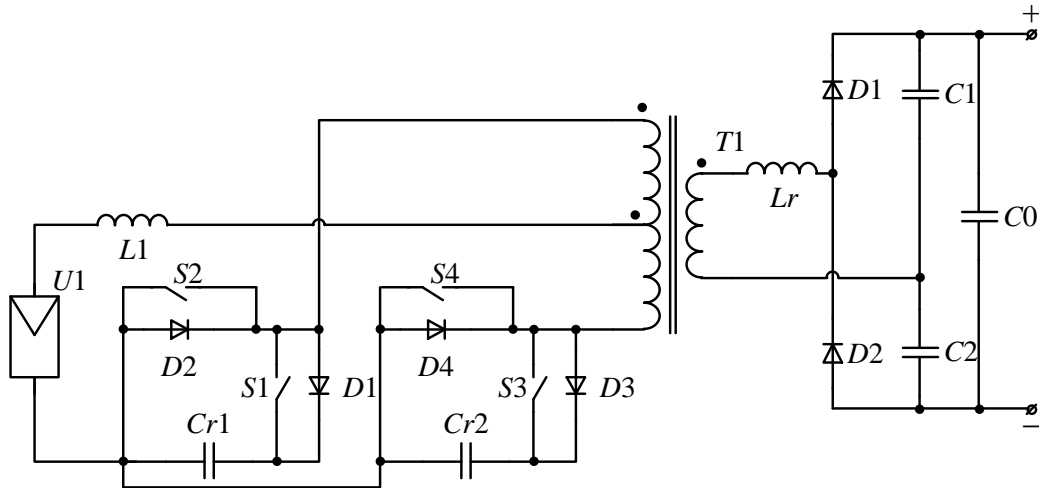


Рисунок 1.7 – Полумостовой резонансный DC/DC преобразователь

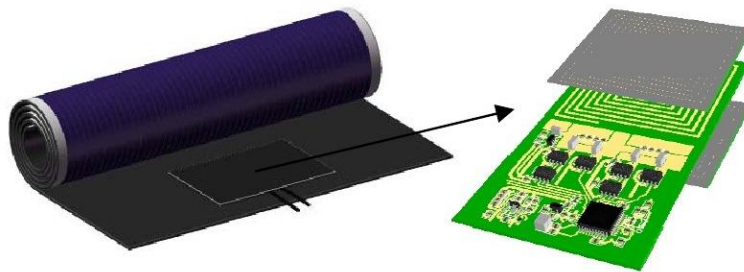


Рисунок 1.8 – Интегрированные DC/DC преобразователи 38

Выбор топологии DC/DC преобразователя зависит от технического задания и конкретных конструктивных ограничений, накладываемых условиями и режимами работы преобразователя. Использование бестрансформаторных схем позволит снизить массогабаритные показатели, за счет устранения трансформатора. С точки зрения габаритов минимальными массогабаритными показателями обладают интегрированные в СФМ модуль DC/DC преобразователи с применением электромагнитных элементов в планарном исполнении. В Таблице 1.2. представлены основные типы DC/DC преобразователей с соответствующими

техническими характеристиками 33, 34. В Таблице 1.2 D – это коэффициент заполнения; n – это соотношение числа витков трансформатора/дросселя; N – это количество стоек.

Таблица 1.2 – DC/DC преобразователи

Топология	КПД, %	Коэф. усиления	Формула коэф. усиления	Мощность P_{max} , кВт	Ключи, шт	Диоды, шт
<i>interleaved boost conv.</i>	97,3	1,3	$1/(1-N \cdot D)$	2,5	4	4
Преобр. со связ. дросс.	97,0	8	$(1+(n+1) \cdot D)/(1-D)$	0,8	1	3
Преобр. с мягкой комм.	96,2	3	$1/(1-D_1+D_2)$	0,6	2	3
Прям. преобр.	94	11,6	$n/(1-D)$	0,1	2	4
Рез. преобр.	95,5	10	$2n/(1-D)$	1,5	4	6

1.1.3 Аккумуляторные батареи

Аккумуляторная батарея (АБ) – является звеном накопления электрической энергии и применяются для выравнивания суточных графиков энергопотребления. В зависимости от области применения и осуществляемых функций, в структуре СГФ аккумуляторная батарея может отсутствовать. В частности, в СГФ работающих на сеть, АБ может не устанавливаться, так как сгенерированная энергия подается непосредственно в сеть и не требуется наличие звена накопления. Определяющим фактором при выборе АБ является ее емкость, количество циклов перезаряда, саморазряд, а так же условия эксплуатации [41–43].

На сегодняшний день широко применяются различные типы АБ. Свинцово-кислотные АБ различных технологий имеют невысокую стоимость, низкий саморазряд, отсутствует эффект «памяти», однако имеют самую низкую удельную плотность энергии.

Никель-кадмиевые АБ имеют высокую устойчивость к перепадам температур, к большим разрядным и зарядным токам, однако имеют эффект «памяти» – их энергоемкость резко падает при неполном разряде или заряде, для ее восстановления требуются специальные алгоритмы заряда, подвержены большому саморазряду, из-за наличия кадмия в составе, который является высокотоксичным веществом, требуют соответствующего хранения и утилизации 41, 43.

Никель-металлогидридные аккумуляторы имеют широкие диапазоны рабочих температур, большее количество циклов перезаряда, высокую плотность энергии. Недостатками данных аккумуляторов являются – присутствие эффекта «памяти» и подверженность большому саморазряду 41,42.

Натриево-серные АБ относятся к группе высокотемпературных или расплавных АБ. В качестве анода применяется расплавленный натрий, а катода – сера. Имеют высокую эффективность и большое количество циклов перезаряда, однако имеют высокий саморазряд и взрывоопасны при попадании воды. Цена таких АБ гораздо выше по сравнению с другими типами АБ при прочих равных, кроме того данные АБ требуют строительства специальных помещений 41.

Литий-ионные аккумуляторы имеют самую высокую плотность энергии и количество циклов перезаряда. Крайне критичны к качеству зарядного тока, поэтому предъявляют высокие требования к устройству заряда. Цена литий – ионных аккумуляторов, как правило, гораздо выше по сравнению с кислотными АБ при прочих равных параметрах. Высока вероятность выхода из строя при глубоком разряде 41, 42.

В Таблице 1.3. представлены основные типы АБ с соответствующими техническими характеристиками 41.

В настоящее время на рынке представлено большое количество разных АБ, как по цене, так и по характеристикам, что следует из приведенной таблицы. Выбор типа АБ определяется функциональным назначением и техническими требованиями с учетом ограничений накладываемых условиями эксплуатации.

Таблица 1.3 – Аккумуляторные батареи

Характеристики	Свинцово-кислотные АБ	АБ на основе никеля		NaS АБ	Литий-ионные АБ		
		<i>NiCd</i>	<i>NiMH</i>		Кобальтовые	Марганцевые	Фосфатные
Плотность энергии, Вт/кг	30...50	45...80	60...120	80...140	150...190	100...135	90...120
Количество циклов перезаряда	200...300	1000	300...500	5000...6000	3500...8000	3500...8000	3500...8000
Типичный срок службы, год	3...15	15...20	1...20	12...20	8...15	8...15	8...15
Саморазряд в месяц, %	5	20	30	62–70	<10	<10	<10
Напряжение ячейки, В	2	1,2	1,2	2	3,6	3,8	3,3
Рабочая температура, °C	-20...+50	-20...+65	-20...+65	300...600	-20...+60	-20...+60	-20...+60
Эффективность, %	70...80	70...80	70...80	70...90	85...92	85...92	85...92
Обслуживание	Требуется каждые 3...6 месяцев	Разряд каждые 30..60 дней	Разряд каждые 60..90 дней	нет	нет	нет	нет

1.1.4 Полупроводниковые DC/AC преобразователи (инверторы напряжения/тока)

Рассмотрим инверторы напряжения и тока, которые применяются в составе систем генерирования на базе солнечных фотоэлектрических модулей.

На сегодняшний день, с учетом появления новых полупроводниковых приборов (*MOSFET*, *IGBT*) происходят изменения в топологиях данных полупроводниковых преобразователей, которые целесообразно рассмотреть далее.

Как правило, в качестве преобразователя напряжения выступают автономные инверторы напряжения (АИН) [44–49], в редких случаях применяются автономные инверторы тока (АИТ) 50.

В составе бестрансформаторных СГФ используются топологии с различными конструктивными решениями [51–55]. Однако отсутствие гальванической развязки в таких СГФ приводит к появлению синфазного тока утечки протекающего по контуру образованному паразитными элементами схемы. Соответственно, крайне актуальными становятся разработки и исследования топологий инверторов в составе бестрансформаторных СГФ позволяющих подавить или снизить синфазный ток утечки. В этой связи большое внимание уделяется алгоритмам и способам управления инверторами и, в частности, широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Также исследования инверторов направлены на повышение КПД и улучшение спектрального состава выходного напряжения и тока.

Первоначально стоит упомянуть однофазный мостовой инвертор, используемый в составе бестрансформаторной СГФ, представленный на Рисунке 1.9. В иностранной литературе данная топология называется «H4» [55–57]. Данный преобразователь, имеет наименьшее количество полупроводниковых приборов по сравнению с остальными рассматриваемыми преобразователями, а, следовательно, обладает относительно низкими статическими потерями. В данном преобразователе легко применить различные виды ШИМ, а особенно

легко имплементировать скалярную широтно-импульсную модуляцию (СШИМ). Применение униполярной ШИМ с разделением фильтрующих дросселей позволяет получить максимальный КПД, но применение данного решения в составе СГФ не приводит к подавлению СТУ. Применение биполярной ШИМ позволяет снизить СТУ. Как показывают исследования, при номинальной мощности до 10 кВт при использовании биполярной ШИМ можно максимально достичь КПД не более 95 % 55. Тем не менее, улучшение качества генерирования электрической энергии в СГФ с использованием такого типа ПП непосредственно зависит от частоты ШИМ, увеличение которой приведет к падению КПД преобразователя.

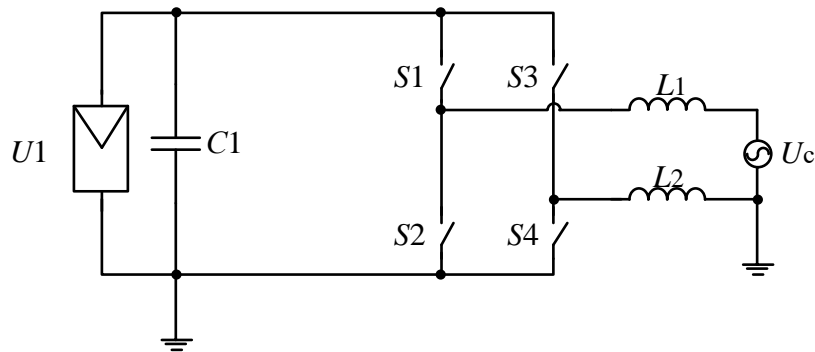


Рисунок 1.9 – Однофазный АИН топология «H4» в составе СГФ

Биполярная ШИМ приводит к снижению КПД, т.к. статические и динамические (коммутационные) потери при данном типе ШИМ выше, чем в случае применения униполярной. Была разработана и применена топология «*HERIC*» (Рисунок 1.10), позволяющая применить униполярную ШИМ, а, следовательно, повысить КПД и избежать переменного напряжения приложенного к СФМ и таким образом снизить синфазный ток утечки 53. Для дальнейшего пояснения, необходимо ввести определение термина нулевая пауза. Нулевая пауза – это период времени, в течение которого на выходе инвертора формируется нулевой уровень напряжения. Формируются нулевые паузы за счет коммутирования соответствующих комбинаций ключей инвертора, которые приводят к образованию соответствующего контура протекания тока.

Предполагается, что отключение СФМ во время нулевой паузы от нагрузки позволит снизить СТУ. В топологии «*HERIC*» создан контур для нулевых пауз, за счет введения ключей $S5$ и $S6$, диодов $D1$ и $D2$. Во время нулевых пауз, инвертор типа «*HERIC*» позволяет отключить СФМ от нагрузки или сети путем размыкания ключей $S1 - S4$ и замыкания $S5$ и $S6$.

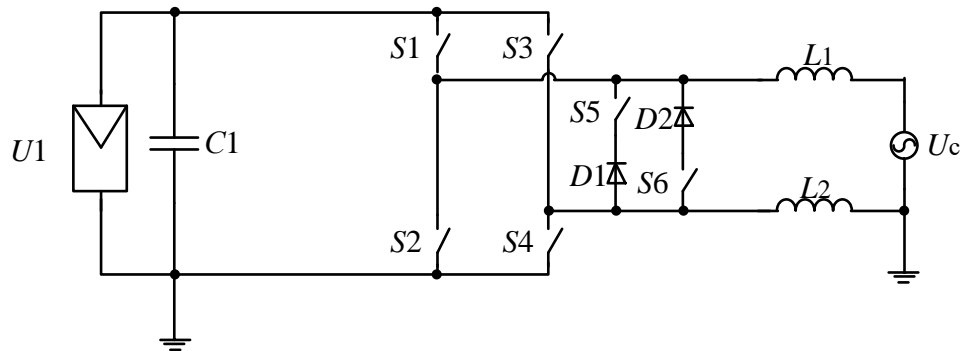


Рисунок 1.10 – Однофазный АИН с топологией «*HERIC*» в составе СГФ

На Рисунке 1.11 представлена дальнейшая модификация топологии «*HERIC*», а именно топология «*H6*», которая также применяется в составе СГФ. В данной топологии нулевые паузы создаются ключами $S1 - S4$, но СФМ отключен от сети в этот момент времени посредством размыкания ключей $S5, S6$.

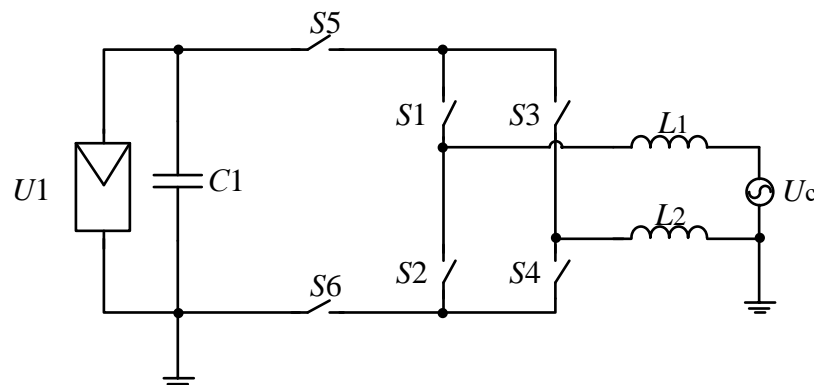


Рисунок 1.11 – Однофазный АИН с топологией «*H6*» в составе СГФ

Упрощенная версия топологии «Н6» – топология «Н5» (Рисунок 1.12). В данной топологии используется всего одна комбинация состояния ключей (КСК) для создания нулевой паузы ($S1, S3$), ключ $S5$ в это время разомкнут. Данные упрощения негативно сказываются на токовой нагрузке соответствующих ключей ($S1, S3$).

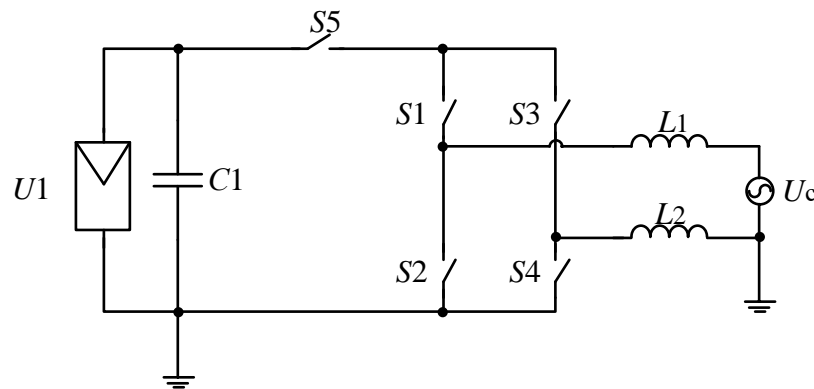


Рисунок 1.12 – Однофазный АИН топология «Н5» в составе СГФ

Топологии «*HERIC*», «Н6» и «Н5» обладают следующими недостатками: увеличение динамических и статических потерь мощности, усложнение алгоритма работы [53, 55]. Кроме того данные топологии позволяют лишь снизить синфазный ток утечки.

На Рисунке 1.13 представлен однофазный полумостовой трехуровневый АИН в составе СГФ. В иностранной литературе обозначается как «*3L-NPC*». В данном преобразователе подключение нуля сети в среднюю точку конденсаторов, по сути, уменьшает количество формируемых уровней до двух. В данной топологии также есть комбинации состояния ключей, формирующие нулевую паузу ($S2, S3$), позволяющие в это время отключать СФМ от сети. В данной топологии используются транзисторы на пониженное напряжение коллектор-эмиттер (сток-исток) по сравнению с двухуровневыми. Токовая нагрузка ПП данной топологии не равномерная, транзисторы $S2$ и $S3$ загружены больше. Возможен разбаланс напряжения на конденсаторах $C1$ и $C2$, который не возможно устранить алгоритмическими способами.

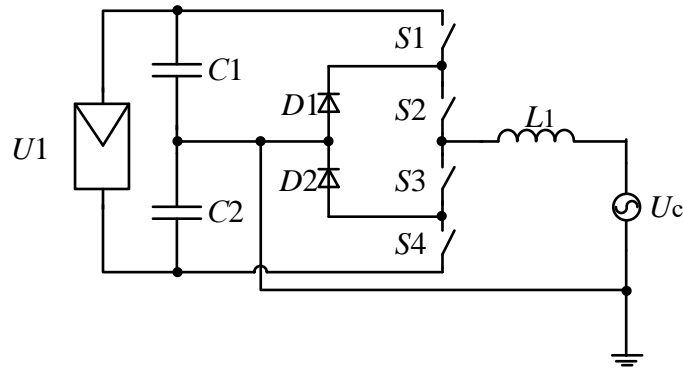


Рисунок 1.13 – Однофазный АИН с топологией «3L-NPC» в составе СГФ

АИН, обладающий абсолютно теми же свойствами, что и предыдущий представлен на Рисунке 1.14. Это так называемая топология «3L-SC» представляет собой модернизации топологии «3L-NPC» с заимствованиями от топологии «*HERIC*». В данном преобразователе можно использовать ключи S_3 , S_4 на меньшее напряжение по сравнению с ключами S_1 , S_2 . Ключи S_3 , S_4 используются для создания нулевой паузы. Токковая нагрузка в данной топологии также неравномерная, транзисторы S_2 и S_3 загружены больше. Возможен разбаланс напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 , который невозможно устранить алгоритмическими способами 55.

На Рисунке 1.15 представлен трехфазный мостовой АИН в составе бестрансформаторной СГФ. Это самая распространенная базовая топология, применяемая в СГФ. В иностранной литературе данная топология называется «*V6*». Применяется такая топология в составе СГФ с диапазоном мощностей от 50 кВт и более 58. В данном диапазоне мощностей применяются, как правило, только трехфазные топологии инверторов [58–60]. Для отбора больших мощностей, может быть использовано параллельное включение нескольких инверторов. В мостовых АИН затруднительно повысит качество выходного напряжения без увеличения частоты. Крайне сложно снизить СТУ.

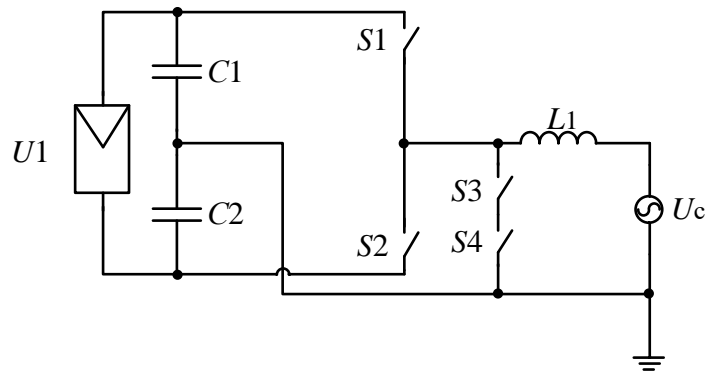


Рисунок 1.14 – Однофазный АИН с топологией «3L-SC» в составе СГФ

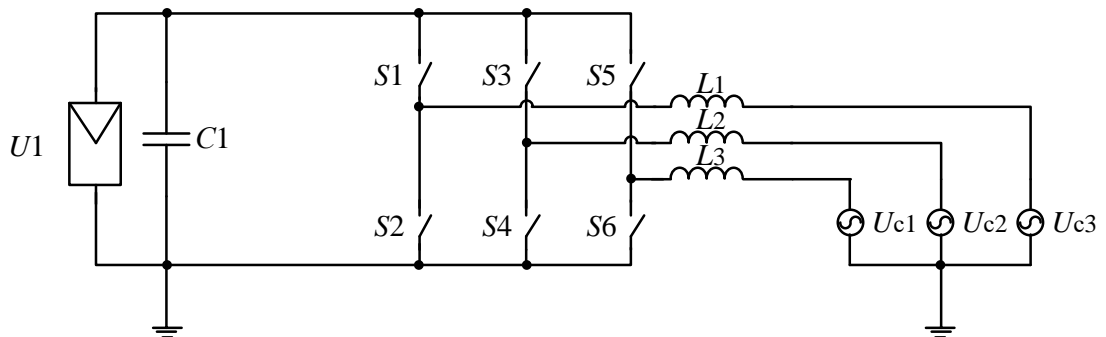


Рисунок 1.15 – Трехфазный мостовой АИН в составе СГФ. Топология «B6»

В бестрансформаторных СГФ могут применяться и другие топологии полупроводниковых преобразователей, в зависимости от требований, особое внимание стоит уделить многоуровневым полупроводниковым преобразователям [61–68]. Это, как правило, топологии *neutral point clamped (NPC)*, *flying capacitor multilevel converter (FC)* и *cascaded multilevel converter (CC)*. Данные топологии имеют ряд преимуществ в сравнении с классическими мостовыми инверторами, так как позволяют поднять качество генерируемой электрической энергии без увеличения частоты ШИМ. Инвертор, выполненный по топологии *CC*, может применяться преимущественно в составе трансформаторной СГФ, так как его алгоритм функционирования крайне затрудняет возможность устранения СТУ. *NPC* и *FC* эквивалентны друг другу по качеству формируемого напряжения и тока, однако *FC* имеет большее количество конденсаторов, что ухудшает его

ценовые показатели. С этой точки зрения предпочтительней использование *NPC* инвертора.

На Рисунке 1.16 представлен трехфазный многоуровневый полупроводниковый преобразователь, построенный по топологии «*3L-NPC*» в составе бестрансформаторной СГФ. Данный инвертор позволяет повысить качество преобразования электрической энергии в СГФ за счет увеличения формируемых уровней в выходном напряжении. Использует транзисторы с меньшим значением рабочего напряжения по сравнению с классическими мостовыми. Однако, следует отметить, что в данной топологии можно снизить СТУ.

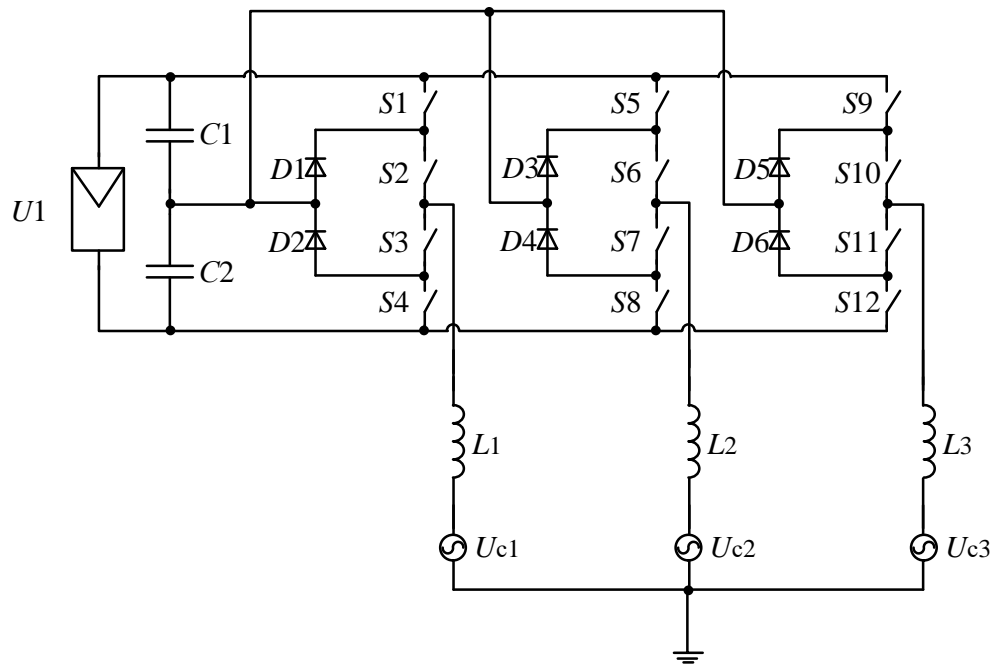


Рисунок 1.16 – Трехфазный ПП в составе СГФ. Топология «*3L-NPC*»

В качестве инвертора в составе бестрансформаторной СГФ наилучшим образом подходят многоуровневые АИН, в частности типа *NPC*, так как они обладают лучшими показателями качества преобразования энергии, кроме того идеально могут быть использованы для применения совместно с СФМ в качестве источников напряжения, каждый уровень напряжения на конденсаторах звена

постоянного тока формируется своим СФМ. Однако остается нерешенной проблема СТУ, которая затрудняет применение данных преобразователей.

Кроме того, уровень исследования электромагнитных процессов в многоуровневых АИН в составе СГФ, с учетом большого количества публикаций имеет ограниченную направленность и не соответствует современному тренду развития систем генерирования с использованием возобновляемых источников энергии.

1.1.5 Выходные фильтры

Выходной фильтр предназначен для подавления электромагнитных помех (пульсаций) при работе СГФ на сеть. В СГФ могут применяться различные виды L , LC фильтров в зависимости от требований, предъявляемых к качеству формируемого тока/напряжения. Как правило, для подавления синфазного тока утечки в системах генерирования на базе солнечных фотоэлектрических модулей и полупроводниковых преобразователей применяются либо симметричные, либо асимметричные типы фильтрующих дросселей. На сегодняшний день существует огромное количество литературы [69–74] по проектированию и применению различных типов фильтров, поэтому на данном устройстве не будет акцентированно внимание.

1.1.6 Алгоритмы и способы управления

Алгоритмы и способы управления ПП выполняют различные функции: обеспечивают синхронизацию с сетью, поддерживают регулируемые параметры на заданном уровне. А, кроме того, могут выполнять различные защитные и прочие функции.

В настоящее время разработано большое количество разнообразных алгоритмов и способов управления полупроводниковыми преобразователями в составе СГФ. Управление полупроводниковыми преобразователями в составе

СГФ имеет ряд характерных особенностей, возникающих вследствие специфики работы данной системы генерирования. Первоначально стоит упомянуть способы управления, обеспечивающие работу в точке максимальной мощности на ВАХ СФМ (способы генерирования максимальной мощности – СГММ). В англоязычной литературе данные способы называются *maximum power point tracking (MPPT)*. Далее необходимо рассмотреть алгоритмы широтно-импульсной модуляции для управления инвертором в составе СГФ. За счет применения различных алгоритмов ШИМ можно достичь повышения качества генерируемой электрической энергии, увеличения КПД ПП. Применение многоуровневых полупроводниковых преобразователей в составе СГФ предполагает использование специфических способов управления, свойственных только данному типу преобразователей, а именно наличие способов управления для баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока.

Способы генерирования максимальной мощности

На сегодняшний день существует большое количество СГММ [75], однако не каждый применяется на практике [76–79]. Как правило, СГММ реализует управление полупроводниковым *DC/DC* преобразователем. СГММ обладают различными свойствами, имеют разные скорости сходимости, т.е. имеют разные временные интервалы, за которые система генерирования выйдет на режим работы в точке максимальной мощности на ВАХ СФМ. Кроме того, СГММ предъявляют различные требования к сложности системы управления, реализации системы управления (цифровая/аналоговая), к сложности и точности применяемых датчиков. За счет правильного выбора СГММ можно снизить стоимость полупроводникового *DC/DC* преобразователя, количество и мощность фотоэлектрических модулей, а, в конечном итоге, стоимость СГФ.

Причина разработки и внедрения СГММ, лежит в том, что СФМ обладает нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) (Рисунки 1.17 – 1.18), которая в свою очередь зависит от величины солнечной радиации, температуры и

других параметров окружающей среды. Соответственно, в зависимости от этих параметров и поддерживаемого напряжения изменяется точка, в которой СФМ генерирует максимальную мощность. Задача СГММ поддерживать нахождение системы генерирования в режим работы в точке максимальной мощности СФМ.

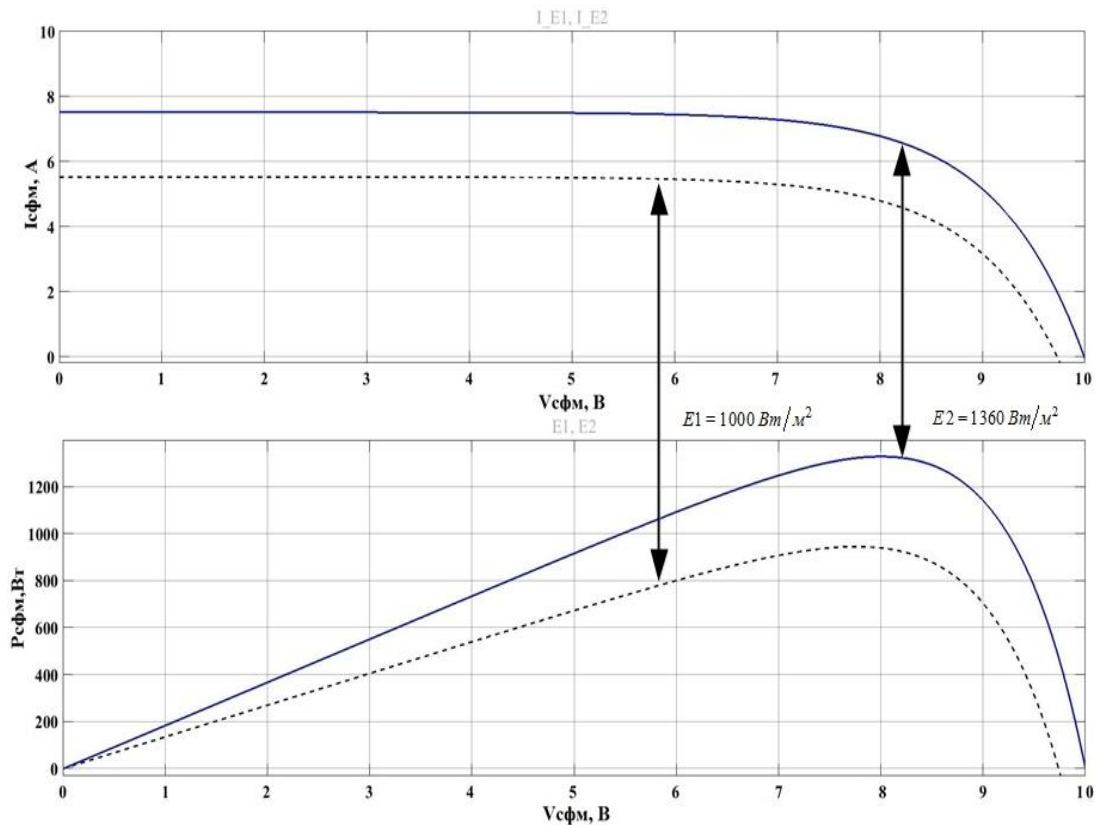


Рисунок 1.17 – ВАХ СФМ в зависимости от радиации

Первый способ СГММ – это способ поддержания постоянного напряжения (*Constant voltage method*). В этом способе не учитывается влияние солнечной радиации и температуры СФМ. Предполагается, что точка, в которой СФМ генерирует максимальную мощность, лежит в диапазоне 70 – 80% от номинального напряжения холостого хода СФМ (V_{xx}). Из этого следует, что задача *DC/DC* преобразователя заключается в поддержании коэффициента заполнения в диапазоне 0,7–0,8 ($V_{REF} = k \cdot V_{xx}; k = 0,7 – 0,8$). Этот метод прост в реализации, имеет достаточно высокую скорость сходимости, но требует постоянного измерения напряжения холостого хода в каждом СФМ и имеет достаточно низкую точность, определения точки максимально мощности

генерируемой СФМ. Этот способ может применяться там, где нет сильных изменений температуры и солнечной радиации в течение дня 77, 78.

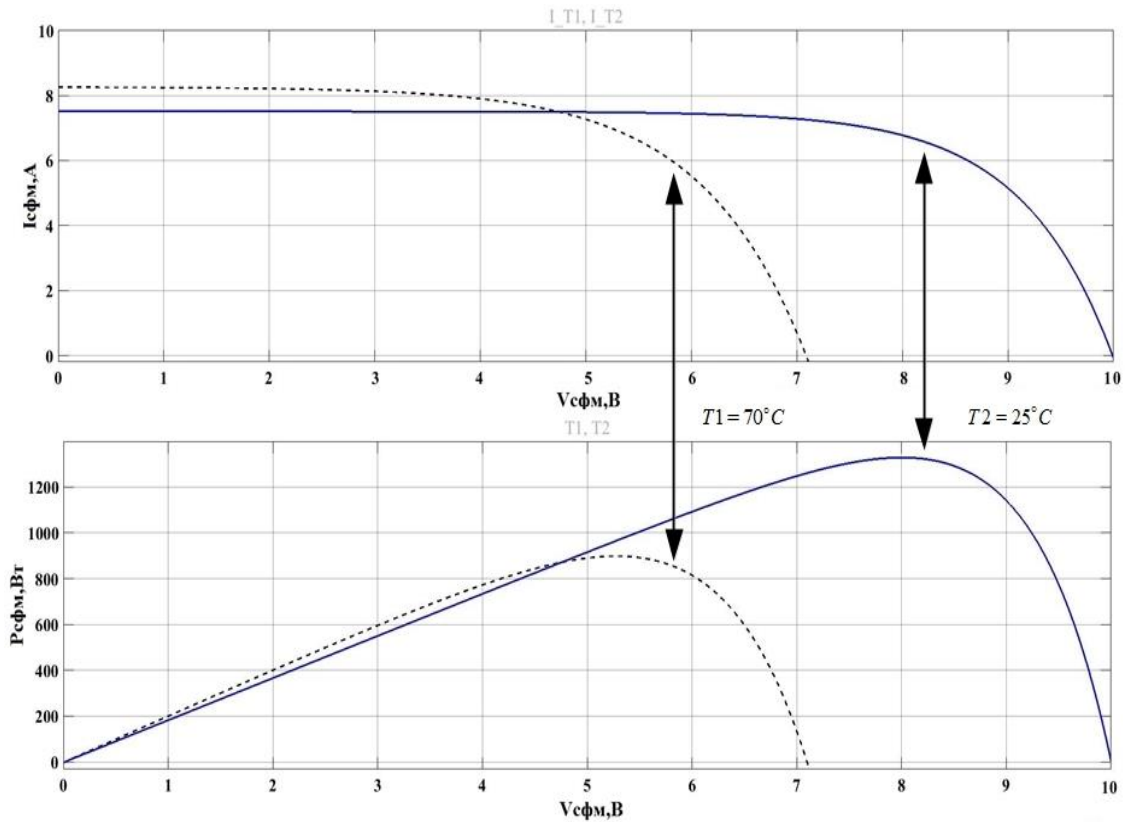


Рисунок 1.18 – ВАХ СФМ в зависимости от температуры

Второй способ СГММ – это способ применения контрольной ячейки (*Pilot cell method*). В данном методе для определения напряжения холостого хода СФМ используется одна контрольная ячейка. Напряжение всего массива СФМ может быть оценено по напряжению этой ячейки ($V_{REF} = k \cdot V_{хх \text{ конр. ячейки}}; k = const$). Преимуществом данного способа является то, что не требуется отключение СФМ от нагрузки для определения напряжения холостого хода 75,76.

Третий способ СГММ – это способ поддержания постоянного тока (*Constant current method*). Этот способ подобен способу поддержания постоянного напряжения. При поддержании заданного напряжения поддерживается еще и ток в диапазоне 78 – 92 % от тока короткого замыкания СФМ ($I_{кз}$) $I_{REF} = k_2 \cdot I_{кз}; k_2 = 0,78 - 0,92$ 76, 78.

Четвертый способ СГММ – это способ подгонки кривой (*Curve fitting method*). В этом методе нелинейная зависимость мощности от напряжения представляется в виде полинома: $P_{\text{СФМ}} = k_4 \cdot V_{\text{СФМ}}^3 + k_5 \cdot V_{\text{СФМ}}^2 + k_6 \cdot V_{\text{СФМ}} + k_7$. В максимальной точки мощности $dP_{\text{СФМ}}/dV_{\text{СФМ}} = 0$, следовательно,

$$V_{\text{СФМ}} = \frac{-k_5 \pm \sqrt{k_5^2 - 3 \cdot k_4 \cdot k_6}}{3 \cdot k_4} \cdot k_7, \quad k_6, k_5, k_4 - \text{константы, которые могут быть}$$

получены из соответствующей аппроксимации кривой мощности СФМ. Так же может быть получена двумерная полиномиальная зависимость, в которой еще присутствует и температура 76.

Пятый способ СГММ – это табличный способ (*Look up table method*). В этом способе в таблицу занесены все значения точек с максимальной генерируемой мощностью СФМ, в зависимости от температуры, солнечной радиации и других параметров. Этот метод довольно сложен, требует большого объема памяти и датчиков, которые будут измерять соответствующие характеристики окружающей среды 76.

Шестой способ СГММ – это способ возмущения и наблюдения (*Perturb and observe method*). Это широко используемый способ СГММ и легко реализуемый. В этом способе смещают рабочую точку напряжения (возмущают) с определенным шагом и измеряют генерируемую мощность (наблюдают), в зависимости от изменения величины мощности, изменяют в ту или иную сторону напряжение по оси абсцисс и находят точку максимальной мощности ($dP_{\text{СФМ}}/dV_{\text{СФМ}} = 0$). Возможны различные варианты реализации данного способа. У этого способа приемлемая точность, которая может быть увеличена путем уменьшения шага изменения напряжения, но это сразу отрицательно скажется на скорости схождения [77–79].

Седьмой способ СГММ – это способ изменяемой проводимости (*Incremental conductance (INC) method*). Учитывая, что в $P_{\text{СФМ}} = I_{\text{СФМ}} \cdot V_{\text{СФМ}}$, $dP_{\text{СФМ}}/dV_{\text{СФМ}} = I_{\text{СФМ}} + V_{\text{СФМ}} \cdot dI_{\text{СФМ}}/dV_{\text{СФМ}}$, а в точке максимальной мощности

СФМ $dP_{\text{СФМ}}/dV_{\text{СФМ}}=0$. Значит $dI_{\text{СФМ}}/dV_{\text{СФМ}}=-I_{\text{СФМ}}/V_{\text{СФМ}}$. Следовательно, точка максимальной мощности СФМ может быть найдена путем сравнения мгновенной проводимости с инкрементируемой проводимостью. Этот метод также довольно сложен, требует существенных вычислительных мощностей системы управления [76, 79].

Восьмой способ СГММ – это способ, основанный на измерении температуры (*Temperature based method*). Этот метод аналогичен методу поддержания постоянного напряжения. $V_{\text{ММ}}(t)=V_{\text{ММ}}(T_{\text{REF}})+T_K \cdot (T-T_{\text{REF}})$. Где $V_{\text{ММ}}$ – напряжение в точке максимальной мощности, T_K – температурный коэффициент, T – рабочая температура, T_{REF} – температура в максимальной точке мощности при нормальных условиях. Метод может быть легко реализован, требует измерения напряжения и температуры [76].

Девятый способ СГММ – это способ нечеткой логики (*Fuzzy logic control method*). Нечеткая логика – это многозначная логика, по сравнению с двоичной логикой, где переменная имеет только два состояния – истинное или ложное. Переменная нечеткой логики имеет диапазон от нуля до единицы. Вводится понятие частичной правды. Определяется ошибка (E) и изменение ошибки (CE) на n -й итерации: $E(n)=\frac{P_{\text{СФМ}}(n)-P_{\text{СФМ}}(n-1)}{I_{\text{СФМ}}(n)-I_{\text{СФМ}}(n-1)}$ и $CE(n)=E(n)-E(n-1)$. Где

$P_{\text{СФМ}}$ – мощность СФМ, $I_{\text{СФМ}}$ – ток СФМ. В случае нахождения в точке генерации СФМ максимальной мощности $E(n)=0$. Метод сложен, требует измерения напряжения тока и мощности [78].

Десятый способ СГММ – это способ искусственной нейронной сети (*Artificial neural network (ANN) based method*). Это технология мягких вычислений, основанная на центральной нервной системе. Вычислительные модели в этой системе способны к машинной обработке, и они представлены как взаимосвязанные нейроны, чтобы сформировать сеть, подобную биологической нейронной сети. У системы обычно два входа, напряжение СФМ и температура. Происходит обучение нейронов таким образом, чтобы определялись

коэффициенты сети, для достижения наилучшего результата, т.е. нахождения точки генерации максимальной мощности СФМ. Это сложный метод требующих больших ресурсных мощностей системы управления 78, 79.

Кроме описанных выше способов СГММ, существуют десятки других с различными характеристиками. Сравнение описанных способов представлено в Таблице 1.4 76.

Таблица 1.4 – Способы генерирования максимальной мощности

№	Датчики			Аналоговая (А)/	Мощность
	V	I	T	Цифровая (Ц)	
1	+			А, Ц	до 1 кВт
2	+			А, Ц	до 1 кВт
3		+		А, Ц	до 1 кВт
4	+		+	Ц	до 1 кВт
5	+	+		Ц	до 1 кВт
6	+	+		А, Ц	до 1 МВт
7	+	+		Ц	до 1 МВт
8	+		+	А, Ц	до 1 МВт
9	+	+		Ц	более 1 МВт
10	+	+		Ц	более 1 МВт

Наиболее целесообразно с точки зрения сложности реализации, точности, количества датчиков применения способа, основанного на измерении температуры. В случаях когда, некритично точное нахождение точки максимальной мощности на ВАХ СФМ можно использовать способ поддержания постоянного напряжения.

Алгоритмы реализации широтно-импульсной модуляции

Качество генерируемого СГФ напряжения и тока определяются не только топологией АИН, но и системой управления и законами управления им. На сегодняшний день подавляющее количество систем управления преобразователями строится на базе широтно-импульсной модуляции. Основными алгоритмами ШИМ, используемых в данных классах преобразователей, является векторная и скалярная ШИМ [80, 81]. Рассмотрим принципы реализации скалярной ШИМ (СШИМ) и векторной (ВШИМ) с точки зрения получения выходного напряжения АИН. Результаты синтеза фазного напряжения при определенных условиях могут быть одинаковы. Представим процессы реализации данных ШИМ.

Так как рассматриваемая СШИМ имеет синусоидальный закон управления то, следовательно, длительность импульсов промодулирована по этому закону. То есть следует рассмотреть процессы происхождения модуляции импульсов управления в СШИМ и представить их. Для этого воспользуемся Рисунком 1.19. Закон изменения модулирующего сигнала описывается следующей функцией:

$$f_{\text{мод}}(\theta) = M \cdot \sin(\theta), \quad (1.1)$$

где M – глубина модуляции, амплитуда синусоидального модулирующего сигнала; θ – аргумент функции модулирующего сигнала, равен $\theta = 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{мод}} \cdot t$, $f_{\text{мод}}$ – частота модулирующего сигнала.

Один из возможных законов изменения опорного сигнала описывается следующей функцией:

$$f_{\text{оп}}(\theta) = \frac{2}{\pi} \cdot \arcsin(\sin(A \cdot \theta - \frac{\pi}{2})) + 1, \quad (1.2)$$

где A – кратность, есть частота ШИМ отнесенная к частоте первой гармоники выходного напряжения АИН, или к частоте модулирующего сигнала $A = f_{\text{ШИМ}} / f_{\text{мод}}$.

Импульсы управления, подаваемые на ключи АИН, образуются путем сравнения моделирующего сигнала с опорным сигналом. Все сделано для того чтобы была гладкая составляющая импульсов управления ключами, а, соответственно, и

выходного напряжения подчинялась закону управления модулирующего сигнала. Различные типы скалярной ШИМ представлены в работе 82.

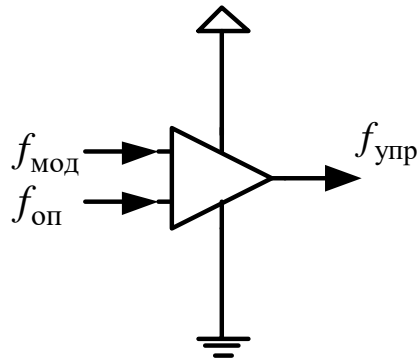


Рисунок 1.19 – Реализация СШИМ

Векторная ШИМ (ВШИМ) (Рисунок 1.20) наиболее актуальна для управления ключами многоуровневых преобразователей и ей уделяется особое внимание [81,83–86], потому что она максимально использует свойства данных преобразователей.

ВШИМ базируется на понятии обобщенного (пространственного) вектора, т.е. базируется на векторном представлении напряжений. Каждой комбинации состояния ключей соответствует свой вектор на комплексной ($\alpha\beta$) плоскости. Данные векторы называются образующими. Задающий вектор \bar{V}^* (Рисунок 1.20) в общем случае отличающийся от образующего вектора формально может быть представлен в виде линейной комбинации образующих векторов:

$$\bar{V}^* = \sum_i \tau_i \bar{V}_i. \quad (1.3)$$

где τ_i – весовой коэффициент образующих векторов, \bar{V}_i – образующий вектор.

Поэтому, синтезируя задающий вектор из образующих, мы получаем требуемые выходные напряжения.

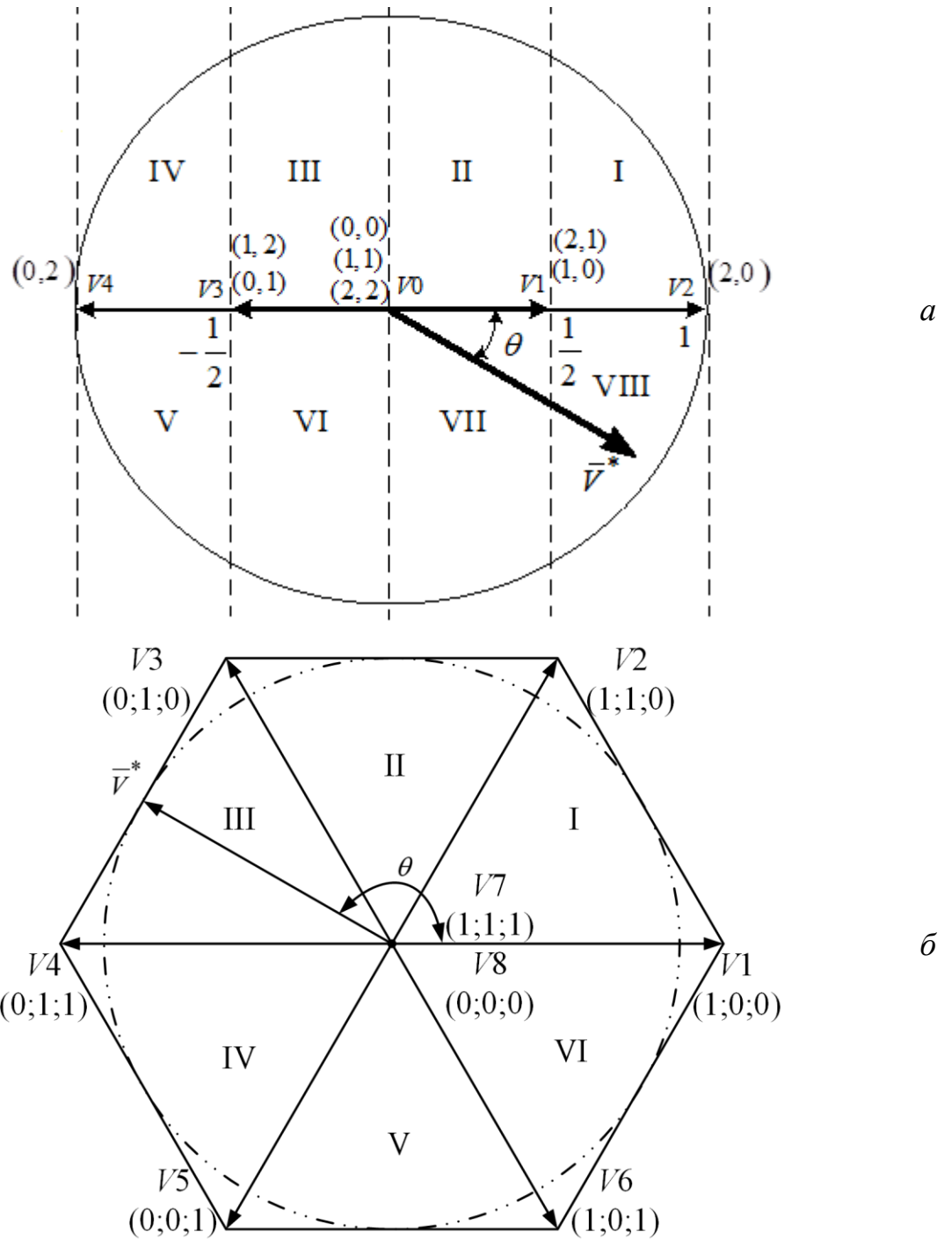


Рисунок 1.20 – Векторные диаграммы: а) – однофазного трехуровневого ПП; б) – трехфазного двухуровневого ПП

Полагая, что на некотором малом интервале времени T_S (периоде усреднения) модуль задающего вектора равен некоторому среднему значению \bar{V}_{cp} , то:

$$\bar{V}^* = \bar{V}_{cp} = \frac{1}{T_S} \sum_i T_i \bar{V}_i = \sum_i \tau_i \bar{V}_i \quad (1.4)$$

где T_i – продолжительность интервала времени, в течение которого на выходе инвертора реализуется образующий вектор \bar{V}_i ; i – индекс соответствующего образующего вектора.

В общем виде задающий вектор описывается следующим соотношением:

$$\bar{V}^* = M \cos(\theta), \quad (1.5)$$

где M – глубина модуляции.

По аналогии со скалярной ШИМ глубина модуляции в векторной широтно-импульсной модуляции представляет собой отношение длины задающего вектора к максимально возможной длине задающего вектора:

$$M = \frac{|\bar{V}^*|}{|\bar{V}^*|_{\max}}. \quad (1.6)$$

Кроме того, следует учесть некоторые ограничения, которые могут быть наложены на максимальное значение глубины модуляции. Например, в трехфазных системах максимальное значение глубины модуляции не должно превышать значение радиуса окружности вписанной в шестиугольник, сконфигурированный образующими векторами (Рис 1.1.20 б), в противном случае будет наблюдаться явление перемодуляции. Следовательно, максимальная глубина модуляции ограничивается предельным коэффициентом:

$$M_{\max \text{ допуст}} = k_{\text{доп}} M_{\max} \quad (1.7)$$

$$\text{Для трехфазных систем } k_{\text{доп}} = \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

На сегодняшний день с развитием микропроцессорной техники ВШИМ начинает занимать доминирующие позиции и становится наиболее приоритетной из-за ее фундаментальных свойств. Однако, в силу существования взаимосвязи между СШИМ и ВШИМ, описанной в статье 87, можно произвести переход от одного типа ШИМ к другому. Тем не менее, с точки зрения подавления СТУ

применение ВШИМ более предпочтительно, так как позволяет произвольное чередование КСК полупроводникового преобразователя.

Способы управления для баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока многоуровневых полупроводниковых преобразователей в составе СГФ

Применение многоуровневых полупроводниковых преобразователей в составе СГФ предполагает наличие способов баланса напряжения на конденсаторах звена постоянного тока. Исследованию способов баланса напряжения на конденсаторах МПП уделено огромное внимание ученых, на тему реализации этого аспекта управления преобразователем написано большое количество работ [88–94]. Основным типом МПП, используемым в составе СГФ, является трехуровневый преобразователь с емкостным делителем напряжения «3L-NPC». Данный преобразователь имеет в наличии 27 комбинаций состояния ключей (КСК) для трехфазного включения и 9 КСК для однофазного включения. Основные способы управления направленные на баланс напряжения на конденсаторах емкостного делителя напряжения будут разобраны именно для этой топологии преобразователя. Под балансом напряжения на конденсаторах следует понимать сведение напряжения на них до определенного уровня, т.е. перераспределение заряда. Это осуществляется путем перераспределения длительностей включения дублирующих КСК преобразователя.

В СШИМ балансировка напряжения на конденсаторах преобразователя осуществляется за счет введения постоянной составляющей (соответствующей разнице напряжений на конденсаторах ΔU_c^*) в сигналы управления при синтезе ШИМ (Рисунок 1.21). Как правило, выделяются три основных способа баланса напряжения на конденсаторах МПП при СШИМ. В первом способе, модулирующий сигнал суммируется с сигналом пропорциональным разности напряжений на конденсаторах. В результате происходит смещение по уровню модулирующих функций $f_{\text{мод}}(t)$, и, соответственно, перераспределение

длительностей КСК, отвечающих за заряд и разряд конденсаторов. А, значит, произойдет сведение напряжение на конденсаторах. Во втором способе баланса напряжений на конденсаторах, который реализуется путем изменения амплитуды опорного сигнала, есть отличие от предыдущего способа, заключающееся в том, что сигнал разницы напряжений на конденсаторах, вводится не в модулирующие сигналы, а в опорные сигналы. Это в свою очередь также приведет к перераспределению длительностей КСК, отвечающих за заряд и разряд конденсаторов и как результат к балансу.

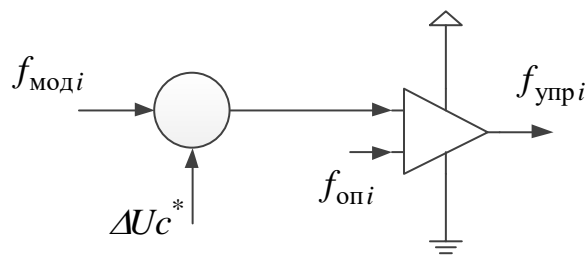


Рисунок 1.21 – Реализация сигнала управления в ШИМ

Третий способ баланса напряжений реализуется путем изменения амплитуды опорного сигнала и смещения модулирующего сигнала. Данный способ баланса напряжений на конденсаторах трехуровневого преобразователя представляет собой комбинацию двух предыдущих, в нем разница напряжений вводится и в модулирующие сигналы, и в опорные. Это в свою очередь также приведет к перераспределению длительностей КСК, отвечающих за заряд и разряд конденсаторов и как результат к балансу.

Недостатком данных способов управления является, то, что происходит изменение форм сигналов управления, а, как следствие, искажается гладкая составляющая выходного напряжения и тока 88.

В ВШИМ, за счет особенностей ее реализации, баланс напряжения на конденсаторах можно реализовать непосредственно, синтезируя определенную последовательность включения КСК и их длительностей, без изменения качества выходного напряжения и тока 88.

1.2 Область применения систем генерирования электрической энергии на базе солнечных фотоэлектрических модулей и полупроводниковых преобразователей

В настоящее время системы генерирования на базе солнечных фотоэлектрических модулей и полупроводниковых преобразователей находят широкое применение в различных областях экономической деятельности человека. Рационально привести систематизацию способов применения СГФ. По способу применения СГФ делятся на две группы: работающие на сеть и работающие на автономную нагрузку. Существует несколько основных способов применения СГФ, мощность которых может быть от нескольких ватт до сотен мегаватт в очень крупных установках [95–101] (Рисунки 1.22–1.24).

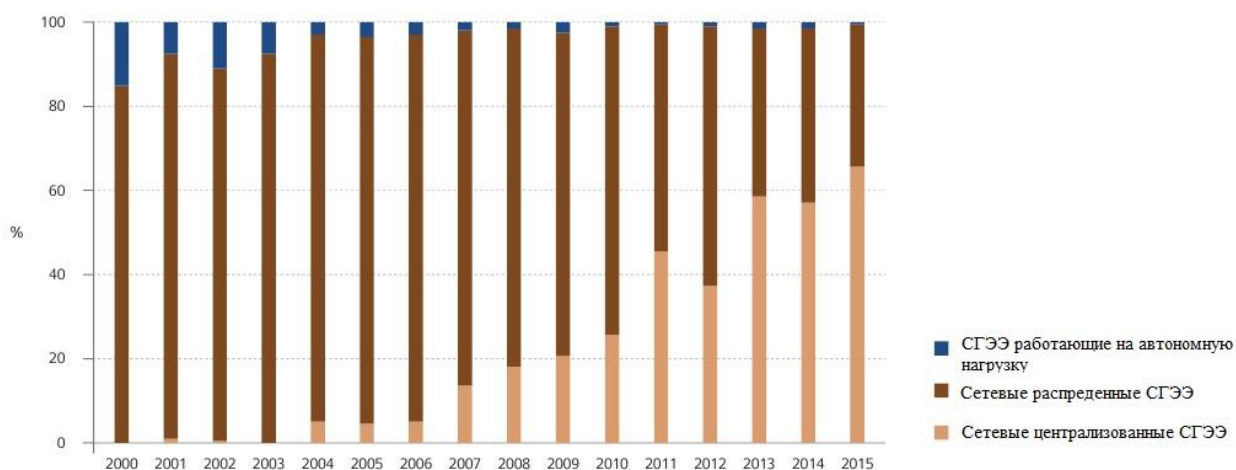


Рисунок 1.22 – Распределения СГФ по применению 98

Согласно 98 существует следующая классификация по способам применения в зависимости от мощности СГФ.

I. Маломощные СГФ работающие на автономную нагрузку (*Pico PV systems*). Данные СГФ получили особое распространение в последние несколько лет. В качестве источника применяются СФМ малых размеров, мощностью в несколько ватт, данные СГФ используется для питания маломощной

радиоаппаратуры, такой как телефоны, компьютеры, приемники, туристическое оборудование и осветительные устройства.

II. СГФ работающие на внутренние сети (*Off-grid domestic*). Такие СГФ применяются для электроснабжения отдельных домохозяйств и небольших поселков, не подключенных к централизованной электросети. Они обеспечивают подачу электроэнергии для освещения и питания маломощных нагрузок, как правило, до 5 – 10 кВт. СГФ такого типа являются наиболее подходящим вариантом удовлетворения электроэнергетических потребностей хозяйств, находящихся вне зоны доступа к централизованной электросети. Обычно такие СГФ являются альтернативой расширению стандартной централизованной электросети и проведения ее к удаленным потребителям.

III. СГФ работающие на автономную нагрузку (*Off-grid non-domestic*). Такие СГФ обеспечивают электропитанием различного рода автономные нагрузки, имеющих высокую стоимость и, следовательно, создающие возможность применения систем генерирования на базе СФМ. В качестве таких нагрузок могут рассматриваться системы телекоммуникации, системы водоснабжения и перекачки разного рода жидкостей, системы навигации и связи, системы охлаждения продуктов питания и медицинских препаратов и т.д.

IV. Гибридные СГФ (*Hybrid systems*). Данные СГФ объединяют в качестве источников электрической энергии СФМ и дизель-генераторы. Такие СГФ позволяют снизить затраты на топливо, снизить эксплуатационные расходы по сравнению с традиционными системами генерирования электрической энергии с одним источником. Гибридные СГФ небольшой мощности применяются в качестве надежного и экономически выгодного источника питания телекоммуникационных систем. Такие СГФ могут применяться для питания как отдельных домохозяйств, так и целых поселков.

V. Сетевые распределенные СГФ (*Grid-connected distributed*). Такие СГФ применяются для электроснабжения потребителя подключенного к сети или для работы непосредственно на сеть. СФМ в таких СГФ могут быть интегрированы непосредственно в здания (*Building-integrated photovoltaics systems – BIPVS*), а

сами СГФ установлены на стороне потребителя, после электроучетного оборудования (счетчика). Такие системы могут быть мощностью до 1 МВт. Пример применения СГФ интегрированных непосредственно в здания (*BIPVS*) приведен в работе 102.

VI. Сетевые централизованные СГФ (*Grid-connected centralized*). Такие СГФ, как правило, выполняют функцию централизованной электрогенерирующей установки. Параметры такой СГФ не связаны с конкретным потребителем. Монтируются такие СГФ, как правило, на земле и объединяются в группы для генерирования требуемой мощности, диапазон которой может лежать в пределах нескольких десятков мегаватт.

Диапазоны мощностей применимых СГФ представлены на Рисунке 1.23.

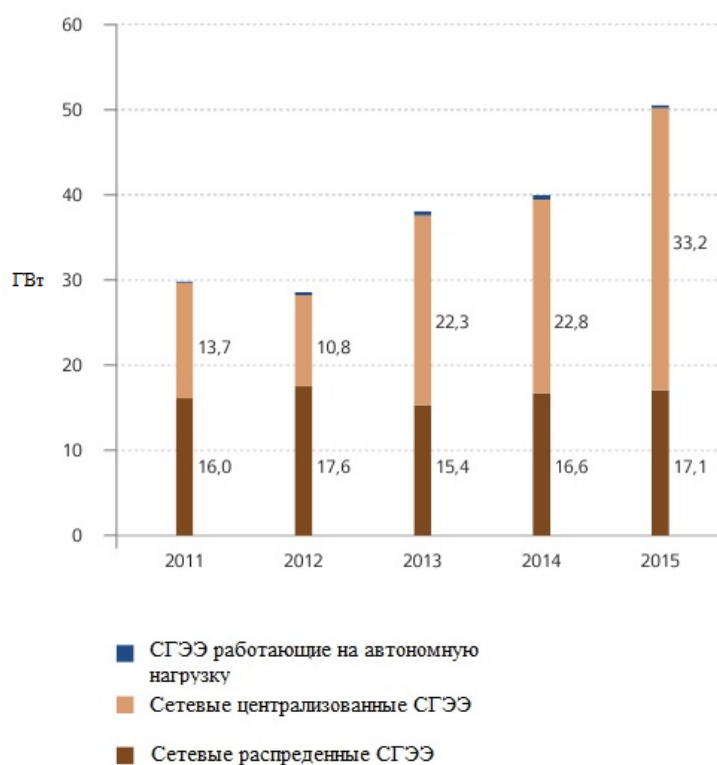


Рисунок 1.23 – Распределения СГФ по генерируемым мощностям 98

Как видно из распределения СГФ по применению и по мощности (Рисунки 1.22–1.23), основное применение и основные мощности приходятся на СГФ,

работающие на сеть. Следовательно, выбор структуры СГФ необходимо произвести с учетом требований, предъявляемых к такому способу работы СГФ.

Если СГФ установлена и локализована не оптимально, то это может привести к появлению дополнительных потерь в энергосистеме, падению напряжения и стабильности формируемого тока, ухудшению гармонического состава генерируемого тока и напряжения. Это, в свою очередь, потребует установки вспомогательного оборудования, которое понадобится для компенсации этих недостатков.

С учетом тренда увеличения генерируемой мощности и повышения эффективности преобразования электрической энергии наметилась тенденция снижения цены как за единицу установленной мощности СГФ, так и за единицу сгенерированной энергии 102, что проиллюстрировано на Рисунке 1.24. Можно заметить, что цена за единицу установленный за последние несколько лет упала в разы, что повышает привлекательность применения СГФ.

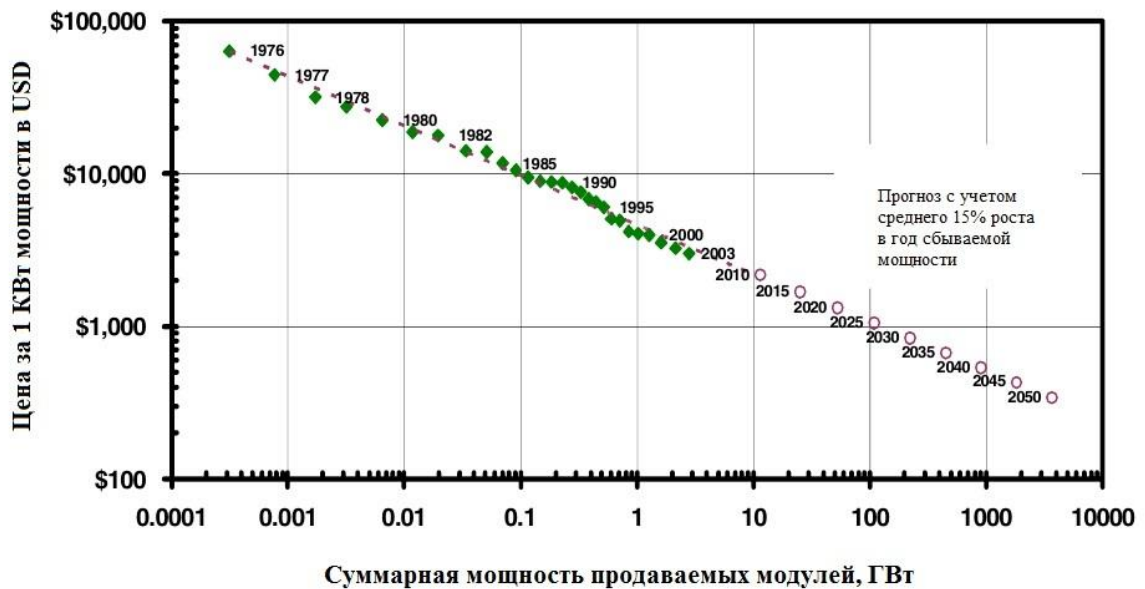


Рисунок 1.24 – Ценовые показатели СГФ 102

С учетом мощностей СГФ применяемых на сегодняшний день 103, их можно сгруппировать следующим образом, как показано в Таблице 1.5. СГФ,

работающие в диапазоне мощностей от 1 до 100 кВт, являются наиболее распространенными системами генерирования 104. Как видно из Таблицы 1.5, в этом диапазоне мощностей применяются СГФ, использующие однофазные преобразователи.

Таблица 1.5 – Применение СГФ

Мощность СГФ	Количество фаз	Применение	Напряжение в звене постоянного тока
До 10 кВт	Однофазная СГФ	Жилой сектор и промышленное применение	200–400 В
10–100 кВт	Однофазные – трехфазные СГФ	Жилой сектор и промышленное применение	300–600 В
100–250 кВт	Трехфазные СГФ	Промышленное применение	600 В
250кВт –1 МВт	Трехфазные СГФ	Промышленное применение	600–1000 В

Создание различного рода конструкционных материалов с интегрированными в них СФМ повлекло за собой широкий рост применения СГФ интегрированных в здания и постройки (*BIPVS*). Особенно широкое применение получили конструкции, которые монтируются в крыши 105. Например, в 2009 году в Сингапуре была установлена интегрированная в здание СГФ мощностью 76 кВт, площадью 587 м² 106. СГФ для электропитания станции метрополитена в Афинах введена в строй в 2010 году, мощность 51кВт, площадь 394 м² 107. Только одна такая установка сможет снизить выбросы углекислого газа CO_2 на 23,94 тонны в год. СГФ гостиницы Бали на Крите введена в строй в 2012 году, мощность 80 кВт, площадью 416 м² 107. Такая установка позволяет снизить выбросы CO_2 на 67,2 тонны в год. В бестрансформаторных СГФ интегрированных

в здания и постройки крайне актуальна проблема снижения синфазного тока утечки, в виду крайней близости СФМ к сети 108.

Широкое применение СГФ находят в частном и коммунально-бытовом хозяйстве. Многие фирмы занимаются разработкой подобных систем, в частности канадская фирма *HES-PV* предлагает различные сетевые СГФ для бытового использования мощностью в десятки киловатт, например *HES-GT-10.0* СГФ мощностью 14 кВт 109. Крупные производители полупроводниковых преобразователей также предлагают свои сетевые СГФ, в частности *ABB* предлагает на рынке системы генерирования электрической энергии мощностью до 1 МВт 110.

Кроме того, применяются СГФ и в системах опреснения воды. На побережье Средиземного моря в Ливии установлена опреснительная установка на основе эффекта обратного осмоса, в которой сетевая СГФ используется для электроснабжения 105, 111.

Очень широко применяются СГФ в системах питания насосов для водоснабжения, нефтеперекачки, в системах отопления и охлаждения. Особое внимание стоит уделить СГФ, установленных на плавающие станции. Так площадь, занимаемая СФМ, может достигать нескольких сотен и более квадратных метров, то установка СГФ на плавающие станции, которые локализуются на поверхности воды (озер, рек, морей) выглядит крайне рационально, т.к. освобождает при этом территорию на земле для прочей хозяйственно-экономической деятельности. В частности на плотине Хапчеон республика Корея (*Hapcheon Dam (Dangjin-si)*) в 2012 году была установлена СГФ мощностью 500 кВт, в 2014 на водохранилище Ансунг (*Reservoir (Ansung-si)*) была установлена СГФ мощностью 465 кВт 112. В бестрансформаторных СГФ над водными поверхностями немаловажную роль играют синфазные токи утечки, так как возрастает величина паразитной емкости.

Как можно заметить, СГФ получают большое применение и распространение во всех отраслях экономической деятельности, а в некоторых

отраслях является незаменимыми экологически чистыми источниками электрической энергии.

С учетом широкого распространения СГФ в диапазоне мощностей от 1 до 100 кВт. А также принимая во внимание что, как правило, СГФ мощностью 1 – 50 кВт строятся с применением однофазных АИН, можно сделать вывод об актуальности использования именно однофазных преобразователей в составе СГФ.

1.3 Актуальные проблемы СГФ

В первую очередь хотелось бы отметить тот факт, что в бестрансформаторных СГФ отсутствует низкочастотный сетевой трансформатор, выполняющий функции гальванической развязки и подстройки по уровню напряжения на выходных зажимах полупроводникового *DC/AC* преобразователя. Данный трансформатор увеличивает массогабаритные и стоимостные показатели СГФ. По некоторым данным низкочастотный сетевой трансформатор может достигать 50 % объема и 50 % веса СГФ без учета солнечных фотоэлектрических модулей 113, 114. Устранение низкочастотного трансформатора приводит к появлению синфазного тока утечки, который может быть причиной выхода из строя, некоторых типов солнечных фотоэлектрических модулей, создает угрозу поражения электрическим током обслуживающего персонала, приводит к искажению тока генерируемого СГФ в сеть, ухудшению параметров электромагнитной совместимости.

Синфазный ток утечки протекает через контуры, содержащие индуктивные элементы, в том числе реакторы выходного фильтра полупроводникового *DC/AC* преобразователя, поэтому в данном контуре могут возникать резонансные явления, которые могут усугубить отрицательное воздействие СТУ. Это явление требует учета разброса параметров паразитной емкости СФМ, параметров реакторов выходного фильтра, а так же частот и алгоритмов ШИМ, что в

некоторых условиях, относительно величины паразитных элементов не всегда возможно.

Существует проблема анализа электромагнитных процессов многоуровневых полупроводниковых преобразователей в составе СГФ. Имеющийся на сегодняшний день набор методов анализа электромагнитных процессов не полностью удовлетворяет современному тренду развития систем генерирования с использованием возобновляемых источников энергии. Ряд основных методов анализа представлен ниже.

Кусочно-припасовочный метод [90, 115–116] был предложен академиком Н.Д. Папалекси. Метод базируется на представлении ВАХ реального полупроводникового прибора линейной кривой с несколькими участками перегиба. На каждом участке решается система линейных дифференциальных уравнений. Постоянные интегрирования находят путем «припасовывания» на соседних участках кривой. Данный метод весьма точен, позволяет определить значения и формы токов и напряжений в искомым участках цепи. Стоит заметить, что данный метод требует решения трансцендентных уравнений. Значительно возрастает трудоемкость при анализе преобразователей имеющих в своем составе большое количество полупроводниковых приборов, которые в течение определенного периода проводят ток. Описанные особенности данного метода затрудняют его применение для анализа электромагнитных процессов многоуровневых полупроводниковых преобразователей в составе СГФ.

Метод разностных уравнений представлен в работах Я.З. Цыпкина А.Л. Сералидзе и других ученых [117, 118]. Данный метод характеризуется большой трудоемкостью, требует решения дифференциальных уравнений на разных участках и использования значений для составления рекуррентных соотношений. Применение данного метода для анализа электромагнитных процессов многоуровневых полупроводниковых преобразователей в составе СГФ крайне неэффективно, так как потребует составления разностных уравнений большого порядка. Данный метод позволяет находить мгновенные значения, в то время как

зачастую требуется определение интегральных значений и показателей качества преобразования электрической энергии 115.

В настоящее время отечественным ученым Г.С. Зиновьевым разработан метод алгебраизации дифференциальных уравнений 3. Данный метод универсален и позволяет рассчитывать основные показатели качества преобразования электрической энергии путем перехода от дифференциальных уравнений для мгновенных значений переменных в установившемся режиме к линейным алгебраическим уравнениям для действующих значений данных величин 3. Выражения всегда можно получить в аналитической форме. Соотношения для расчета показателей качества преобразования электрической энергии выражаются через коэффициенты дифференциальных уравнений и параметры выходного напряжения преобразователя, а именно дифференциальных и интегральных коэффициентов гармоник. Определение дифференциальных и интегральных коэффициентов гармоник выходного напряжения многоуровневого ПП может быть весьма затруднительно, особенно при векторном алгоритме ШИМ 90.

Спектральный метод или метод гармонического анализа применяется, когда формы токов и напряжений эквивалентных источников напряжения и тока воздействующих на элементы схемы известны 116, 119. Расчет не вызывает при этом трудностей и представляется в виде ряда Фурье. Метод обладает положительным достоинством по сравнению с кусочно-припасовочный методом, так как не требует решения дифференциальных уравнений и позволяет определить гармонический состав искомых токов и напряжений путем расчета соответствующих коэффициентов ряда Фурье. Точность в данном методе определяется количеством членов ряда Фурье, что в некоторых случаях требует привлечения соответствующего программного обеспечения. Затруднен аналитический расчет полученного соотношения, так он представляет собой ряд гармоник 115.

Интегральный метод, представленный в работе 119, позволяет производить расчет показателей качества преобразования электрической энергии путем

вычисления интегралов от напряжений и токов. Он позволяет исключить определение мгновенных значений при существовании модуляции одного или нескольких параметров [119]. Решение искомых величин получается в виде аналитического соотношения. Недостатки данного метода проистекают из его преимуществ. Должны быть известны формы исследуемых токов и напряжений, что, как правило, затруднено.

Метод переключающих функций был широко апробирован и представлен в работах отечественных ученых Г.В. Грабовецкого, С.А. Харитонов, А.Г. Гарганеева, А.В. Кобзева, С.В. Брованова и др. [90, 115, 120–122]. Данный метод был адаптирован для различных видов преобразователей, в том числе и для МПП. Состояние полупроводникового прибора в данном методе описывается функцией, которая принимает два значения («1» или «0»), в зависимости от того включен прибор или выключен. Для определения закона, позволяющего найти моменты коммутации, может быть применен векторный алгоритм ШИМ, а аналитическое представление переключающей функции может быть получено с помощью рядов Фурье. Данный метод имеет ряд допущений, таких как коммутация полупроводникового прибора мгновенная, сами приборы – идеальные ключи. Данный метод не может быть использован для расчета переходных процессов [115]. Вместе с тем, данный метод обладает широкими возможностями при реализации с привлечением соответствующего программного обеспечения.

Можно заметить перечисленный ряд методов, имея ярко выраженные индивидуальные преимущества, вследствие наличия ряда ограничений не подходит для решения проблемы анализа электромагнитных процессов многоуровневых полупроводниковых преобразователей в составе СГФ.

Существующие на настоящий момент схемотехнические способы реализации преобразователей в составе СГФ, направленные на снижение СТУ, ориентируются на двухуровневые полупроводниковые преобразователи или преобразователи, формирующие двухуровневое напряжение на своих выходных зажимах, которые обладают рядом существенных недостатков. Повышение качества выходного напряжения и тока невозможно без увеличения частоты

ШИМ, что, в свою очередь, ведет к увеличению динамических потерь мощности, а, как следствие, снижению КПД. Крайне сложно улучшить гармонический состав выходного напряжения и снизить массогабаритные показатели выходных реакторов. Выходом в сложившейся ситуации может быть применение многоуровневых полупроводниковых преобразователей, с поиском решения направленного на снижение синфазного тока утечки при применении в составе СГФ.

1.4 Выводы по главе и постановка задач исследования

Проведенный аналитический обзор по системам генерирования электрической энергии на базе солнечных фотоэлектрических модулей и полупроводниковых преобразователей показал, что научно-исследовательские работы по изучению топологий и алгоритмов управления, направленных на повышение качества преобразования электрической энергии и безопасности ПП в составе СГФ актуальны и перспективны, целесообразно дальнейшее развитие этой тематики, с учетом тенденции увеличения внедрения данных СГФ в существующие системы электроснабжения и диверсификации электроэнергетического комплекса.

Цель диссертационной работы состоит в решении проблемы улучшения технических и энергетических характеристик СГФ на базе многоуровневых полупроводниковых преобразователей, в качестве первичных источников, в которой выступают солнечные фотоэлектрические модули.

Для достижения поставленной цели предполагается решение следующих научно-технических задач:

1. Анализ синфазного тока утечки и способов его подавления в системе генерирования электрической энергии на базе полупроводниковых преобразователей, у которой в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули.

2. Разработка математических моделей МПП для расчета и анализа значений токов и напряжений в коммутирующих элементах преобразователя для оценки энергетических показателей преобразования электрической энергии.
3. Синтез топологии и алгоритма управления для полупроводникового преобразователя в составе СГФ, направленных на реализацию способа подавления синфазного тока утечки в СГФ.
4. Проведение экспериментальных исследований для верификации теоретических результатов.

ГЛАВА 2 АНАЛИЗ СИНФАЗНОГО ТОКА УТЕЧКИ И СПОСОБОВ ЕГО ПОДАВЛЕНИЯ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ НА БАЗЕ СОЛНЕЧНЫХ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

2.1 Анализ причин возникновения синфазного тока утечки в СГФ

В предыдущей главе была определена структура бестрансформаторной СГФ как обладающая самыми низкими массогабаритными и ценовыми показателями. Был показан такой недостаток данных СГФ, как наличие синфазного тока утечки. Поэтому крайне важно указать на причины, определить параметры и характеристики СГФ, влияющие на данный ток. Это позволит произвести выбор схемотехнических и алгоритмических решений, направленных на устранение или подавление синфазного тока утечки.

2.1.1 Влияние параметров элементов СГФ на синфазный ток утечки

Для оценки влияния параметров СГФ на СТУ представим схему замещения, как показано на Рисунке 2.1. Как можно заметить, бестрансформаторная СГФ, представленная на данном рисунке, имеет в своем составе многоуровневый полупроводниковый преобразователь, позволяющий улучшить качество формируемого системой тока и напряжения. На рисунке приведены элементы схемотехнического решения, наличие которых в определенной степени оказывает влияние на формирование СТУ, как указано в работе 123. К ним относятся:

C_{Π} – эквивалентная паразитная емкость СФМ. Величина данной емкости зависит от многих факторов, среди которых влажность, давление, запыленность окружающей среды, но в среднем ее величина оценивается из расчета 100 нФ на 1 кВт мощности СФМ 124.

L_1 и L_2 – индуктивности фильтрующих дросселей.

L_{ϕ} – индуктивность фильтра электромагнитной совместимости (ЭМС).

$Z_{л1}$ и $Z_{л2}$ – комплексные сопротивления подводящих линий к сети.

$Z_{п}$ – комплексное сопротивление контура утечки.

C_{ϕ} – емкость ЭМС фильтра относительно линии заземления.

$C_{д}$ – емкость ЭМС фильтра между подводящими линиями к сети.

$C_{л1}$ и $C_{л2}$ – паразитные емкости между выводами полупроводникового преобразователя и землей, обусловленные заземлением радиатора.

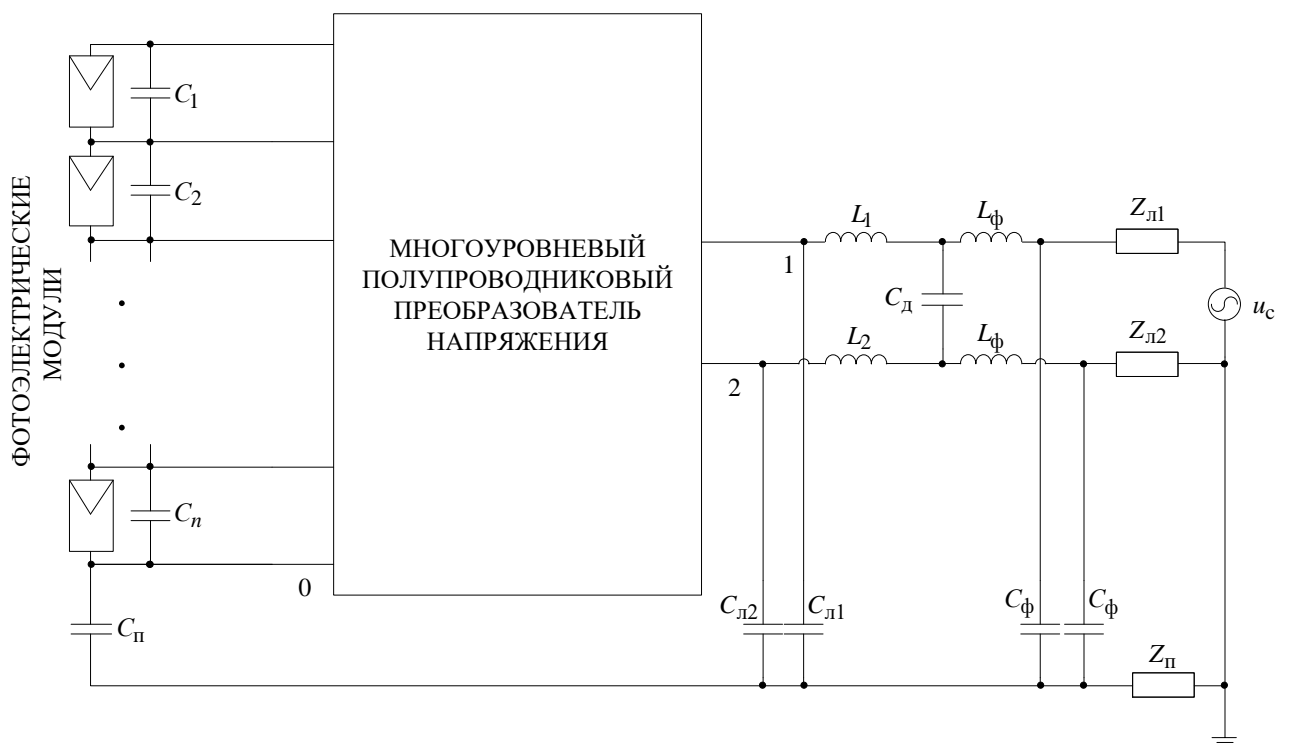


Рисунок 2.1 – Бестрансформаторная СГФ

Для определения причин, обуславливающих формирование синфазного тока утечки, преобразуем схему к виду, представленному на Рисунке 2.2 123. Здесь u_{10} , u_{20} – эквивалентные источники напряжений, формирующиеся на зажимах «1» и «2» относительно шины «0» и характеризующие внутреннюю ЭДС преобразователя. Следует отметить, что наличие источников напряжения u_{10} и

u_{20} приводит к формированию на зажимах «1» и «2» синфазного $u_{\text{син}}$ и дифференциального $u_{\text{диф}}$ напряжений вида:

$$u_{\text{син}} = \frac{u_{10} + u_{20}}{2}, \quad u_{\text{диф}} = u_{10} - u_{20}. \quad (2.1)$$

Выражая из (2.1) напряжения u_{10} и u_{20} получаем:

$$u_{10} = u_{\text{син}} + \frac{u_{\text{диф}}}{2}, \quad u_{20} = u_{\text{син}} - \frac{u_{\text{диф}}}{2}. \quad (2.2)$$

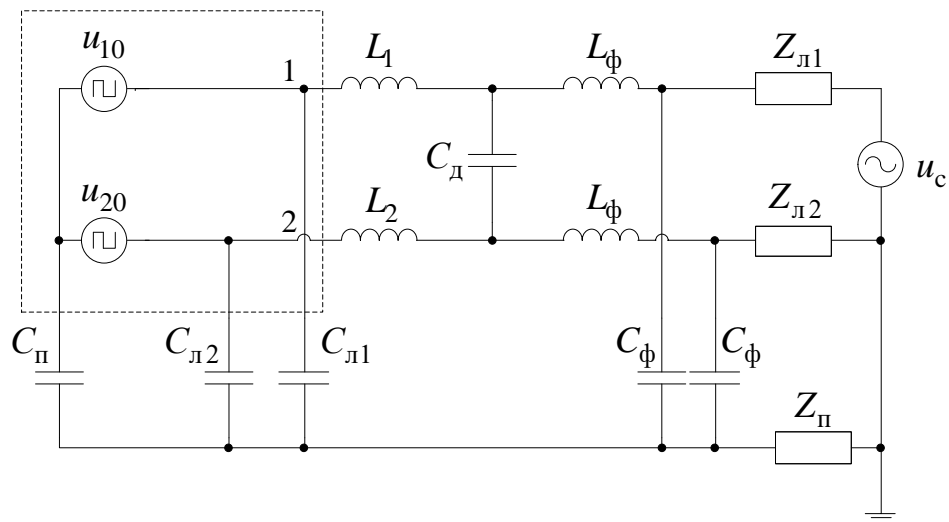


Рисунок 2.2 – Схема замещения бестрансформаторной СГФ

С учетом того, что $(C_{\text{Л1}} + C_{\text{Л2}}) \ll C_{\text{П}}$ и $(Z_{\text{Л1}} + Z_{\text{Л2}}) \ll Z_{\text{П}}$, следовательно, элементы $C_{\text{Л1}}$, $C_{\text{Л2}}$, $Z_{\text{Л1}}$, $Z_{\text{Л2}}$ не будут оказывать сколько-нибудь существенного влияния на формирование СТУ 123. Заметим, что u_{10} и u_{20} формируются с частотой ШИМ, поэтому напряжением сети $u_{\text{с}}$ можно пренебречь. Таким образом, схема, представленная на Рисунке 2.2, может быть преобразована к виду, показанному на Рисунке 2.3 с учетом допущений и выражения (2.2).

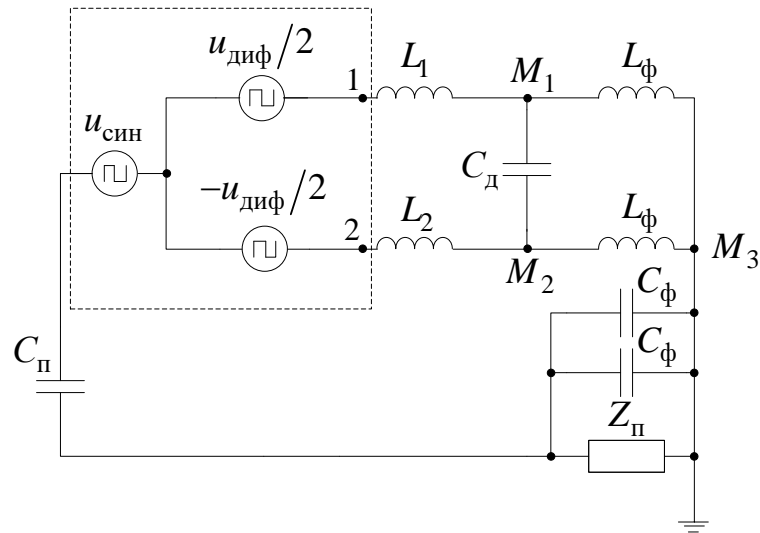


Рисунок 2.3 – Схема замещения бестрансформаторной СГФ

Для дальнейшего анализа схему замещения, представленную на Рисунке 2.3, необходимо преобразовать с учетом того, что сопротивления в треугольнике $M_1M_2M_3$ необходимо преобразовать в звезду (Рисунок 2.4).

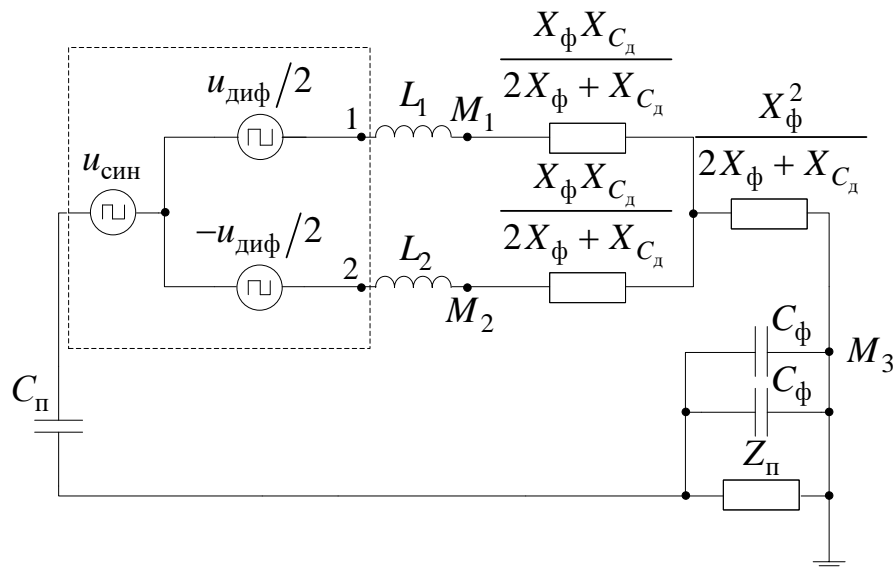


Рисунок 2.4 – Схема замещения бестрансформаторной СГФ

Для удобства рассмотрения примем $X_A = \frac{X_\phi X_{C_d}}{2X_\phi + X_{C_d}}$, а $X_B = \frac{X_\phi^2}{2X_\phi + X_{C_d}}$.

Схему замещения, представленную на Рисунке 2.4, можно упростить (Рисунок 2.5), учитывая тот факт, что дифференциальное напряжение, зависящее от разницы значений индуктивностей L_1 и L_2 , определяется следующим образом

$$u'_{\text{диф}} = \frac{u_{\text{диф}} \left((X_{L_2} + X_A) - (X_{L_1} + X_A) \right)}{2(X_{L_2} + X_{L_1} + 2X_A)} = \frac{u_{\text{диф}} (X_{L_2} - X_{L_1})}{2(X_{L_2} + X_{L_1} + 2X_A)}, \quad (2.3)$$

где $X_{L_{12}} = \frac{(X_{L_1} + X_A)(X_{L_2} + X_A)}{(X_{L_2} + X_{L_1} + 2X_A)}$ – эквивалентное сопротивление.

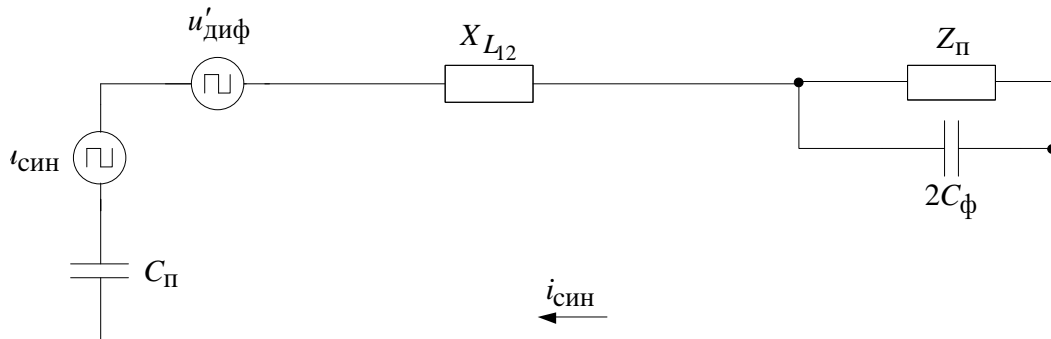


Рисунок 2.5 – Упрощенная схема замещения бестрансформаторной СГФ

Таким образом, величина синфазного тока утечки определяется соотношением для контура по Рисунку 2.5:

$$\sum_{n=0}^{\infty} \dot{I}_{\text{син}(n)} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\dot{U}_{\text{син}(n)}}{\frac{1}{j\omega_n C_{\pi}} + X_{L_{12}} + \frac{Z_{\pi}}{j\omega_n 2C_{\phi} Z_{\pi} + 1}}, \quad (2.4)$$

где $\dot{U}_{\text{син}(n)}$ – синфазное напряжение n -й гармоники, $\omega_n = 2\pi f n$ – угловая частота n -й гармоники, f – частота ШИМ. Если не производить установку ЭМС фильтра, то схема замещения, представленная на Рисунке 2.5, может быть упрощена (Рисунок 2.6). Отметим, что дифференциальное напряжение, зависящее от разницы значений индуктивностей L_1 и L_2 , в этом случае будет описано следующим образом:

$$u'_{\text{диф}} = \frac{u_{\text{диф}}(L_2 - L_1)}{2(L_2 + L_1)}, \quad (2.5)$$

где $L_{12} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$ – эквивалентная индуктивность дросселей в контуре.

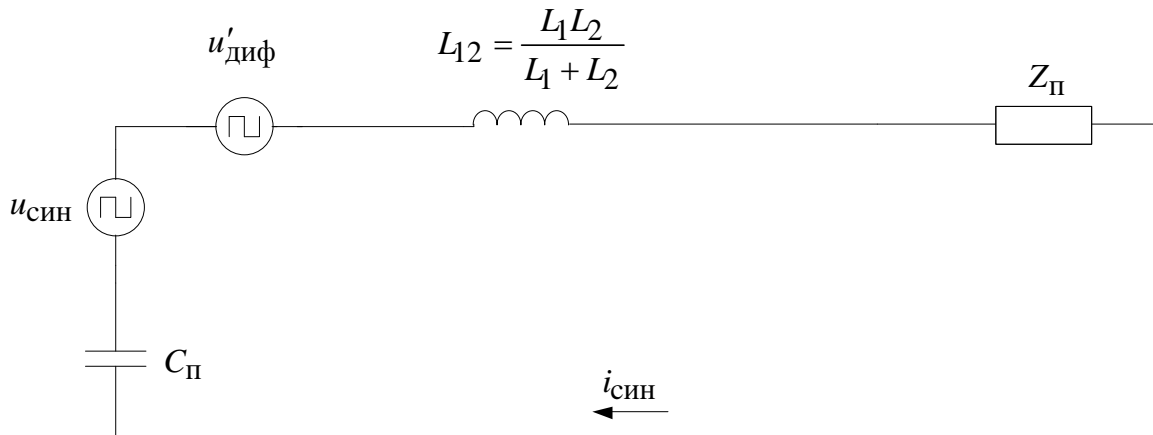


Рисунок 2.6 – Упрощенная схема замещения бестрансформаторной СГФ

Синфазный ток утечки – реактивный емкостной ток, находится методом контурных токов для контура, представленного на Рисунке 2.3. Причиной возникновения СТУ является наличие в контуре источников синфазного и дифференциального напряжений – $u_{\text{син}}$, $u'_{\text{диф}}$. При этом, если обеспечить равные значения величин индуктивностей L_1 и L_2 , то $u'_{\text{диф}}$ может быть обнулено и не будет оказывать влияние на формирование синфазного тока утечки. Однако, присутствие в контуре источника синфазного напряжения $u_{\text{син}}$ приводит к возникновению СТУ, который определяется следующим соотношением:

$$\sum_{n=0}^{\infty} \dot{I}_{\text{син}(n)} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\dot{U}_{\text{син}(n)}}{\frac{1}{j\omega_n C_{\text{п}}} + j\omega_n L_{12} + Z_{\text{п}}}. \quad (2.6)$$

Как видно из соотношения (2.6) синфазный ток утечки имеет полигармонический характер с содержанием различных частот, что продиктовано спектральным составом синфазного напряжения. Очевидно, что при $f = 0$

синфазное напряжение приобретает характер постоянного сигнала, что при емкостном характере контура протекания синфазного тока утечки, обеспечивает значение СТУ равное нулю.

Таким образом, важным моментом для обеспечения $\dot{I}_{\text{син}} = 0$ является устранение переменной составляющей в синфазном напряжении. В дальнейшем в данной работе предложено решение, которое позволяет это осуществить.

Наряду с однофазными системами генерирования широко применяются и трехфазные СГФ. Поэтому необходимо уделить внимание рассмотрению трехфазных систем генерирования на базе солнечных фотоэлектрических модулей и полупроводниковых преобразователей. В качестве полупроводникового преобразователя будет рассмотрен трехфазный трехуровневый инвертор напряжения с фиксирующими диодами [124–127]. Данный преобразователь относится к классу многоуровневых, обладает лучшими показателями качества преобразования электрической энергии по сравнению с двухуровневыми. Для определения источников СТУ, с учетом допущений согласно [123], можно привести схему системы генерирования с трехфазным трехуровневым инвертором с фиксирующими диодами к схеме, представленной на Рисунке 2.7.

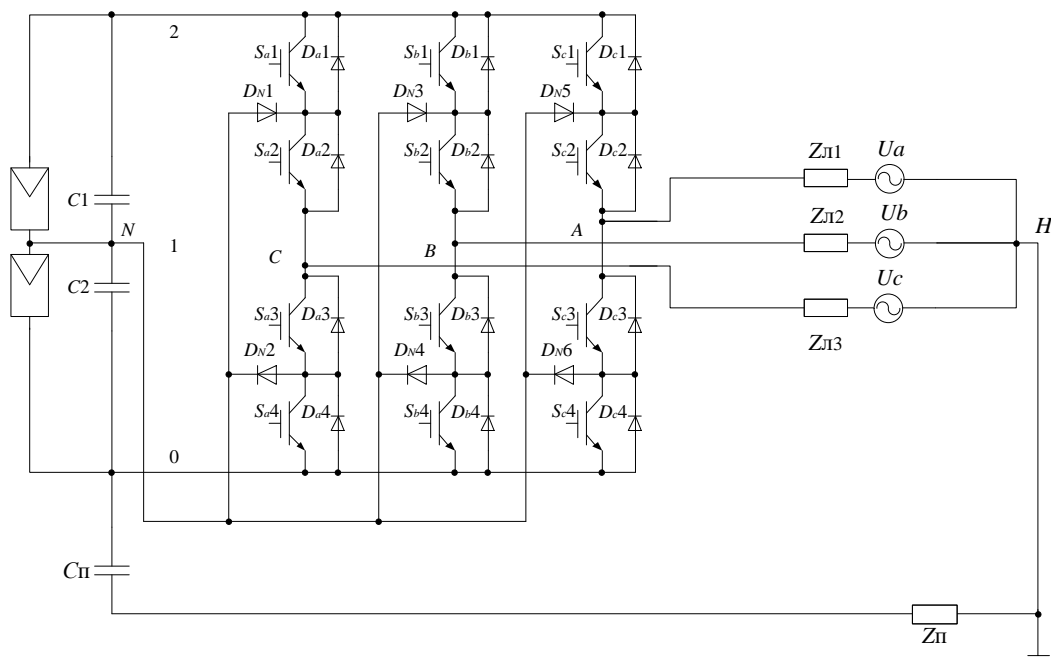


Рисунок 2.7 – СГФ на базе трехфазного трехуровневого преобразователя

На Рисунке 2.7 $Z_{л1}$, $Z_{л2}$ и $Z_{л3}$ – комплексные сопротивления подводящих линий к сети; Z_{Π} – комплексное сопротивление контура утечки; C_{Π} – эквивалентная паразитная емкость СФМ.

Упрощая схему, представленную на Рисунке 2.7, получим схему замещения СГФ (Рисунок 2.8).

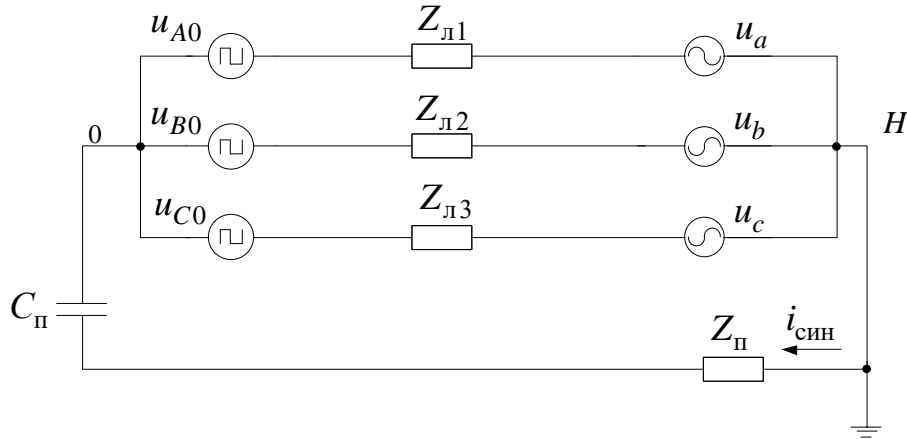


Рисунок 2.8 – Схема замещения СГФ на базе СФМ

Из Рисунка 2.8 не сложно заметить, что на СТУ $i_{\text{син}}$ влияет напряжение между точками «0» и «H» именуемое синфазным напряжением $u_{0H} = u_{\text{син}}$. Используя метод замещения, можно получить соотношение для синфазного напряжения:

$$u_{\text{син}} = \frac{1}{3}(u_{A0} + u_{B0} + u_{C0} + u_a + u_b + u_c), \quad (2.7)$$

где, $u_{A0} + u_{B0} + u_{C0}$ – напряжения, характеризующие внутреннюю ЭДС преобразователя.

Так как используется симметричная трехфазная сеть, то $u_a + u_b + u_c = 0$. С учетом этого соотношение (2.7) примет вид:

$$u_{\text{син}} = \frac{1}{3}(u_{A0} + u_{B0} + u_{C0}). \quad (2.8)$$

Однако присутствие в контуре синфазного напряжения приводит к возникновению СТУ, который определяется как:

$$\sum_{n=0}^{\infty} \dot{I}_{\text{син}(n)} = \frac{\dot{U}_{\text{син}(n)}}{\frac{1}{j\omega_n C_{\Pi}} + Z_{\Pi}}, \quad (2.9)$$

где $\dot{U}_{\text{син}(n)}$ – синфазное напряжение n -й гармоники, $\omega_n = 2\pi fn$ – угловая частота n -й гармоники, f – частота ШИМ, Z_{Π} – комплексное сопротивление контура утечки. Из формулы (2.9) очевидно, что при $f = 0$ комплексное сопротивление $\frac{1}{2\pi fn C_{\Pi}} = \infty$, следовательно $\dot{I}_{\text{син}} = 0$.

Таким образом, важным моментом в устранении тока $\dot{I}_{\text{син}}$ является снижение или устранение переменной составляющей синфазного напряжения. Кроме того, можно заметить из (2.9), что максимальная величина амплитуды СТУ при $u_{\text{син}} \neq 0$ определяется следующим соотношением:

$$i_{\text{син max}} = C_{\Pi} \frac{du_{\text{син}}}{dt}. \quad (2.10)$$

Следовательно, на перепад импульсов ступенчатого синфазного напряжения влияет величина $du_{\text{син}}$, которая, в свою очередь, зависит от схемотехнических особенностей преобразователя (числа фаз, количества уровней).

$$du_{\text{син}} = \Delta u_{\text{син}} = \frac{U_{DC}}{mn}, \quad (2.11)$$

где U_{DC} – напряжение в звене постоянного тока (ЗПТ), напряжение на зажимах СФМ, m – число фаз, n – количества уровней ЗПТ (количество конденсаторов в звене постоянного тока).

Главным элементом, определяющим синфазный ток утечки, является паразитная емкость СФМ. В связи с этим следует, стоит рассмотреть ее подробней.

2.1.2 Факторы, влияющие на величину паразитной емкости солнечного фотоэлектрического модуля.

В солнечном фотоэлектрическом модуле всегда присутствует некоторая емкость между токопроводящими шинами и землей. Эта емкость определяется геометрическими характеристиками и конструктивными особенностями модуля и зависит от способов установки. Данная емкость является паразитной. Соответственно, чем больше площадь поверхности СФМ, тем более он мощный, а значит, тем больше его паразитная емкость. На величину паразитной емкости также повлияет состояние окружающей среды: влажность, запыленность, давление и т.д. Эта емкость, как правило, непосредственно не влияет на изоляционные свойства солнечного фотоэлектрического модуля, но может оказывать сильное воздействие на качество преобразования электрической энергии (ЭЭ) бестрансформаторной СГФ. СФМ образует электрически проводящую поверхность относительно заземленной опорной конструкции [124, 128–130]. Совокупность элементов, определяющих величину паразитной емкости СФМ, представлена на Рисунке 2.9 [124].

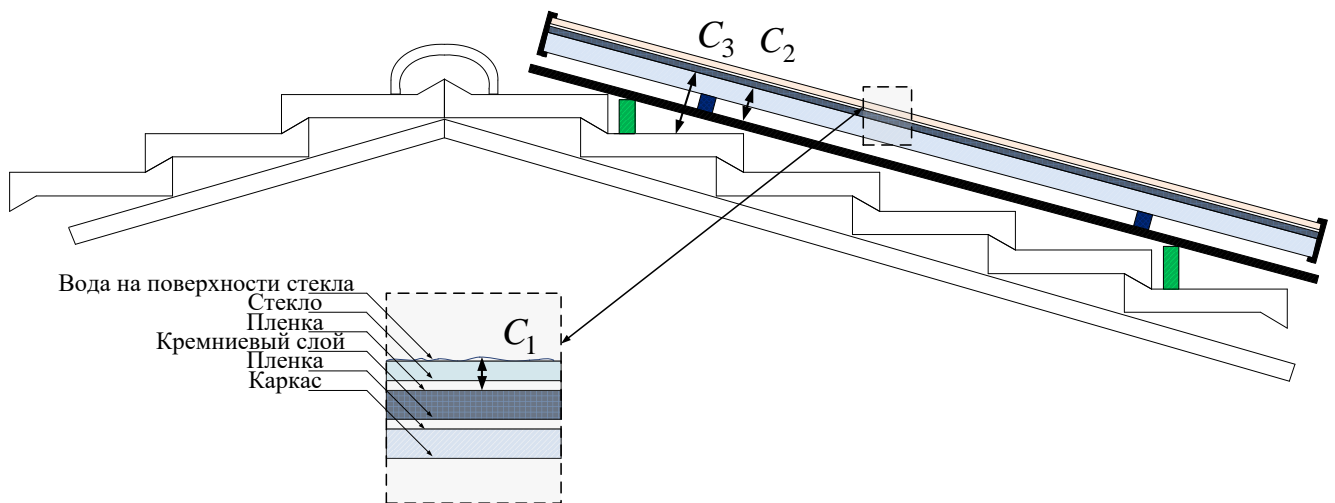


Рисунок 2.9 – Паразитная емкость СФМ

На Рисунке 2.9 приведены элементы определяющие величину паразитной емкости и, как было показано в работе [124], к ним относятся:

C_1 – емкость между поверхностью (влажной) и кремневой подложкой.

C_2 – емкость между кремневой подложкой и заземленной опорной рамой.

C_3 – емкость между кремневой подложкой и крепежной поверхностью (крышей).

Эквивалентную паразитную емкость можно представить в виде конденсатора C_{Π} :

$$C_{\Pi} = C_1 + C_2 + C_3. \quad (2.12)$$

Данная емкость определяется следующей формулой:

$$C = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S}{d}, \quad (2.13)$$

где $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – диэлектрическая постоянная, ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость среды (для стекла $\varepsilon_r \approx 6-10$), S – площадь поверхности конденсатора, d – расстояние между панелями (обкладками) конденсатора.

Параметры S и d не всегда легко определить, особенно d , так как он зависит от способа монтажа. При влажной погоде для паразитной емкости, изображенной на Рисунке 2.9, будет выполняться следующие условие 124:

$$C_1 \gg C_2 \gg C_3. \quad (2.14)$$

Соответственно, во время влажной, дождливой погоды основной вклад в величину C_{Π} вносит C_1 , а величинами емкостей C_2 и C_3 можно пренебречь. В противоположном случае, во время сухой погоды C_1 принимает крайне низкие значения, и, следовательно, величины емкостей C_2 и C_3 должны быть взяты в расчет. Но, тем не менее, в этом случае C_{Π} крайне мала и оказывает не существенное воздействие на формирование синфазного тока утечки. В работе 124 приведен ряд значений для паразитной емкости кремневого СФМ с толщиной стекла 3 – 4 мм, $C_{\Pi} \approx 12-17$ нФ на 1 м² площади поверхности модуля, например, для модуля мощностью 5 кВт суммарная величина составляет $C_{\Pi} \approx 350-550$ нФ; у тонкопленочного СФМ с толщиной стекла 3,2 мм $C_{\Pi} \approx 16$ нФ на 1 м² площади поверхности модуля, что для модуля мощностью 5 кВт составляет суммарную величину $C_{\Pi} \approx 500-800$ нФ.

Синфазный ток утечки может быть крайне опасен, так как протекает по заземленным поверхностям (Рисунок 2.10). Он может быть причиной ускоренного старения и повышения вероятности повреждения изоляции, что в следствии может приводить к различным аварийным ситуациям.

Ток, приводящий к электрическому поражению обслуживающего персонала, называют током поражения ($i_{\text{ПЭТ}}$). Суммарный ток, протекающий в контуре заземления, складывается из тока поражения и синфазного тока утечки 124:

$$i_{\text{сумм}} = i_{\text{син}} + i_{\text{ПЭТ}}. \quad (2.15)$$

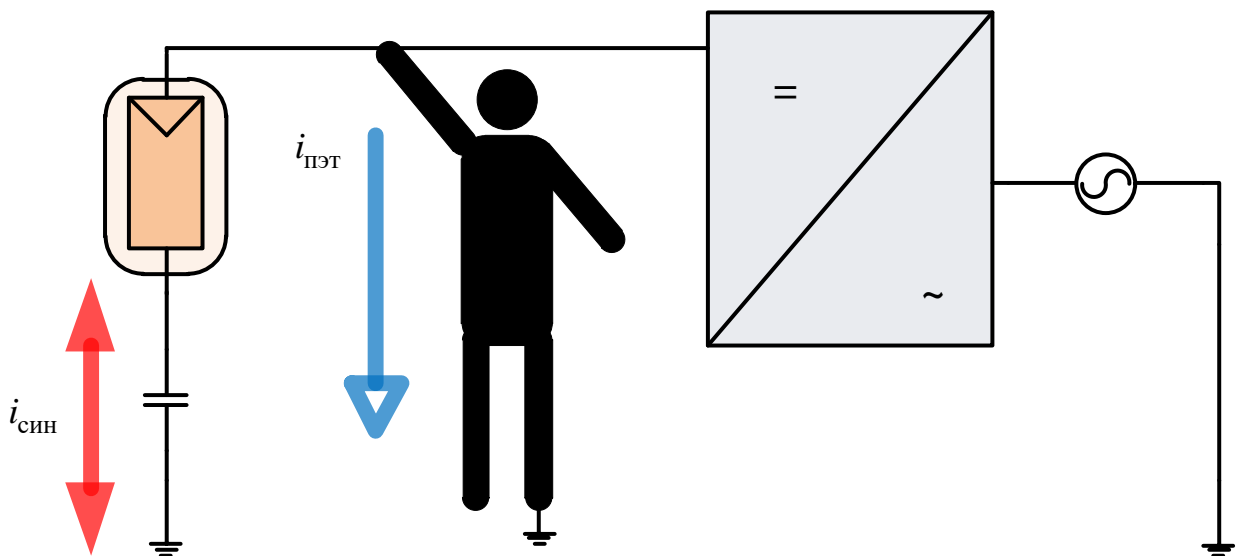


Рисунок 2.10 – Паразитный синфазный ток утечки

Необходимо оговорить, что величина тока поражения равная 30 мА может быть опасной для жизни человека. При детектировании такого тока в контуре заземления полупроводниковый инвертор должен быть немедленно отключен 124. Синфазный ток утечки, может достигать значения 30 мА, поэтому могут происходить ошибочные отключения. Как правило, это случается в дождливые дни (см. Рисунок 2.11) или дни с повышенной влажностью. Частые ложные

срабатывания систем релейной защиты и автоматики ведет к ее ускоренному износу, вследствие выработки ресурса и снижению ее надежности.

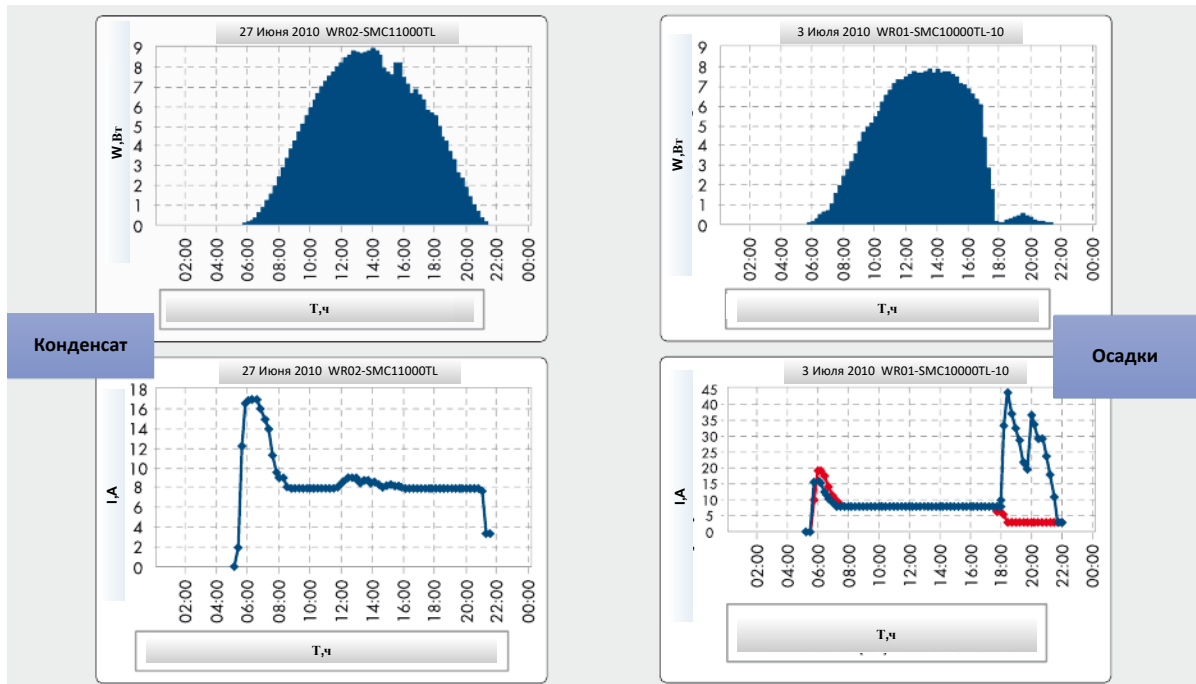


Рисунок 2.11 – Величина синфазного тока утечки 124.

Использование бестрансформаторных СГФ при работе на сеть необходимо подключение устройства ограничения тока (УОТ), которые бы измеряли ток поражения. При достижении порогового значения 30 ...50 мА током поражения УОТ производит отключение СГФ от сети. Например, в Германии данное требование должно выполняться в соответствии с нормативным документом *DIN V VDE V 0126–1–1*. Но при определенных величинах паразитной емкости и погодных условиях, когда синфазный ток утечки достигает пороговых величин, могут происходить ложные отключения СГФ от сети. Для устранения влияние СТУ предлагается подключение дополнительных устройств, которые бы формировали компенсирующий ток $I_{\text{комп}}$ 124:

$$i_{\text{сумм}} = i_{\text{син}} + i_{\text{пэт}} - i_{\text{комп}} \quad (2.16)$$

Компенсирующий ток $i_{\text{комп}}$ необходимо подбирать в пределах порогового значения, чтобы не повлиять на работоспособность УОТ. Значение величины

компенсационного тока, как правило, $I_{\text{комп}} \approx 10-13 \text{ мА}$ [124]. Для этого необходимо правильно подобрать величину компенсирующей емкости. На Рисунке 2.12 представлена структурная схема СГФ с УОТ, в которой установлена компенсирующая емкость.

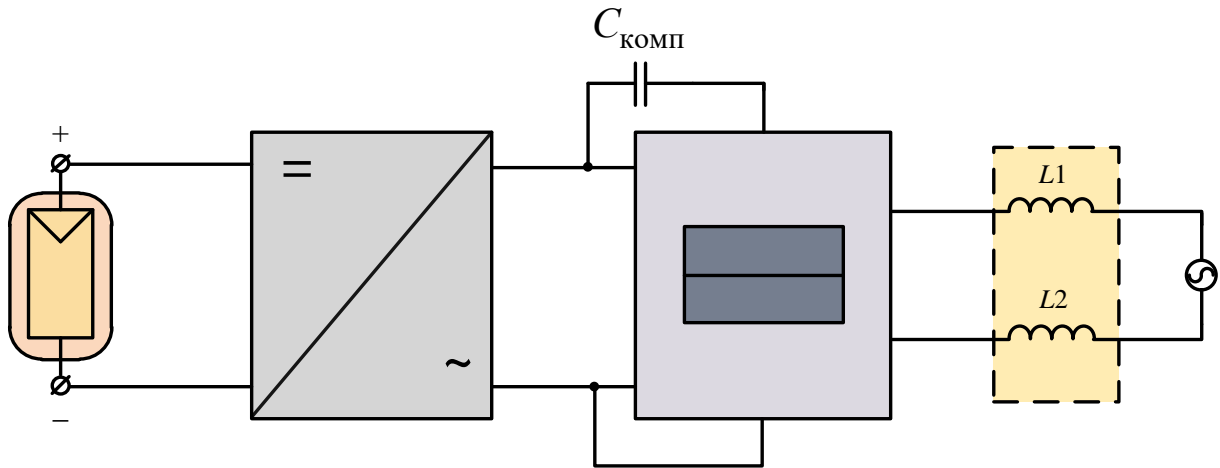


Рисунок 2.12 – УОТ с компенсирующей емкостью

Данная система имеет недостатки, так как дополнительно потребуется установка УОТ и компенсирующей емкости, которая требуют соответствующего расчета. Всего этого можно избежать, если разработать схемотехнические и алгоритмические решения для полупроводникового преобразователя в составе СГФ, которые приводили бы к подавлению или снижению синфазного тока утечки.

2.2 Способы снижения синфазного тока утечки (алгоритмические и схемотехнические способы)

На сегодняшний день разработаны различные способы снижения СТУ, которые можно разделить на несколько типов: схемотехнические и алгоритмические или их совокупность. Кроме того, существуют различные УОТ и компенсирующие устройства. Принцип работы УОТ описан в предыдущем параграфе.

Схемотехнические способы подавления синфазного тока утечки подразумевают использование полупроводниковых преобразователей с различными особенностями. Такие преобразователи можно условно разделить на две группы: АИН, работающие с симметричными и асимметричными фильтрующими дросселями [131]. Если в выражении 2.1.5 приравнять значение одной из индуктивностей к нулю, например $L_1 = 0$, то суммарное напряжение, формирующее СТУ в контуре, показанном на Рисунке 2.6, будет определяться следующим выражением:

$$u_{\text{сумм}} = u'_{\text{диф}} + u_{\text{син}}. \quad (2.17)$$

Тогда, с учетом выражений (2.1) и (2.5), суммарное напряжение примет вид:

$$u_{\text{сумм}} = \frac{(u_{10} - u_{20})(L_2)}{2(L_2)} + \frac{u_{10} + u_{20}}{2} = u_{10}. \quad (2.18)$$

В использовании только одного эквивалентного напряжения преобразователя в качестве источника, формирующего СТУ, заключается особенность применения асимметричных фильтрующих дросселей.

Если в выражении (2.5) приравнять значения индуктивностей $L_1 = L_2$, то, с учетом (2.1) и (2.17), суммарное напряжение будет равно синфазному напряжению.

$$u_{\text{сумм}} = u_{\text{син}}. \quad (2.19)$$

В использовании полсуммы эквивалентных напряжений преобразователя в качестве источника, формирующего СТУ, заключается особенность применения симметричных фильтрующих дросселей.

Следовательно, топологии автономных инверторов напряжения, работающие с асимметричными фильтрующими дросселями, – это различного рода полумостовые схемы [132–133]. Топологии полумостовых инверторов в составе СГФ представлены в предыдущей главе (Рисунки 1.13 – 1.14). В СГФ использующей данные преобразователи, сеть подключается между средней точкой конденсаторов звена постоянного тока и средней точкой стойки. Алгоритм работы такого полупроводникового преобразователя подразумевает

формирования напряжения в сеть относительно уровня половины напряжения звена постоянного тока (ЗПТ). Следовательно, синфазное напряжение примет значение, равное половине напряжения звена постоянного тока. Недостатком данных топологий является увеличение динамических потерь мощности, а также затруднено поддержание баланса напряжения на конденсаторах ЗПТ.

Схемотехнические способы, использующие симметричные фильтрующие дроссели, как правило, основываются на установке дополнительных ключей, встроенных в схему преобразователя. Эти ключи позволяют отключать звено постоянного тока от нагрузки в некоторые интервалы времени, обусловленные алгоритмом работы СГФ. Это такие топологии АИН как «H5», «H6», «HERIC» (Рисунки 1.10 – 1.12) , представленные в предыдущей главе и описанные в 134, 135. Алгоритм работы таких преобразователей в составе СГФ заключается в отключении СФМ от сети во время интервала нулевой паузы при которой образуется так называемый «свободный путь» (в англоязычной литературе *freewheeling path*). Для этого устанавливаются дополнительные коммутирующие элементы схемы. Недостатком данных схем является увеличение динамических и статических потерь мощности, усложнение алгоритма работы.

Применяются и компенсирующие устройства или активные фильтры 136, направленные на исключение воздействия синфазного напряжения, т.е. его компенсацию. Принцип работы таких устройств состоит в том, что требуется еще один преобразователь, который будет формировать напряжение обратное синфазному напряжению (Рисунок 2.13). На Рисунке 2.13 основной преобразователь ($S1 - S4$), компенсирующий преобразователь ($Sa1 - Sa4$), в таком случае выражение (2.19) примет вид:

$$u_{\text{сумм}} = u_{\text{син}} - u_{\text{ст}} \quad (2.20)$$

Если в выражении (2.20) $u_{\text{ст}}$ сделать равным синфазному напряжению, то можно компенсировать воздействие этого напряжения, а, следовательно, и СТУ.

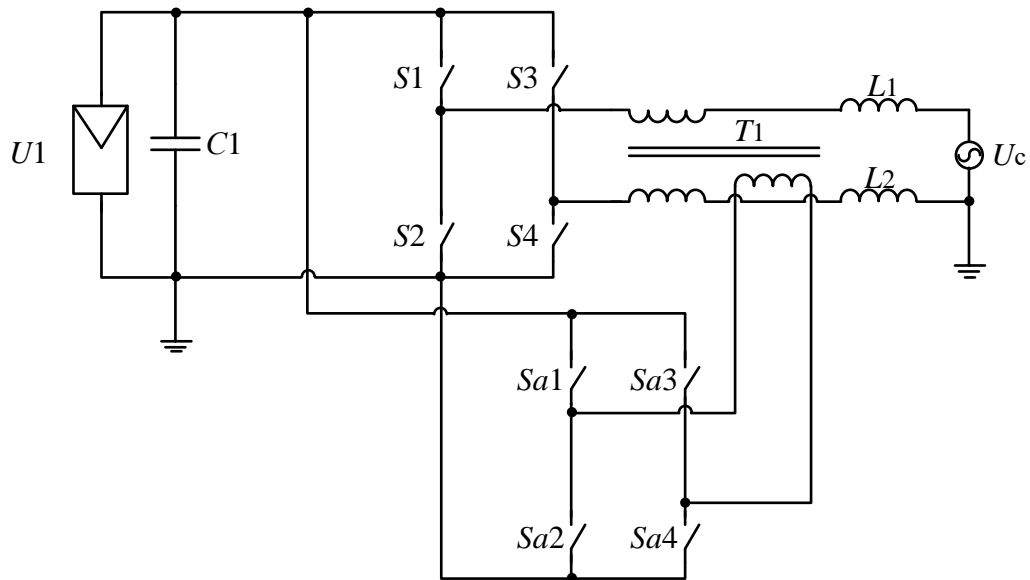


Рисунок 2.13 – СГФ с устройством компенсации, преобразователь $Sa1–Sa4$

Недостатком таких устройств является усложнение алгоритма, установка еще одного преобразователя и наличие трансформатора, что соответствующим образом сказывается на цене и массогабаритных показателях.

К алгоритмическим способам снижения СТУ относят применение в полупроводниковых преобразователях в составе СГФ различного рода типов ШИМ. Самым простым способом является применение биполярной ШИМ 55, которая является одним из вариантов скалярной ШИМ. Биполярная ШИМ используется в мостовом двухуровневом инверторе, описанном в предыдущей главе (Рисунок 1.9). Алгоритм работы преобразователя при этой ШИМ предполагает попарное переключение ключей S_1 и S_4 либо S_2 и S_3 . С учетом выражений (2.1) и (2.17), значение синфазного напряжения остается всегда постоянным и равно напряжению ЗПТ. Как уже отмечалось, при данной ШИМ растут динамические и статические потери мощности, что приводит к снижению КПД.

Кроме того применяют различного рода «селективные» алгоритмы ШИМ [137–138]. Алгоритм работы данных типов ШИМ предполагает использование лишь части КСК, обладающими одинаковыми значениями $u_{\text{син}}$. При работе данной ШИМ АИН с большим количеством уровней переходит в режим работы с

меньшим количеством уровней. Например, трехуровневый преобразователь переходит в двухуровневый режим работы (Рисунок 2.14) 139. Данные типы ШИМ максимально позволяют снизить СТУ без снижения КПД инвертора. Однако, как правило, применение «селективных» типов ШИМ приводит к снижению глубины модуляции, что в свою очередь приводит к снижению амплитуды первой гармоники выходного напряжения формируемого АИН. А также в некоторых случаях к искажению выходного напряжения формируемого АИН.

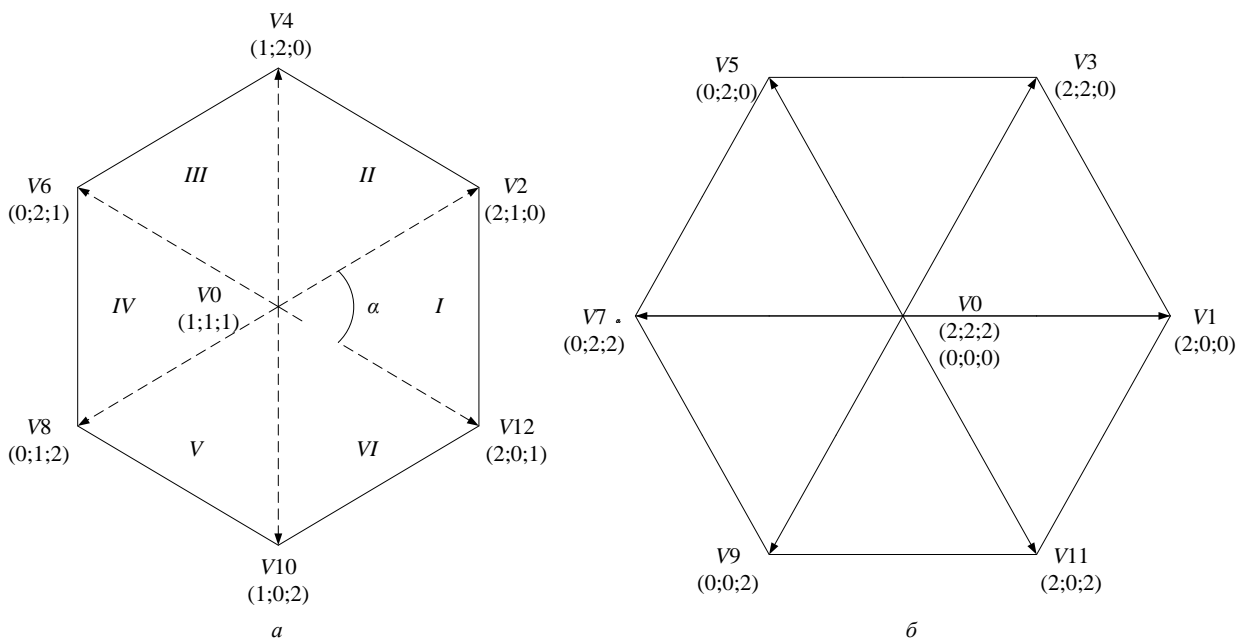


Рисунок 2.14 – Векторные диаграммы трехфазного трехуровневого АИН в двухуровневом режиме работы: а) – с подавлением СТУ, б) – без подавления СТУ

2.3 Синтез топологии полупроводникового преобразователя в составе СГФ для подавления синфазного тока утечки

Однофазные АИН в составе СГФ, как правило, имеют небольшую установленную мощность. Поэтому их силовая часть может быть реализована на базе однофазной трехуровневой схемы с фиксирующими диодами (Рисунок 2.15) 139. В ряде случаев для управления преобразователем применяют векторный алгоритм ШИМ, который позволяет просто реализовывать баланс напряжений на

конденсаторах звена постоянного тока. Известно, что управление преобразователем с векторным алгоритмом ШИМ основано на принципе использования комбинаций состояний ключей. При этом выбор последовательности КСК должен отвечать требованию синтеза задающего вектора \bar{V}^* и баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока.

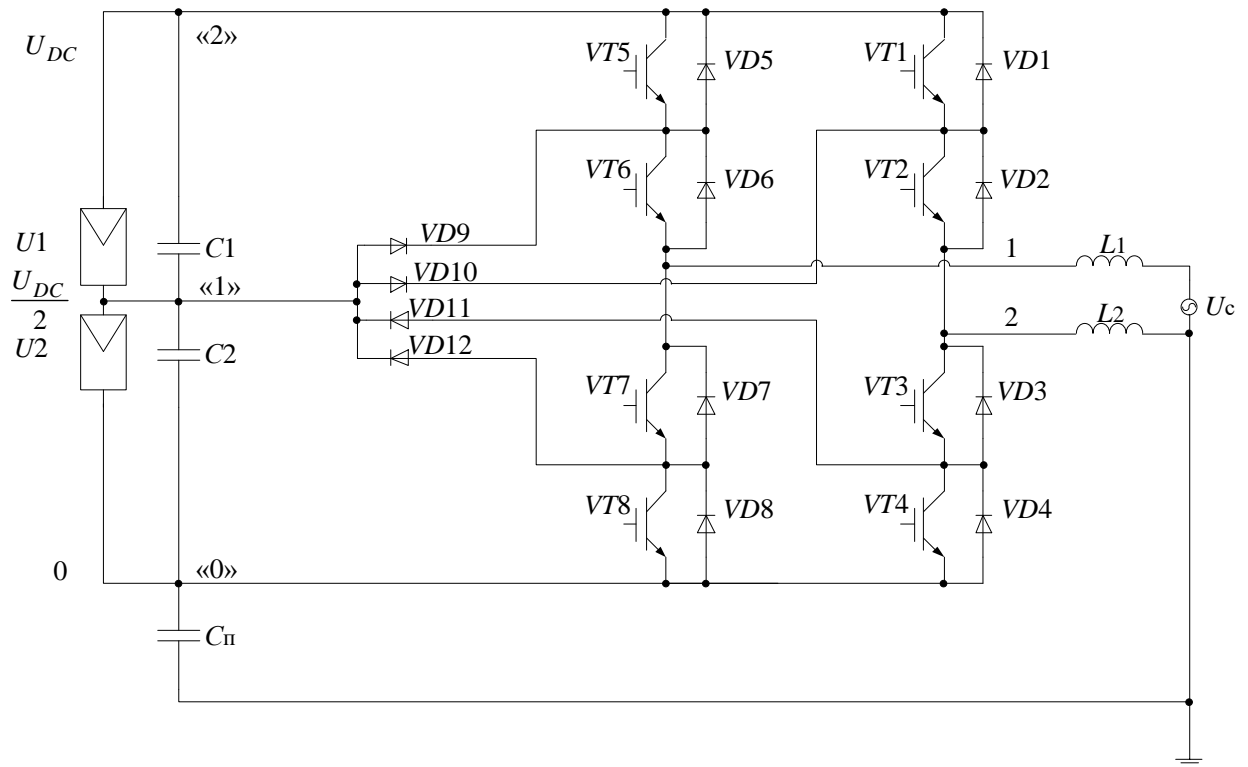


Рисунок 2.15 – Схема АИН в составе СГФ на базе однофазного трехуровневого преобразователя

Для однофазного трехуровневого преобразователя наиболее распространенный набор КСК имеет следующий вид: (2;0), (2,1), (1;0), (2;2), (1;1), (0;0), (0;1), (1,2), (0;2). Набор комбинаций состояния ключей данного однофазного трехуровневого преобразователя представлен в Таблице 2.1. Первая цифра отражает номер соответствующего узла соединения конденсаторов звена постоянного тока, подключенного к выводу 1, а вторая – к выводу 2 преобразователя.

Таблица 2.1 – Уровни напряжений КСК

КСК	(2;0)	(2;1)	(1;0)	(2;2)	(1;1)	(0;0)	(0;1)	(1;2)	(0;2)
u_{10}	U_{DC}	U_{DC}	$\frac{U_{DC}}{2}$	U_{DC}	$\frac{U_{DC}}{2}$	0	0	$\frac{U_{DC}}{2}$	0
u_{20}	0	$\frac{U_{DC}}{2}$	0	U_{DC}	$\frac{U_{DC}}{2}$	0	$\frac{U_{DC}}{2}$	U_{DC}	U_{DC}
$u_{\text{диф}}$	U_{DC}	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	0	0	0	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-U_{DC}$
$u_{\text{син}}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{3U_{DC}}{4}$	$\frac{U_{DC}}{4}$	U_{DC}	$\frac{U_{DC}}{2}$	0	$\frac{U_{DC}}{4}$	$\frac{3U_{DC}}{4}$	$\frac{U_{DC}}{2}$

В Таблице 2.1 представлены все КСК и соответствующие им уровни напряжений u_{10} , u_{20} , $u_{\text{син}}$ и $u_{\text{диф}}$, формирующиеся в процессе работы преобразователя. Видно, что в процессе синтеза \bar{V}^* синфазное напряжение принимает пять различных уровней, что приводит к возникновению синфазного тока утечки $i_{\text{син}}$.

Для решения ранее поставленной задачи по подавлению синфазного тока утечки необходимыми являются два условия:

1) Для любого значения дифференциального напряжения

$$u_{\text{диф}} \in \left\{ U_{DC}; \frac{U_{DC}}{2}; 0; -\frac{U_{DC}}{2}; -U_{DC} \right\}, \text{ формирующегося при заданной}$$

последовательности КСК, необходимо обеспечить такое синфазное напряжение, которое имело бы постоянный уровень, т.е. $f = 0$ и не зависело от КСК на всем периоде синтеза \bar{V}^* .

2) Напряжения, формирующиеся на зажимах «1» и «2», должны изменяться в пределах $0 \leq u_{10} \leq U_{DC}$, $0 \leq u_{20} \leq U_{DC}$.

Нетрудно показать, что этим условиям удовлетворяют только решения для систем уравнений, записанных для пяти значений дифференциального напряжения и только при одном уровне синфазного сигнала $u_{\text{син}} = \frac{U_{DC}}{2}$, Таблица

2.2. В качестве решений в Таблице 2.2 представлены уровни напряжений u_{10} и u_{20} , а также соответствующие им КСК.

Таким образом, из Таблицы 2.1 видно, что в СГФ для подавления синфазного тока утечки однофазный трехуровневый преобразователь должен быть модернизирован в новое преобразовательное устройство, удовлетворяющее следующим условиям:

– Число уровней напряжения звена постоянного тока преобразователя должно быть равно четырем. В преобразователе должна быть возможность осуществлять коммутацию данных уровней.

– Алгоритм управления в преобразователя должен содержать в себе комбинации состояния ключей, представленные в Таблице 2.2

На Рисунке 2.16 представлен преобразователь [140–141], который удовлетворяет всем вышеперечисленным требованиям. Коммутаторы $SA_1 – SA_6$ представляют собой двунаправленные ключи, реализованные, как представлено на Рисунке 2.16. Остальные варианты построения двунаправленных ключей предложены в работе 142.

Таблица 2.2 – Формирование уровней напряжения по КСК

Система уравнений	$\begin{cases} \frac{u_{10} + u_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ u_{10} - u_{20} = U_{DC} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{u_{10} + u_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ u_{10} - u_{20} = \frac{U_{DC}}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{u_{10} + u_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ u_{10} - u_{20} = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{u_{10} + u_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ u_{10} - u_{20} = \frac{-U_{DC}}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{u_{10} + u_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ u_{10} - u_{20} = -U_{DC} \end{cases}$
$u_{\text{син}}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$
$u_{\text{диф}}$	U_{DC}	$\frac{U_{DC}}{2}$	0	$\frac{-U_{DC}}{2}$	$-U_{DC}$
u_{10}	U_{DC}	$\frac{3U_{DC}}{4}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{4}$	0
u_{20}	0	$\frac{U_{DC}}{4}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{3U_{DC}}{4}$	U_{DC}
КСК	(4;0)	(3;1)	(2;2)	(1;3)	(0;4)

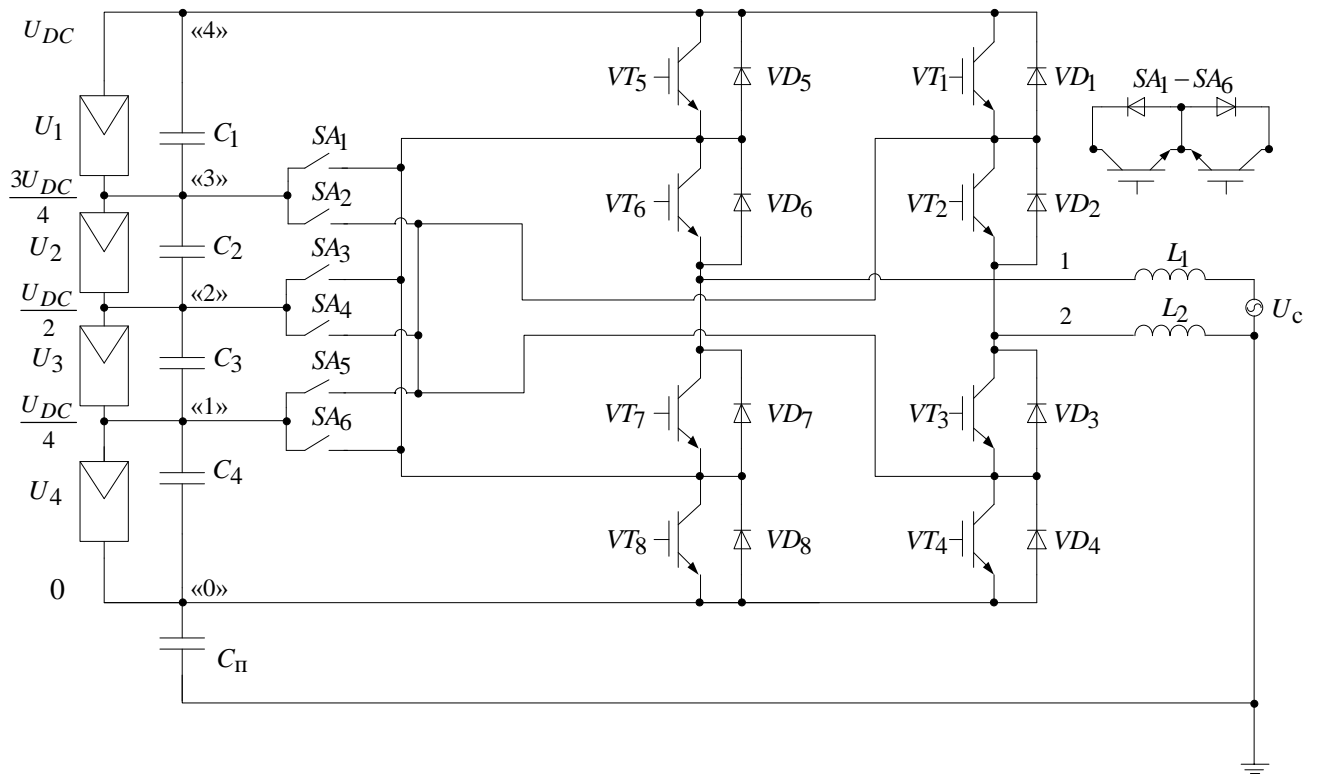


Рисунок 2.16 – Схема предложенного преобразователя с подавлением синфазного тока утечки

2.4 Алгоритм векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для подавления синфазного тока утечки (СТУ)

На сегодняшний день широкое распространение получили алгоритмы векторной ШИМ, так как они обладают рядом преимуществ по сравнению с скалярными алгоритмами [143–144]. Например, в трехфазных системах алгоритм векторной ШИМ позволяет повысить выход первой гармоники формируемого напряжения на 15 % [143], снизить амплитуды высших гармоник в спектральном составе выходного напряжения [144]. Кроме вышеизложенного, применение векторной ШИМ позволяет производить необходимый выбор образующих векторов внутри последовательности КСК, который позволяет производить баланс напряжения на конденсаторах ЗПТ, вводить или исключать дублирующие комбинации, например, для снижения величины синфазного тока утечки. Также алгоритмы векторной ШИМ позволяют уменьшить число коммутаций внутри

такта ШИМ, что приводит к снижению динамических потерь мощности АИН и в итоге приводит к повышению КПД. Несмотря на широкие возможности векторных алгоритмов ШИМ, в настоящее время разработчиками слабо использованы их свойства, направленные на подавление СТУ. Поэтому в рамках данной диссертационной работы автором была поставлена задача о необходимости разработки алгоритма ШИМ, предназначенного для управления многоуровневым АИН в составе СГФ и направленного на подавление синфазного тока утечки при условии осуществления задачи по синусоидальной аппроксимации выходного напряжения АИН. Разрабатываемая ШИМ будет строиться на основе векторной ШИМ, т.е. на векторном представлении выходного напряжения АИН.

Реализация векторной ШИМ в общем виде подразумевает выполнение следующей процедуры 85, 90:

1. Выбор образующих векторов для синтеза задающего вектора;
2. Расчет весовых коэффициентов для образующих векторов;
3. Задание последовательности КСК, необходимых для синтеза задающего вектора;
4. Определение условий, расположения задающего вектора в сегменте.

Для реализации выше отмеченной процедуры по выбору образующих векторов, при удовлетворении условия по формированию синфазного напряжения с частотой $f = 0$, необходимо использовать КСК, приведенные в Таблице 2.2. На Рисунке 2.17 представлена векторная диаграмма, отражающая образующие векторы и соответствующие им комбинации состояния ключей разработанного АИН. КСК (2; 2) соответствует вектор $\overline{V0}$; КСК (3; 1) соответствует вектор $\overline{V1}$; КСК (4; 0) соответствует вектор $\overline{V2}$; КСК (1; 3) соответствует вектор $\overline{V3}$; КСК (0; 4) соответствует вектор $\overline{V4}$. Пространство векторной диаграммы можно условно разделить на восемь сегментов (I – VIII), границей между которыми являются перпендикуляры, опущенные в концы векторов $\overline{V0}$, $\overline{V1}$, $\overline{V2}$, $\overline{V3}$ и $\overline{V4}$.

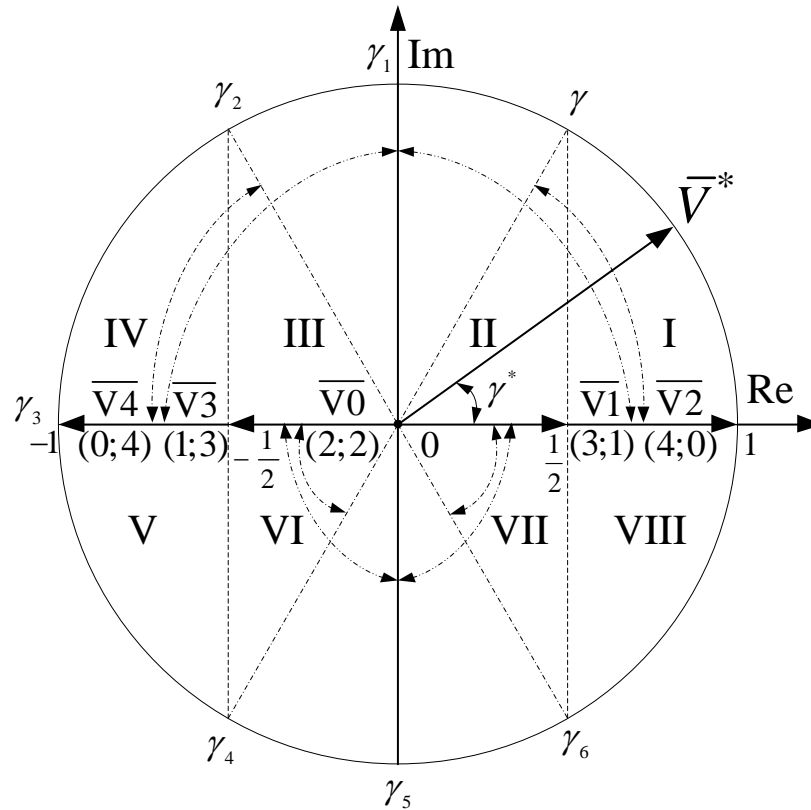


Рисунок 2.17 – Векторная диаграмма образующих векторов для ПП, представленного в предыдущем параграфе

Для решения поставленной задачи по синтезу алгоритма ШИМ по управлению преобразователем для подавления СТУ, будем формировать задающий вектор из ряда образующих векторов $\bar{V}0, \bar{V}1, \bar{V}2, \bar{V}3, \bar{V}4$, которым соответствуют синфазные напряжения, равные $u_{\text{син}} = \frac{U_{DC}}{2}$. В итоге синтез задающего вектора \bar{V}^* из данных образующих векторов, позволяет сформировать постоянное синфазное напряжение $u_{\text{син}} = \frac{U_{DC}}{2}$ и выходное напряжение $u_{\text{диф}}$ с синусоидальной аппроксимацией.

Методика расчета весовых коэффициентов образующих векторов, требуемых для синтеза задающего вектора представлена в работах 145, 81. Весовые коэффициенты, используемые при синтезе векторной ШИМ в однофазном преобразователе в каждом сегменте находятся путем решения системы линейных уравнений:

$$\begin{cases} |V^*| \cos \gamma^* = \tau_i |V_i| \cos \alpha + \tau_j |V_j| \cos \beta \\ 1 = \tau_i + \tau_j \end{cases}, \quad (2.21)$$

где: τ_i, τ_j – весовой коэффициент i -го, j -го образующего вектора; $|V_i|, |V_j|$ – модуль i -го, j -го образующего вектора; $|V^*|$ – модуль задающего вектора; γ^* – угол между осью Re на векторной диаграмме и задающим вектором; α, β – углы относительно оси Re на векторной диаграмме i -го, j -го образующего вектора. С учетом того, что образующие вектора расположены на одной оси, то $\alpha = \beta = 0^\circ$ и, следовательно, $\cos \alpha = \cos \beta = 1$, тогда соотношение (2.21) примет вид:

$$\begin{cases} |V^*| \cos \gamma^* = \tau_i |V_i| + \tau_j |V_j| \\ 1 = \tau_i + \tau_j \end{cases}. \quad (2.22)$$

Полученные соотношения для весовых коэффициентов образующих векторов представлены в Таблице 2.3. Из несложных математических выкладок следует, что весовые коэффициенты образующих векторов для оппозитных сегментов, таких как I и VIII, II и VII, III и VI, IV и V, между собой равны.

Таблица 2.3– Весовые коэффициенты

Номер сегмента	Весовые коэффициенты
I, VIII	$\tau_{11} = \tau_{81} = -1 + 2 \cdot V^* \cdot \cos(\gamma^*)$ $\tau_{12} = \tau_{82} = 2 - 2 \cdot V^* \cdot \cos(\gamma^*)$
II, VII	$\tau_{21} = \tau_{71} = 2 \cdot V^* \cdot \cos(\gamma^*)$ $\tau_{20} = \tau_{70} = 1 - 2 \cdot V^* \cdot \cos(\gamma^*)$
III, VI	$\tau_{33} = \tau_{63} = -2 \cdot V^* \cdot \cos(\gamma^*)$ $\tau_{30} = \tau_{60} = 1 + 2 \cdot V^* \cdot \cos(\gamma^*)$

IV, V	$\tau_{43} = \tau_{53} = 2 + 2 \cdot V^* \cdot \cos(\gamma^*)$ $\tau_{44} = \tau_{54} = -1 - 2 \cdot V^* \cdot \cos(\gamma^*)$
-------	--

Совокупность комбинаций состояний ключей в разработанном преобразователе с учетом требования формирования постоянного синфазного напряжения (Таблица 2.2) приводит к выводу о необходимости применения пяти образующих векторов для синтеза задающего вектора, представленных на векторной диаграмме. С точки зрения последовательности и длительности коммутации КСК нет никаких критичных ограничений при выполнении требования по формированию постоянного синфазного напряжения. Однако, с точки зрения уменьшения числа коммутаций, а, как следствие, снижения динамических потерь мощности в преобразователе, задание последовательности КСК крайне важная задача. В Таблице 2.4 представлен один из возможных вариантов формирования последовательности комбинаций состояний ключей, распределенных по сегментам. Также для общего снижения числа коммутаций возможно снижение межсегментных коммутаций, для этого необходимо заканчивать такт ШИМ в одном сегменте и начинать в другом с включения одной и той же комбинации состояния ключей.

Таблица 2.4 – Последовательность КСК

Номер сегмента	Последовательность КСК
I, VIII	$\overline{V1}_{(3;1)} \rightarrow \overline{V2}_{(4;0)} \rightarrow \overline{V2}_{(4;0)} \rightarrow \overline{V1}_{(3;1)}$
II, VII	$\overline{V1}_{(3;1)} \rightarrow \overline{V0}_{(2;2)} \rightarrow \overline{V0}_{(2;2)} \rightarrow \overline{V1}_{(3;1)}$
III, VI	$\overline{V3}_{(1;3)} \rightarrow \overline{V0}_{(2;2)} \rightarrow \overline{V0}_{(2;2)} \rightarrow \overline{V3}_{(1;3)}$
IV, V	$\overline{V3}_{(1;3)} \rightarrow \overline{V4}_{(0;4)} \rightarrow \overline{V4}_{(0;4)} \rightarrow \overline{V3}_{(1;3)}$

Перейдем к определению граничных условий перехода задающего вектора из одного сегмента в другой.

Синтез задающего вектора \bar{V}^* , в соответствии с определенными весовыми коэффициентами происходит в соответствии с выражением (1.3). Нахождение задающего вектора в выбранном сегменте определяется условием пересечения соответствующей граничной линии:

$$V_{\text{гpi}} \leq \bar{V}^* \leq V_{\text{гpj}}, \quad (2.23)$$

Уравнение граничной линии в полярной системе координат задаются следующим выражением:

$$\begin{aligned} V_{\text{гpi}} &= \frac{|V_i|}{\cos(\gamma^* - \alpha)}, \\ V_{\text{гpj}} &= \frac{|V_j|}{\cos(\gamma^* - \beta)}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Однако, при условии, что $\alpha = \beta = 0^\circ$ и, с учетом того, что длина задающего вектора равна глубине модуляции M , то, преобразуя соотношение (2.23), получим:

$$\gamma_u \leq \gamma^* \leq \gamma_k, \quad (2.25)$$

где γ_u , γ_k – значения углов, определяющих границы сегмента, используемых для нахождения положения задающего вектора. Значения данных углов зависят от глубины модуляции и в общем виде определяются следующими соотношениями:

$$\gamma_u = \arccos\left(\frac{|V_i|}{M}\right); \gamma_k = \arccos\left(\frac{|V_j|}{M}\right). \quad (2.26)$$

На Рисунке 2.18 представлены временные диаграммы, отражающие формирование выходных напряжений u_{10} , u_{20} и $u_{\text{син}}$ с учетом того, что в каждом сегменте при синтезе задающего вектора \bar{V}^* произведен только один такт коммутации комбинаций состояний ключей.

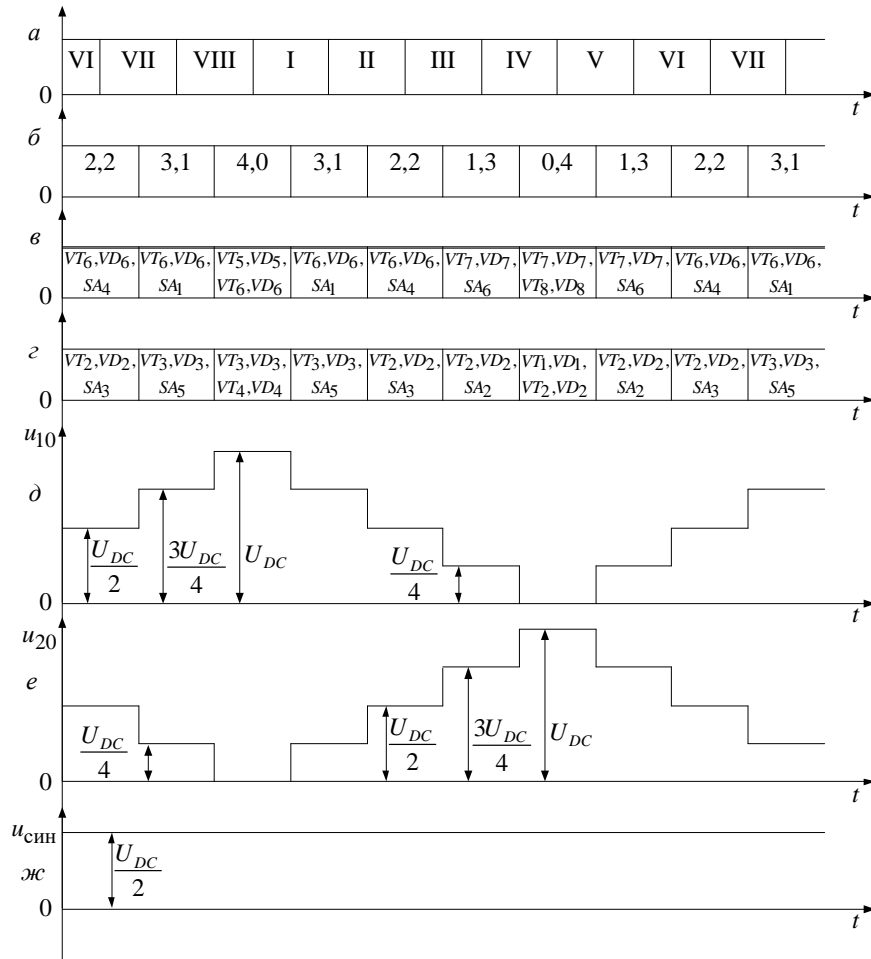


Рисунок 2.18 – Временные диаграммы: а) – номер сегмента; б) – КСК; в), г) – последовательность коммутации ключей преобразователя; д) – u_{10} ; е) – u_{20} ; ж) – $u_{\text{син}}$

На Рисунке 2.18 представлены диаграммы распределения во времени (по сегментам) интервалов применения образующих векторов для синтеза \vec{V}^* , т.е. последовательности требуемых КСК (соответствующие коммутируемые транзисторы Рисунок 2.16, Приложение А), которые формируют необходимые уровни напряжений u_{10} и u_{20} (Рисунок 2.18, д, е). Как видно из Рисунка 2.18, б, при синтезе задающего вектора \vec{V}^* использованы КСК, необходимые для формирования постоянного синфазного напряжения.

Для подтверждения теоретически полученных результатов была создана имитационная модель в программном обеспечении (ПО) *PSIM*. Данная модель была использована с целью проверки формирования алгоритмом векторной ШИМ

постоянного уровня синфазного напряжения на выходе преобразователя для подавления синфазного тока утечки.

На Рисунке 2.19 представлены эпюры тока сети, синфазного тока утечки и синфазного напряжения в составе СГФ, где в качестве АИН использован однофазный трехуровневый преобразователь с фиксирующими диодами, работающий на сеть без подавления синфазного тока утечки, полученные путем имитационного моделирования в ПО *PSIM*. Видно, что синфазное напряжение $u_{\text{син}}$ имеет переменный характер. Синфазный ток $i_{\text{син}}$ значительно ухудшает генерируемый преобразователем в сеть ток i_c .

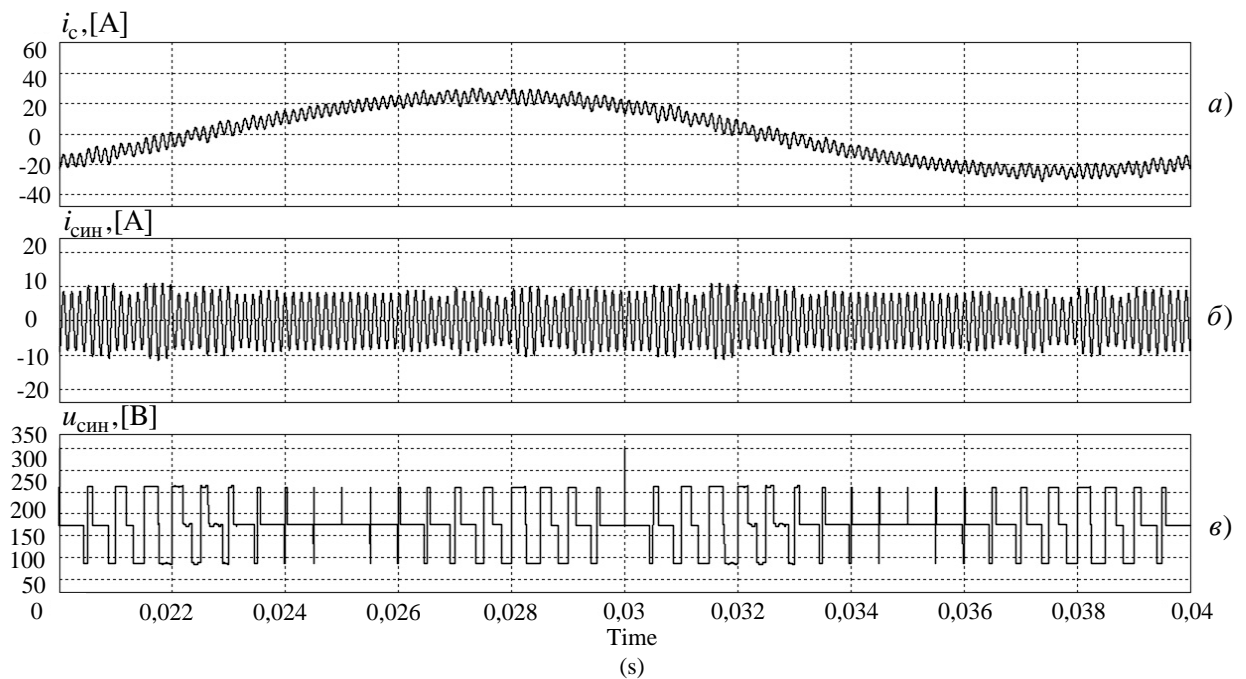


Рисунок 2.19 – Диаграммы токов и напряжения АИН без подавления синфазного тока утечки: а) – ток сети i_c ; б) – синфазный ток утечки $i_{\text{син}}$; в) – синфазное напряжение $u_{\text{син}}$.

На Рисунке 2.20 представлены эпюры тока сети i_c , синфазного тока утечки $i_{\text{син}}$ и синфазного напряжения в СГФ $u_{\text{син}}$, которые получены в результате применения предложенного автором АИН, работающий на сеть, и с применением разработанного алгоритма управления с подавлением синфазного тока утечки.

Данные диаграммы получены путем имитационного моделирования в ПО *PSIM*. Из сравнения с ранее представленными диаграммами видно, что предложенное решение позволило получить постоянное синфазное напряжение, а, следовательно, подавить синфазный ток утечки.

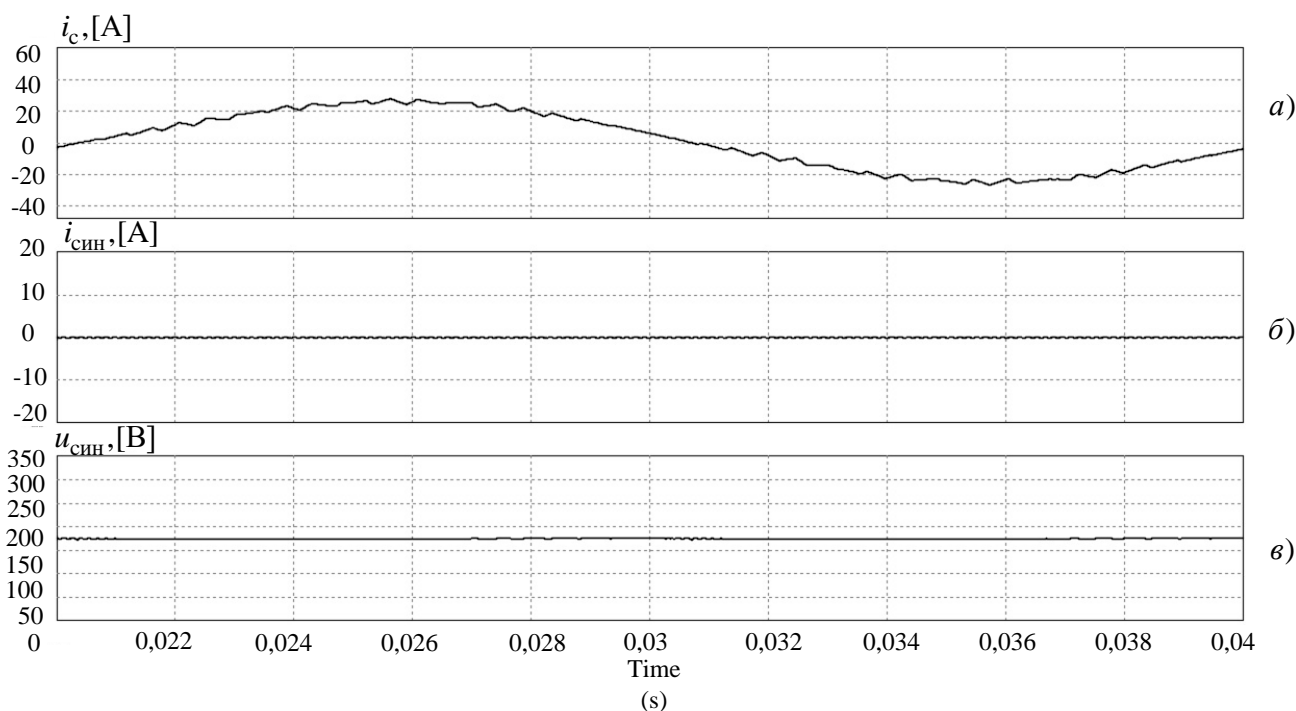


Рисунок 2.20 – Диаграммы токов и напряжения АИН с подавлением синфазного тока утечки: а) – ток сети i_c ; б) – синфазный ток утечки $i_{\text{син}}$; в) – синфазное напряжение $u_{\text{син}}$.

Таким образом, разработанный однофазный преобразователь с применением предложенного алгоритма векторной ШИМ позволяют решить ранее поставленную задачу по подавлению синфазного тока утечки, т.е. формирует постоянное синфазное напряжение $u_{\text{син}}$ (с частотой $f = 0$), но при этом дифференциальное напряжение $u_{\text{диф}}$ остается знакопеременным ступенчатым и промодулированным по синусоидальному закону, о чем свидетельствует синусоидальная форма тока сети.

2.5 Алгоритм векторной ШИМ для подавления СТУ при применении трехфазного АИН

В данном разделе будут рассмотрены процессы реализации векторной ШИМ для трехфазных трехуровневого и пятиуровневого полупроводниковых преобразователей с фиксирующими диодами как наиболее широко распространенных многоуровневых преобразователей. Как и в предыдущем параграфе ставится задача разработки алгоритма ШИМ, предназначенного для управления многоуровневым АИН в составе СГФ и направленного на подавление синфазного тока утечки при условии осуществления задачи по синусоидальной аппроксимации выходного напряжения АИН. Выбор векторной ШИМ для применения в трехфазных СГФ обусловлен наличием преимуществ над другими алгоритмами ШИМ, о которых говорилось в предыдущем параграфе. Кроме того, реализация алгоритма векторной ШИМ в АИН позволяет максимально ясно представить возможности АИН как объекта управления [83]. Алгоритм векторной ШИМ обладает большой вариативной возможностью по перестановке образующих векторов внутри последовательности КСК в любом треугольнике на векторной диаграмме (Рисунок 2.21), а также между треугольниками в соответствии с поставленными задачами. К таким задачам относятся уменьшение числа коммутаций, выполнения баланса напряжений на конденсаторах ЗПТ, выравнивание токовой загрузки ключей 90 и т.д. В этой связи автором поставлена задача по созданию алгоритма управления трехфазными многоуровневыми АИН в составе СГФ, который бы позволил подавить или снизить синфазный ток утечки.

Для этого рассмотрим Рисунок 2.21, где приведена векторная диаграмма, отражающая образующие вектора трехфазного трехуровневого преобразователя с фиксирующими диодами, показанного на Рисунке 2.7. Для трехфазного трехуровневого преобразователя набор КСК состоит из 27 комбинаций соответствующих девятнадцати векторам. Введем обозначение КСК в следующем виде (x, y, z) , где каждая переменная соответствует номеру узла ЗПТ, который

подключен к фазным стойкам преобразователя «А», «В», «С» соответственно (Рисунок 2.7).

Вся совокупность КСК для трехфазного трехуровневого преобразователя представлена в Таблице 2.5.

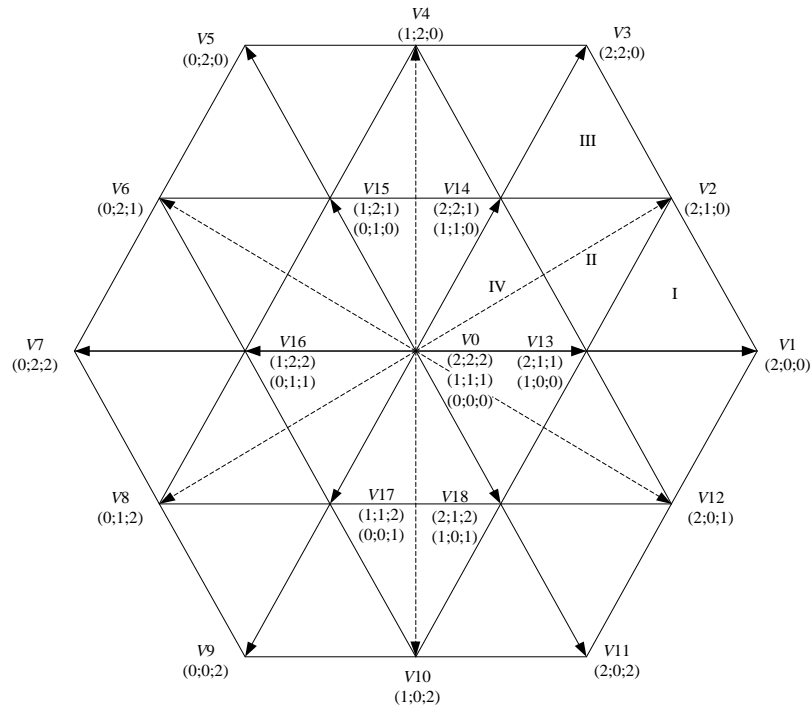


Рисунок 2.21 – Векторная диаграмма образующих векторов трехфазного трехуровневого преобразователя

Таблица 2.5 – Комбинации состояния ключей трехфазного трехуровневого преобразователя

№	КСК	u_{A0}	u_{B0}	u_{C0}	$u_{\text{син}}$	V_i
1	(2;0;0)	U_{DC}	0	0	$U_{DC}/3$	V1
2	(2;1;0)	U_{DC}	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/2$	V2
3	(2;1;1)	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$2U_{DC}/3$	V13
4	(1;0;0)	$U_{DC}/2$	0	0	$U_{DC}/6$	V13
5	(2;2;2)	U_{DC}	U_{DC}	U_{DC}	U_{DC}	V0
6	(1;1;1)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	V0
7	(0;0;0)	0	0	0	0	V0

Продолжение таблицы 2.5

8	(2;2;1)	U_{DC}	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$5U_{DC}/6$	V14
9	(1;1;0)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/3$	V14
10	(2;2;0)	U_{DC}	U_{DC}	0	$2U_{DC}/3$	V3
11	(1;2;0)	$U_{DC}/2$	U_{DC}	0	$U_{DC}/2$	V4
12	(1;2;1)	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$2U_{DC}/3$	V15
13	(0;1;0)	0	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/6$	V15
14	(0;2;0)	0	U_{DC}	0	$U_{DC}/3$	V5
15	(0;2;1)	0	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	V6
16	(0;2;2)	0	U_{DC}	U_{DC}	$2U_{DC}/3$	V7
17	(1;2;2)	$U_{DC}/2$	U_{DC}	U_{DC}	$5U_{DC}/6$	V16
18	(0;1;1)	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/3$	V16
19	(0;1;2)	0	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$U_{DC}/2$	V8
20	(0;0;2)	0	0	U_{DC}	$U_{DC}/3$	V9
21	(1;1;2)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$2U_{DC}/3$	V17
22	(0;0;1)	0	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/6$	V17
23	(1;0;2)	$U_{DC}/2$	0	U_{DC}	$U_{DC}/2$	V10
24	(2;0;2)	U_{DC}	0	U_{DC}	$2U_{DC}/3$	V11
25	(2;1;2)	U_{DC}	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$5U_{DC}/6$	V18
26	(1;0;1)	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/3$	V18
27	(2;0;1)	U_{DC}	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	V12

Первоначально рассмотрим треугольники I – IV из Таблицы 2.5 можно заметить, что из десяти возможных КСК в этих треугольниках (комбинации № 1 – 10) существует семь различных значений синфазного напряжения $u_{\text{син}}$.

В процессе работы трехфазного автономного инвертора напряжения с фиксирующими диодами формируются фазные напряжения u_{aH} , u_{bH} , u_{cH} заданных уровней, которые в общем виде описываются с помощью следующей матрицы 85, 137:

$$\begin{pmatrix} u_{aH} \\ u_{bH} \\ u_{cH} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} u_{A0} \\ u_{B0} \\ u_{C0} \end{pmatrix}. \quad (2.27)$$

Можно составить Таблицу 2.6 значений фазных напряжений по (2.27) для каждой КСК (комбинации № 1 – 10) из треугольников I – IV, представленных на Рисунке 2.21.

Таблица 2.6 – Значения фазных напряжений для каждой КСК для треугольников I – IV

№	КСК	u_{aH}	u_{bH}	u_{cH}	V_i
1	(2;0;0)	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	V_1
2	(2;1;0)	$5U_{DC}/6$	0	$-U_{DC}/2$	V_2
3	(2;1;1)	$U_{DC}/3$	$-U_{DC}/6$	$-U_{DC}/6$	V_{13}
4	(1;0;0)	$U_{DC}/3$	$-U_{DC}/6$	$-U_{DC}/6$	V_{13}
5	(2;2;2)	0	0	0	V_0
6	(1;1;1)	0	0	0	V_0
7	(0;0;0)	0	0	0	V_0
8	(2;2;1)	$U_{DC}/6$	$U_{DC}/6$	$-U_{DC}/3$	V_{14}
9	(1;1;0)	$U_{DC}/6$	$U_{DC}/6$	$-U_{DC}/3$	V_{14}
10	(2;2;0)	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$	V_3

Для решения поставленной автором задачи по подавлению СТУ в СГФ при использовании трехфазного трехуровневого преобразователя, в соответствии с (2.7), необходимо сформировать синфазное напряжение $u_{\text{син}}$ с частотой $f = 0$, при этом формировать трехуровневое выходное напряжение. Это значит, что значения фазных напряжений для треугольников I – IV должны соответствовать тем, что представлены в Таблице 2.6. Поэтому необходимо найти значения

напряжений u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} , которые позволили бы формировать уровни u_{aH} , u_{bH} , u_{cH} , представленные в Таблице 2.6, при этом достичь формирования постоянного синфазного напряжения $u_{\text{син}}$.

Для нахождения значения напряжений u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} , необходимо решить систему уравнений, составленных из выражений (2.6) и (2.27) для КСК внутри треугольника, и обеспечить выполнение следующего условия:

$$(u_{A0} \wedge u_{B0} \wedge u_{C0}) \in [0; U_{DC}], \quad (2.28)$$

где символ \wedge обозначает математическую конъюнкцию переменных величин.

Рассмотрим треугольник I (Рисунок 2.21), в котором для синтеза задающего вектора \vec{V}^* используются векторы $V1$ КСК (2;0;0), $V2$ КСК (2;1;0) и $V13$ КСК (2;1;1) и КСК (1;0;0).

Найдем такие u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} , чтобы выполнялось условие (2.28), а выражения для фазных напряжений соответствовали приведенным в Таблице 2.6. Начнем с КСК (2;0;0), зададимся одним из табличных значений $u_{\text{син}} = U_{DC}/2$ и получим систему линейных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{2}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{C0} = \frac{2U_{DC}}{3} \\ -\frac{1}{3}u_{A0} + \frac{2}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{C0} = -\frac{U_{DC}}{3} \\ -\frac{1}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{B0} + \frac{2}{3}u_{C0} = -\frac{U_{DC}}{3} \\ \frac{1}{3}(u_{A0} + u_{B0} + u_{C0}) = \frac{U_{DC}}{2} \end{cases}. \quad (2.29)$$

Решение системы (2.29) представлено ниже:

$$\begin{aligned} u_{A0} &= \frac{7U_{DC}}{6} \\ u_{B0} &= \frac{U_{DC}}{6} \\ u_{C0} &= \frac{U_{DC}}{6} \end{aligned}. \quad (2.30)$$

Как можно заметить, что при решении системы линейных уравнений (2.29) не выполняется условие (2.28). Приведем аналогичные рассуждения для КСК вида (2;0;0) с $u_{\text{син}} = U_{DC}/6$ и вновь будем искать такие значения u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} , при которых выполнялось бы условие (2.28):

$$\begin{cases} \frac{2}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{C0} = \frac{2U_{DC}}{3}; \\ -\frac{1}{3}u_{A0} + \frac{2}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{C0} = -\frac{U_{DC}}{3} \\ -\frac{1}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{B0} + \frac{2}{3}u_{C0} = -\frac{U_{DC}}{3} \\ \frac{1}{3}(u_{A0} + u_{B0} + u_{C0}) = \frac{U_{DC}}{6} \end{cases} \quad (2.31)$$

Решение системы (2.31) представлено ниже:

$$\begin{aligned} u_{A0} &= \frac{5U_{DC}}{6} \\ u_{B0} &= -\frac{U_{DC}}{6} \\ u_{C0} &= -\frac{U_{DC}}{6} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Как показывает анализ при решении системы (2.31) не выполняется условие (2.28). Проведя анализ для всех возможных треугольников, можно сделать вывод о том, что невозможно получить уровни u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} , которые позволили формировать синусоидально аппроксимированные фазные напряжения и постоянное синфазное напряжение $u_{\text{син}}$.

Таким образом, были выявлены физические ограничения трехфазного трехуровневого полупроводникового преобразователя с фиксирующими диодами. Эти ограничения не дают возможность подавить СТУ с сохранением формирования синусоидально аппроксимированного дифференциального напряжения $u_{\text{диф}}$.

Как было отмечено ранее, не удастся выполнить задачу по формированию постоянного значения синфазного напряжения при условии синтеза дифференциального напряжения $u_{\text{диф}}$ из всех КСК, представленных в Таблице

2.5, которым соответствуют образующие векторы, представленные на Рисунке 2.21. Существует возможность формирования постоянного значения синфазного напряжения при изменении дифференциального напряжения $u_{\text{диф}}$, при этом набор комбинаций состояний ключей, используемых при синтезе задающего вектора, будет существенно отличаться от требуемого для формирования трехфазного трехуровневого напряжения 137.

Разрабатываемый алгоритм векторной ШИМ должен позволить сформировать синфазное напряжение с частотой $f = 0$. Как видно из выражения (2.7), это позволит достичь $i_{\text{син}} = 0$. Реализация векторной ШИМ предполагает выполнения той же процедуры, которая приведена в пункте 2.4. для однофазного преобразователя. А именно необходимо произвести выбор образующих векторов, расчет весовых коэффициентов для образующих векторов, задание последовательности комбинаций состояния ключей, определение условий, определяющих положение задающего вектора в конкретном сегменте.

Выбор образующих векторов из числа возможных происходит по условию идентичности значения синфазного напряжения $u_{\text{син}}$. Из Рисунка 2.21 видно, что данному условию соответствует ограниченное количество КСК. Данный способ формирования векторной ШИМ в дальнейшем будем называть «селективным» алгоритмом векторной ШИМ, так как происходит селекция КСК по идентичности значения синфазного напряжения. При использовании данного алгоритма ШИМ преобразователь переходит в режим работы с меньшим количеством уровней при формировании выходного напряжения.

Селекция образующих векторов будет проведена по идентичности значений синфазного напряжения $u_{\text{син}} = U_{DC}/2$, этому значению синфазного напряжения соответствуют векторы под номерами № 2, 6, 11, 15, 19, 23, 27 из Таблицы 2.5. При использовании данных комбинаций состояния ключей трехфазный трехуровневый преобразователь переходит в двухуровневый режим работы. Векторная диаграмма образующих векторов трехфазного трехуровневого преобразователя с фиксирующими диодами, перешедшего в двухуровневый

режим работы, представлена на Рисунке 2.14 а. Данный алгоритм обладает свойствами «селективных» алгоритмов ШИМ, представленными в разделе 2.2. Максимальная глубина модуляции $M = 0,5$ (Рисунок 2.14 а.). Ограничение максимальной глубины модуляции связано с тем, что радиус вписанной окружности в шестиугольник, представленный на Рисунке 2.14 а, не превышает произведения длины вектора $|V_2|$ на косинус половины угла α :

$|V_2| \cdot \cos \frac{\alpha}{2} = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2}{3} \right) \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,5$. Коэффициент $2/3$ обусловлен тем, что в случае симметричной нагрузки, длина единичного образующего вектора меньше напряжения в ЗПТ именно в $2/3$ раз.

Определение весовых коэффициентов происходит путем решения системы линейных уравнений:

$$\begin{cases} |V^*| \cos \theta = \tau_i |V_i| \cos \alpha + \tau_j |V_j| \cos \beta + \tau_k |V_k| \cos \gamma \\ |V^*| \sin \theta = \tau_i |V_i| \sin \alpha + \tau_j |V_j| \sin \beta + \tau_k |V_k| \sin \gamma \\ 1 = \tau_i + \tau_j + \tau_k \end{cases}, \quad (2.33)$$

где τ_i, τ_j, τ_k – весовой коэффициент i -го, j -го, k -го образующего вектора; α, β, γ – угол относительно оси абсцисс на векторной диаграмме i -го, j -го, k -го образующего вектора; $|V_i|, |V_j|, |V_k|$ – модуль i -го, j -го, k -го образующего вектора; $|V^*|$ – модуль задающего вектора; θ – угол задающего вектора относительно оси абсцисс на векторной диаграмме задающего вектора.

Весовые коэффициенты для «селективного» алгоритма векторной ШИМ приведены в Таблице 2.7.

Таблица 2.7 – Весовые коэффициенты

Номер треугольника	Весовые коэффициенты
I	$\tau_0 = 1 - 2 V^* \cos \theta$ $\tau_2 = V^* \cos \theta + \sqrt{3} V^* \sin \theta$ $\tau_{12} = V^* \cos \theta - \sqrt{3} V^* \sin \theta$
II	$\tau_0 = 1 - V^* \cos \theta - \sqrt{3} V^* \sin \theta$ $\tau_2 = 2 V^* \cos \theta$ $\tau_4 = - V^* \cos \theta + \sqrt{3} V^* \sin \theta$
III	$\tau_0 = 1 + V^* \cos \theta - \sqrt{3} V^* \sin \theta$ $\tau_4 = V^* \cos \theta + \sqrt{3} V^* \sin \theta$ $\tau_6 = -2 V^* \cos \theta$
IV	$\tau_0 = 1 + 2 V^* \cos \theta$ $\tau_6 = - V^* \cos \theta + \sqrt{3} V^* \sin \theta$ $\tau_8 = - V^* \cos \theta - \sqrt{3} V^* \sin \theta$
V	$\tau_0 = 1 + V^* \cos \theta + \sqrt{3} V^* \sin \theta$ $\tau_8 = -2 V^* \cos \theta$ $\tau_{10} = V^* \cos \theta - \sqrt{3} V^* \sin \theta$
VI	$\tau_0 = 1 - V^* \cos \theta + \sqrt{3} V^* \sin \theta$ $\tau_{10} = - V^* \cos \theta - \sqrt{3} V^* \sin \theta$ $\tau_{12} = 2 V^* \cos \theta$

Последовательность комбинаций состояния ключей для трехфазного трехуровневого преобразователя, работающего в двухуровневом режиме, стоит выбирать из соображения снижения числа коммутаций на такте ШИМ, как

показано в разделе 2.4. Однако следует заметить, что с точки зрения снижения синфазного тока утечки последовательность КСК не играет никакой роли. Далее следует определить граничные условия для задающего вектора \vec{V}^* чтобы найти его положение в любом из шести треугольников на векторной диаграмме (I – VI). Очевидно, что условие нахождения задающего вектора в каждом треугольнике определяется значением угла θ . Так как треугольники равномерно делят окружность на шесть частей, то для нахождения вектора \vec{V}^* в первом треугольнике угол задающего вектора должен находиться в следующем интервале $-5 \cdot \pi/6 < \theta < \pi/6$, во втором $\pi/6 < \theta < \pi/2$, в третьем $\pi/2 < \theta < 5 \cdot \pi/6$, в четвертом $5\pi/6 < \theta < 7\pi/6$, в пятом $7\pi/6 < \theta < 3\pi/2$, в шестом $3\pi/2 < \theta < 11\pi/6$.

Данный «селективный» алгоритм векторной ШИМ использует из 27 представленных на векторной диаграмме для трехфазного трехуровневого преобразователя (Рисунок 2.21) только семь КСК (Рисунок 2.14.а.), соответствующих условию формирования $u_{\text{син}} = U_{DC}/2$. Можно отметить, что доля использованных КСК для синтеза задающего вектора при подавлении СТУ составляет 25,9 % .

Предложенный алгоритм векторной ШИМ с возможностью подавления СТУ не позволяет работать с сохранением формирования синусоидально аппроксимированного дифференциального напряжения $u_{\text{диф}}$. Это можно проиллюстрировать сопоставлением векторных диаграмм для трехфазного трехуровневого преобразователя в двухуровневом режиме с подавлением синфазного тока утечки и без подавления синфазного тока утечки представленных на Рисунках 2.14 а и 2.14 б.

Для подтверждения теоретически полученных результатов были созданы имитационные модели в ПО *PSIM*.

На Рисунках 2.22 – 2.23 представлены эпюры токов и напряжений трехфазного трехуровневого преобразователя в двухуровневом режиме при применении «селективного» алгоритма векторной ШИМ и в режиме без подавления СТУ.

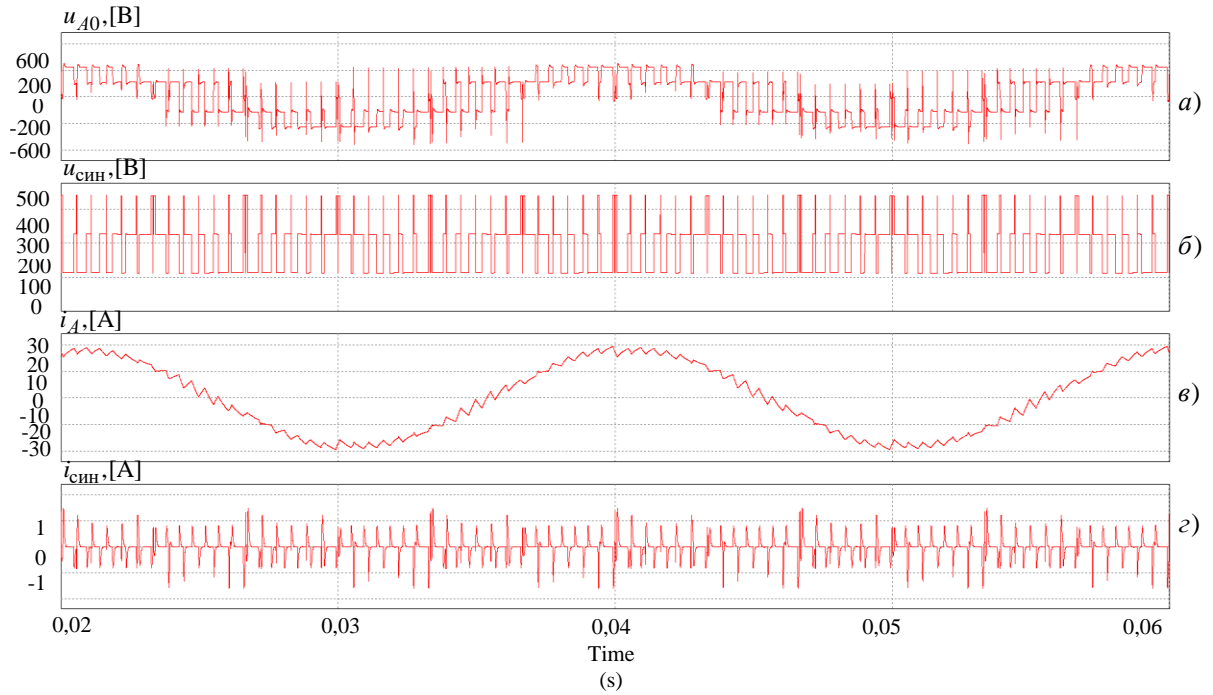


Рисунок 2.22 – Напряжение и токи трехфазного трехуровневого преобразователя в двухуровневом режиме без подавления СТУ *а)* – u_{A0} – фазное напряжение, *б)* – $u_{\text{син}}$ – синфазного напряжения, *в)* – i_A – ток фазы A , *г)* – $i_{\text{син}}$ – СТУ.

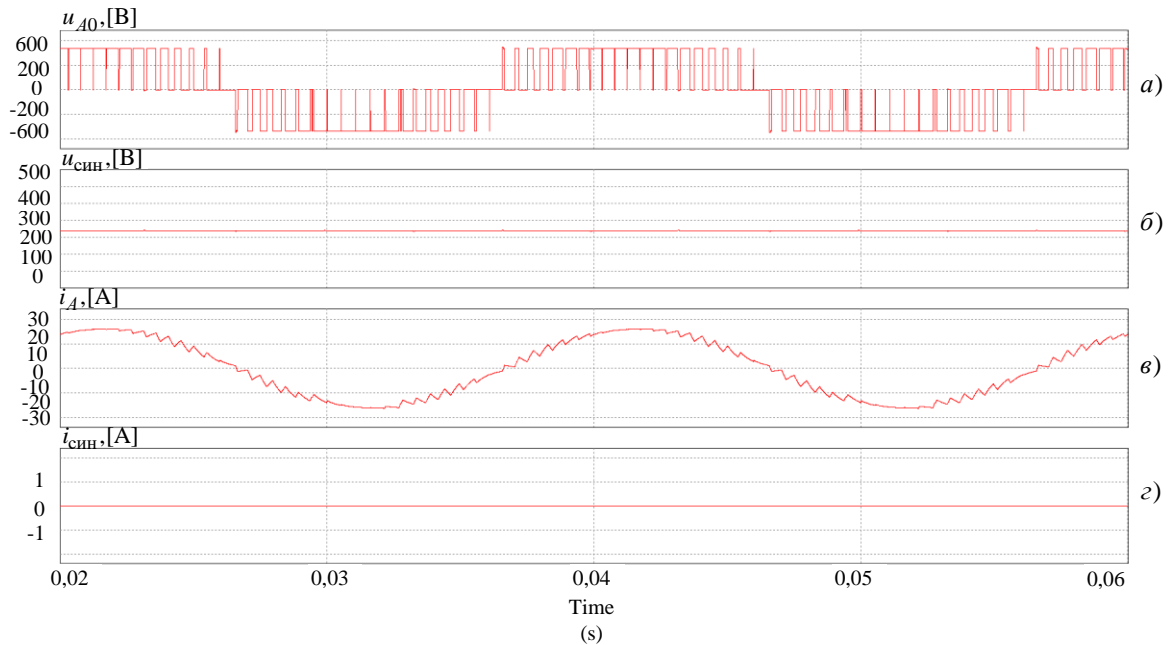


Рисунок 2.23 – Напряжение и токи трехфазного трехуровневого преобразователя в двухуровневом режиме с подавлением СТУ *а)* – u_{aH} – фазное напряжение, *б)* – $u_{\text{син}}$ – синфазного напряжения, *в)* – i_a – ток фазы A , *г)* – $i_{\text{син}}$ – СТУ.

На Рисунке 2.22 видно, что синфазное напряжение $U_{\text{син}}$ имеет переменный характер. Присутствует переменный синфазный ток $I_{\text{син}}$, который носит импульсный характер. Можно заметить, что синфазный ток утечки оказывает влияние на выходное напряжение U_{A0} (Рисунок 2.5.2).

На Рисунке 2.23 представлены эпюры синфазных токов и напряжений в трехуровневом преобразователе с использованием предложенного «селективного» алгоритма векторной ШИМ. Можно заметить, что предложенный алгоритм векторной ШИМ с выбором образующих векторов позволил сформировать синфазное напряжение $u_{\text{син}}$ с частотой $f = 0$ и, в соответствии с (2.7), подавить СТУ.

Как было отмечено ранее, в последнее время широкое распространение получили трехфазные пятиуровневые преобразователи (Рисунок 2.24). Поэтому необходимо рассмотреть возможность подавления синфазного тока утечки данным преобразователем в составе системы генерирования, у которой в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули. Векторная диаграмма образующих векторов трехфазного пятиуровневого преобразователя с фиксирующими диодами представлена на Рисунке 2.25. Значения фазных и синфазных напряжений данного преобразователя для всех 125 КСК представлены в Таблице 2.8.

Таблица 2.8 – Комбинации состояния ключей трехфазного пятиуровневого преобразователя

№	КСК	u_{A0}	u_{B0}	u_{C0}	$u_{\text{син}}$	V_i
1	(4; 0; 0)	U_{DC}	0	0	$U_{DC}/3$	V19
2	(4; 1; 1)	U_{DC}	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	V20
3	(3; 0; 0)	$3U_{DC}/4$	0	0	$U_{DC}/4$	V20
4	(4; 1; 0)	U_{DC}	$U_{DC}/4$	0	$5U_{DC}/12$	V21
5	(4; 2; 0)	U_{DC}	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/2$	V22
6	(4; 3; 0)	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	0	$7U_{DC}/12$	V23

Продолжение таблицы 2.8

7	(4; 4; 0)	U_{DC}	U_{DC}	0	$2U_{DC}/3$	V24
8	(4; 2; 1)	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$7U_{DC}/12$	V25
9	(3; 1; 0)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/3$	V25
10	(4; 2; 2)	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$2U_{DC}/3$	V1
11	(3; 1; 1)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$5U_{DC}/12$	V1
12	(2; 0; 0)	$U_{DC}/2$	0	0	$U_{DC}/6$	V1
13	(4; 3; 2)	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	V2
14	(3; 2; 1)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	V2
15	(2; 1; 0)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/4$	V2
16	(4; 3; 1)	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$2U_{DC}/3$	V26
17	(3; 2; 0)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	0	$5U_{DC}/12$	V26
18	(4; 4; 1)	U_{DC}	U_{DC}	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	V27
19	(3; 3; 0)	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/2$	V27
20	(4; 4; 2)	U_{DC}	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$5U_{DC}/6$	V3
21	(3; 3; 1)	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$7U_{DC}/12$	V3
22	(2; 2; 0)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/3$	V3
23	(4; 4; 3)	U_{DC}	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$11U_{DC}/12$	V14
24	(3; 3; 2)	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$2U_{DC}/3$	V14
25	(2; 2; 1)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$5U_{DC}/12$	V14
26	(1; 1; 0)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/6$	V14
27	(4; 3; 3)	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$5U_{DC}/6$	V13
28	(3; 2; 2)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$7U_{DC}/12$	V13
29	(2; 1; 1)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/3$	V13
30	(1; 0; 0)	$U_{DC}/4$	0	0	$U_{DC}/12$	V13
31	(4; 4; 4)	U_{DC}	U_{DC}	U_{DC}	U_{DC}	V0
32	(3; 3; 3)	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	V0
33	(2; 2; 2)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	V0
34	(1; 1; 1)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	V0

Продолжение таблицы 2.8

35	(0; 0; 0)	0	0	0	0	V0
36	(3; 4; 0)	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	0	$7U_{DC}/12$	V28
37	(2; 4; 0)	$U_{DC}/2$	U_{DC}	0	$U_{DC}/2$	V29
38	(1; 4; 0)	$U_{DC}/4$	U_{DC}	0	$5U_{DC}/12$	V30
39	(0; 4; 0)	0	U_{DC}	0	$U_{DC}/3$	V31
40	(3; 4; 1)	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	$U_{DC}/4$	$2U_{DC}/3$	V32
41	(2; 3; 0)	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	0	$5U_{DC}/12$	V32
42	(3; 4; 2)	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	V4
43	(2; 3; 1)	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	V4
44	(1; 2; 0)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/4$	V4
45	(3; 4; 3)	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$5U_{DC}/6$	V15
46	(2; 3; 2)	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$7U_{DC}/12$	V15
47	(1; 2; 1)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/3$	V15
48	(0; 1; 0)	0	$U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/12$	V15
49	(2; 4; 1)	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$U_{DC}/4$	$7U_{DC}/12$	V33
50	(1; 3; 0)	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/3$	V33
51	(1; 4; 1)	$U_{DC}/4$	U_{DC}	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	V34
52	(0; 3; 0)	0	$3U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/4$	V34
53	(2; 4; 2)	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$2U_{DC}/3$	V5
54	(1; 3; 1)	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$5U_{DC}/12$	V5
55	(0; 2; 0)	0	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/6$	V5
56	(0; 4; 1)	0	U_{DC}	$U_{DC}/4$	$5U_{DC}/12$	V35
57	(0; 4; 2)	0	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	V36
58	(0; 4; 3)	0	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$7U_{DC}/12$	V37
59	(0; 4; 4)	0	U_{DC}	U_{DC}	$2U_{DC}/3$	V38
60	(1; 4; 2)	$U_{DC}/4$	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$7U_{DC}/12$	V39
61	(0; 3; 1)	0	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/3$	V39
62	(1; 4; 3)	$U_{DC}/4$	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$2U_{DC}/3$	V40

Продолжение таблицы 2.8

63	(0; 3; 2)	0	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$5U_{DC}/12$	V40
64	(1; 4; 4)	$U_{DC}/4$	U_{DC}	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	V41
65	(0; 3; 3)	0	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	V41
66	(2; 4; 4)	$U_{DC}/2$	U_{DC}	U_{DC}	$5U_{DC}/6$	V7
67	(1; 3; 3)	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$7U_{DC}/12$	V7
68	(0; 2; 2)	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/3$	V7
69	(2; 4; 3)	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	V6
70	(1; 3; 2)	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	V6
71	(0; 2; 1)	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	V6
72	(3; 4; 4)	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	U_{DC}	$11U_{DC}/12$	V16
73	(2; 3; 3)	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$2U_{DC}/3$	V16
74	(1; 2; 2)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$5U_{DC}/12$	V16
75	(0; 1; 1)	0	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/6$	V16
76	(0; 3; 4)	0	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	$7U_{DC}/12$	V42
77	(0; 2; 4)	0	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$U_{DC}/2$	V43
78	(0; 1; 4)	0	$U_{DC}/4$	U_{DC}	$5U_{DC}/12$	V44
79	(0; 0; 4)	0	0	U_{DC}	$U_{DC}/3$	V45
80	(1; 3; 4)	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	$2U_{DC}/3$	V46
81	(0; 2; 3)	0	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$5U_{DC}/12$	V46
82	(2; 3; 4)	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	V8
83	(1; 2; 3)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	V8
84	(0; 1; 2)	0	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	V8
85	(3; 3; 4)	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	$5U_{DC}/6$	V17
86	(2; 2; 3)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$7U_{DC}/12$	V17
87	(1; 1; 2)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/3$	V17
88	(0; 0; 1)	0	0	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/12$	V17
89	(2; 2; 4)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$2U_{DC}/3$	V9
90	(1; 1; 3)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$5U_{DC}/12$	V9

Продолжение таблицы 2.8

91	(0; 0; 2)	0	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/6$	V9
92	(1; 2; 4)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$7U_{DC}/12$	V47
93	(0; 1; 3)	0	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/3$	V47
94	(1; 1; 4)	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	U_{DC}	$U_{DC}/2$	V48
95	(0; 0; 3)	0	0	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	V48
96	(1; 0; 4)	$U_{DC}/4$	0	U_{DC}	$5U_{DC}/12$	V49
97	(2; 0; 4)	$U_{DC}/2$	0	U_{DC}	$U_{DC}/2$	V50
98	(3; 0; 4)	$3U_{DC}/4$	0	U_{DC}	$7U_{DC}/12$	V51
99	(4; 0; 4)	U_{DC}	0	U_{DC}	$2U_{DC}/3$	V52
100	(3; 2; 4)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	V10
101	(2; 1; 3)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	V10
102	(1; 0; 2)	$U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	V10
103	(4; 2; 4)	U_{DC}	$U_{DC}/2$	U_{DC}	$5U_{DC}/6$	V11
104	(3; 1; 3)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$7U_{DC}/12$	V11
105	(2; 0; 2)	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/3$	V11
106	(4; 3; 4)	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	U_{DC}	$11U_{DC}/12$	V18
107	(3; 2; 3)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$2U_{DC}/3$	V18
108	(2; 1; 2)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$5U_{DC}/12$	V18
109	(1; 0; 1)	$U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/6$	V18
110	(2; 1; 4)	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	U_{DC}	$7U_{DC}/12$	V53
111	(1; 0; 3)	$U_{DC}/4$	0	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/3$	V53
112	(3; 1; 4)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	U_{DC}	$2U_{DC}/3$	V54
113	(2; 0; 3)	$U_{DC}/2$	0	$3U_{DC}/4$	$5U_{DC}/12$	V54
114	(4; 1; 4)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	V55
115	(3; 0; 3)	$3U_{DC}/4$	0	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	V55
116	(4; 0; 3)	U_{DC}	0	$3U_{DC}/4$	$7U_{DC}/12$	V56
117	(4; 0; 2)	U_{DC}	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	V57
118	(4; 0; 1)	U_{DC}	0	$U_{DC}/4$	$5U_{DC}/12$	V58

119	(4; 2; 3)	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	V12
120	(3; 1; 2)	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	V12
121	(2; 0; 1)	$U_{DC}/2$	0	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/4$	V12
122	(4; 1; 3)	U_{DC}	$U_{DC}/4$	$3U_{DC}/4$	$2U_{DC}/3$	V59
123	(3; 0; 2)	$3U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/2$	$5U_{DC}/12$	V59
124	(4; 1; 2)	U_{DC}	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$7U_{DC}/12$	V60
125	(3; 0; 1)	$3U_{DC}/4$	0	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/3$	V60

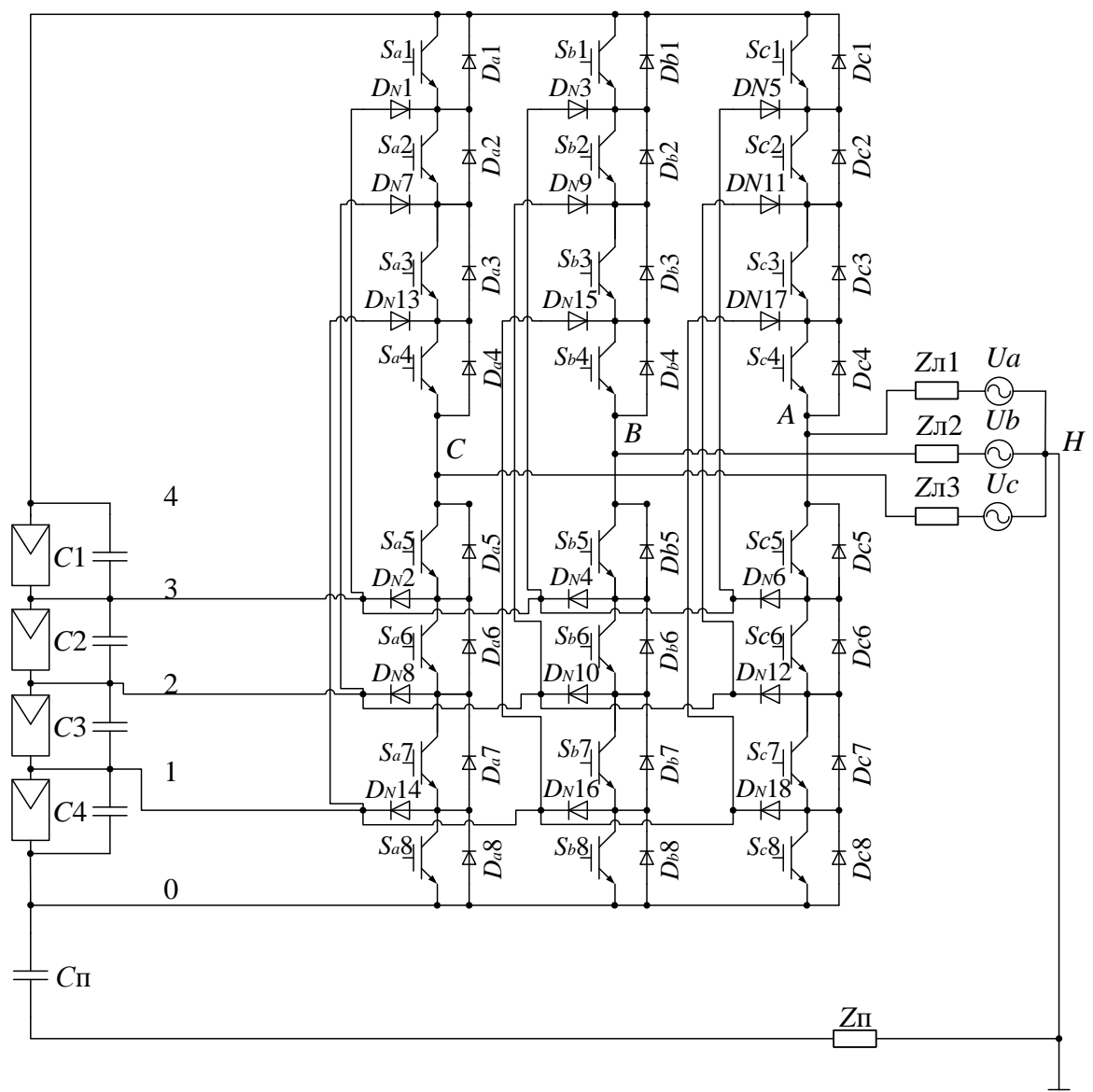


Рисунок 2.24 – Структура СГФ с трехфазным пятиуровневым преобразователем

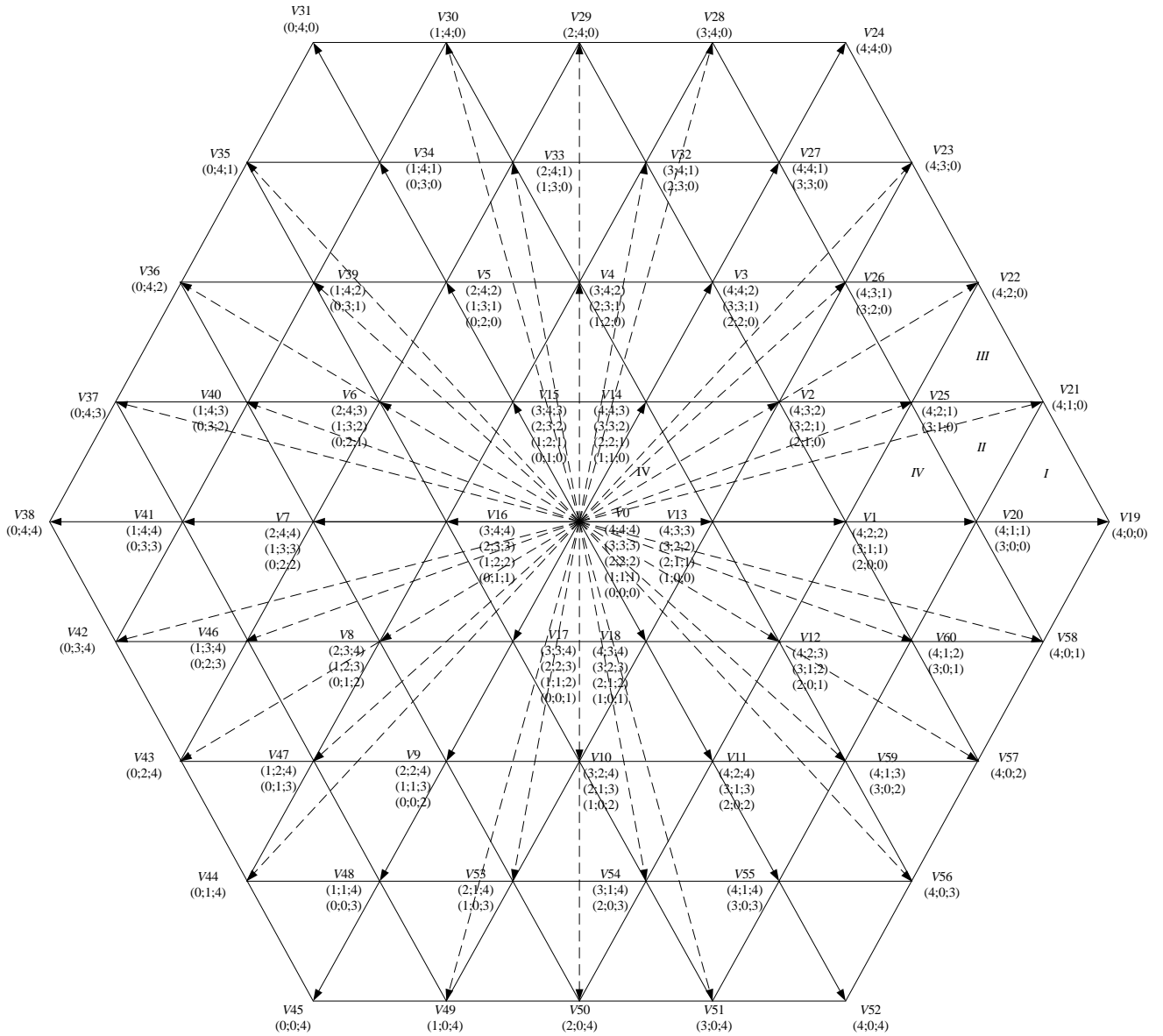


Рисунок 2.25 – Векторная диаграмма образующих векторов трехфазного пятиуровневого преобразователя

Как можно заметить из Таблицы 2.8, что для десяти возможных КСК в треугольниках I – IV (комбинации № 1 – № 5, № 8 – № 12) существует семь значений синфазного напряжения $u_{\text{син}}$.

Во время работы трехфазного пятиуровневого автономного инвертора напряжения с фиксирующими диодами формируются фазные напряжения заданных уровней, которые в общем виде описываются с помощью выражения (2.27).

Можно составить Таблицу 2.9 значений фазных напряжений, полученных с помощью выражения (2.27) для каждой КСК (комбинации № 1 – № 5, № 8 – № 12) из треугольников I – IV, представленных на Рисунке 2.25.

Таблица 2.9 – Значения КСК

№	КСК	u_{aH}	u_{bH}	u_{cH}	V_i
1	(4; 0; 0)	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	V19
2	(4; 1; 1)	$U_{DC}/2$	$-U_{DC}/4$	$-U_{DC}/4$	V20
3	(3; 0; 0)	$U_{DC}/2$	$-U_{DC}/4$	$-U_{DC}/4$	V20
4	(4; 1; 0)	$7U_{DC}/12$	$-U_{DC}/6$	$-5U_{DC}/12$	V21
5	(4; 2; 0)	$U_{DC}/2$	0	$-U_{DC}/2$	V22
8	(4; 2; 1)	$5U_{DC}/12$	$-U_{DC}/12$	$-5U_{DC}/3$	V25
9	(3; 1; 0)	$5U_{DC}/12$	$-U_{DC}/12$	$-5U_{DC}/3$	V25
10	(4; 2; 2)	$U_{DC}/3$	$-U_{DC}/6$	$-U_{DC}/6$	V1
11	(3; 1; 1)	$U_{DC}/3$	$-U_{DC}/6$	$-U_{DC}/6$	V1
12	(2; 0; 0)	$U_{DC}/3$	$-U_{DC}/6$	$-U_{DC}/6$	V1

Для решения поставленной автором задачи по подавлению СТУ в СГФ при использовании трехфазного пятиуровневого преобразователя, в соответствии с (2.7), нужно получить синфазное напряжение $u_{\text{син}}$ с нулевой частотой, при этом формировать трехуровневое выходное напряжение, таким образом, чтобы значения фазных напряжений для треугольников I – IV соответствовали тем, что представлены в Таблице 2.6. Для этого, необходимо определить значения напряжений u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} , которые позволили бы формировать уровни u_{aH} , u_{bH} , u_{cH} , представленные в Таблице 2.6, при этом достичь формирования постоянного синфазного напряжения $u_{\text{син}}$.

Для нахождения значения напряжений u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} необходимо решить систему уравнений, составленных из выражений (2.6) и (2.27) для КСК внутри треугольника, и обеспечить выполнение условия (2.28).

Рассмотрим треугольник I (Рисунке 2.25), в котором для синтеза задающего вектора \bar{V}^* используются векторы V19 КСК (4; 0; 0), V21 КСК (4; 1; 0) и V20 КСК (4; 1; 1) и КСК (3; 0; 0).

Найдем такие u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} , чтобы выполнялось условие (2.28), а выражения для фазных напряжений соответствовали приведенным в Таблице 2.9. Рассмотрим КСК (4; 0; 0) и зададимся одним из табличных значений $u_{\text{син}} = 5U_{DC}/12$:

$$\begin{cases} \frac{2}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{C0} = \frac{2U_{DC}}{3} \\ -\frac{1}{3}u_{A0} + \frac{2}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{C0} = -\frac{U_{DC}}{3} \\ -\frac{1}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{B0} + \frac{2}{3}u_{C0} = -\frac{U_{DC}}{3} \\ \frac{1}{3}(u_{A0} + u_{B0} + u_{C0}) = \frac{5U_{DC}}{12} \end{cases} \quad (2.34)$$

Решение системы (2.34) представлено ниже:

$$\begin{aligned} u_{A0} &= \frac{13U_{DC}}{12} \\ u_{B0} &= \frac{U_{DC}}{12} \\ u_{C0} &= \frac{U_{DC}}{12} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Следовательно, можно заметить, что при решении системы (2.34) не выполняется условие (2.28). Дополнительно, рассмотрим КСК вида (4; 1; 0) с $u_{\text{син}} = U_{DC}/2$ и постараемся определить такие значения u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} , при которых выполнялось бы условие (2.28):

$$\begin{cases} \frac{2}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{C0} = \frac{7U_{DC}}{12}; \\ -\frac{1}{3}u_{A0} + \frac{2}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{C0} = -\frac{U_{DC}}{6} \\ -\frac{1}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{B0} + \frac{2}{3}u_{C0} = -\frac{5U_{DC}}{12} \\ \frac{1}{3}(u_{A0} + u_{B0} + u_{C0}) = \frac{U_{DC}}{2} \end{cases} \quad (2.36)$$

Решение системы (2.36) представлено ниже:

$$\begin{aligned} u_{A0} &= \frac{13U_{DC}}{12} \\ u_{B0} &= \frac{U_{DC}}{12} \\ u_{C0} &= \frac{U_{DC}}{12} \end{aligned} \quad (2.37)$$

В результате рассмотрения решения системы (2.36) видно, что не выполняется условие (2.28). Проведя анализ для всех возможных треугольников, можно сделать вывод о том, что невозможно синтезировать уровни u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} , которые позволили бы сформировать синусоидально аппроксимированные фазные напряжения при постоянном синфазном напряжении $u_{\text{син}}$.

Таким образом, были выявлены физические ограничения трехфазного пятиуровневого полупроводникового преобразователя с фиксирующими диодами. Эти ограничения не дают возможность подавить СТУ с сохранением формирования синусоидально аппроксимированного дифференциального напряжения $u_{\text{диф}}$. Выявленные ограничения трехфазных трехуровневого и пятиуровневого полупроводниковых преобразователей с фиксирующими диодами могут быть обобщены для любого трехфазного преобразователя в составе бестрансформаторной СГФ.

Для трехфазного пятиуровневого преобразователя также можно разработать «селективный» алгоритм векторной ШИМ, который позволит подавить синфазный ток утечки, однако преобразователь перейдет в режим работы с пониженным количеством уровней. Можно отметить, что при использовании в

качестве объекта управления трехфазного пятиуровневого преобразователя с фиксирующими диодами (Рисунке 2.24), можно получить «селективный» алгоритм векторной ШИМ, позволяющий формировать постоянное синфазное напряжение и трехуровневое дифференциальное напряжение 146. Некоторые аспекты работы трехфазного пятиуровневого преобразователя и построения векторной ШИМ приведены в работах [147–149], эти работы имеют узкую направленность и не раскрывают всех возможностей данного преобразователя как объекта управления.

Реализация векторной ШИМ предполагает выполнения той же процедуры, которая была представлена выше для трехфазного трехуровневого преобразователя. А именно необходимо произвести выбор образующих векторов, расчет весовых коэффициентов для образующих векторов, задание последовательности комбинаций состояния ключей, определение условий, нахождения задающего вектора в конкретном сегменте.

Векторная диаграмма образующих векторов трехфазного пятиуровневого преобразователя с фиксирующими диодами представлена на Рисунке 2.25. При применении «селективного» алгоритма векторной ШИМ в данном преобразователе, задействованы будут КСК №2, 5, 14, 19, 33, 37, 43, 51, 57, 65, 70, 77, 83, 94, 97, 101, 115, 117, 120 с уровнем $u_{\text{син}} = U_{DC}/2$ (Рисунок 2.26). Вследствие применения «селективного» алгоритма векторной ШИМ трехфазный пятиуровневый преобразователь с фиксирующими диодами, как было сказано ранее, перешел в трехуровневый режим работы с максимальной глубиной модуляции $M = 0,75$ (Рисунки 2.25 – 2.26). Ограничение максимальной глубины модуляции связано с тем, что радиус вписанной в шестиугольник окружности, представленный на Рисунке 2.26, не превышает длины вектора $|V_{20}| = 3U_{DC}/4$, а глубина модуляции в таком случае равняется $M = 0,75$. Данный алгоритм ШИМ обладает всеми недостатками, присущими «селективной» ШИМ, представленными в разделе 2.2.

Определение весовых коэффициентов происходит путем решения системы линейных уравнений (2.31). Весовые коэффициенты для «селективной» ШИМ при формировании синфазного напряжения постоянного уровня $u_{\text{син}} = U_{DC}/2$ приведены в приложении Б. Последовательность КСК, как было отмечено ранее для трехфазного трехуровневого преобразователя, стоит выбирать из соображения снижения числа коммутаций на такте ШИМ, как показано в разделе 2.4, но, с точки зрения снижения СТУ, последовательность КСК не играет существенной роли.

«Селективный» алгоритм векторной ШИМ заключается в том (принцип селективности обсуждался ранее), что при синтезе образующего вектора используются только КСК при которых $u_{\text{син}} = U_{DC}/2$. Таким образом, из $(n)^m = (5)^3 = 125$ КСК, представленных на векторной диаграмме для трехфазного пятиуровневого преобразователя (m – число фаз, n – количества уровней ЗПТ) (Рисунок 2.25), остаются только 19 (Рисунок 2.26), соответствующие условию формирования $u_{\text{син}} = U_{DC}/2$. При этом видно, что доля использованных КСК для синтеза задающего вектора при подавлении СТУ составляет 15,2 % .

Далее необходимо найти граничные условия для задающего вектора \bar{V}^* , чтобы определить его положение в любом из двадцати четырех треугольников на векторной диаграмме (I – XXIV). Условие нахождения задающего вектора, например, в треугольнике II, является пересечение граничной линии l и нахождения угла в границах $0 < \theta < \pi/3$. Необходимо найти соотношения, описывающие граничную линию l . Эту линию в полярной системе координат можно записать следующим выражением 85:

$$|\bar{V}^*| = \frac{|L|}{\cos(\theta - \alpha)}, \quad (2.38)$$

где $|L|$ модуль вектора \bar{L} . Вектор \bar{L} расположен под прямым углом к граничной линии l , а угол α – это угол между вектором \bar{L} и осью абсцисс.

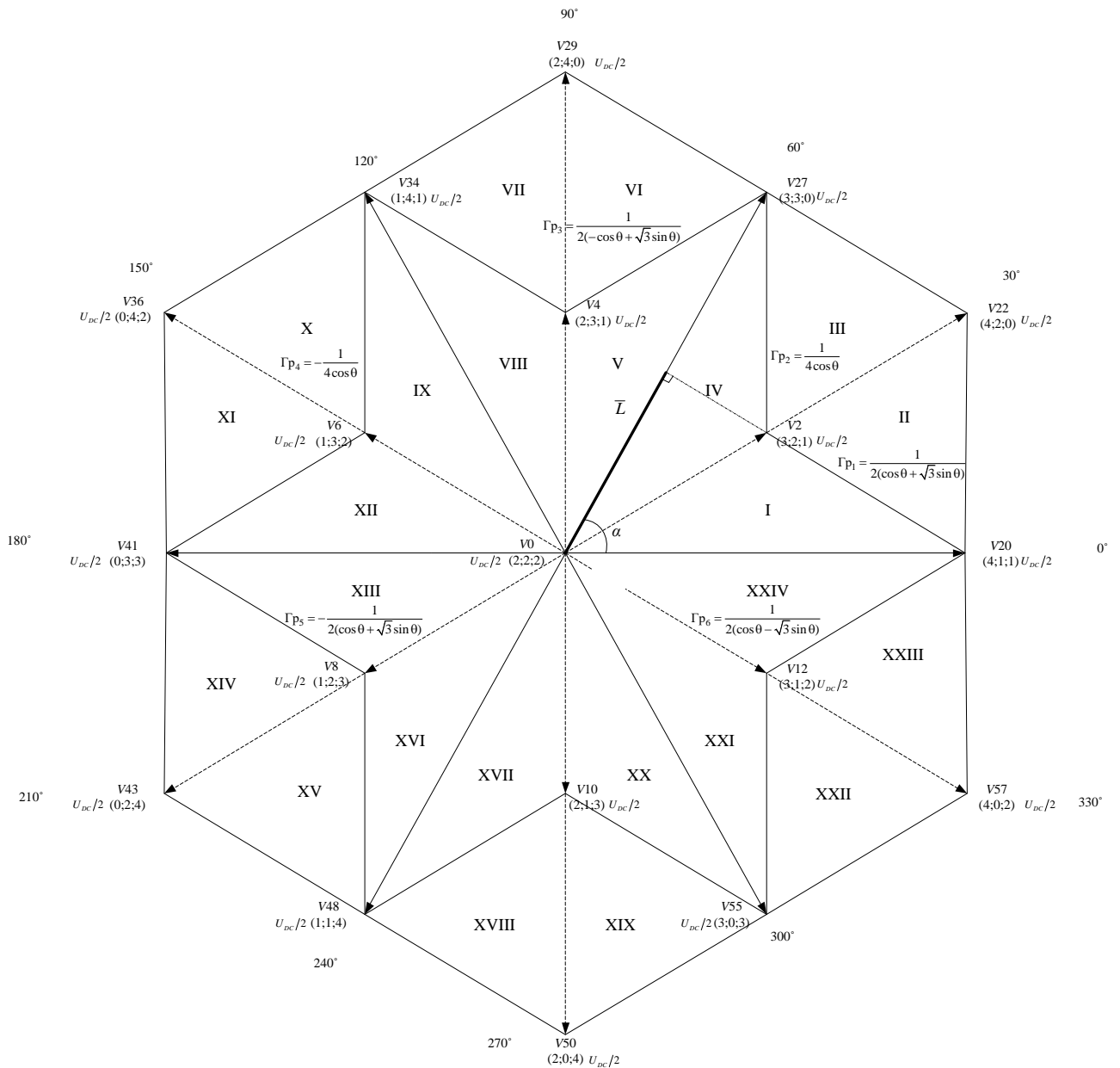


Рисунок 2.26 – Векторная диаграмма образующих векторов трехфазного пятиуровневого преобразователя в трехуровневом режиме

Модуль вектора $|L|$ легко найти из Рисунка 2.26, он равен $1/4$, а угол $\alpha = 60$

. Следовательно, граничное значение для линии 1 примет вид:

$$|V_{\Gamma p1}^*| = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\cos(\theta - 60)} = \frac{1}{2(\cos\theta + \sqrt{3}\sin\theta)}. \quad (2.39)$$

Аналогичным образом находятся соотношения для граничных линий 2 – 6 (Рисунок 2.26).

$$|V_{\Gamma 2}^*| = \frac{1}{4\cos(\theta)}. \quad (2.40)$$

$$|V_{\Gamma 3}^*| = \frac{1}{2(-\cos\theta + \sqrt{3}\sin\theta)}. \quad (2.41)$$

$$|V_{\Gamma 4}^*| = -\frac{1}{4\cos(\theta)}. \quad (2.42)$$

$$|V_{\Gamma 5}^*| = -\frac{1}{2(\cos\theta + \sqrt{3}\sin\theta)}. \quad (2.43)$$

$$|V_{\Gamma 6}^*| = \frac{1}{2(\cos\theta - \sqrt{3}\sin\theta)}. \quad (2.44)$$

Таким образом, условием нахождения (лучше использовать слово «присутствие») задающего вектора \bar{V}^* в треугольнике II является выполнение следующих условий:

$$\begin{cases} |V^*| > |V_{\Gamma 1}^*| \\ 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \end{cases}. \quad (2.45)$$

Подобным образом находятся условия нахождения задающего вектора \bar{V}^* в остальных треугольниках на векторной диаграмме.

Кроме того возможны и другие варианты формирования «селективной» ШИМ, при которых происходит селекция комбинаций состояния ключей по другим значениям синфазного напряжения, например по $u_{\text{син}} = 7U_{DC}/12$ (Рисунок 2.27) или $u_{\text{син}} = U_{DC}/3$ (Рисунок 2.28). В случае $u_{\text{син}} = 7U_{DC}/12$ остается только восемнадцать КСК, доля использованных КСК составляет 14,4 %. В случае $u_{\text{син}} = U_{DC}/3$ остается только пятнадцать КСК, доля использованных КСК составляет 12 %. Следует заметить, что при формировании «селективного» алгоритма векторной ШИМ с использованием вышеуказанных уровней, снижается глубина модуляции. Все варианты селекции сведены в Таблицу 2.10.

Таблица 2.10 – Варианты селекции

Значение $u_{\text{син}}$	Количество КСК	Доля использованных КСК для синтеза ШИМ
$U_{DC}/2$	19	15,2 %
$5U_{DC}/12$	18	14,4 %
$7U_{DC}/12$	18	14,4 %
$U_{DC}/3$	15	12,0 %
$2U_{DC}/3$	15	12,0 %
$U_{DC}/4$	10	8,0 %
$3U_{DC}/4$	10	8,0 %
$U_{DC}/6$	6	4,8 %
$5U_{DC}/6$	6	4,8 %
$11U_{DC}/12$	3	2,4 %
$U_{DC}/12$	3	2,4 %
U_{DC}	1	0,8 %
0	1	0,8 %

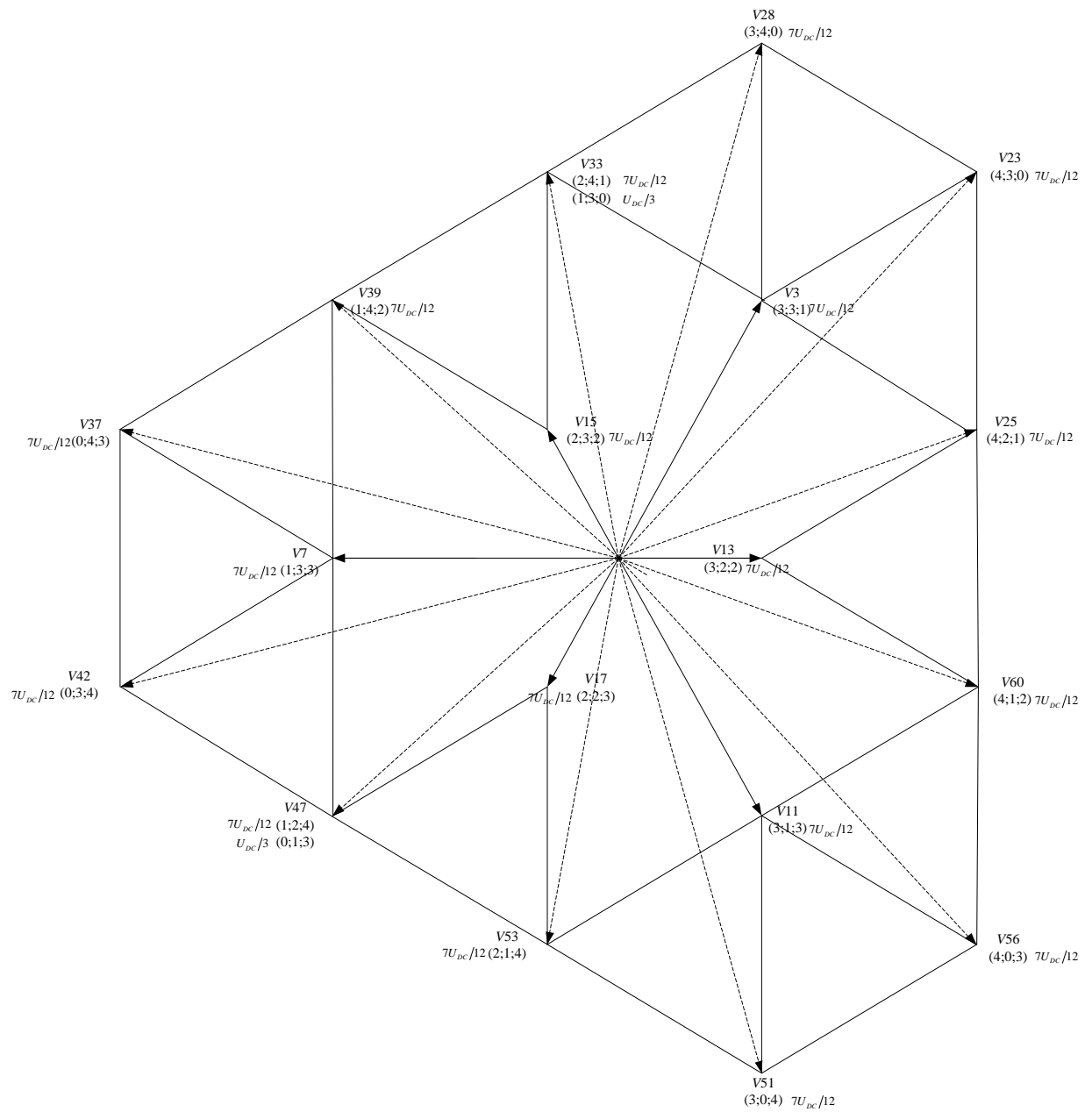


Рисунок 2.27 – Векторная диаграмма «селективного» алгоритма векторной ШИМ

при $u_{\text{сИН}} = 7U_{\text{DC}}/12$

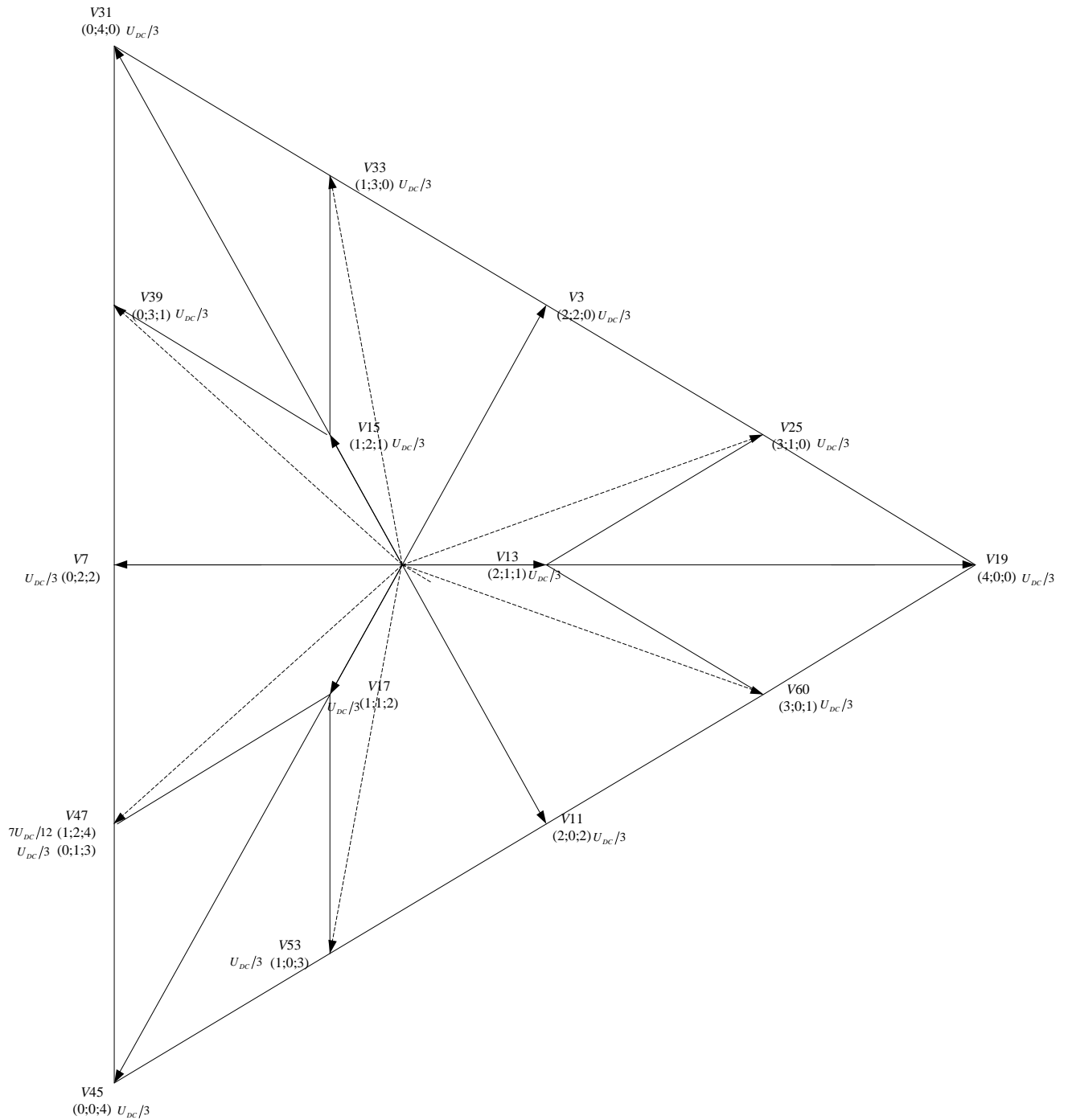


Рисунок 2.28 – Векторная диаграмма «селективного» алгоритма векторной ШИМ

$$\text{при } u_{\text{син}} = U_{DC}/3$$

Для подтверждения возможности подавления СТУ в трехфазном трехуровневом преобразователе с фиксирующими диодами были созданы имитационные модели в ПО *PSIM*.

На Рисунках 2.29 – 2.31 представлены эпюры токов и напряжений трехфазного трехуровневого преобразователя и трехфазного пятиуровневого преобразователя.

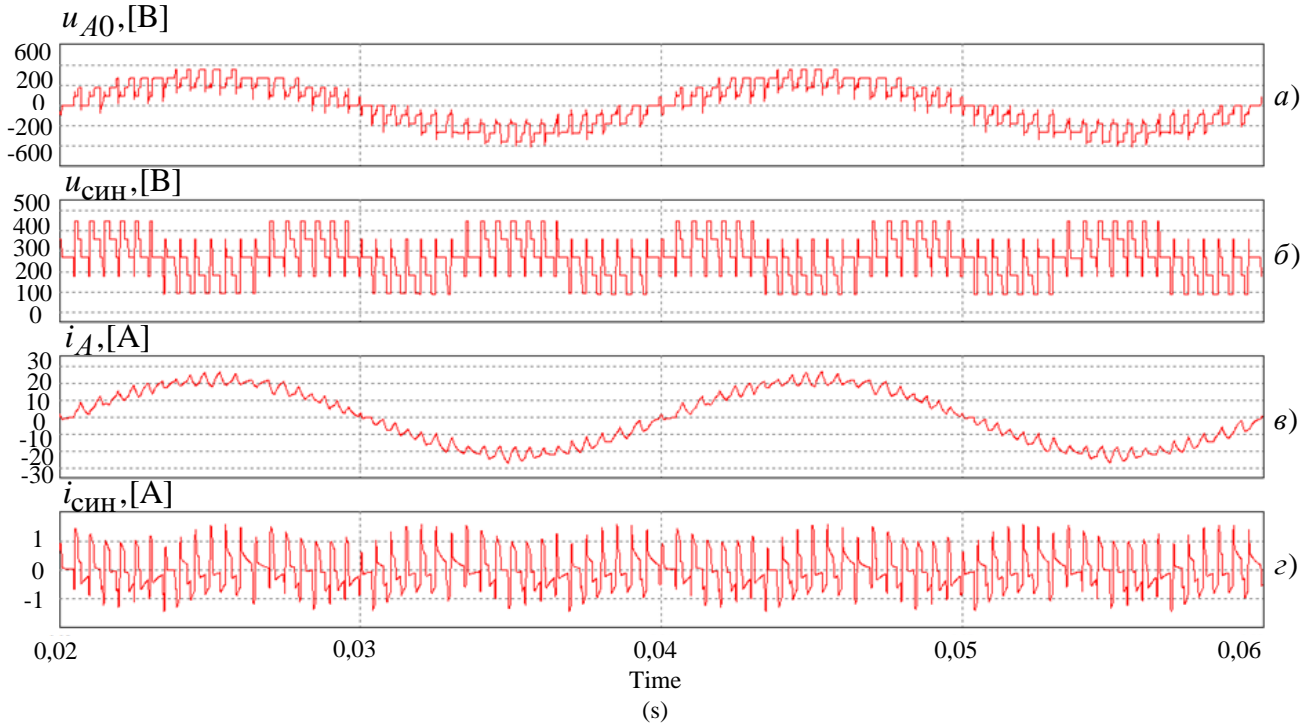


Рисунок 2.29 – Напряжение и токи трехфазного трехуровневого преобразователя в трехуровневом режиме без подавления СТУ *a)* – u_{A0} – фазное напряжение, *б)* – $u_{\text{син}}$ – синфазного напряжения, *в)* – i_A – ток фазы *A*, *з)* – $i_{\text{син}}$ – СТУ.

На Рисунке 2.29 видно, что синфазное напряжение $U_{\text{син}}$ имеет переменный характер. В СГФ присутствует переменный синфазный ток $I_{\text{син}}$, который носит импульсный характер.

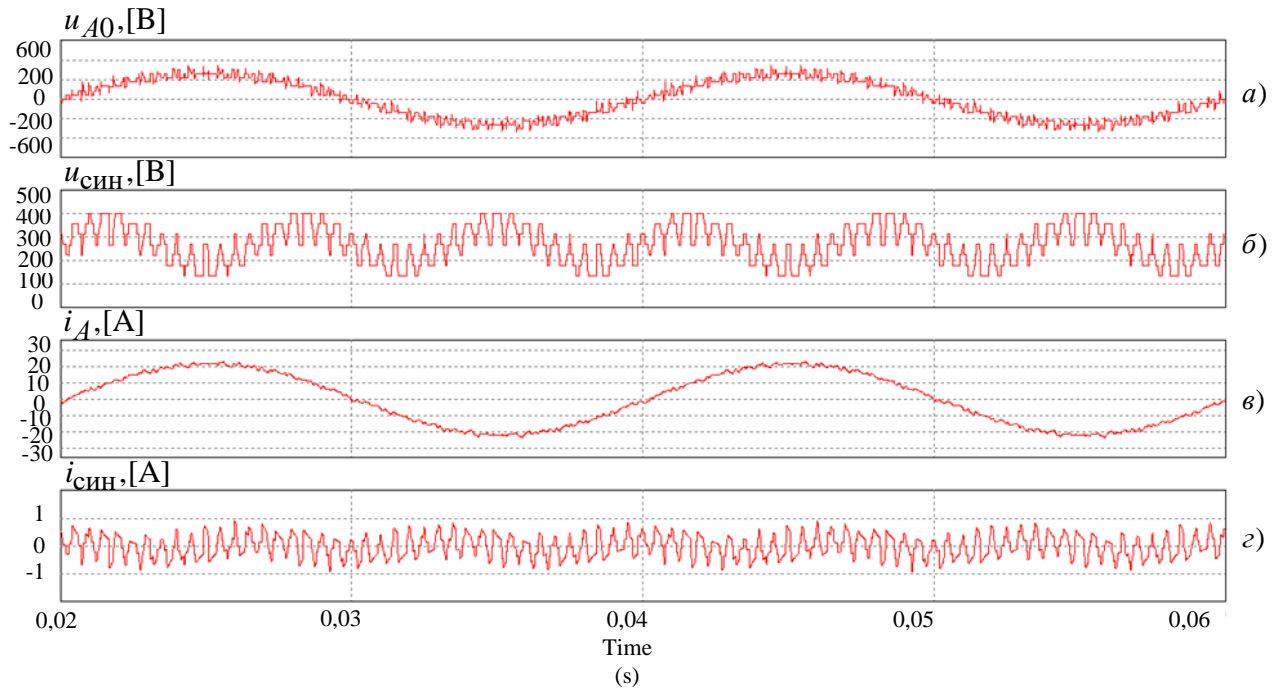


Рисунок 2.30 – Напряжение и токи трехфазного пятиуровневого преобразователя в пятиуровневом режиме без подавления СТУ *а)* – u_{aH} – фазное напряжение, *б)* – $u_{\text{син}}$ – синфазного напряжения, *в)* – i_a – ток фазы *A*, *г)* – $i_{\text{син}}$ – СТУ.

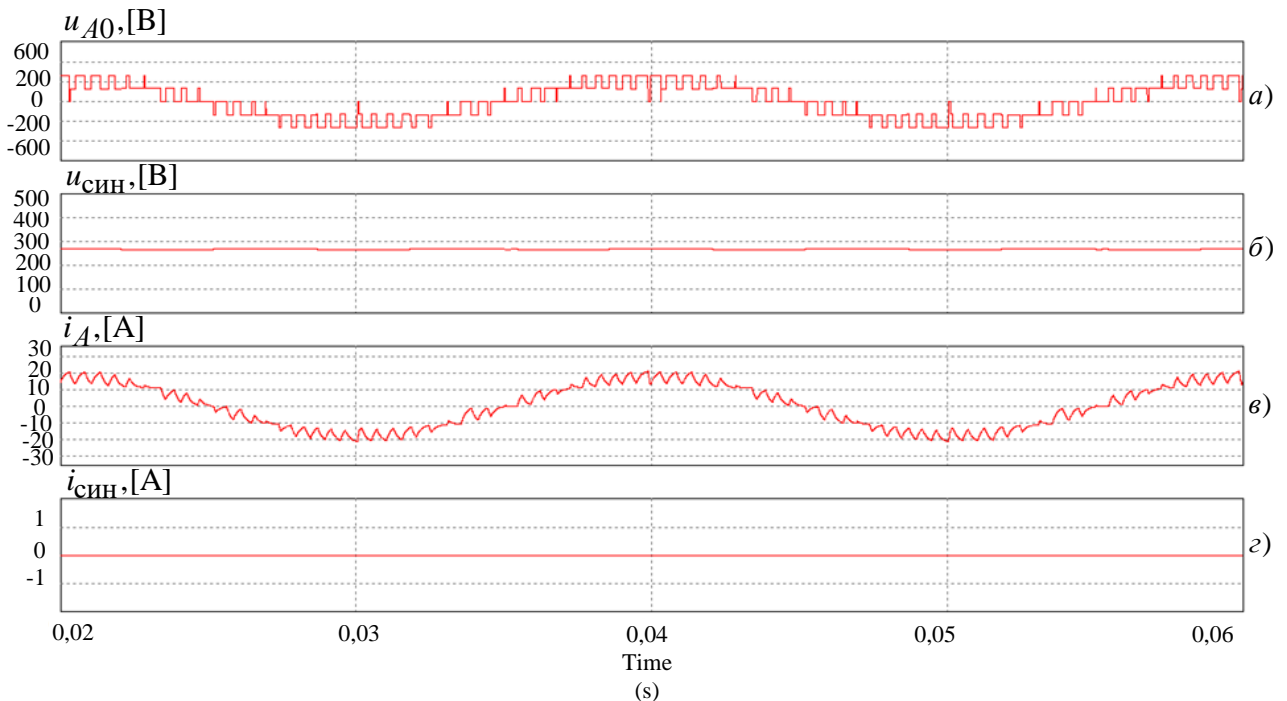


Рисунок 2.31 – Напряжение и токи трехфазного пятиуровневого преобразователя в трехуровневом режиме с подавлением СТУ *а)* – u_{aH} – фазное напряжение, *б)* – $u_{\text{син}}$ – синфазного напряжения, *в)* – i_a – ток фазы *A*, *г)* – $i_{\text{син}}$ – СТУ.

Как можно заметить из Рисунка 2.30, также в СГФ присутствует синфазное напряжение $u_{\text{син}}$, которое имеет переменный характер. Качество выходного тока в СГФ с применением пятиуровневого преобразователя визуально лучше по сравнению с трехуровневым (Рисунок 2.30 и Рисунок 2.29), что объясняется лучшей аппроксимацией выходного напряжения пятиуровневого преобразователя. Однако в СГФ между СФМ и питающей сетью также присутствует переменный синфазный ток $i_{\text{син}}$.

На Рисунке 2.31 представлены эпюры синфазных токов и напряжений в пятиуровневом преобразователе с использованием предложенного алгоритма «селективной» ШИМ. Из сравнения эпюр, показанных на Рисунке 2.31, с представленными ранее на Рисунках 2.30 и 2.29, видно, что предложенное решение позволило получить постоянное синфазное напряжение, а, следовательно, подавить синфазный ток утечки.

В результате проведенного анализа было выявлены ограничения трехфазных многоуровневых преобразователей в составе СГФ по подавлению СТУ. Проведенный анализ показал отсутствие возможности синтеза последовательности КСК, при которой $u_{\text{син}}$ обладает нулевой частотой для трехфазных многоуровневых СГФ, в соответствии с требуемыми значениями величин фазных напряжений u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} .

Был предложен способ, заключающийся в реализации алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции для управления трехфазным пятиуровневым преобразователем. Результаты моделирования в среде *PSIM* подтвердили возможность полного исключения синфазного тока утечки.

Предложена методика формирования выходного дифференциального напряжения при постоянстве синфазного за счет применения «селективного» алгоритма векторной ШИМ. Выбор КСК происходит по условию идентичности значений синфазного напряжения. Это позволяет сформировать n -уровневое выходное дифференциальное напряжение, но для этого потребуется $(2n - 1)$ -уровневый преобразователь, где $n = 2k + 1, k \in [1, \mathbb{Z}]$ (\mathbb{Z} – натуральные числа).

2.6 Анализ синфазного тока утечки в СГФ с каскадными полупроводниковыми преобразователями

В данном параграфа будет проведено рассмотрение однофазных бестрансформаторных СГФ имеющих в своем составе многоуровневые преобразователи типа *cascaded multilevel converter*. Рассмотрение данных преобразователей вынесено в отдельный параграф в связи с их особенностями работы, а также с характерными индивидуальными особенностями формирования синфазного тока утечки. Для оценки СТУ рассмотрим схему замещения СГФ (Рисунок 2.32).

Исследование синфазного тока утечки в СГФ начинается с определения источников приводящих к возникновению СТУ. Определение источников синфазного тока утечки в СГФ, имеющей в своем составе Н-мостовой преобразователь, выполняется таким же образом, как и для многоуровневых преобразователей в параграфе 2.1. Для выявления источников, которые формируют синфазный ток утечки в данной СГФ (Рисунок 2.32) необходимо получить схему замещения [150–152] с учетом выражений (2.1) и (2.2), как показано на Рисунке 2.33.

В случае, если напряжения в звене постоянного напряжения обоих преобразователей идентичны (Рисунок 2.33), то напряжения $u_{\text{диф}1} = -u_{\text{диф}2}$, тогда должно выполняться условие:

$$u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0. \quad (2.46)$$

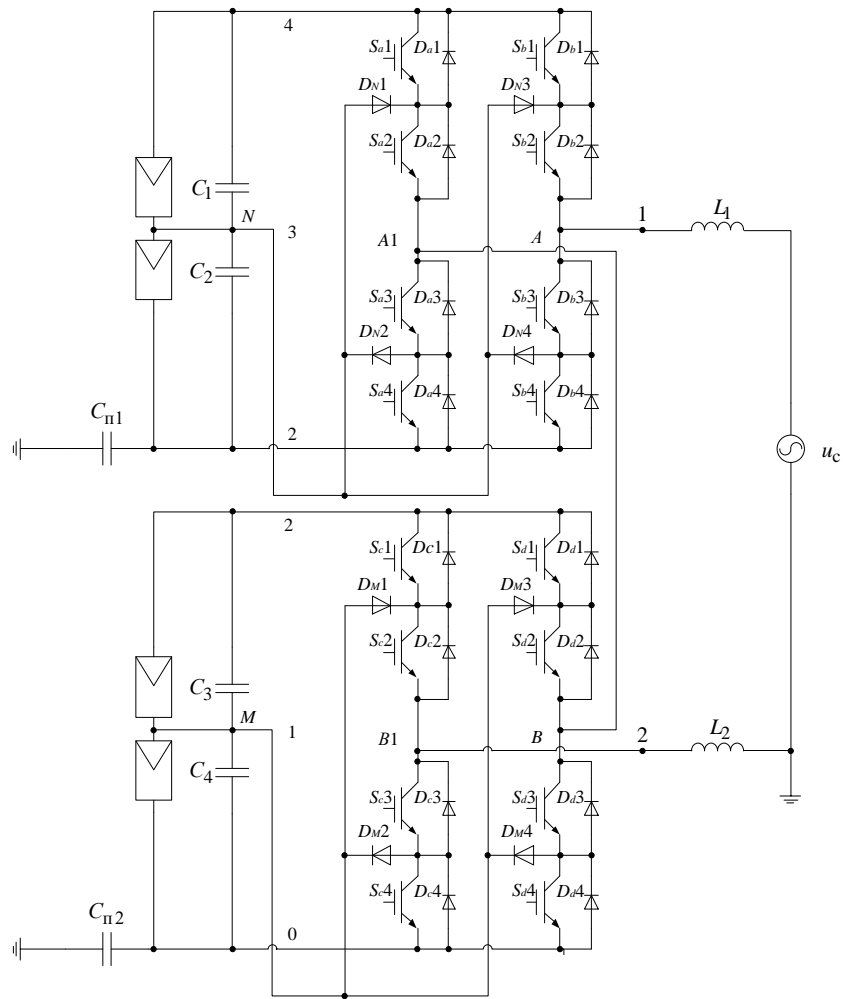


Рисунок 2.32 – Однофазный пятиуровневый *СС* преобразователь в составе СГФ

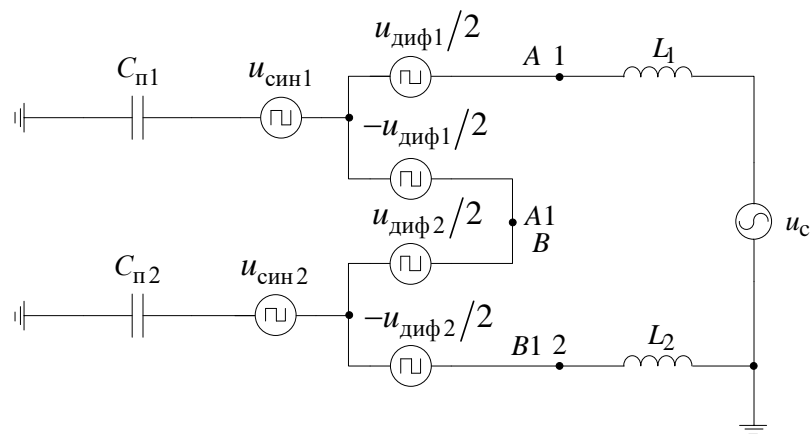


Рисунок 2.33 – Схема замещения *СС* преобразователь в составе СГФ

При условии выполнения (2.46), схему СГФ, представленную на Рисунке 2.33, можно преобразовать к виду, представленному на Рисунке 2.34.

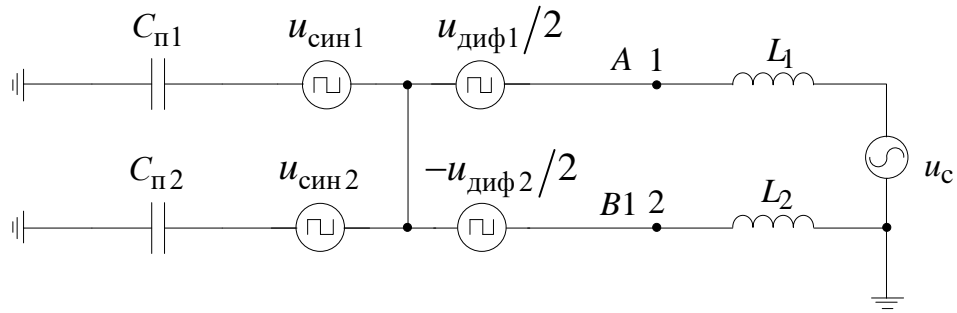


Рисунок 2.34 – Схема замещения CC преобразователь в составе СГФ

Синфазный ток утечки является реактивным емкостным током. Учитывая тот факт, что $u_{диф}$ и $u_{син}$ формируются с частотой ШИМ, которая, как правило, в разы выше частоты напряжения сети, u_c можно пренебречь. А также учитывая тот факт, что дифференциальное напряжение, зависящее от разницы значений индуктивностей L_1 и L_2 , определяется следующим образом:

$$u'_{диф} = \frac{u_{диф}(L_2 - L_1)}{2(L_2 + L_1)}, \quad (2.47)$$

где $L_{12} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$ – эквивалентная индуктивность дросселей в контуре.

Кроме того синфазные напряжения $u_{син1}$ и $u_{син2}$ можно представить в следующем виде:

$$u'_{син1} = \frac{u_{син1} X_{C_{п2}}}{X_{C_{п1}} + X_{C_{п2}}}, u'_{син2} = \frac{u_{син2} X_{C_{п1}}}{X_{C_{п1}} + X_{C_{п2}}}. \quad (2.48)$$

При условии, выполнения (2.46), а так же используя выражения (2.47) и (2.48) схему замещения СГФ представленную на Рисунке 2.34 можно легко упростить, для определения источников синфазного напряжения (Рисунок 2.35).

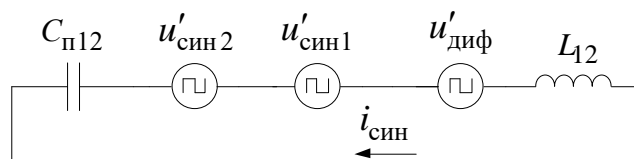


Рисунок 2.35 – Схема замещения CC преобразователь в составе СГФ

Причиной возникновения СТУ является наличие в контуре источников синфазного и дифференциального напряжений – $u'_{\text{син}1}$, $u'_{\text{син}2}$ и $u'_{\text{диф}}$. При этом если обеспечить равные значения величин индуктивностей L_1 и L_2 , то $u'_{\text{диф}}$ может быть обнулено и не будет оказывать влияние на формирование синфазного тока утечки. Однако присутствие в контуре источников синфазного напряжения $u'_{\text{син}1}$ и $u'_{\text{син}2}$ приводит к возникновению СТУ, который можно определить следующим соотношением:

$$\sum_{n=0}^{\infty} \dot{I}_{\text{син}(n)} = \frac{\dot{U}'_{\text{син}1(n)} + \dot{U}'_{\text{син}2(n)}}{\frac{1}{j\omega_n C_{\text{п}12}} + j\omega_n(L_{12})}, \quad (2.49)$$

где $\dot{U}'_{\text{син}1(n)}$, $\dot{U}'_{\text{син}2(n)}$ – синфазные напряжения n -й гармоники, $\omega_n = 2\pi fn$ – угловая частота n -й гармоники, f – частота ШИМ, $C_{\text{п}12} = C_{\text{п}1} + C_{\text{п}2}$ – эквивалентная паразитная емкость в контуре.

Подставляя в (2.49) выражение (2.48), получим зависимость синфазного тока в следующем виде:

$$\sum_{n=0}^{\infty} \dot{I}_{\text{син}(n)} = \frac{\dot{U}'_{\text{син}1(n)}C_{\text{п}1} + \dot{U}'_{\text{син}2(n)}C_{\text{п}2}}{C_{\text{п}12} \left(\frac{1}{j\omega_n C_{\text{п}12}} + j\omega_n(L_{12}) \right)}. \quad (2.50)$$

В случае если $C_{\text{п}1} = C_{\text{п}2}$, то для подавления синфазного тока утечки во время формирования выходного напряжения необходимо обеспечить выполнение следующего условия:

$$u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2} = \text{const}. \quad (2.51)$$

Однако следует заметить, что такое условие крайне редко выполняется на практике, так как редко когда бывает, что $C_{\text{п}1} = C_{\text{п}2}$. Тогда для подавления синфазного тока утечки во время формирования выходного напряжения необходимо обеспечить выполнение следующего условия:

$$u_{\text{син}1} = \text{const}; u_{\text{син}2} = \text{const}. \quad (2.52)$$

Подавление синфазного тока утечки и обеспечение условий (2.51) или (2.52) можно добиться за счет создания соответствующего алгоритма широтно-

импульсной модуляции (ШИМ). При разработке алгоритма управления на базе ШИМ необходимо учитывать особенности выбранного типа ШИМ. Известно, что управление преобразователем с векторным алгоритмом ШИМ основано на принципе использования комбинаций состояний ключей (КСК). При этом выбор последовательности КСК должен отвечать требованию синтеза задающего вектора V^* .

Соответственно необходимо подобрать КСК, а для этого определить необходимые уровни напряжений u_{2A} , u_{2A1} , u_{0B} и u_{0B1} для того, чтобы выполнялись условия (2.46), (2.51) и (2.52), при этом формировалось трехуровневое выходное напряжение. Кроме того, данные напряжения должны удовлетворять условиям представленным в параграфе 2.3. Для выполнения условия (2.51) решается система линейных уравнений, представленная в Таблице 2.11, а для выполнения условия (2.52) в Таблице 2.12. Стоит оговориться, что величина напряжения ЗПТ каждого преобразователя U_{DC} , соответствует половине напряжения не каскадного преобразователя. Это сделано для удобства выполнения расчетов и для наглядности получения требуемых выражений.

Таблица 2.11 – Синтез КСК

Система уравнений	$\begin{cases} u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2} = U_{DC} \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = 2U_{DC} \end{cases}$	$\begin{cases} u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2} = U_{DC} \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = U_{DC} \end{cases}$	$\begin{cases} u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2} = U_{DC} \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2} = U_{DC} \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = -U_{DC} \end{cases}$	$\begin{cases} u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2} = U_{DC} \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = -2U_{DC} \end{cases}$
	u_{2A}	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	0
u_{2A1}	0	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	U_{DC}
u_{0B}	0	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	U_{DC}	U_{DC}
u_{0B1}	U_{DC}	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	0
$u_{\text{син}1}$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$
$u_{\text{син}2}$	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$
$u_{\text{диф}1}$	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}$
$u_{\text{диф}2}$	$-U_{DC}$	$-U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	U_{DC}
$u_{\text{диф}}$	$2U_{DC}$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$	$-2U_{DC}$
КСК	(4;0)	(3;1)	(2;2)	(1;3)	(0;4)

Таблица 2.12 – Синтез КСК

Система уравнений	$\begin{cases} u_{\text{син}1} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{син}2} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = 2U_{DC} \end{cases}$	$\begin{cases} u_{\text{син}1} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{син}2} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = U_{DC} \end{cases}$	$\begin{cases} u_{\text{син}1} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{син}2} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} u_{\text{син}1} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{син}2} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = -U_{DC} \end{cases}$	$\begin{cases} u_{\text{син}1} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{син}2} = U_{DC}/2 \\ u_{\text{диф}1} + u_{\text{диф}2} = 0 \\ u_{\text{диф}1} - u_{\text{диф}2} = -2U_{DC} \end{cases}$
u_{2A}	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	0
u_{2A1}	0	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	U_{DC}
u_{0B}	0	$U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$3U_{DC}/4$	U_{DC}
u_{0B1}	U_{DC}	$3U_{DC}/4$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/4$	0
$u_{\text{син}1}$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$
$u_{\text{син}2}$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$
$u_{\text{диф}1}$	U_{DC}	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}$
$u_{\text{диф}2}$	$-U_{DC}$	$-U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	U_{DC}
$u_{\text{диф}}$	$2U_{DC}$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$	$-2U_{DC}$
КСК	(8;0)	(6;2)	(4;4)	(2;6)	(0;8)

Уровни напряжений, определяющих комбинации состояния ключей, которые были получены путем решения систем линейных уравнений, представленных в Таблице 2.12, соответствует однофазному девятиуровневому преобразователю, представленному на Рисунке 2.36. Однако следует заметить, что для формирования трехуровневого напряжения использование девятиуровневого полупроводникового преобразователя крайне нерационально.

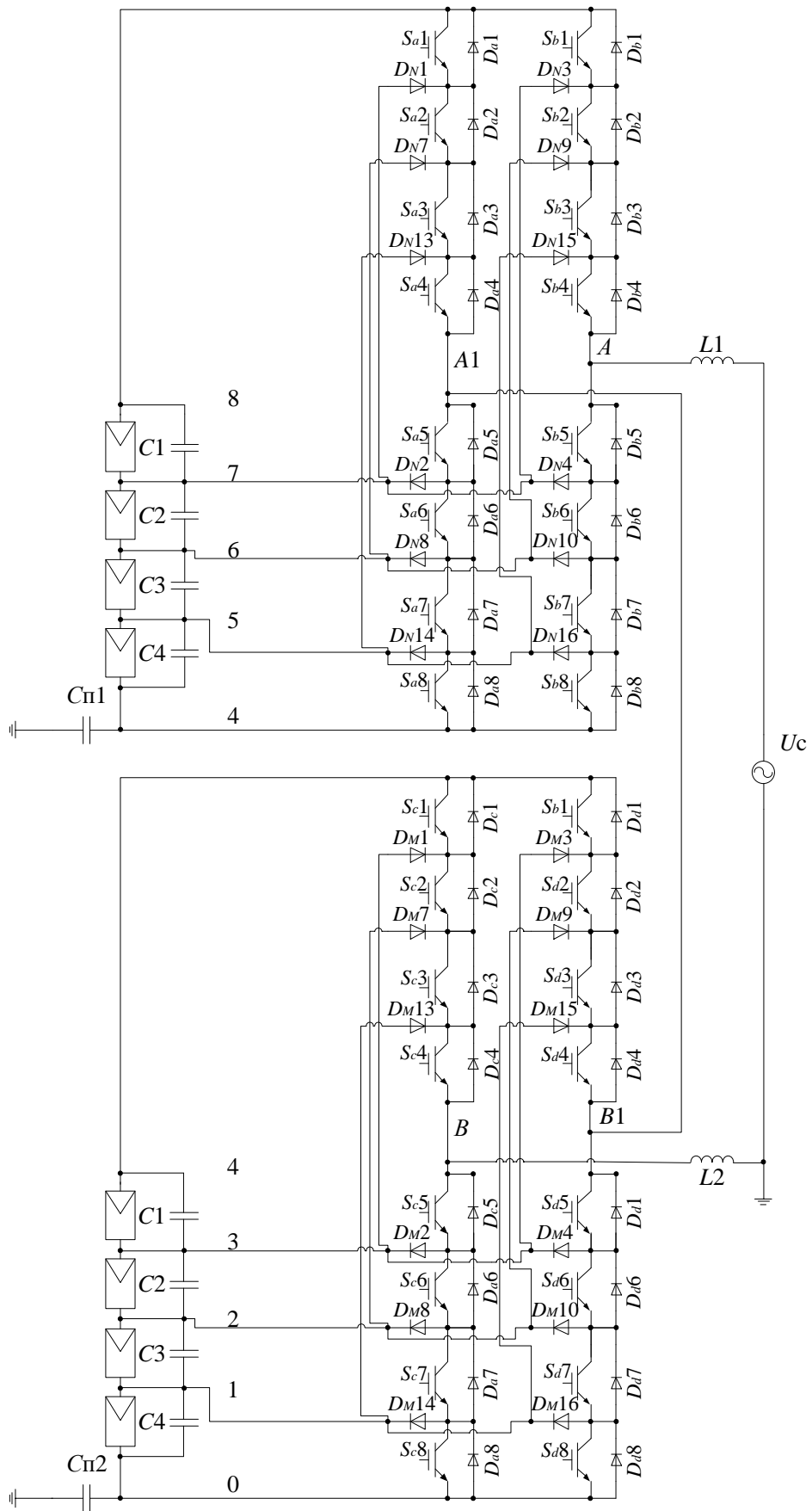


Рисунок 2.36 – Девятиуровневый CHB преобразователь в составе СГФ

Уровни напряжений определяющих комбинации состояния ключей, которые были получены путем решения систем линейных уравнений представленных в Таблице 2.11, соответствует однофазному пятиуровневому преобразователю, представленному на Рисунке 2.32.

Для данных преобразователей был использован алгоритм векторной широтно-импульсной модуляции, предложенный параграфе 2.4. Алгоритм был использован с учетом особенностей работы *СС* преобразователей.

Для подтверждения теоретически полученных результатов были созданы имитационные модели однофазного пятиуровневого *СС* преобразователя и однофазного девятиуровневого *СС* преобразователя в ПО *PSIM*. Данные модели была использованы с целью проверки формирования алгоритма векторной ШИМ соответствующих уровней синфазного напряжения на выходе преобразователя для подавления синфазного тока утечки.

На Рисунке 2.37 представлены эпюры дифференциального напряжения тока сети, синфазного тока утечки, суммы синфазных напряжений и дифференциальные напряжения каждого плеча однофазного пятиуровневого *СС* преобразователя в составе СГФ, работающего на сеть без подавления синфазного тока утечки в трехуровневом режиме, полученные путем имитационного моделирования в программном обеспечении *PSIM*. Видно, что синфазное напряжение $u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2} \neq \text{const}$ имеет переменный характер. Синфазный ток $i_{\text{син}}$ значительно ухудшает генерируемый преобразователем в сеть ток i_c .

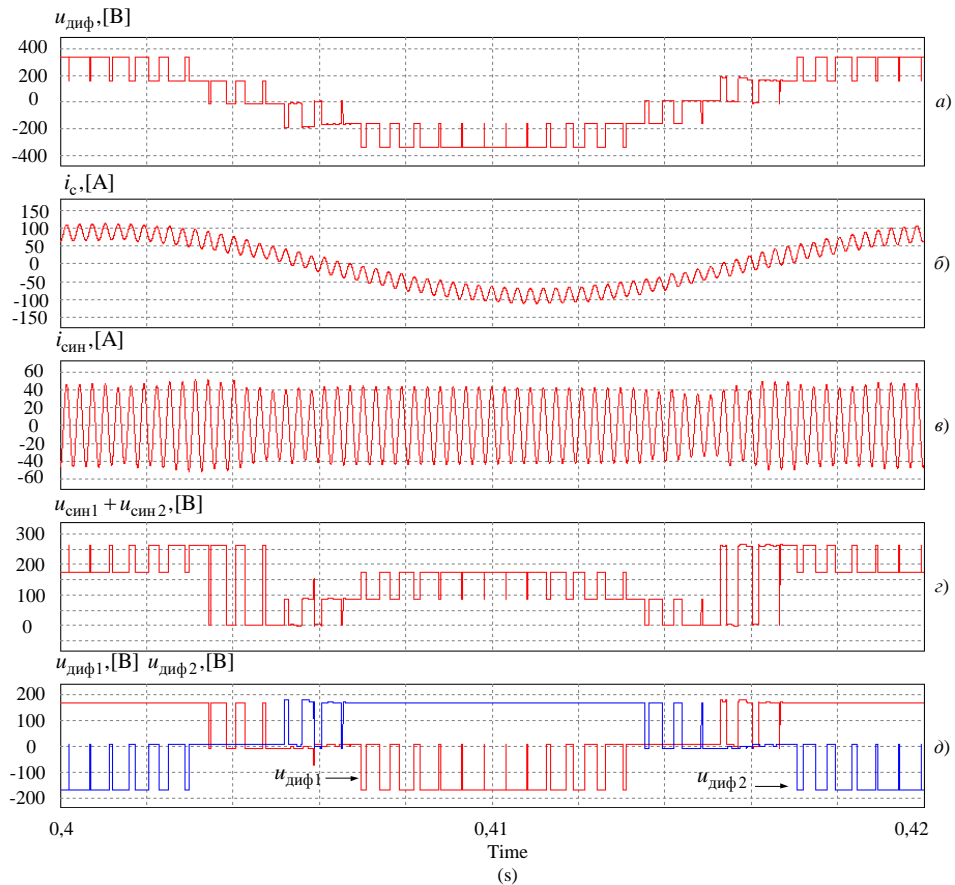


Рисунок 2.37 – Диаграммы токов и напряжения однофазного пятиуровневого CC преобразователя в трехуровневом режиме без подавления СТУ: а) – дифференциальное напряжение $u_{\text{диф}}$; б) – ток сети i_c ; в) – синфазный ток утечки $i_{\text{син}}$; г) – сумма синфазных напряжений $u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2}$; д) – дифференциальные напряжения $u_{\text{диф}1}$ и $u_{\text{диф}2}$.

На Рисунке 2.38 представлены эпюры дифференциального напряжения тока сети, синфазного тока утечки, суммы синфазных напряжений и дифференциальные напряжения каждого плеча однофазного пятиуровневого CC преобразователя в составе СГФ, работающего с подавлением синфазного тока утечки в трехуровневом режиме, полученные путем имитационного моделирования в программном обеспечении (ПО) *PSIM*. Получено синфазное напряжение $u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2} \neq \text{const}$. Параметры паразитных емкостей $C_{\text{п}1} = C_{\text{п}2}$. Синфазный ток $i_{\text{син}}$ подавлен, ослаблено его влияние на генерируемый преобразователем в сеть ток i_c .

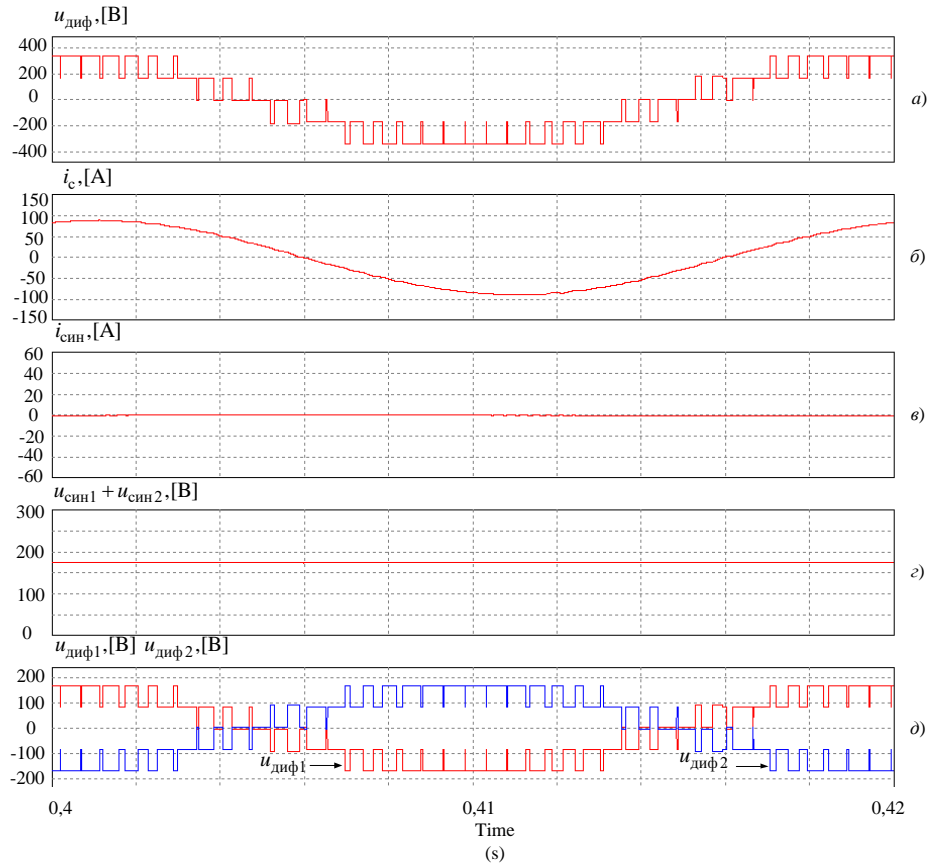


Рисунок 2.38 – Диаграммы токов и напряжения однофазного пятиуровневого SS преобразователя в трехуровневом режиме подавления СТУ и $C_{п1} = C_{п2}$: а) – дифференциальное напряжение $u_{диф}$; б) – ток сети i_c ; в) – синфазный ток утечки $i_{син}$; г) – сумма синфазных напряжений $u_{син1} + u_{син2}$; д) – дифференциальные напряжения $u_{диф1}$ и $u_{диф2}$.

На Рисунке 2.39 представлены эпюры дифференциального напряжения тока сети, синфазного тока утечки, суммы синфазных напряжений и дифференциальные напряжения каждого плеча однофазного пятиуровневого SS преобразователя в составе СГФ, работающего с подавлением синфазного тока утечки в трехуровневом режиме, полученные путем имитационного моделирования в программном обеспечении (ПО) *PSIM*. Получено синфазное напряжение $u_{син1} + u_{син2} \neq const$. Параметры паразитных емкостей $C_{п1} \neq C_{п2}$.

Синфазный ток $i_{\text{син}}$ не подавлен, заметно его влияние на генерируемый преобразователем в сеть ток i_c , но оно меньше, чем на Рисунке 2.37.

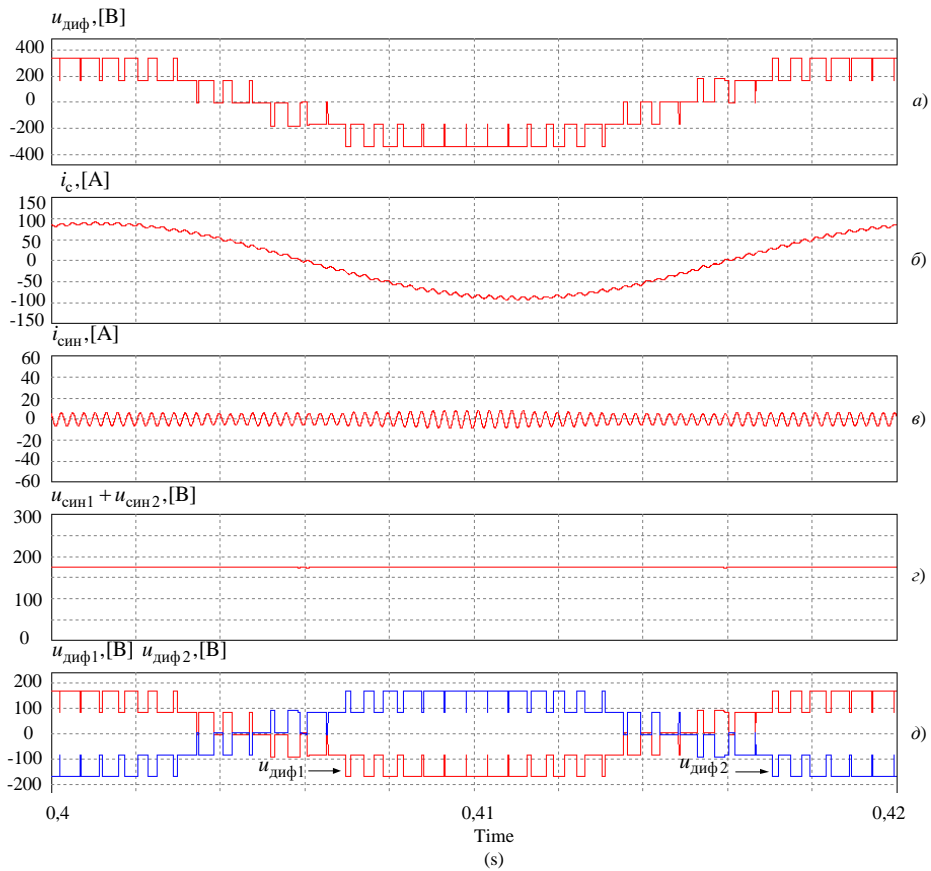


Рисунок 2.39 – Диаграммы токов и напряжения однофазного пятиуровневого СС преобразователя в трехуровневом режиме подавления СТУ и $C_{п1} \neq C_{п2}$: а) – дифференциальное напряжение $u_{\text{диф}}$; б) – ток сети i_c ; в) – синфазный ток утечки $i_{\text{син}}$; г) – сумма синфазных напряжений $u_{\text{син}1} + u_{\text{син}2}$; д) – дифференциальные напряжения $u_{\text{диф}1}$ и $u_{\text{диф}2}$.

На Рисунке 2.40 представлены эпюры дифференциального напряжения тока сети, синфазного тока утечки, суммы синфазных напряжений и дифференциальные напряжения каждого плеча однофазного девятиуровневого СС преобразователя в составе СГФ, работающего с подавлением синфазного тока утечки в трехуровневом режиме, полученные путем имитационного моделирования в программном обеспечении (ПО) *PSIM*. Получено синфазное

напряжение $u_{\text{син}1} = \text{const}$; $u_{\text{син}2} = \text{const}$. Параметры паразитных емкостей $C_{\text{п}1} \neq C_{\text{п}2}$. Синфазный ток $i_{\text{син}}$ подавлен полностью, отсутствует его влияние на генерируемый преобразователем в сеть ток $i_{\text{с}}$.

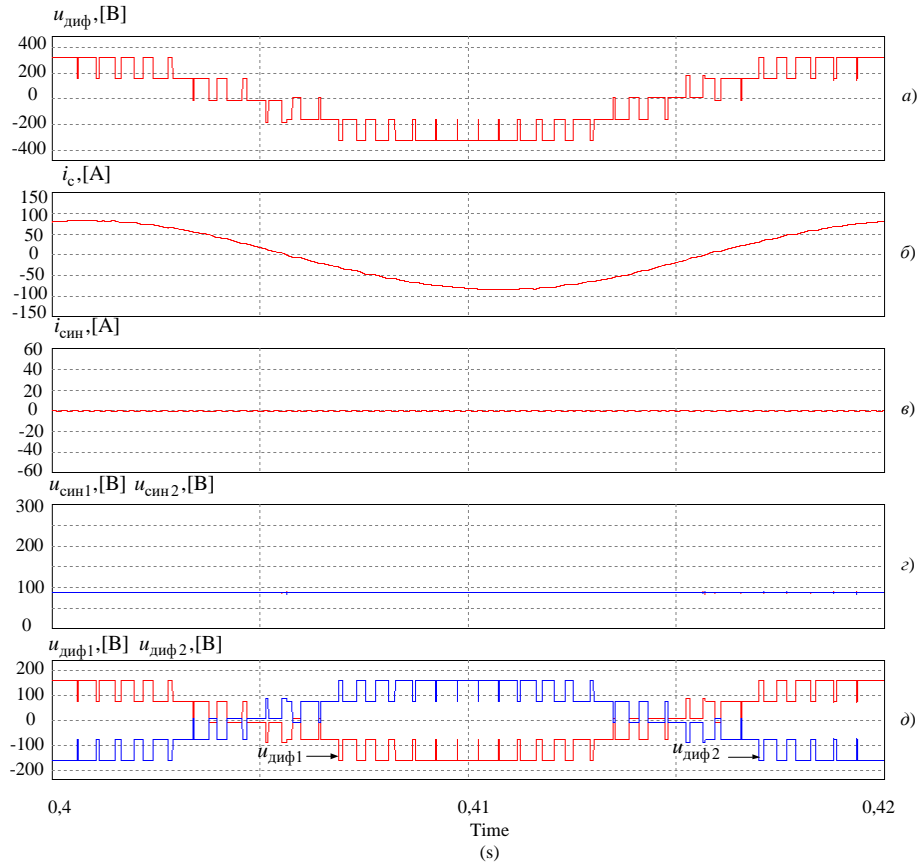


Рисунок 2.40 – Диаграммы токов и напряжения однофазного девятиуровневого SS преобразователя в трехуровневом режиме с подавлением СТУ и $C_{\text{п}1} \neq C_{\text{п}2}$: а) – дифференциальное напряжение $u_{\text{диф}}$; б) – ток сети $i_{\text{с}}$; в) – синфазный ток утечки $i_{\text{син}}$; г) – синфазные напряжения $u_{\text{син}1}$ и $u_{\text{син}2}$; д) – дифференциальные напряжения $u_{\text{диф}1}$ и $u_{\text{диф}2}$.

Были продемонстрированы возможности подавления СТУ в СГФ на базе SS преобразователей. Данные возможности подтверждены имитационным моделированием. Таким образом, рассмотрены теоретические аспекты подавления синфазного тока утечки SS преобразователем в составе СГФ.

2.7 Выводы по главе 2

В данной главе были представлены алгоритмы широтно-импульсной модуляции, которые могут применяться при синтезе выходных токов и напряжений в однофазных и трехфазных системах генерирования электрической энергии с возможностью подавления СТУ.

Были проанализированы некоторые схмотехнические и алгоритмические способы снижения синфазного тока утечки и отмечены свойственные им недостатки.

Представлены результаты разработки топологии полупроводникового преобразователя и алгоритмов ШИМ позволяющих подавить синфазный ток утечки в системе генерирования, у который в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули. А именно была синтезирована новая топология пятиуровневого полупроводникового преобразователя и предложен алгоритм векторной широтно-импульсной модуляции для управления данным преобразователем. Результаты моделирования в среде *Power Sim* подтвердили возможность полного исключения синфазного тока утечки и улучшения качества генерируемого тока в сеть. Это в свою очередь дает основание полагать, что реализация автономных систем генерирования электрической энергии с использованием предложенного типа полупроводникового преобразователя позволит улучшить функциональные и эксплуатационные характеристики СГФ, такие как электробезопасность и надежность.

Проведена работа, направленная на определение возможности подавления синфазный ток утечки в системе генерирования, у который в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули. В результате проведенного анализа были обнаружены ограничения трехфазной многоуровневой системе по подавлению синфазного тока утечки. Это обуславливается тем, что выявлено отсутствие возможности синтеза последовательности КСК при, которой $u_{\text{син}}$ обладает нулевой частотой для

трехфазной многоуровневой СГФ в соответствии с требуемыми значениями величин фазных напряжений u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} .

Был предложен способ, заключающийся в реализации «селективного» алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции для управления трехфазным пятиуровневым преобразователем. Результаты моделирования в среде *Power Sim* подтвердили возможность полного исключения синфазного тока утечки.

Полученные результаты обобщены для формирования n -уровневого выходного дифференциального напряжения, но для этого потребуется $(2n - 1)$ -уровневый преобразователь, где $n = 2k + 1, k \in [1, \mathbb{Z}]$.

ГЛАВА 3 РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В СГФ

3.1 Процедура разработки математических моделей для расчета энергетических показателей качества преобразования электрической энергии в СГФ

Несмотря на широкое распространение методов расчета и анализа силовых схем полупроводниковых преобразователей, на сегодняшний день стоит острая необходимость в наличии простых и эффективных инструментов расчета и анализа данных преобразователей. В этой связи автором предложены математические модели, позволяющие проводить быстрый расчет средних и действующих значений токов и напряжений в элементах схемы, проводить анализ электрических процессов в схемах данного класса, не прибегая к специализированным дорогостоящим пакетам моделирования полупроводниковых силовых схем.

Процедура разработки математических моделей будет базироваться на использовании метода переключающих функций с учетом реализации алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции. Процедура разработки математических моделей включает в себя следующие основные этапы [83, 115, 153]:

- Расчет весовых коэффициентов для образующих векторов полупроводникового преобразователя в составе СГФ;
- Определение переключающих функций сегментов (треугольников) в соответствии с векторной диаграммой полупроводникового преобразователя;
- Задание последовательности комбинаций состояний ключей;
- Получение переключающих функций комбинаций состояния ключей;
- Расчет выходного напряжения (мгновенные значения, средние и действующие значения);

- Расчет фазного тока, синфазного тока (мгновенные значения, средние и действующие значения, спектральный состав, коэффициент гармоник);
- Расчет потерь мощности и КПД.

Процедура разработки математических моделей, отражающая очередность выше описанных этапов, проиллюстрирована на Рисунке 3.1.

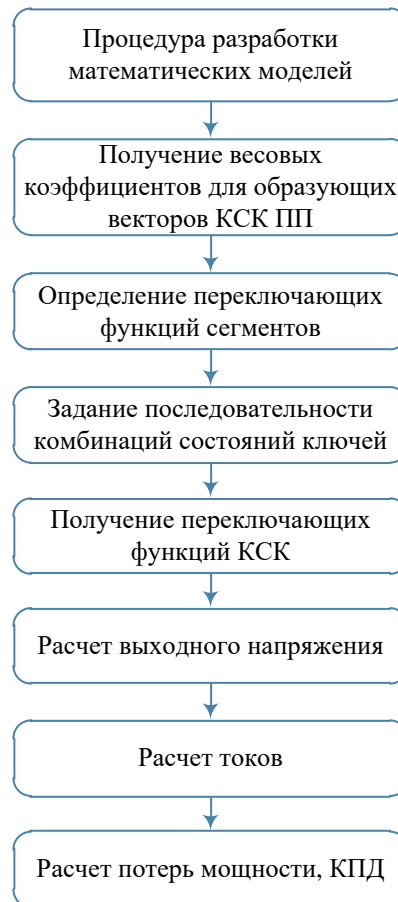


Рисунок 3.1 – Процедура разработки математических моделей

Вывод весовых коэффициентов для образующих векторов комбинаций состояния ключей однофазного трехуровневого преобразователя осуществляется с помощью определения положения задающего вектора \vec{V}^* , т.е. нахождения его проекции на оси вещественных чисел. В соответствии с (1.3) задающий вектор на оси Re можно представить в виде линейной комбинации образующих векторов. Весовой коэффициент образующих векторов КСК представляет собой порционную составляющую задающего вектора в выражении (1.4). Иными

словами, весовой коэффициент – это относительная продолжительность интервала времени, в течение которого на выходе инвертора реализуется образующий вектор. Методика расчета весовых коэффициентов, образующих векторов КСК однофазного трехуровневого преобразователя, приведена в параграфе 2.4, а полученные соотношения для расчета приведены в Таблице 2.3.

В соответствии с этапами процедуры разработки математических моделей необходимо определить переключающие функции сегментов. Для этого рассмотрим векторную диаграмму однофазного трехуровневого полупроводникового преобразователя. Векторная диаграмма представляет собой окружность, которую виртуально описывает задающий вектор \vec{V}^* . Условно эту окружность можно разделить на восемь сегментов. В каждом сегменте для синтеза задающего вектора используются два образующих вектора, а, следовательно, и два весовых коэффициента (Рисунок 3.2).

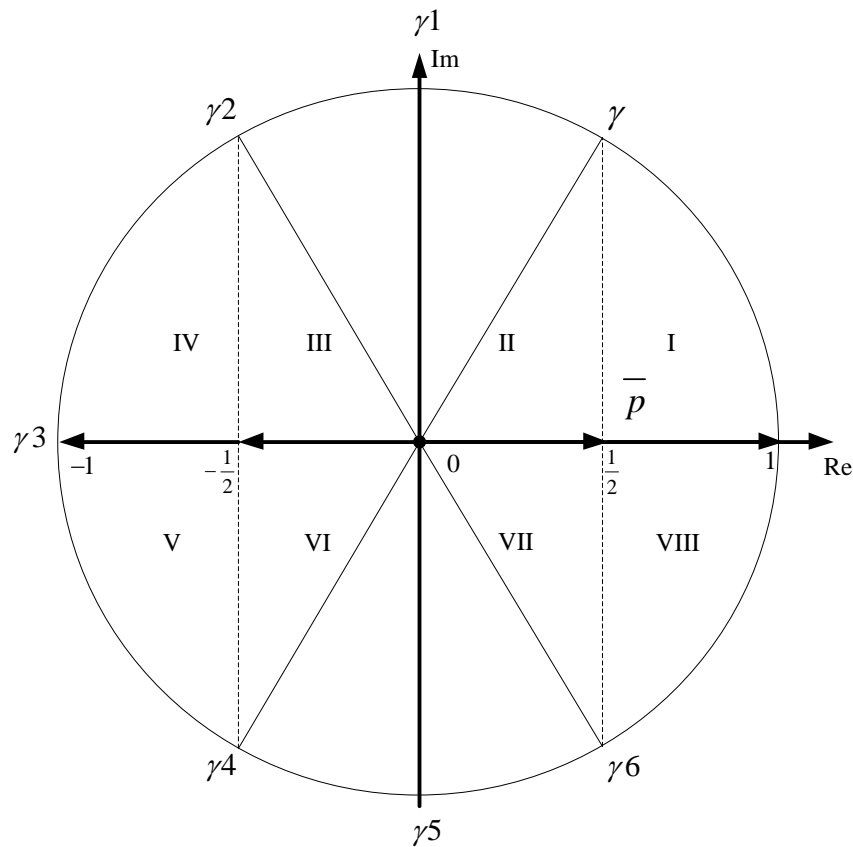


Рисунок 3.2 – Векторная диаграмма образующих векторов однофазного трехуровневого ПП.

Для определения длительности нахождения задающего вектора \bar{V}^* в сегменте необходимо определить переключающие функции сегмента. В однофазном трехуровневом преобразователе, переключающих функций сегментов будет восемь по числу сегментов на векторной диаграмме (Рисунок 3.2). С физической точки зрения переключающая функция представляет собой импульс, по длительности равный времени нахождения задающего вектора в конкретном сегменте. Границы сегмента это углы, т.е., например, первый сегмент находится в диапазоне от 0 до γ .

Переключающая функция 120, определяющая границы расположения вектора заданного напряжения в первом сегменте, характеризуется углом γ . Графическое изображение этой переключающей функции представлено на Рисунке 3.3. Далее следует разложить данную функцию в ряд Фурье.

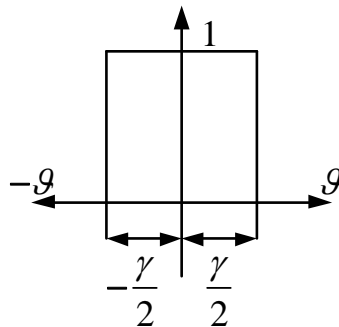


Рисунок 3.3 – Графическое представление переключающей функции

Переключающая функция первого сегмента.

$$F_1 = \frac{1}{2} \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} F_1 e^{-jn\theta}; \quad (3.1)$$

$$|F_1| = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\gamma}{2}}^{\frac{\gamma}{2}} 1 \cdot e^{-jn\theta} d\theta = \frac{1}{-j \cdot \pi \cdot n} \left[e^{-jn\frac{\gamma}{2}} - e^{jn\frac{\gamma}{2}} \right] = \frac{2 \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n}; \quad (3.2)$$

$$|F_1| = \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot e^{jn\pi}; \quad (3.3)$$

$$\lim_{n \rightarrow 0} \left(\frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n} \right) = \lim_{n \rightarrow 0} \left(\frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n \cdot \frac{\gamma}{2} \cdot \frac{2}{\gamma}} \right) = \frac{\gamma}{2 \cdot \pi}; \quad (3.4)$$

$$F_1 = \frac{\gamma}{2 \cdot \pi} + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{n=\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot e^{jn\vartheta}. \quad (3.5)$$

Учитывая, что ось начала координат на Рисунке 3.2 совмещена с осью Re , при этом ось начала координат на Рисунке 3.3 проходит посередине переключающей функции, то мы должны переместить переключающую функцию на угол $\gamma/2$, тогда:

$$F_1 = \frac{\gamma}{2 \cdot \pi} + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{n=\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot e^{jn\left(\vartheta - \frac{\gamma}{2}\right)}. \quad (3.6)$$

Преобразуем, полученную переключающую функцию:

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{\gamma}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot e^{jn\left(\vartheta - \frac{\gamma}{2}\right)} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot e^{-jn\left(\vartheta - \frac{\gamma}{2}\right)} = \\ &= \frac{\gamma}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \left\{ e^{jn\left(\vartheta - \frac{\gamma}{2}\right)} + e^{-jn\left(\vartheta - \frac{\gamma}{2}\right)} \right\} = \\ &F_1 = \frac{\gamma}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n\left(\vartheta - \frac{\gamma}{2}\right)\right). \end{aligned} \quad (3.7)$$

Переключающая функция для второго сегмента изображена на Рисунке 3.4. Данная переключающая функция имеет временную длительность пропорциональную углу ψ и сдвинута на угол γ от первой.

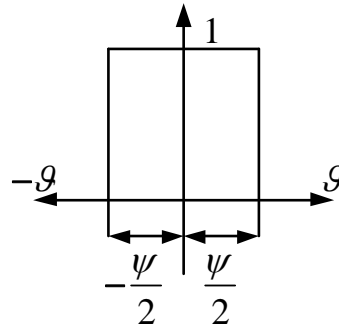


Рисунок 3.4 – Графическое представление переключательной функции второго сегмента

Переключательная функция для второго сегмента записывается следующим образом:

$$F_2 = \frac{\psi}{2 \cdot \pi} + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{n=\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\psi}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot e^{jn\vartheta}. \quad (3.8)$$

Для получения переключательной функции второго сегмента необходимо осуществить сдвиг переключательной функции на угол $(\psi/2 + \gamma)$. Соответственно получим:

$$F_2 = \frac{\psi}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\psi}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(\vartheta - \left(\frac{\psi}{2} + \gamma\right)\right)\right). \quad (3.9)$$

если учесть, что $\psi = \gamma_1 - \gamma$, то можно записать:

$$F_2 = \frac{\gamma_1 - \gamma}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma_1 - \gamma}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(\vartheta - \left(\frac{\gamma_1 + \gamma}{2}\right)\right)\right). \quad (3.10)$$

Таким образом, легко записать оставшиеся шесть переключательных функций для всех сегментов однофазного трехуровневого преобразователя:

$$F_3 = \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma_2 - \gamma_1}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(\vartheta - \left(\frac{\gamma_2 + \gamma_1}{2}\right)\right)\right); \quad (3.11)$$

$$F_4 = \frac{\gamma_3 - \gamma_2}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma_3 - \gamma_2}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(\vartheta - \left(\frac{\gamma_3 + \gamma_2}{2}\right)\right)\right); \quad (3.12)$$

$$F_5 = \frac{\gamma_4 - \gamma_3}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma_4 - \gamma_3}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(\vartheta - \left(\frac{\gamma_4 + \gamma_3}{2}\right)\right)\right); \quad (3.13)$$

$$F_6 = \frac{\gamma_5 - \gamma_4}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma_5 - \gamma_4}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(\vartheta - \left(\frac{\gamma_5 + \gamma_4}{2}\right)\right)\right); \quad (3.14)$$

$$F_7 = \frac{\gamma_6 - \gamma_5}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\gamma_6 - \gamma_5}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(\vartheta - \left(\frac{\gamma_6 + \gamma_5}{2}\right)\right)\right); \quad (3.15)$$

$$F_8 = \frac{2\pi - \gamma_6}{2 \cdot \pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{2\pi - \gamma_6}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(\vartheta - \left(\frac{2\pi + \gamma_6}{2}\right)\right)\right). \quad (3.16)$$

Углы $\gamma - \gamma_6$ легко определить путем пересечения вектора заданного напряжения с прямой перпендикулярной образующему вектору, расположенного на действительной оси, получая, таким образом, прямые, которые отделяют один сегмент от другого. Методика получения значения данных углов представлена в параграфе 2.4, а соотношения приведены в (2.26).

Все КСК схемы, образующиеся в разработанном однофазном полупроводниковом преобразователе (Рисунок 3.5) и описанном в предыдущей главе, представлены в приложении А, на Рисунках А.1 – А.25.

Следует сделать небольшое отступление и оговорить некоторые моменты в разработке математических моделей. Для расчетов, которые будут вестись далее, нужно принять направления протекания фазного тока через узлы «1» и «2» (Рисунок 3.5). Примем за положительное направление фазного тока в полупроводниковом преобразователе направление, при котором этот ток вытекает из преобразователя, как это продемонстрировано на Рисунке 3.5. При этом каждой комбинации состояний ключей соответствует два режима положительного и отрицательного направления протекания фазного тока

однофазного полупроводникового преобразователя, как показано на Рисунках А.1 – А.25 в приложении А.

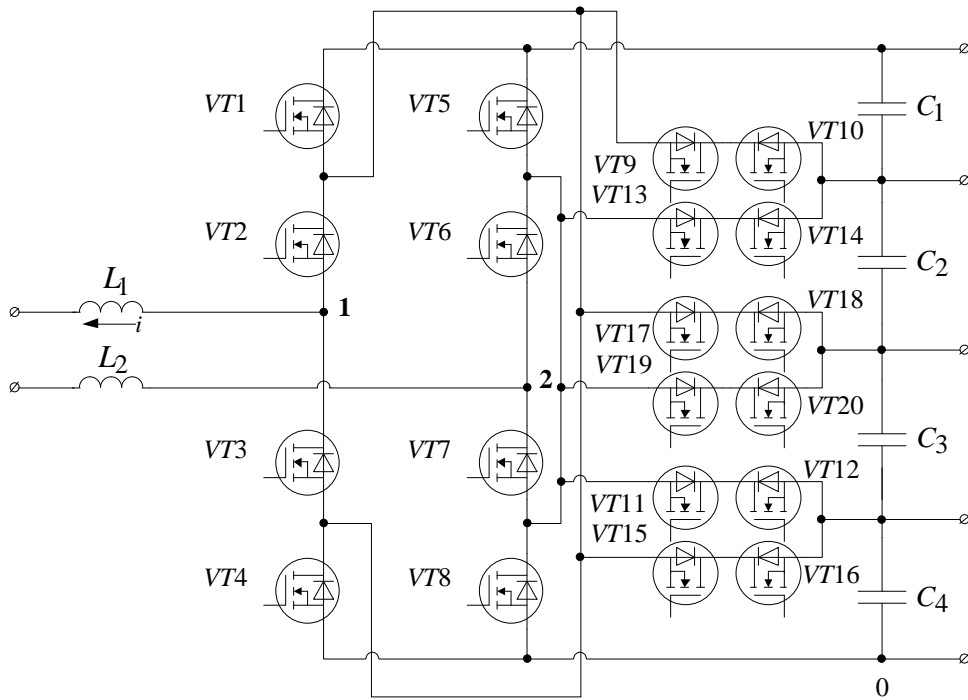


Рисунок 3.5 – Схема предложенного полупроводникового преобразователя

Остальные этапы процедуры разработки математических моделей будут представлены в следующем параграфе.

В соответствии с процедурой разработки математических моделей дальнейшим этапом является задание последовательности комбинаций состояний ключей. Как говорилось в предыдущей главе, с точки зрения последовательности и длительности коммутации КСК нет никаких критичных ограничений при выполнении требования по формированию постоянного синфазного напряжения, которое необходимо для подавления синфазного тока утечки. Но следует заметить, что выбор последовательности комбинации состояния ключей с точки зрения уменьшения числа коммутаций, а значит и динамических потерь мощности является крайне важной задачей. Кроме того, выбор последовательности КСК и их чередование на такте ШИМ существенным образом отражается на спектральном составе выходного переменного напряжения 90, что, следовательно, отразится на габаритах выходного фильтра.

Для подавления синфазного тока утечки, что достигается формированием постоянного уровня синфазного напряжения $u_{\text{син}} = \frac{U_{DC}}{2}$, как было показано в предыдущей главе, для синтеза задающего вектора будет использован только ряд образующих векторов и соответствующие им комбинации состояния ключей. Будут использованы только КСК (4; 0), (3; 1), (2; 2), (1; 3), (0; 4). Для снижения числа коммутаций последовательность КСК следует использовать соответствующую представленной в Таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Последовательность КСК по сегментам

Номер сегмента	Последовательность КСК
I, VIII	$\bar{V}2_{(4;0)} \rightarrow \bar{V}1_{(3;1)}$
II, VII	$\bar{V}1_{(3;1)} \rightarrow \bar{V}0_{(2;2)}$
III, VI	$\bar{V}0_{(2;2)} \rightarrow \bar{V}3_{(1;3)}$
IV, V	$\bar{V}3_{(1;3)} \rightarrow \bar{V}4_{(0;4)}$

Используемая последовательность КСК в процедуре синтеза математических моделей, позволяющая формировать синфазное напряжение постоянного уровня, проиллюстрирована на Рисунке 3.6.

Следующим этапом в процедуре разработки математических моделей является получение переключающих функций комбинаций состояния ключей. Данные переключающие функции КСК находятся в каждом сегменте.

Отличием переключающей функции комбинации состояния ключей от переключающей функции сегмента является изменение ее временного интервала от такта к такту ШИМ.

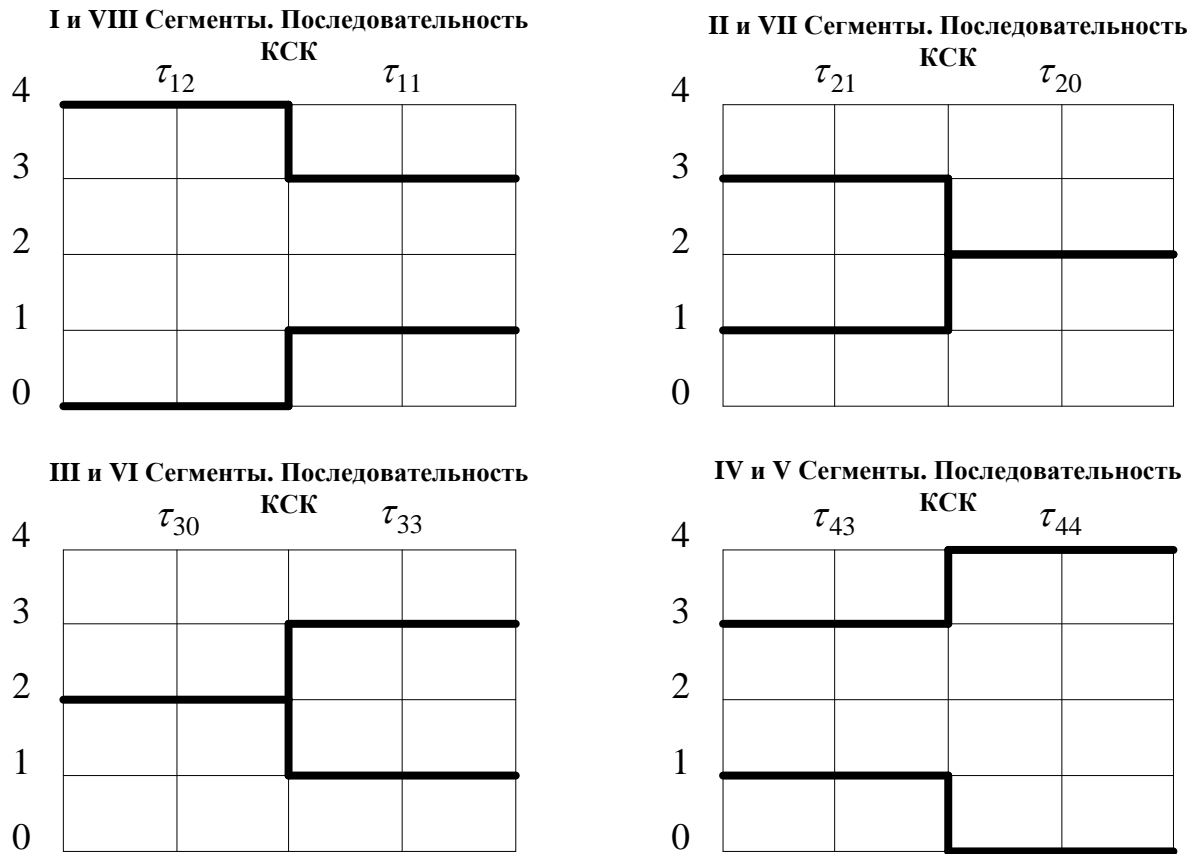


Рисунок 3.6 – Предложенная последовательность КСК

В переключающих функциях комбинаций состояния ключей, длительность или границы коммутации изменяются в течение времени в соответствии с определенной зависимостью – весовым коэффициентом. Частота таких функций выше в A раз относительно частоты переключающей функции (A – кратность частот).

Рассмотрим переключающую функцию для КСК (4; 0) в первом сегменте. Данная переключающая функция примет вид:

$$Fk_{S1_K1} = f(\vartheta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{f(\vartheta)}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(A \cdot \vartheta - \left(\frac{f(\vartheta)}{2} \right) \right)\right). \quad (3.17)$$

Переключающую функцию для КСК (4; 0) в соответствии с предложенной последовательностью имеет своими границами в первом сегменте – длительность весового коэффициента $\tau_{12}(\vartheta)$, как показано на Рисунке 3.6. Следовательно,

переключающую функцию для КСК (4; 0) в первом сегменте можно переписать следующим образом:

$$Fk_{S1_K1} = \tau_{12}(\vartheta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\tau_{12}(\vartheta)}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(A \cdot \vartheta - \left(\frac{\tau_{12}(\vartheta)}{2} \right) \right)\right). \quad (3.18)$$

Переключающую функцию для КСК (3; 1) в первом сегменте можно определить следующим образом, по аналогии с (3.17):

$$Fk_{S1_K2} = \tau_{11}(\vartheta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\tau_{11}(\vartheta)}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(A \cdot \vartheta - \left(\frac{\tau_{11}(\vartheta)}{2} + \tau_{12}(\vartheta) \right) \right)\right), \quad (3.19)$$

в соответствии с (3.7), так как ось начала координат не проходит через центр данной переключающей функции необходимо ввести сдвиг функции на величину $\tau_{12}(\vartheta)$.

Аналогичным образом записываются остальные переключающие функции комбинаций состояния ключей в каждом из сегментов:

$$Fk_{S2_K1} = \tau_{21}(\vartheta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\tau_{21}(\vartheta)}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(A \cdot \vartheta - \left(\frac{\tau_{21}(\vartheta)}{2} \right) \right)\right); \quad (3.20)$$

$$Fk_{S2_K2} = \tau_{20}(\vartheta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\tau_{20}(\vartheta)}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(A \cdot \vartheta - \left(\frac{\tau_{20}(\vartheta)}{2} + \tau_{21}(\vartheta) \right) \right)\right); \quad (3.21)$$

$$Fk_{S3_K1} = \tau_{33}(\vartheta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\tau_{33}(\vartheta)}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(A \cdot \vartheta - \left(\frac{\tau_{33}(\vartheta)}{2} \right) \right)\right); \quad (3.22)$$

$$Fk_{S3_K2} = \tau_{30}(\vartheta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\tau_{30}(\vartheta)}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(A \cdot \vartheta - \left(\frac{\tau_{30}(\vartheta)}{2} + \tau_{33}(\vartheta) \right) \right)\right); \quad (3.23)$$

$$Fk_{S4_K1} = \tau_{43}(\vartheta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\tau_{43}(\vartheta)}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(A \cdot \vartheta - \left(\frac{\tau_{43}(\vartheta)}{2} \right) \right)\right); \quad (3.24)$$

$$Fk_{S4_K2} = \tau_{44}(\vartheta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\tau_{44}(\vartheta)}{2}\right)}{\pi \cdot n} \cdot \cos\left(n \left(A \cdot \vartheta - \left(\frac{\tau_{44}(\vartheta)}{2} + \tau_{43}(\vartheta) \right) \right)\right). \quad (3.25)$$

3.2 Математическая модель для расчета выходного напряжения полупроводникового преобразователя в составе СГФ.

В данном разделе в соответствии с процедурой разработки математических моделей, предложенной в предыдущем параграфе, следующим этапом будет реализовано получение математической модели, описывающей выходное ступенчатое напряжения однофазного полупроводникового преобразователя в составе СГФ. Для этого необходимо рассмотреть процесс формирования данного напряжения. Поэтому необходимо представить эквивалентную схему стойки полупроводникового преобразователя в составе СГФ (Рисунок 3.7).

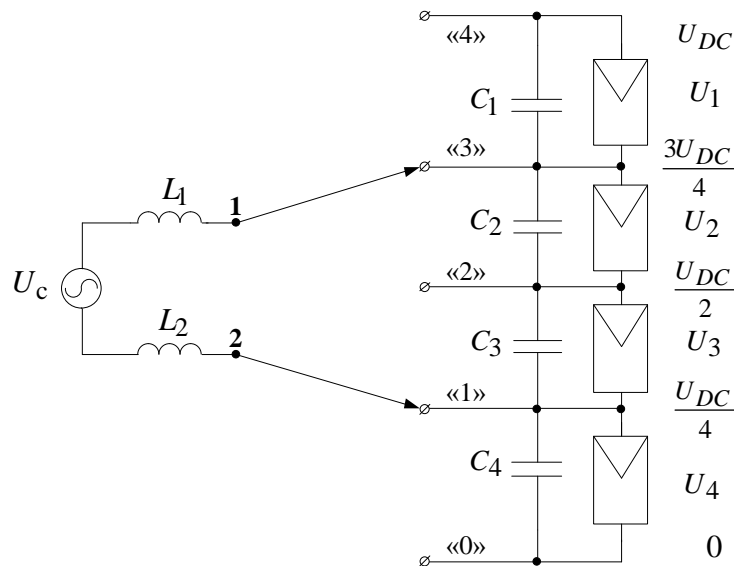


Рисунок 3.7 – Эквивалентная схема стоек ПП

Во время включения определенной КСК, к выводам полупроводникового преобразователя (Рисунок 3.5) 1 и 2 коммутируются соответствующие потенциалы точек «4», «3», «2», «1», и «0». Включение комбинации состояния ключей (3;1) представлено на Рисунке 3.7. Разность потенциалов «4», «3», «2»,

«1» относительно потенциала точки «0» соответствует напряжению на конденсаторах C_1, C_2, C_3, C_4 звена постоянного тока, соответственно. Если пренебречь изменением напряжения на конденсаторах (разбаланс напряжения), а также смещением рабочей точки на ВАХ СФМ, то можно считать, что напряжение на каждом конденсаторе идентично и равно четверти напряжения звена постоянного тока. Дифференциальное напряжение в каждый момент времени описывается в соответствии с (2.1) разностью напряжений на выводах **1** и **2** относительно точки «0» (u_{10} и u_{20}), а синфазное – полусуммой данных напряжений. Или, другими словами, во время включения каждой КСК к выводам **1** и **2** подключается определенное количество конденсаторов, а напряжения пропорционально этому количеству, так как, было сказано ранее напряжение, на каждом конденсаторе принято за фиксированную величину.

Следующим шагом необходимо описать функции напряжений u_{10} и u_{20} в каждом сегменте векторной диаграммы разработанного полупроводникового преобразователя.

Так как известна величина уровней напряжения коммутируемых в точки **1** и **2** относительно точки «0» во время включения каждой КСК, а также длительность коммутации каждой КСК (определяется переключающими функциями, представленными в предыдущем параграфе), функции напряжений u_{10} и u_{20} определяются произведением переключающей функции на соответствующий уровень напряжения. В качестве примера рассмотрим функцию напряжения u_{10} в первом сегменте:

$$u_{10_1} = F_1 \cdot \left(Fk_{S1_K1} (u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} + u_{C4}) + Fk_{S1_K2} (u_{C2} + u_{C3} + u_{C4}) \right), \quad (3.26)$$

где напряжение u_{C1} на конденсаторе C_1 (Рисунок 3.5) звена постоянного тока разработанного полупроводникового преобразователя, аналогично u_{C2}, u_{C3}, u_{C4} напряжения на конденсаторах C_2, C_3, C_4 , без учета влияние разбаланса напряжения на конденсаторах и прочих эффектов и с учетом того, что

напряжение на каждом конденсаторе формирует свой СФМ, можно принять напряжения равными u_{C1} , u_{C2} , u_{C3} , u_{C4} четверти от напряжения ЗПТ.

Аналогичным образом определяются функции напряжений u_{10} и u_{20} в остальных сегментах векторной диаграммы разработанного полупроводникового преобразователя:

$$u_{20_1} = F_1 \cdot Fk_{S1_K2} \cdot (u_{C4}); \quad (3.27)$$

$$u_{10_2} = F_2 \cdot (Fk_{S2_K1}(u_{C2} + u_{C3} + u_{C4}) + Fk_{S2_K2}(u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.28)$$

$$u_{20_2} = F_2 \cdot (Fk_{S2_K1} \cdot (u_{C4}) + Fk_{S2_K2} \cdot (u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.29)$$

$$u_{10_3} = F_3 \cdot (Fk_{S3_K1}(u_{C4}) + Fk_{S3_K2}(u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.30)$$

$$u_{20_3} = F_3 \cdot (Fk_{S3_K1} \cdot (u_{C2} + u_{C3} + u_{C4}) + Fk_{S3_K2} \cdot (u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.31)$$

$$u_{10_4} = F_4 \cdot (Fk_{S4_K2}(u_{C4})); \quad (3.32)$$

$$u_{20_4} = F_4 \cdot (Fk_{S4_K1}(u_{C2} + u_{C3} + u_{C4}) + Fk_{S4_K2}(u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.33)$$

$$u_{10_5} = F_5 \cdot (Fk_{S4_K2}(u_{C4})); \quad (3.34)$$

$$u_{20_5} = F_5 \cdot (Fk_{S4_K1}(u_{C2} + u_{C3} + u_{C4}) + Fk_{S4_K2}(u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.35)$$

$$u_{10_6} = F_6 \cdot (Fk_{S3_K1}(u_{C4}) + Fk_{S3_K2}(u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.36)$$

$$u_{20_6} = F_6 \cdot (Fk_{S3_K1} \cdot (u_{C2} + u_{C3} + u_{C4}) + Fk_{S3_K2} \cdot (u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.37)$$

$$u_{10_7} = F_7 \cdot (Fk_{S2_K1}(u_{C2} + u_{C3} + u_{C4}) + Fk_{S2_K2}(u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.38)$$

$$u_{20_7} = F_7 \cdot (Fk_{S2_K1} \cdot (u_{C4}) + Fk_{S2_K2} \cdot (u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.39)$$

$$u_{10_8} = F_8 \cdot (Fk_{S1_K1}(u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} + u_{C4}) + Fk_{S1_K2}(u_{C2} + u_{C3} + u_{C4})); \quad (3.40)$$

$$u_{20_8} = F_8 \cdot Fk_{S1_K2} \cdot (u_{C4}). \quad (3.41)$$

Соответственно, напряжение u_{10} и u_{20} на всем периоде равно сумме напряжений в каждом сегменте:

$$u_{10} = u_{10_1} + u_{10_2} + u_{10_3} + u_{10_4} + u_{10_5} + u_{10_6} + u_{10_7} + u_{10_8}, \quad (3.42)$$

$$u_{20} = u_{20_1} + u_{20_2} + u_{20_3} + u_{20_4} + u_{20_5} + u_{20_6} + u_{20_7} + u_{20_8} \cdot \quad (3.43)$$

Следовательно, в соответствии с выражением (2.1) синфазное и дифференциальные напряжения равны $u_{\text{син}} = \frac{u_{10} + u_{20}}{2}$, $u_{\text{диф}} = u_{10} - u_{20}$.

Для проверки дифференциального напряжения полученного путем математического моделирования в пакете ПО *MathCad* была создана имитационная модель в ПО *Power Sim*. Данная модель была использована с целью проверки идентичности значений дифференциального напряжения, а также визуального сравнения ступенчатых форм данного напряжения (Рисунок 3.8). Как можно заметить, дифференциальное напряжение, полученное с использованием аппарата математического моделирования (Рисунок 3.8 б), с достаточной точностью соответствует напряжению, полученному имитационным моделированием (Рисунок 3.8 а). Различие объясняется ограниченным количеством элементов в ряде Фурье.

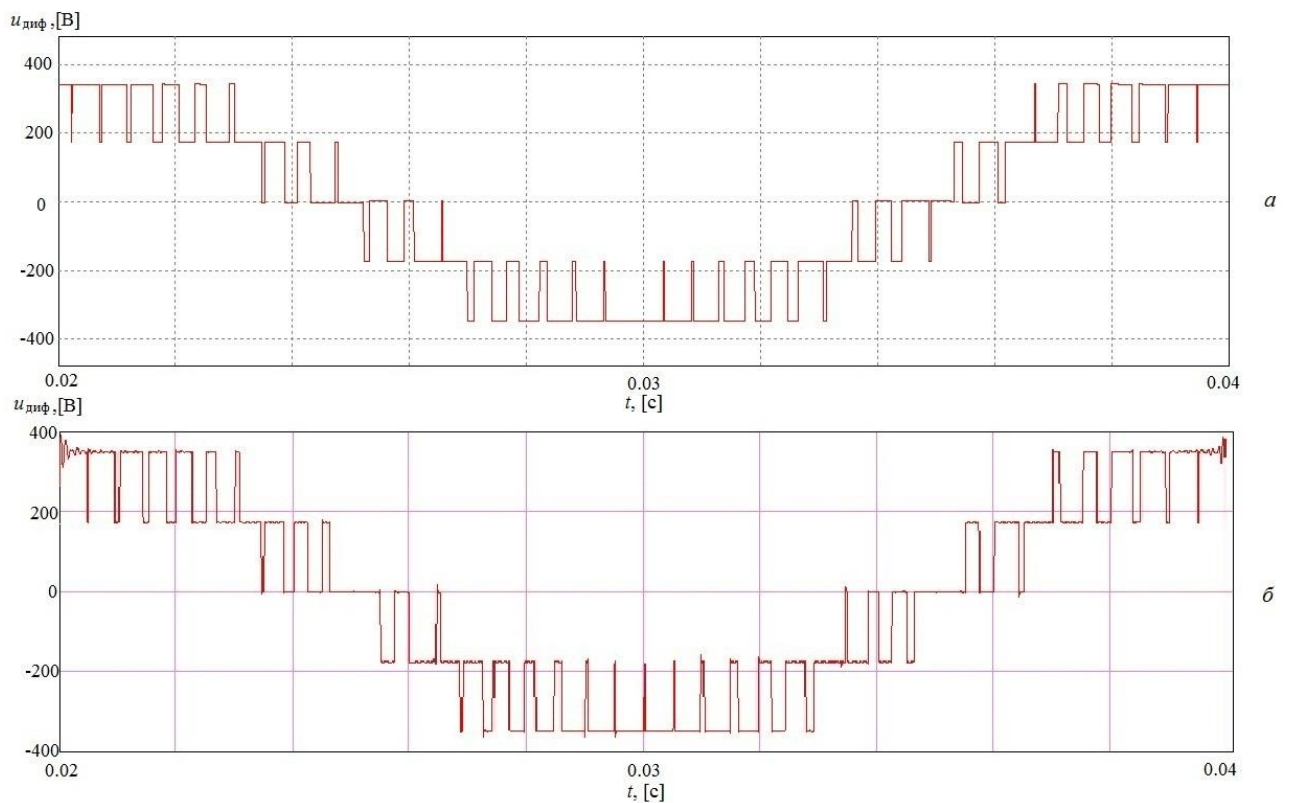


Рисунок 3.8 – Эпюры дифференциального напряжения а) – имитационное моделирование $u_{\text{диф}}$, б) – математическая модель $u_{\text{диф}}$

3.3 Математическая модель фазного и синфазного токов

В этом параграфе, согласно процедуре разработки математических моделей, будет представлен процесс формирования математических моделей фазного и синфазного тока формируемых в бестрансформаторной СГФ.

Ток, который генерируется преобразователем в сеть, – фазный ток, в общем виде определяется следующим соотношением 123:

$$i_a = \int \frac{u_{\text{диф}} - u_c}{L_1 + L_2}, \quad (3.44)$$

где u_c – напряжения сети.

Напряжение сети может быть представлено в следующем виде:

$$u_c = E \cos(\vartheta), \quad (3.45)$$

где E – амплитуда напряжения сети, ϑ – угловая частота, $\vartheta = \omega t = 2\pi ft$.

Ток, генерируемый преобразователем в сеть с учетом (2.4), в общем виде определяется следующим соотношением 123:

$$i_1 = i_a + \frac{i_{\text{син}}}{2}. \quad (3.46)$$

Для определения фазного тока необходимо решить задачу нахождения гармонического состав дифференциального напряжения 115. Наилучшим образом можно определить гармонический состав дифференциального напряжения с помощью разложения в ряд Фурье и нахождения коэффициентов ряда. Для этого можно использовать процедуру дискретного преобразования Фурье, которое представлено в работах [154–158] и выглядит следующим образом для решения поставленной задачи:

$$P_k = \sum_{n=0}^{N-1} u_n \cdot e^{-\frac{2\pi}{N} \cdot j \cdot k}, \quad (3.47)$$

где $P_k = \text{Re}(P_k) + j \cdot \text{Im}(P_k)$; k -я гармоника в комплексной форме, N – число элементов выборки некоторой функции $u(t)$ в дискретном виде, u_n – значение функции $u(t)$ для n -го элемента выборки.

В пакете ПО *MathCad* есть возможность быстрого вычисления дискретного преобразования Фурье. Однако следует учесть, что количество гармоник равно степени числа два. Это преобразование выглядит следующим образом:

$$\dot{C}(u) = FFT(u), \quad (3.48)$$

где $\dot{C}(u)$ – вектор столбец состоящий из n элементов, которые являются гармоническими компонентами.

Вектор-столб в комплексном виде выглядит следующим образом:

$$\dot{C}(u) = \begin{pmatrix} \text{Re}[\dot{C}_1(u)] + j \cdot \text{Im}[\dot{C}_1(u)] \\ \text{Re}[\dot{C}_2(u)] + j \cdot \text{Im}[\dot{C}_2(u)] \\ \vdots \\ \text{Re}[\dot{C}_k(u)] + j \cdot \text{Im}[\dot{C}_k(u)] \end{pmatrix}. \quad (3.49)$$

Вычислив элементы вектора столбца, можно найти амплитуды гармоник в ряде Фурье, которые определяются выражением:

$$|C_k(u)| = \sqrt{\text{Re}[\dot{C}_k(u)]^2 + \text{Im}[\dot{C}_k(u)]^2}. \quad (3.50)$$

Также следует отметить, что в ПО *MathCad* существует возможность обратного преобразования Фурье. Зная вычисленные элементы вектора столбца можно определить функцию за счет применения обратного преобразования Фурье.

$$u(t) = IFFT(\dot{C}_k(u)). \quad (3.51)$$

В соответствии с (3.44) и (3.48) определяется вектор столбец гармоник напряжения $u_L = u_{\text{диф}} - u_c$:

$$\dot{C}(u_L) = \dot{C}(u_{\text{диф}} - u_c) = FFT(u_{\text{диф}} - u_c). \quad (3.52)$$

Определив вектор-столбец гармоник напряжения, можно найти гармоники фазного тока:

$$\dot{C}_k[i_a(u_L)] = \frac{\dot{C}_k(u_L)}{k \cdot Z}, \quad (3.53)$$

где Z – комплексное сопротивление цепи между полупроводниковым преобразователем в составе СГФ и сетью. В случае активно-индуктивной нагрузки Z равно:

$$Z = r + j\omega(L_1 + L_2), \quad (3.54)$$

где r – активное сопротивление цепи между полупроводниковым преобразователем в составе СГФ и сетью. Может представлять собой сопротивление проводов.

Мгновенное значение фазного тока можно найти через обратное преобразование Фурье (3.51), так как были вычислены гармоники тока:

$$i_a = IFFT[\dot{C}_k[i_a(u_L)]]. \quad (3.55)$$

По аналогии с фазным током определяется синфазный ток утечки. Определяется вектор-столбец гармоник синфазного напряжения $u_{\text{син}}$:

$$\dot{C}(u_{\text{син}}) = FFT(u_{\text{син}}). \quad (3.56)$$

В соответствии с (2.4) определяются гармоники синфазного тока утечки:

$$\dot{C}_k[i_{\text{син}}(u_{\text{син}})] = \frac{\dot{C}_k(u_{\text{син}})}{k \cdot Z}. \quad (3.57)$$

С помощью обратного преобразования Фурье находится функция синфазного тока утечки:

$$i_{\text{син}} = IFFT[\dot{C}_k[i_{\text{син}}(u_{\text{син}})]]. \quad (3.58)$$

Определив фазный ток и синфазный токи утечки, находится ток, который генерирует преобразователь в составе СГФ в сеть i_1 в соответствии с (3.46).

Были сделаны математические модели в ПО *MathCad* для определения синфазного тока утечки для алгоритма векторной ШИМ, предложенной в предыдущей главе и позволяющий формировать постоянное синфазное напряжение (условно режим подавления СТУ), а также для алгоритма векторной ШИМ, который не позволяет формировать постоянное синфазное напряжение (режим без подавления СТУ) (Рисунок 3.9).

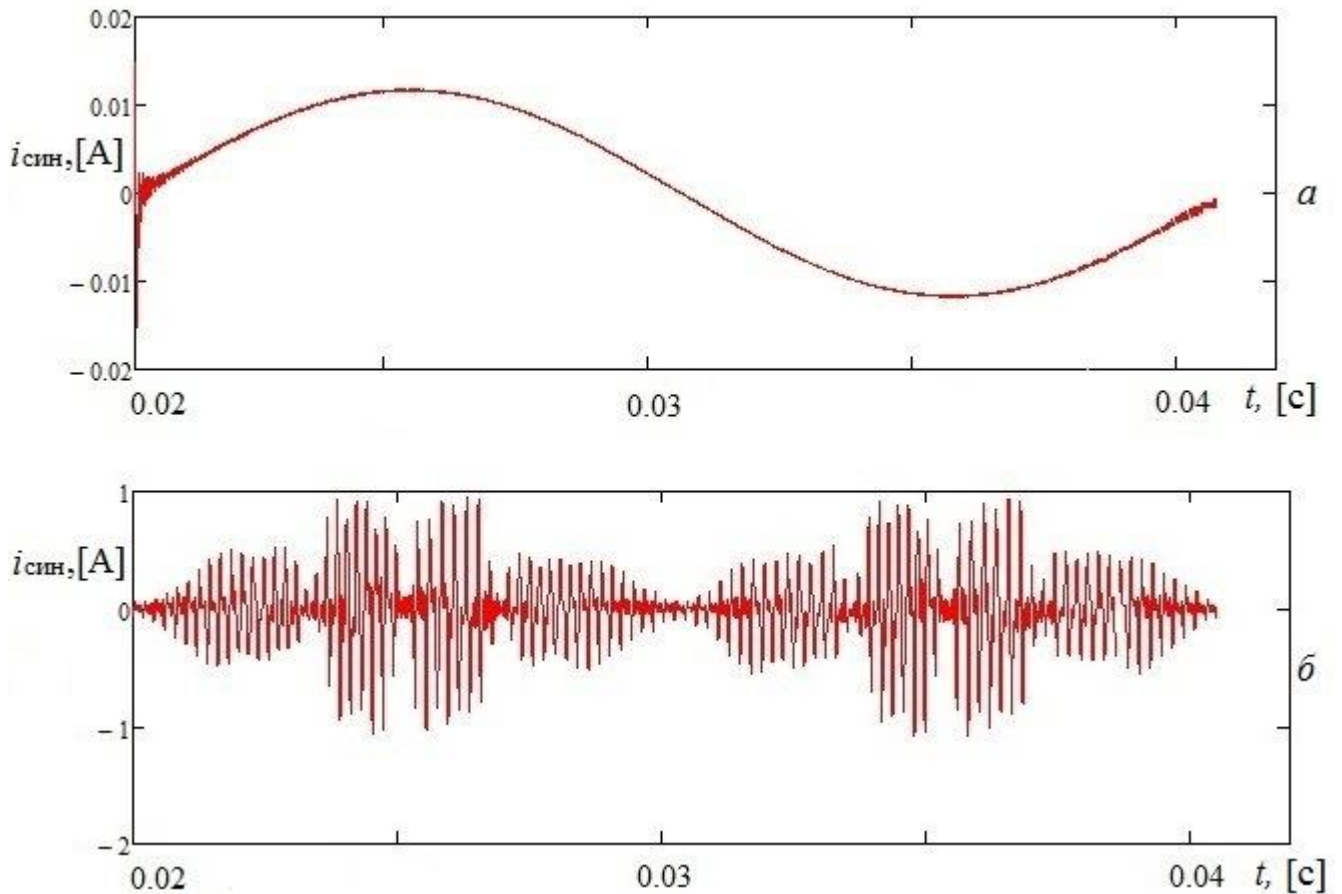


Рисунок 3.9 – Синфазный ток утечки: *а)* – в режиме подавления СТУ, *б)* – режим без подавления СТУ

Для расчета коэффициента гармоник тока i_1 , формируемого полупроводниковым преобразователем в составе СГФ в сеть, ток необходимо разложить в ряд Фурье на косинусные и синусные составляющие [159].

1. Синусные составляющие тока:

$$BA_k = d \cdot \sum_{k=1}^{3A} \frac{I_1 \cdot \sin(k \cdot 2\pi \cdot f)}{\pi}. \quad (3.59)$$

2. Косинусные составляющие тока:

$$AA_k = d \cdot \sum_{k=1}^{3A} \frac{I_1 \cdot \cos(k \cdot 2\pi \cdot f)}{\pi}. \quad (3.60)$$

3. Спектр тока:

$$C_k = \sqrt{(BA_k)^2 + (AA_k)^2}. \quad (3.61)$$

$$d = \frac{2\pi}{T}. \quad (3.62)$$

$$A = \frac{f_{\text{ШИМ}}}{f_c}. \quad (3.63)$$

где T – период тока i_1 , BA_k – синусные составляющие тока i_1 , AA_k – косинусные составляющие тока i_1 , C_k – спектр тока i_1 , A – кратность, отношение частоты ШИМ к частоте напряжения сети, $f_{\text{ШИМ}}$ – частота ШИМ, f_c – частота напряжения сети.

Коэффициент гармоник тока i_1 определяется следующим соотношением 3:

$$K_{\text{г.т.}} = \frac{I_{\text{в.г.}}}{I} = \sqrt{\frac{1}{v_I^2} - 1}. \quad (3.64)$$

где $I_{\text{в.г.}}$ – действующее значение высших гармоник тока i_1 (отличных от первой гармоники). Коэффициент гармоник тока i_1 связан с коэффициентом искажения тока 3:

$$v_I = \frac{I_{(1)}}{I}. \quad (3.65)$$

где $I_{(1)}$ – действующее значение первой гармоники тока i_1 , I – действующее значение тока i_1 .

Коэффициент гармоник тока i_1 , (3.65) с учетом (3.61) примет вид:

$$K_{\text{г.т.}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2} (C_k)^2}}{C_1}. \quad (3.66)$$

Данный коэффициент не учитывает номер гармоники в спектре тока i_1 , что не отражает качественной картины изменения коэффициента гармоник тока i_1 при варьировании кратности. Этого можно избежать при использовании интегрального коэффициента гармоник, также этот коэффициент качественно показывает изменение коэффициента гармоник выходного тока ПП 3.

Спектр тока i_1 , полученный с помощью выражения (3.66), представлен на Рисунке 3.10.

$$K_{\text{и.г.т}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2} \left(\frac{C_k}{k}\right)^2}}{C_1}. \quad (3.67)$$

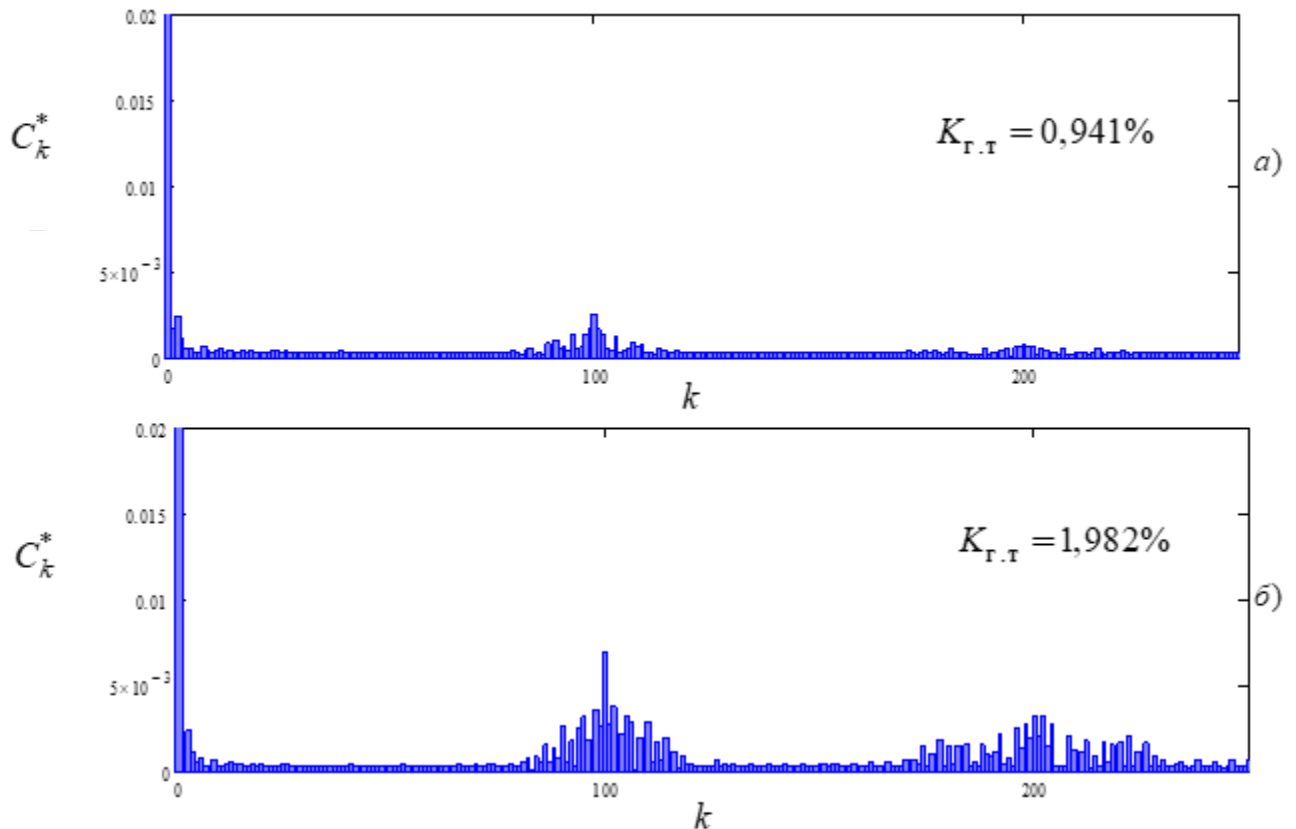


Рисунок 3.10 – Спектр тока i_1 : а) – в режиме подавления СТУ, б) – режим без подавления СТУ

Была получена зависимость коэффициента гармоник тока i_1 от глубины модуляции M и величины паразитной емкости $C_{\text{п}}$ для трехуровневого режима без подавления СТУ (Рисунок 3.11). Можно заметить увеличение коэффициента гармоник тока i_1 при снижении глубины модуляции, что объясняется снижением амплитуды выходного тока i_1 без изменения величины $i_{\text{син}}$, величина коэффициента гармоник может в этом случае достигать 16,2 %. На диаграмме отражающей режим подавления синфазного тока утечки (Рисунок 3.12) можно заметить, что коэффициент гармоник тока i_1 никак не зависит от величины

паразитной емкости, а значит фазный ток не подвержен влиянию синфазного тока утечки.

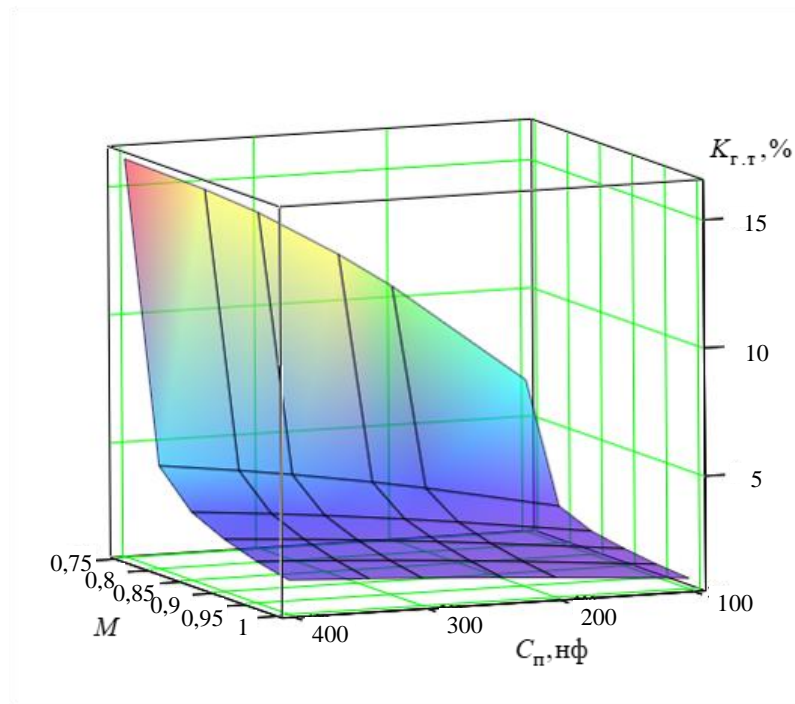


Рисунок 3.11 – Коэффициент гармоник тока i_1 без подавления СТУ

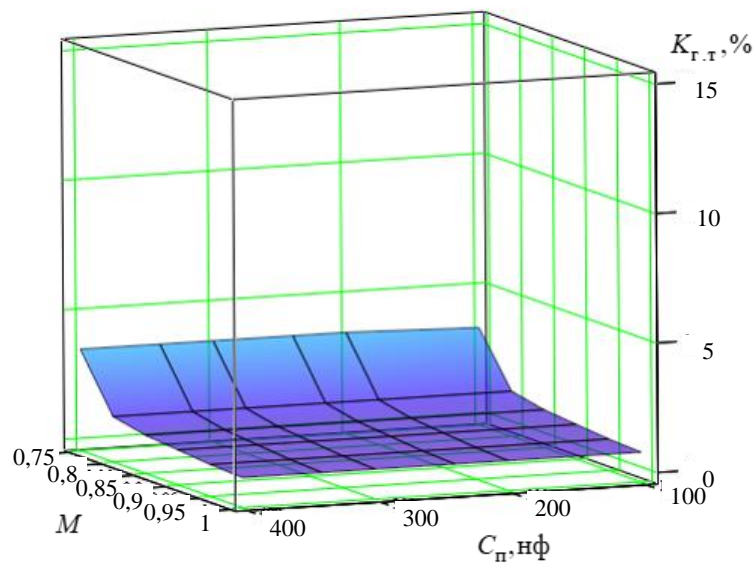


Рисунок 3.12 – Коэффициент гармоник тока i_1 в режиме подавления СТУ

3.4 Математическая модель для расчета токов ключей полупроводникового преобразователя в составе СГФ

В данном параграфе согласно процедуре разработки математических моделей, будет продемонстрирован процесс формирования математических моделей для расчета токов ключей полупроводникового преобразователя в составе СГФ.

Для этого рассмотрим разработанный однофазный полупроводниковый преобразователь, представленный на Рисунке 3.5. Можно заметить, что при использовании предложенной последовательности комбинаций состояний ключей (Таблице 3.1), а также в соответствии с иллюстрациями в приложении А, при данных КСК будет явная симметричная загрузка ключей между стойками и верхней и нижней половины ключей (половина ключей относительно выводного зажима **1**). С учетом явной симметричной загрузки транзисторов, для стойки необходимо рассчитать параметры токовой загрузки для двух ключей ($VT1$ и $VT2$), так как оставшиеся будут иметь идентичные параметры токовой загрузки. Также будут рассчитаны параметры токовой загрузки трех пар ключей напряжение в точку **1** ($VT9$ и $VT10$, $VT15$ и $VT16$, $VT17$ и $VT18$) 153.

Для создания математической модели тока ключевого элемента необходимо определить функцию фазного тока (была получена в предыдущем разделе 3.3.1). Следующим шагом в создании данной модели будет математическое описание переключающих функций, определяющих направление протекания тока i_1 или, другими словами, переключающие функции определяющие знак тока i_1 . Одна из данных функций принимает единичное значение в случаях, когда направление протекания тока совпадает с направлением, принятым за положительное. Вторая переключающая функция принимает единичное значение при направлении протекания тока i_1 , принятым за отрицательное.

Функции, определяющие знак тока будут зависеть от фазы тока.

$$Fi_1 = \begin{cases} 1, & i_1 \geq 0 \\ 0, & i_1 \leq 0 \end{cases}; \quad (3.68)$$

$$Fi_2 = \begin{cases} 0, & i_1 \geq 0 \\ 1, & i_1 \leq 0 \end{cases}. \quad (3.69)$$

Функция Fi_1 принимает единичное значение при направлении протекания тока i_1 принятое за положительное, а Fi_2 за отрицательное.

Таким образом, для получения математической модели тока первого ключа ($VT1$) необходимо определить КСК, при которых ток протекает через данный ключ, взять произведение переключающей функции КСК и умножить на функцию знака тока и на фазный ток. Также необходимо учесть, что при создании модели ключа необходимо учесть моменты времени, когда ток протекает через транзистор, а когда – через антипараллельный диод. Как видно из Таблицы 3.2, определены элементы, через которые протекает ток в ключе $VT1$ при различных направлениях (Приложение А) протекания тока i_1 .

Таблица 3.2 – Перечень комбинаций, в которых ток протекает через транзистор и диод.

комбинация	ключ	$i_1 \geq 0$	$i_1 \leq 0$
(4; 0)	$VT1$	транзистор	диод
	$VT2$	транзистор	диод
	$VT9$	–	–
	$VT10$	–	–
	$VT15$	–	–
	$VT16$	–	–
	$VT17$	–	–
	$VT18$	–	–
(3; 1)	$VT1$	–	–

(3; 1)	<i>VT2</i>	транзистор	диод
	<i>VT9</i>	транзистор	диод
	<i>VT10</i>	диод	транзистор
	<i>VT15</i>	–	–
	<i>VT16</i>	–	–
	<i>VT17</i>	–	–
	<i>VT18</i>	–	–
(2; 2)	<i>VT1</i>	–	–
	<i>VT2</i>	транзистор	диод
	<i>VT9</i>	–	–
	<i>VT10</i>	–	–
	<i>VT15</i>	–	–
	<i>VT16</i>	–	–
	<i>VT17</i>	транзистор	диод
<i>VT18</i>	диод	транзистор	
(1; 3)	<i>VT1</i>	–	–
	<i>VT2</i>	транзистор	диод
	<i>VT9</i>	–	–
	<i>VT10</i>	–	–
	<i>VT15</i>	транзистор	диод
	<i>VT16</i>	диод	транзистор
	<i>VT17</i>	–	–
<i>VT18</i>	–	–	
(0; 4)	<i>VT1</i>	–	–
	<i>VT2</i>	–	–
	<i>VT9</i>	–	–
	<i>VT10</i>	–	–

(0; 4)	VT15	–	–
	VT16	–	–
	VT17	–	–
	VT18	–	–

Ток транзистора i_{VT1} и антипараллельного диода i_{VT1_D} ключа VT1:

$$i_{VT1} = Fi_1 \times Fk_{S1_K1} \times (F_1 + F_8) \times i_1; \quad (3.70)$$

$$i_{VT1_D} = Fi_2 \times Fk_{S1_K1} \times (F_1 + F_8) \times i_1. \quad (3.71)$$

На Рисунке 3.13 представлены эпюры токов через транзистор и антипараллельный диод ключа VT1.

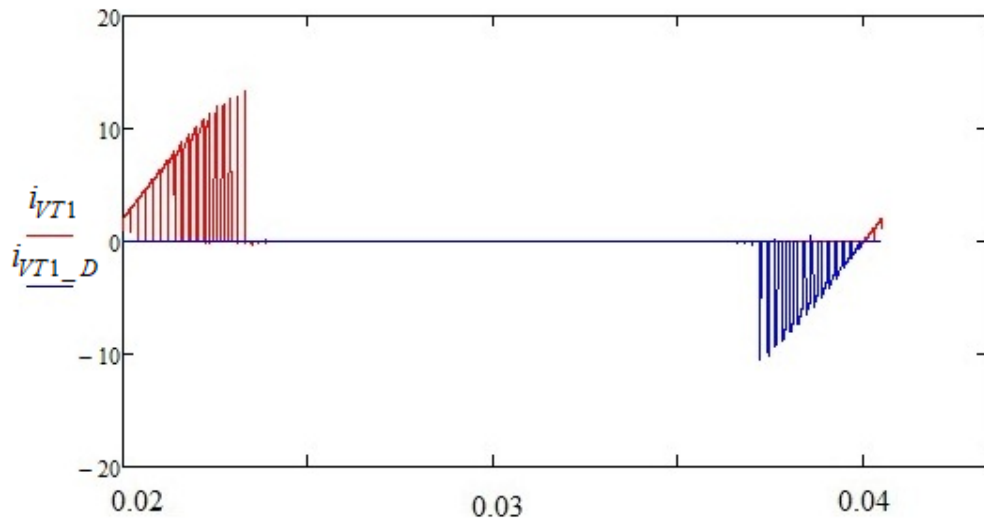


Рисунок 3.13 – Ток через транзистор и антипараллельный диод ключа VT1

Аналогичным образом получаются соотношения для токов VT2, VT9 и VT10, VT15 и VT16, VT17 и VT18:

$$i_{VT2} = Fi_1 \times i_1 \times (F_1 + F_2 + F_3 + F_6 + F_7 + F_8 + Fk_{S4_K1} \times (F_4 + F_5)); \quad (3.72)$$

$$i_{VT2_D} = Fi_2 \times i_1 \times (F_1 + F_2 + F_3 + F_6 + F_7 + F_8 + Fk_{S4_K1} \times (F_4 + F_5)); \quad (3.73)$$

$$i_{VT9} = Fi_1 \times i_1 \times (Fk_{S1_K2} \times (F_1 + F_8) + Fk_{S2_K1} \times (F_2 + F_7)); \quad (3.74)$$

$$i_{VT9_D} = Fi_2 \times i_1 \times \left(Fk_{S1_K2} \times (F_1 + F_8) + Fk_{S2_K1} \times (F_2 + F_7) \right); \quad (3.75)$$

$$i_{VT10} = Fi_2 \times i_1 \times \left(Fk_{S1_K2} \times (F_1 + F_8) + Fk_{S2_K1} \times (F_2 + F_7) \right); \quad (3.76)$$

$$i_{VT10_D} = Fi_1 \times i_1 \times \left(Fk_{S1_K2} \times (F_1 + F_8) + Fk_{S2_K1} \times (F_2 + F_7) \right); \quad (3.77)$$

$$i_{VT17} = Fi_1 \times i_1 \times \left(Fk_{S2_K2} \times (F_2 + F_7) + Fk_{S3_K2} \times (F_3 + F_6) \right); \quad (3.78)$$

$$i_{VT17_D} = Fi_2 \times i_1 \times \left(Fk_{S2_K2} \times (F_2 + F_7) + Fk_{S3_K2} \times (F_3 + F_6) \right); \quad (3.79)$$

$$i_{VT18} = Fi_2 \times i_1 \times \left(Fk_{S2_K2} \times (F_2 + F_7) + Fk_{S3_K2} \times (F_3 + F_6) \right); \quad (3.80)$$

$$i_{VT18_D} = Fi_1 \times i_1 \times \left(Fk_{S2_K2} \times (F_2 + F_7) + Fk_{S3_K2} \times (F_3 + F_6) \right); \quad (3.81)$$

$$i_{VT15} = Fi_1 \times i_1 \times \left(Fk_{S3_K1} \times (F_3 + F_6) + Fk_{S4_K1} \times (F_4 + F_5) \right); \quad (3.82)$$

$$i_{VT15_D} = Fi_2 \times i_1 \times \left(Fk_{S3_K1} \times (F_3 + F_6) + Fk_{S4_K1} \times (F_4 + F_5) \right); \quad (3.83)$$

$$i_{VT16} = Fi_2 \times i_1 \times \left(Fk_{S3_K1} \times (F_3 + F_6) + Fk_{S4_K1} \times (F_4 + F_5) \right); \quad (3.84)$$

$$i_{VT16_D} = Fi_1 \times i_1 \times \left(Fk_{S3_K1} \times (F_3 + F_6) + Fk_{S4_K1} \times (F_4 + F_5) \right); \quad (3.85)$$

Для длиннейших расчетов определяются среднее и действующие значения соответствующих токов ключей:

$$I_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_j d\vartheta; \quad (3.86)$$

$$I_{дт} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_j^2 d\vartheta}. \quad (3.87)$$

3.5 Расчет и анализ характеристик полупроводникового преобразователя в составе СГФ

Одним из важных показателей качества преобразования электрической энергии в СГФ является КПД полупроводникового преобразователя, который и определяет в основном КПД всей системы генерирования электрической энергии. В данной работе рассмотрена методика расчета КПД однофазного

полупроводникового преобразователя в составе СГФ. В качестве ключей будут рассмотрены *MOSFET* транзисторы. КПД полупроводникового преобразователя определяется формулой приведенной в 3:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + P_p}. \quad (3.88)$$

где P_d – мощность в нагрузке P_p – мощность потерь.

$$P_p = P_{ст} + P_{дин} + P_y. \quad (3.89)$$

Мощность потерь представляет собой сумму статических $P_{ст}$ и динамических потерь $P_{дин}$ мощности ключей полупроводникового преобразователя, а также мощности утечки, которой можно пренебречь $P_y \approx 0$. Следовательно, для определения КПД необходимо найти статические и динамические потери мощности в ключах, далее просто потери.

Расчет статических потерь в ключах схемы полупроводникового преобразователя является важной составляющей любого расчета, так как эти потери непосредственно связаны с тепловой мощностью выделяемой данными полупроводниковыми устройствами и, как следствие, важны при выборе типоразмера охладителя (радиатора). Статистические потери определяются следующими соотношениями 153, 160 для транзистора:

$$P_{ст.VT} = I_{дт}^2 \cdot R_{DSon}, \quad (3.90)$$

где, $I_{дт}^2$ – квадрат действующего значения тока соответствующего транзистора, R_{DSon} – сопротивление канала транзистора. Это сопротивление зависит от тока транзистора.

Для антипараллельного диода:

$$P_{ст.VD} = I_{ср} U_{on} + I_{дт}^2 R_{on}, \quad (3.91)$$

где $I_{ср}$ – среднее значение тока через антипараллельный диод ключа, $I_{дт}^2$ – квадрат действующего значения тока соответствующего антипараллельного диода (расчетная величина), U_{on} – напряжение на открытом антипараллельном диоде,

R_{on} – дифференциальное сопротивление открытого антипараллельного диода (справочная величина).

Расчет средних и действующих значений тока элементов ключа производится по формулам (3.70) – (3.85) и (3.86) – (3.87).

В рассматриваемом полупроводниковом преобразователе, а также с учетом симметрии токовой загрузки, в ключах необходимо полученные статические потери умножить на четыре (рассматриваемое количество ключей составляет четвертую часть от всех ключей полупроводникового преобразователя) 161.

$$P_{ст1} = 4 \times [P_{ст.VD1} + P_{ст.VT1} + P_{ст.VD2} + P_{ст.VT2}], \quad (3.92)$$

$$P_{ст2} = 4 \times [P_{ст.VD9} + P_{ст.VT10} + P_{ст.VD15} + P_{ст.VT16} + P_{ст.VD17} + P_{ст.VT18}], \quad (3.93)$$

$$P_{ст} = P_{ст1} + P_{ст2}. \quad (3.94)$$

В определенных режимах работы динамические потери будут превалировать над статическими и вносить основной вклад в потери мощности. Динамические потери транзистора с антипараллельным диодом определяются в соответствии с 162 следующим соотношением:

$$P_{дин} = (E_{твк} N_{вкт} + E_{твык} N_{выкт} + E_{двык} N_{выкд}) f_c, \quad (3.95)$$

где $E_{твк}$, $E_{твык}$, $E_{двык}$ – энергия включения транзистора, энергия выключения транзистора, энергия выключения диода, соответственно; $N_{твк}$, $N_{твык}$, $N_{двык}$ – количество включений транзистора за период, количество выключений, количество выключений диода, соответственно; f_c – частота напряжения сети.

Количество включений транзистора/диода зависит от фазы тока (Рисунок 3.14). Количество включений и выключений транзистора/диода на такте ШИМ для конкретного элемента и для конкретного сегмента определяется для различных последовательностей, т.е. определяется количество коммутаций внутри такта ШИМ 163. Теперь необходимо определить количество тактов, в которых принимает участие данный ключ в данном сегменте.

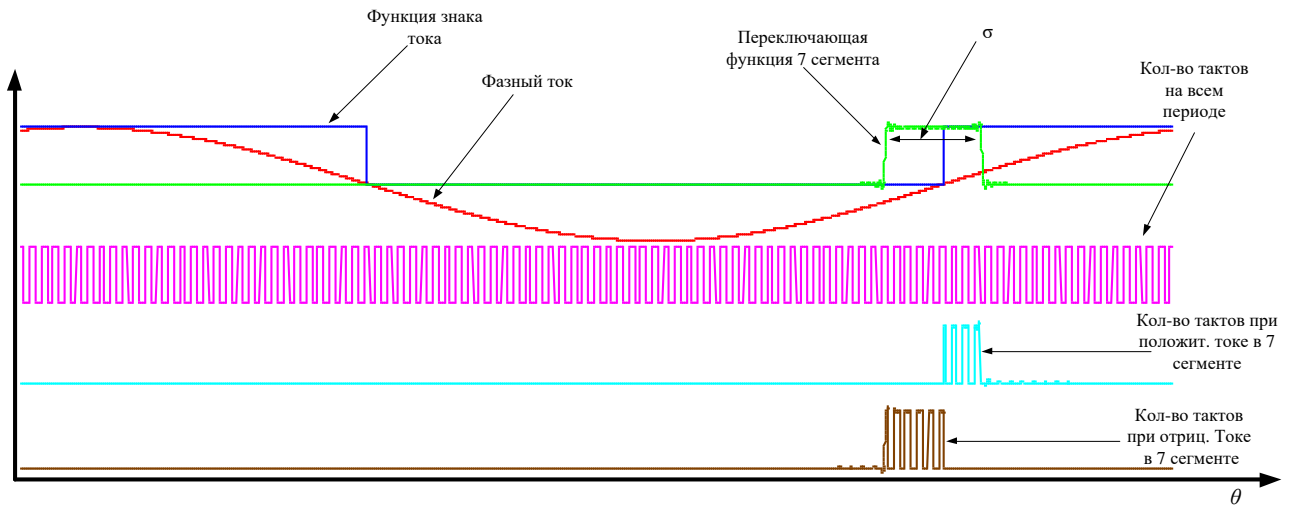


Рисунок 3.14 – Количество тактов при определенной фазе тока в VII сегменте

Количество тактов ШИМ на всем периоде равно кратности A . Количество тактов в сегменте определяется следующей формулой:

$$N_{\text{сегм}} = \frac{A \cdot \sigma}{2\pi}, \quad (3.96)$$

где $N_{\text{сегм}}$ – количество тактов ШИМ в сегменте, σ – длительность нахождения задающего вектора в сегменте в радианах (длительность сегмента).

Длительность сегмента σ определяется площадью прямоугольника, ограниченного переключающей функцией этого сегмента, при единичном значении амплитуды функции площадь этого прямоугольника равна длительности сегмента. Умножив переключающую функцию сегмента на функцию знака тока, находим длительность сегмента через площадь при определенном знаке тока, а, соответственно, и количество тактов.

$$\sigma_{k+} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_{i1} F_k d\vartheta, \quad (3.97)$$

$$\sigma_{k-} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_{i2} F_k d\vartheta, \quad (3.98)$$

где F_{i1} , F_{i2} – функции знака тока (см. п. 3.4), F_k – переключающая функция сегмента (см. п. 3.1). Подставив (3.97) и (3.98) в (3.96), находим количество тактов при определенном направлении тока:

$$N_{\text{сегм}+} = \frac{A \cdot \sigma_{k+}}{2\pi}, \quad (3.99)$$

$$N_{\text{сегм}-} = \frac{A \cdot \sigma_{k-}}{2\pi}. \quad (3.100)$$

Как можно заметить, количество коммутаций при положительном ($N_{\text{сегм}+}$) и отрицательном ($N_{\text{сегм}-}$) токе i_1 , в сегменте зависит от фазы тока i_1 (Рисунки 3.14 – 3.15). А среднее значение тока зависит от амплитуды тока.

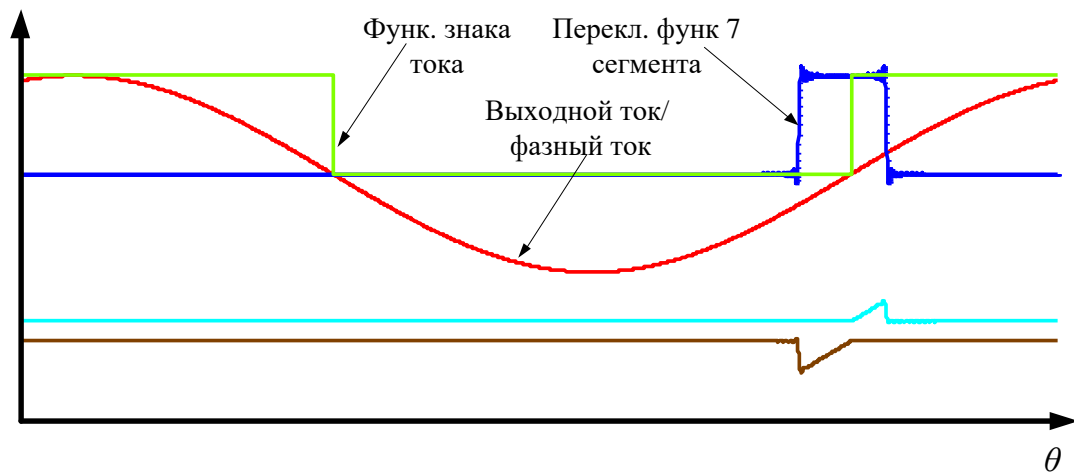


Рисунок 3.15 – Кривые тока, ограничиваемые переключающей функцией сегмента и функцией знака тока

Энергия включений, выключений транзистора и диода зависит от мгновенного значения тока через данный транзистор и диод и определяется по справочной характеристике данного ключа. Рационально определять среднее значение энергии коммутации в сегменте от среднего тока i_1 , а среднее значение тока зависит от амплитуды и фазы тока i_1 , для данного преобразователя из-за жесткой связи между величинами определяющими ток, получается, что при изменении амплитуды меняется фаза тока, и при изменении фазы тока меняется амплитуда тока:

$$I_{\text{срт}} = \frac{1}{\sigma_{k+}} \int_0^{2\pi} i_1 F_{il} F_k d\vartheta, \quad (3.101)$$

$$I_{\text{срд}} = \frac{1}{\sigma_{k-}} \int_0^{2\pi} i_1 F_{i2} F_k d\vartheta. \quad (3.102)$$

Соотношения (3.101) и (3.102) – среднее значение тока для диода и транзистора, ограничиваемого переключающей функцией сегмента и функцией знака тока.

Определение $E_{\text{ТВК}}$, $E_{\text{ТВЫК}}$, $E_{\text{ДВЫК}}$ энергий производится в соответствии с 164, 163:

$$E_{\text{ТВК}} = U_{\text{VT}} I_{\text{срд}} \frac{t_1 + t_2}{2}, \quad (3.103)$$

$$E_{\text{ТВЫК}} = U_{\text{VT}} I_{\text{срд}} \frac{t_3 + t_4}{2}, \quad (3.104)$$

$$E_{\text{ДВЫК}} = \frac{U_{\text{VD}} Q_{rr} I_{\text{срд}}}{4I_{\text{д}Q_{rr}}}, \quad (3.105)$$

где U_{VT} – напряжение сток-исток коммутируемого транзистора, t_1 – время нарастания тока при включении, t_2 – время спада напряжения при включении, t_3 – время нарастания напряжения при выключении, t_4 – время спада тока при выключении, U_{VD} – напряжение, прикладываемое к антипараллельному диоду во время обратного восстановления, обычно $U_{\text{VD}} \approx U_{\text{VT}}$, Q_{rr} – заряд обратного восстановления диода (справочный параметр), $I_{\text{д}Q_{rr}}$ – ток, при котором получено значение Q_{rr} (справочный параметр).

Параметр t_1 рассчитывается следующим образом, в соответствии с 164:

$$t_1 = R_3 C_{iss} \left(\frac{U_{\text{драйв}} - U_{\text{п}}}{U_{\text{драйв}} - U_{\text{пм}}} \right), \quad (3.106)$$

где $U_{\text{пм}}$ – напряжение плато Миллера транзистора; $U_{\text{п}}$ – пороговое напряжение транзистора; $U_{\text{драйв}}$ – напряжение драйвера, прикладываемое между затвором и истоком транзистора; C_{iss} – емкость, определяемая как сумма емкости затвор-стока и затвор-истока ($C_{iss} = C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}$), данный параметр справочный и определяется для конкретного U_{VT} по соответствующему графику; R_3 –

сопротивление в цепи затвора, вычисляемое как сумма сопротивления резистора в затворной цепи и внутреннего сопротивления в цепи затвора ($R_3 = R_{зр} + R_{зв}$) [164], $R_{зв}$ – справочный параметр.

Параметр t_2 рассчитывается следующим образом, в соответствии с [164]:

$$t_2 = R_3 \left(\frac{Q_{зс}}{U_{VTQ_{зс}}} \right) \left(\frac{U_{VT}}{U_{драйв} - U_{пм}} \right), \quad (3.107)$$

где $Q_{зс}$ – заряд затвор сток (справочный параметр), $U_{VTQ_{зс}}$ – напряжение затвор сток, при котором получено значение $Q_{зс}$ (справочный параметр).

Параметр t_3 рассчитывается следующим образом, в соответствии с [164]:

$$t_3 = R_3 \left(\frac{Q_{зс}}{U_{VTQ_{зс}}} \right) \left(\frac{U_{VT}}{U_{пм}} \right). \quad (3.108)$$

Параметр t_4 рассчитывается следующим образом, в соответствии с [164]:

$$t_4 = R_3 C_{iss} \left(\frac{U_{пм}}{U_{п}} \right). \quad (3.109)$$

Пример расчета КПД для разработанного преобразователя представлен в Таблице 3.3, параметры для расчета были приняты следующие: транзистор *MOSFET IRF740S*, напряжение ЗПТ $E = 350$ В, индуктивность дросселей $L_1 = L_2 = 2$ мГн, выходная мощность $P = 1200$ Вт, глубина модуляции $M = 0,886$.

Таблица 3.3 – Расчет КПД

$P_{ст}, \text{Вт}$	30,77712	30,90724	30,05267	30,74613	30,75567	30,64346	30,02258	30,18979
$P_{дин}, \text{Вт}$	0,693356	1,385845	2,769707	6,946633	9,728967	13,88443	16,59968	20,88803
η	0,974445	0,973794	0,973376	0,969546	0,967364	0,964221	0,962601	0,959173
A	100	200	500	1000	1500	2000	2500	3000

Небольшое отклонение значений статических потерь при различных величинах A объясняется тем, что происходит изменение количества элементов в ряде при использовании процедуры дискретного преобразования Фурье в пакете ПО *MathCad*.

Разработанный полупроводниковый преобразователь был сопоставлен с однофазным пятиуровневым преобразователем, работающим в трехуровневом режиме с возможностью подавления СТУ 108 по КПД (Таблица 3.4). Расчет проводился с идентичными значениями, что и для случая, предложенного ПП, с одной оговоркой, что параметры для клемпингового диода соответствуют параметрам антипараллельного диода в транзисторе *IRF740S*.

Таблица 3.4 – Расчет КПД

$P_{ст}, Вт$	38,18402	38,14421	37,91859	37,98903	37,97380	37,93539	38,17387	37,92427
$P_{дин}, Вт$	0,332044	0,666445	1,333219	3,351621	4,669018	6,678435	8,04	10,91448
η	0,968901	0,968671	0,968326	0,966697	0,965684	0,964154	0,962916	0,960892
A	100	200	500	1000	1500	2000	2500	3000

Были получены результаты расчета КПД для разработанного однофазного пятиуровневого полупроводникового преобразователя и для однофазного пятиуровневого полупроводникового преобразователя 108, которые работают в режиме подавления СТУ (Рисунок 3.16) для различных значений A .

Как видно из Рисунка 3.16, что у предложенного преобразователя (η_1) существует преимущество в КПД до кратности частот $A \approx 2000$. Это объясняется тем, что у разработанного полупроводникового преобразователя меньше статические потери мощности, чем у преобразователя 108, а динамические потери мощности выше, до данной кратности частот статические потери мощности преобладают над динамическими потерями мощности. Таким образом, диапазон до кратности частот $A \approx 2000$ является диапазоном энергоэффективной работы предложенного однофазного полупроводникового преобразователя.

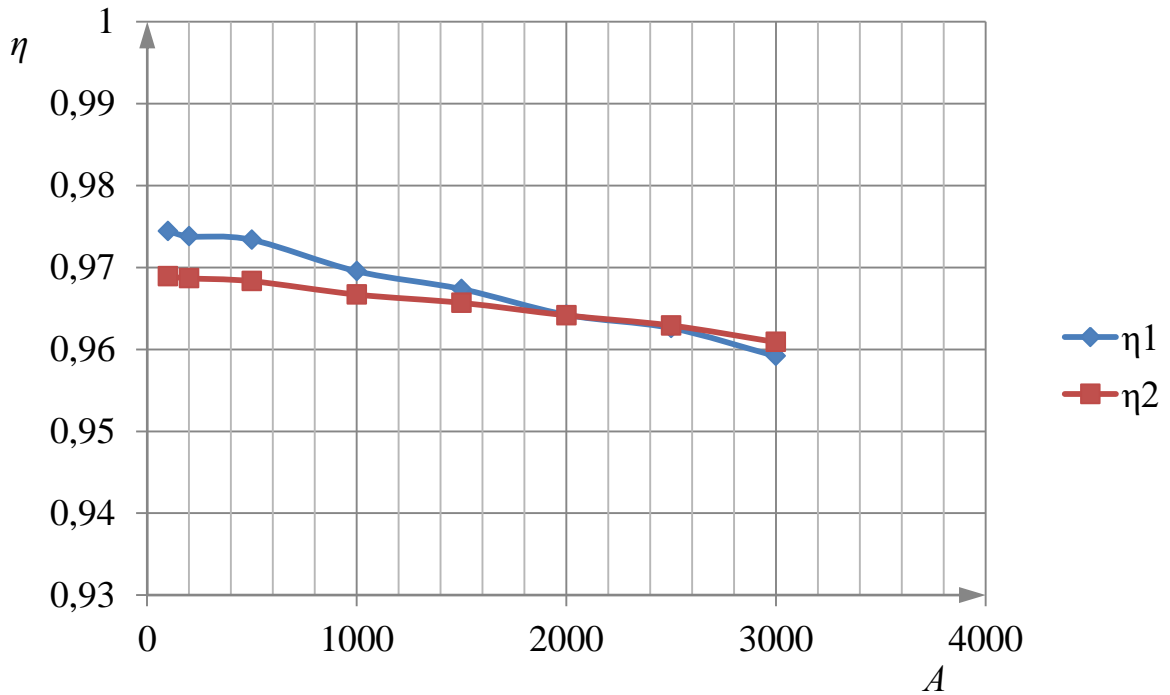


Рисунок 3.16 – КПД при $M = 0,886$

Был произведен расчет коэффициента полезного действия разработанного полупроводникового преобразователя в составе системы генерирования для режима, в котором происходит подавление СТУ и режим без подавления СТУ в зависимости от кратности частот A и величины паразитной емкости фотоэлектрического модуля C_{Π} (Рисунок 3.17). Можно заметить, что в режиме подавления синфазного тока утечки η не зависит от величины C_{Π} . В режиме без подавления СТУ можно видеть существенное снижение величины КПД (до 3 %) при увеличении значения паразитной емкости фотоэлектрического модуля.

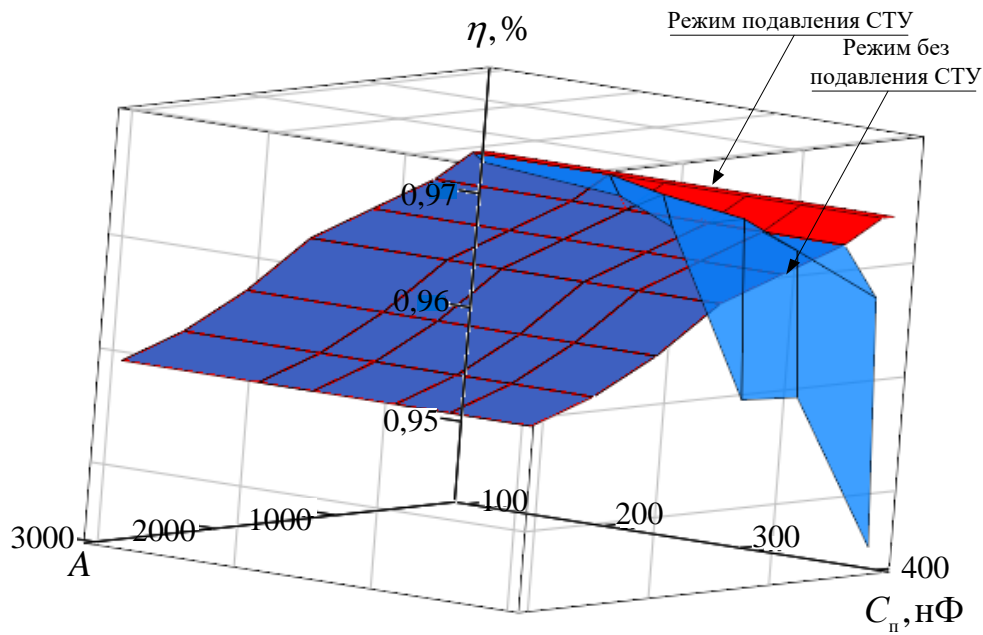


Рисунок 3.17 – КПД в режиме подавления и без подавления СТУ $M = 0,886$

3.6 Аналитический расчет выходного напряжения и тока СГФ на базе многоуровневого полупроводникового преобразователя

Степень развития силовой полупроводниковой техники позволяет осуществлять широкое применение и использование многоуровневых полупроводниковых преобразователей особенно в составе СГФ. Поэтому возникает необходимость оперативного анализа и расчета характеристик данных ПП. В некоторых случаях для этого необходимо получать аналитические соотношения в замкнутом виде [165–168].

На сегодняшний день существуют различные методы анализа схем полупроводниковых преобразователей. В первую очередь к ним относятся интегральный, спектральный и прямой методы расчета. Данные методы имеют свои индивидуальные достоинства и недостатки, которыми в ряде случаев пренебречь нельзя. Для получения аналитических соотношений наиболее актуальным является интегральный метод, если возможно получить законы

изменения мгновенных значений с помощью замкнутых функций. Допущения данного метода 165, 167:

- Ключи идеальные, коммутация происходит мгновенно;
- Источник питания (фотоэлектрический модуль) идеальный и формирует стабильное напряжение U_{DC} на своих выходных зажимах;
- Выходной фильтр – симметричные дроссели;
- Диапазон регулирования первой гармоники выходного дифференциального напряжения линейный;
- Ток нагрузки носит синусоидальную форму;
- Режим работы – установившейся.

3.6.1 Аналитический расчет напряжения

Первоначально рассмотрим форму выходного напряжения предложенного полупроводникового преобразователя в составе СГФ. На Рисунке 3.18 представлена форма выходного дифференциального напряжения трехуровневого АИН в составе СГФ, полученная при использовании алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции.

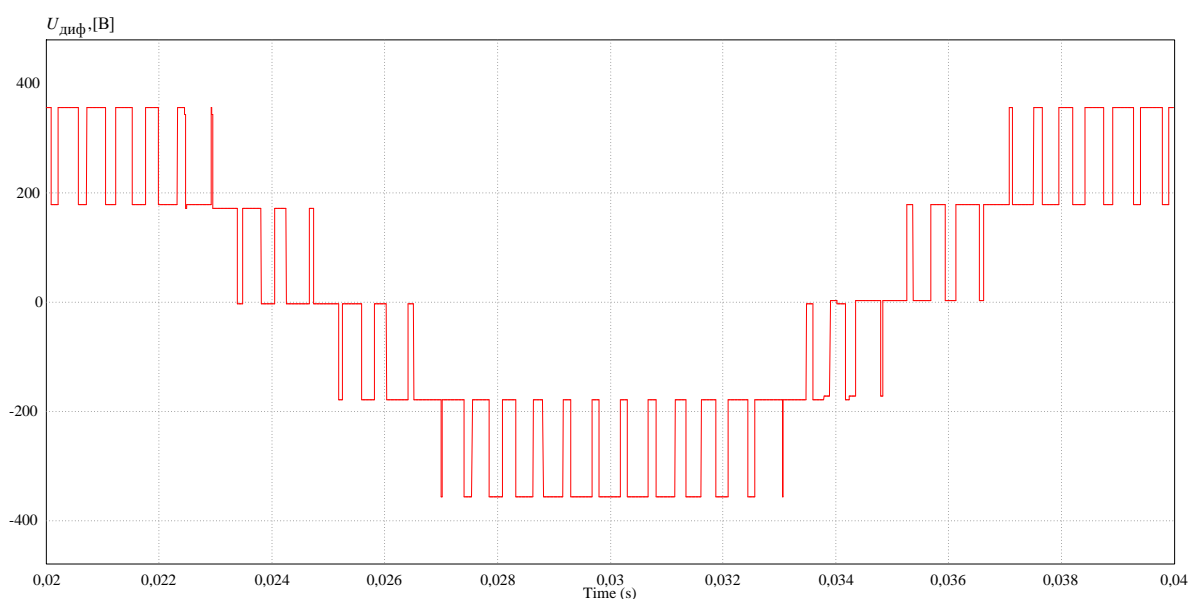


Рисунок 3.18 – Паразитная емкость СФМ

Как можно заметить из Рисунка 3.18, выходное напряжение представляет собой совокупность ступенчатых функций, имеющих различные амплитудные значения на соответствующих участках, определяемых для векторной ШИМ сегментами на векторной диаграмме. Для определения среднего и действующего значения данной функции необходимо определить длительность данных сегментов, а также амплитуды этих функций. Среднее значение импульсной функции определяется следующим соотношением:

$$F_{\text{ср}} = U_{\text{амп}} \cdot D, \quad (3.110)$$

где $U_{\text{амп}}$ – амплитуда импульсной функции, D – коэффициент заполнения импульсной функции.

Действующее значение импульсной функции определяется следующим соотношением:

$$F_{\text{дейст}} = U_{\text{амп}} \cdot \sqrt{D}. \quad (3.111)$$

В случае если коэффициент заполнения импульсной функции меняется на периоде, то для соотношений (3.110) и (3.111) необходимо использовать среднее значение данного коэффициента на периоде $D_{\text{ср}}$.

$$D_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T D(t) dt. \quad (3.112)$$

В случае применения алгоритма векторной ШИМ, для получения выходного напряжения коэффициент заполнения будет совпадать с весовым коэффициентом соответствующего образующего вектора. Выходное дифференциальное напряжение $u_{\text{диф}}$ в виду симметрии можно рассмотреть на половине периода, что соответствует четырем сегментам на векторной диаграмме (Рисунок 3.2). Внутри сегмента $u_{\text{диф}}$ соответствуют две импульсных функции, коэффициент заполнения которых изменяется пропорционально весовым коэффициентам двух образующих векторов:

$$u_{\text{диф}}(\theta) = \sum_{q=1}^B \sum_{k=1}^G F_{qk}(\theta), \quad (3.113)$$

где q – номер сегмента, B – количество рассматриваемых сегментов, k – номер образующего вектора, G – количество используемых образующих векторов, F_{qk} – соответствующая импульсная функция.

С учетом периода рассмотрения и количества образующих векторов выражение (3.113) можно переписать следующим образом:

$$u_{\text{диф1}}(\theta) = F_{11}(\theta) + F_{12}(\theta) + F_{21}(\theta) + F_{20}(\theta). \quad (3.114)$$

$$u_{\text{диф2}}(\theta) = F_{33}(\theta) + F_{30}(\theta) + F_{43}(\theta) + F_{44}(\theta). \quad (3.115)$$

$$u_{\text{диф}}(\theta) = u_{\text{диф1}}(\theta) + u_{\text{диф2}}(\theta). \quad (3.116)$$

Импульсные функции имеют $F_{11}(\theta) \dots F_{44}(\theta)$ вид:

$$F_{qk}(\theta) = A_{\text{мп}} \cdot D_{ij}(\theta) = A_{\text{мп}} \cdot \tau_{ij}(\theta), \quad (3.117)$$

где $A_{\text{мп}}$ – амплитуда, $D_{ij}(\theta)$ – коэффициент заполнения импульсной функции, $\tau_{ij}(\theta)$ – соответствующая весовой коэффициент.

С учетом (3.115) импульсные функции $F_{11}(\theta) \dots F_{44}(\theta)$ примут вид:

$$F_{11}(\theta) = U_{DC} \cdot \tau_{11}(\theta) = U_{DC} \cdot (-1 + 2 \cdot M \cdot \cos(\theta)), \quad (3.118)$$

$$F_{12}(\theta) = \frac{U_{DC}}{2} \cdot \tau_{12}(\theta) = \frac{U_{DC}}{2} \cdot (2 - 2 \cdot M \cdot \cos(\theta)), \quad (3.119)$$

$$F_{21}(\theta) = \frac{U_{DC}}{2} \cdot \tau_{21}(\theta) = \frac{U_{DC}}{2} \cdot (2 \cdot M \cdot \cos(\theta)), \quad (3.120)$$

$$F_{20}(\theta) = 0 \cdot \tau_{20}(\theta) = 0, \quad (3.121)$$

$$F_{30}(\theta) = 0 \cdot \tau_{30}(\theta) = 0, \quad (3.122)$$

$$F_{33}(\theta) = -\frac{U_{DC}}{2} \cdot \tau_{33}(\theta) = -\frac{U_{DC}}{2} \cdot (-2 \cdot M \cdot \cos(\theta)), \quad (3.123)$$

$$F_{43}(\theta) = -\frac{U_{DC}}{2} \cdot \tau_{43}(\theta) = -\frac{U_{DC}}{2} \cdot (2 + 2 \cdot M \cdot \cos(\theta)), \quad (3.124)$$

$$F_{44}(\theta) = -U_{DC} \cdot \tau_{44}(\theta) = -U_{DC} \cdot (-1 - 2 \cdot M \cdot \cos(\theta)). \quad (3.125)$$

В соответствии с (3.112) для выражений (3.118) – (3.125) необходимо найти среднее значения коэффициента заполнения на половине периода:

$$\tau_{11\text{cp}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\gamma} (-1 + 2 \cdot M \cdot \cos(\theta)) d\theta, \quad (3.126)$$

$$\tau_{11\text{cp}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\arccos \frac{0,5}{M}} (-1 + 2 \cdot M \cdot \cos(\theta)) d\theta = -\frac{\arccos \frac{0,5}{M}}{\pi} + 2 \cdot M \cdot \frac{\sin\left(\arccos \frac{0,5}{M}\right)}{\pi}. \quad (3.127)$$

При условии, что $\sin(\arccos(x)) = \sqrt{1-x^2}$ (3.127) примет вид:

$$\tau_{11\text{cp}} = -\frac{\arccos \frac{0,5}{M}}{\pi} + 2 \cdot M \cdot \frac{\sqrt{1-\left(\frac{0,5}{M}\right)^2}}{\pi}. \quad (3.128)$$

Аналогичным образом получают выражения для остальных средних значений весовых коэффициентов:

$$\tau_{12\text{cp}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\gamma} (2 - 2 \cdot M \cdot \cos(\theta)) d\theta = \frac{2 \cdot \arccos \frac{0,5}{M}}{\pi} - 2 \cdot M \cdot \frac{\sqrt{1-\left(\frac{0,5}{M}\right)^2}}{\pi}, \quad (3.129)$$

$$\tau_{21\text{cp}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\gamma}^{\gamma_1} (2 \cdot M \cdot \cos(\theta)) d\theta = M \cdot \frac{\left(1 - \sqrt{1-\left(\frac{0,5}{M}\right)^2}\right)}{\pi}, \quad (3.130)$$

$$\tau_{33\text{cp}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\gamma_1}^{\gamma_2} (-2 \cdot M \cdot \cos(\theta)) d\theta = -M \cdot \frac{\left(-1 + \sqrt{1-\left(-\frac{0,5}{M}\right)^2}\right)}{\pi}, \quad (3.131)$$

$$\tau_{43\text{cp}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\gamma_2}^{\gamma_3} (2 + 2 \cdot M \cdot \cos(\theta)) d\theta = \frac{2\left(\pi - \arccos\left(-\frac{0,5}{M}\right)\right)}{\pi} - 2M \frac{\sqrt{1-\left(-\frac{0,5}{M}\right)^2}}{\pi}, \quad (3.132)$$

$$\tau_{44\text{cp}} = \frac{1}{\pi} \int_{\gamma_2}^{\gamma_3} (-1 - 2M \cos(\theta)) d\theta = \frac{-\left(\pi - \arccos\left(-\frac{0,5}{M}\right)\right)}{\pi} + 2M \frac{\sqrt{1-\left(-\frac{0,5}{M}\right)^2}}{\pi}. \quad (3.133)$$

Таким образом, среднее значение $u_{\text{диф}}$, генерируемого посредством СГФ, равно:

$$U_{\text{диф_ср}} = F_{11\text{ср}} + F_{12\text{ср}} + F_{21\text{ср}} + F_{33\text{ср}} + F_{43\text{ср}} + F_{44\text{ср}}, \quad (3.134)$$

$$U_{\text{диф_ср1}} = U_{DC} \cdot \tau_{11\text{ср}} + \frac{U_{DC}}{2} \cdot \tau_{12\text{ср}} + \frac{U_{DC}}{2} \cdot \tau_{21\text{ср}}, \quad (3.135)$$

$$U_{\text{диф_ср2}} = -\frac{U_{DC}}{2} \cdot \tau_{33\text{ср}} - \frac{U_{DC}}{2} \cdot \tau_{43\text{ср}} - U_{DC} \cdot \tau_{44\text{ср}}, \quad (3.136)$$

$$U_{\text{диф_ср}} = U_{\text{диф_ср1}} + U_{\text{диф_ср2}}. \quad (3.137)$$

Действующее значение $u_{\text{диф}}$, генерируемого посредством СГФ, равно:

$$U_{\text{диф_дейст}} = U_{DC} \cdot \sqrt{\tau_{11\text{ср}}^2 + \frac{1}{4}\tau_{12\text{ср}}^2 + \frac{1}{4}\tau_{21\text{ср}}^2 + \frac{1}{4}\tau_{33\text{ср}}^2 + \frac{1}{4}\tau_{43\text{ср}}^2 + \tau_{44\text{ср}}^2}. \quad (3.138)$$

3.6.2 Аналитический расчет тока

Для расчета выходного тока бестрансформаторной системы генерирования необходимо рассмотреть упрощенную схему замещения выходной цепи СГФ (Рисунок 3.19). При векторном алгоритме ШИМ существуют два параметра, на которые воздействует система управления, – это глубина модуляции M и угол ξ . Угол ξ – это угол между сетевым напряжением u_c и первой гармоникой выходного напряжения $u_{\text{диф}}$.

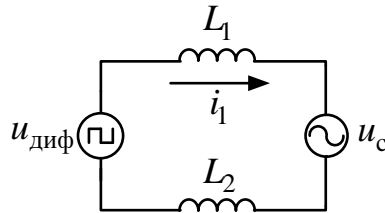


Рисунок 3.19 – Упрощенная схема замещения выходной цепи СГФ

Данной упрощенной схеме замещения соответствует векторная диаграмма выходных токов и напряжений СГФ (Рисунок 3.20). На ней представлен случай, отражающий величину угла ξ и амплитуду тока i_1 при определенной глубине

модуляции и разных значениях угла ε . ε – угол между первой гармоникой выходного напряжения $u_{\text{диф}}$ и выходным током i_1 . Выкладки сделаны при условии стабильности напряжения в звене постоянного тока U_{DC} . Соответственно, при неизменной глубине модуляции M , чтобы изменить фазу тока i_1 и, следовательно, его амплитуду необходимо изменить угол ξ . Соотношение (3.44) отражает связь тока i_1 с величиной $u_{\text{диф}}$.

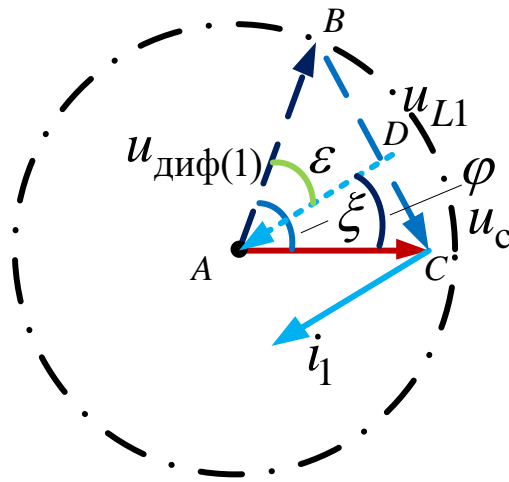


Рисунок 3.20 – Векторная диаграмма выходных токов и напряжений СГФ

Необходимо получить соотношения, отражающие воздействие глубины модуляции и угла ξ на амплитуду тока i_1 и угол ε . Для этого рассмотрим треугольник ABD и введем обозначения для угла $\angle u_{L1}, u_{\text{диф}(1)} = \mu$. Тогда угол ε равен:

$$\varepsilon = \frac{\pi}{2} - \mu. \quad (3.139)$$

По теореме косинусов из треугольника ABC , с учетом (3.45), найдем величину U_{L1} :

$$U_{L1} = \sqrt{E^2 + U_{\text{диф}(1)}^2 - 2 \cdot U_{\text{диф}(1)} \cdot E \cdot \cos(\xi)}. \quad (3.140)$$

По теореме синусов из того же треугольника найдем угол μ :

$$\mu = \arcsin\left(\frac{E \cdot \sin(\xi)}{U_{L1}}\right). \quad (3.141)$$

Подставляя выражения (3.140) и (3.141) в (3.139), получим:

$$\varepsilon = \frac{\pi}{2} - \arcsin\left(\frac{E \cdot \sin(\xi)}{\sqrt{E^2 + U_{\text{диф}(1)}^2 - 2 \cdot U_{\text{диф}(1)} \cdot E \cdot \cos(\xi)}}\right). \quad (3.142)$$

Первая гармоника выходного напряжения $u_{\text{диф}}$ непосредственно связана с величиной напряжения в звене постоянного тока через глубину модуляции – $u_{\text{диф}(1)} = M \cdot U_{DC}$. Для полного отражения информации введем коэффициент, связывающий величину U_{DC} с амплитудой напряжения сети E : $U_{DC} = k_1 \cdot E$, тогда $u_{\text{диф}(1)} = M \cdot k_1 \cdot E$. Подставив это выражение в (3.142), получим:

$$\varepsilon = \frac{\pi}{2} - \arcsin\left(\frac{\sin(\xi)}{\sqrt{1 + (M \cdot k_1)^2 - 2 \cdot M \cdot k_1 \cdot \cos(\xi)}}\right). \quad (3.143)$$

Для проведения расчетов необходимо учитывать тот факт, что:

$$\varepsilon = \begin{cases} \varepsilon \leq \pi, \varepsilon = \varepsilon \\ \varepsilon \geq \pi, \varepsilon = \pi - \varepsilon \end{cases}. \quad (3.144)$$

Зависимость ε от глубины модуляции M и угла ξ приведена на Рисунке 3.21. Как можно заметить из Рисунка 3.20, существует симметрия относительно начала координат, т.е. относительно u_c .

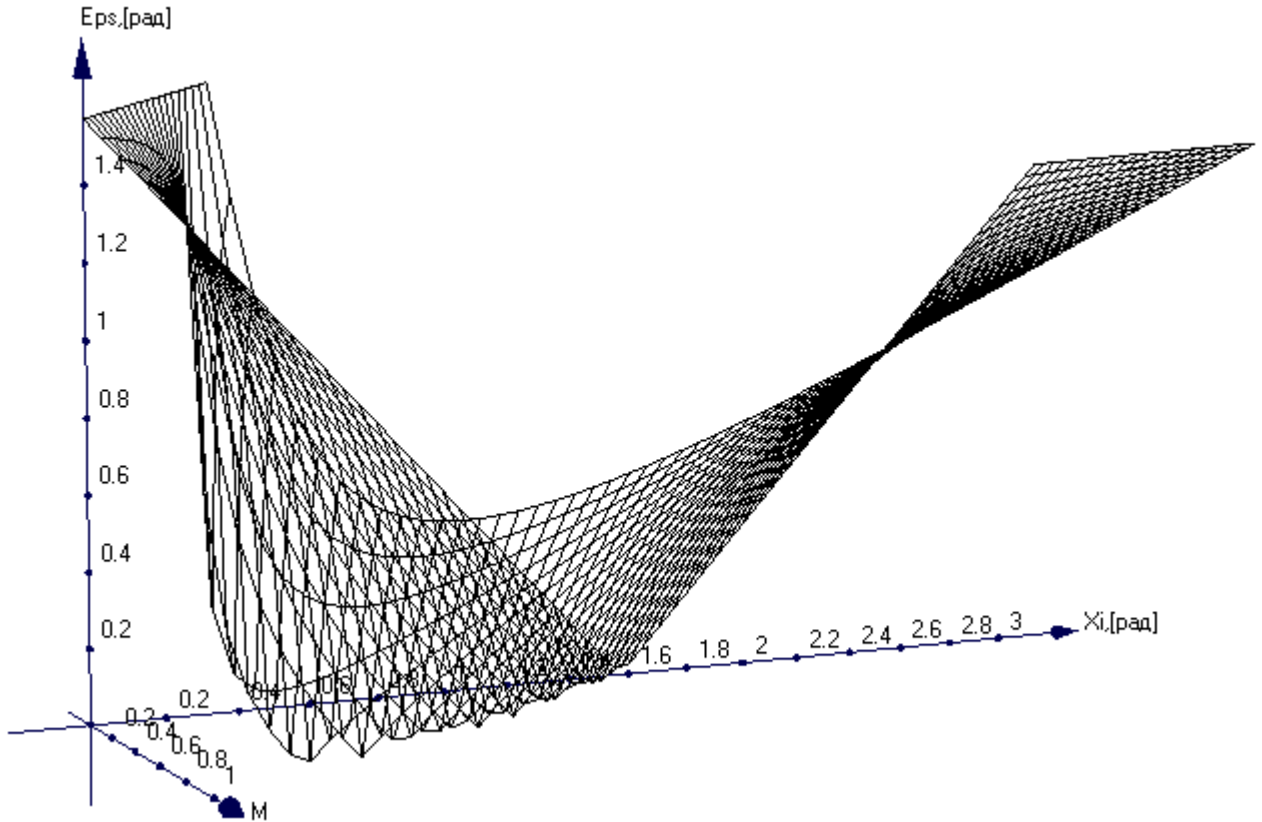


Рисунок 3.21 – Зависимость ε от глубины модуляции M и угла ξ , $k_1 = 1,2$

Соответственно, при изменении глубины модуляции при заданном угле ξ , угол ε может изменяться в строго заданных пределах, зависящих от коэффициента связи k_1 .

Далее необходимо получить соотношения, отражающие зависимость амплитуды тока i_1 от глубины модуляции и угла ξ . Вектор тока i_1 (Рисунок 3.20) можно разложить на активную и реактивную составляющие. С учетом (3.44), получим эти составляющие:

$$I_{1-p} \cos\left(\xi - \varepsilon - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{U_{\text{диф}(1)} \cdot \cos(\xi) - E}{X_{L1} + X_{L2}}, \quad (3.145)$$

$$I_{1-a} \sin\left(\xi - \varepsilon - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{U_{\text{диф}(1)} \cdot \sin(\xi)}{X_{L1} + X_{L2}}. \quad (3.146)$$

Подставляя в (3.145) и (3.146) выражение (3.143), получим:

$$I_{1_p} = \frac{M \cdot k_1 \cdot E \cdot \cos(\xi) - E}{(X_{L1} + X_{L2}) \cos \left(\xi - \frac{\pi}{2} - \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{\sin(\xi)}{\sqrt{1 + (Mk_1E)^2 - 2Mk_1E \cos(\xi)}} \right) \right) \right)}, \quad (3.147)$$

$$I_{1_a} = \frac{M \cdot k_1 \cdot E \cdot \sin(\xi)}{(X_{L1} + X_{L2}) \cos \left(\xi - \frac{\pi}{2} - \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{\sin(\xi)}{\sqrt{1 + (Mk_1E)^2 - 2Mk_1E \cos(\xi)}} \right) \right) \right)}. \quad (3.148)$$

Из (3.147) и (3.148) получаем:

$$I_1 = \sqrt{(I_{1_p})^2 + (I_{1_a})^2}. \quad (3.149)$$

Зная угол ε , можно определить угол φ – это угол между первой гармоникой тока и напряжением сети, данный параметр является одним из важных энергетических параметров, определяющий коэффициент мощности преобразователя в составе системы генерирования. Из треугольников ABD и ADC видно, что $\varphi = \xi - \varepsilon$, тогда:

$$\varphi = \xi - \frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{\sin(\xi)}{\sqrt{1 + (M \cdot k_1)^2 - 2 \cdot M \cdot k_1 \cdot \cos(\xi)}} \right). \quad (3.150)$$

На Рисунке 3.22 представлена зависимость угла φ от M и ξ .

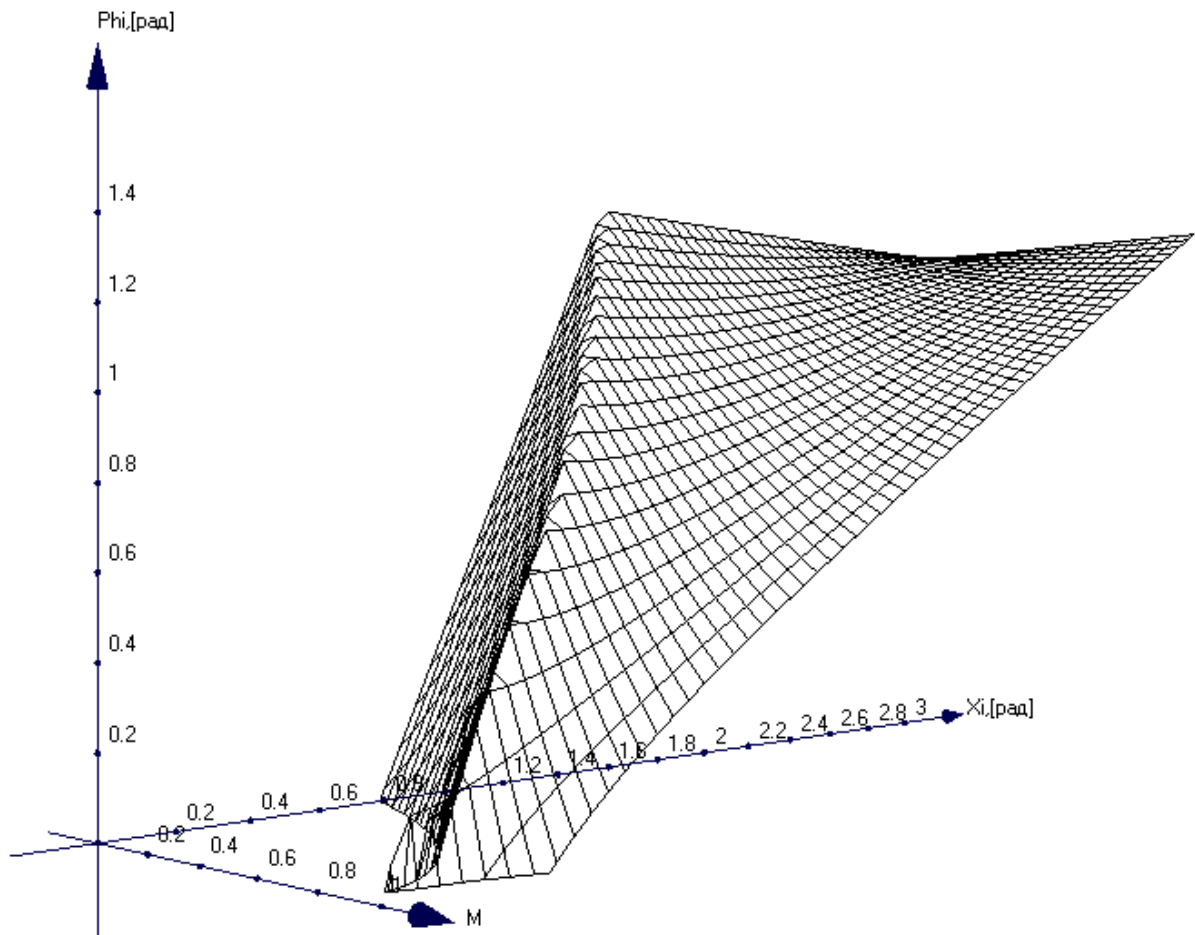


Рисунок 3.22 – Зависимость φ от глубины модуляции M и угла ξ , $k_1 = 1,2$

Таким образом, предложен аналитический расчет выходного напряжения и тока СГФ на базе многоуровневого полупроводникового преобразователя.

3.7 Выводы по главе 3

В данной главе была представлена процедура разработки математических моделей, с помощью которых возможно произвести расчет электрических показателей в СГФ. Были получены математические модели, позволяющие проводить расчет фазного и синфазного напряжений полупроводникового преобразователя в составе в системы генерирования, в котором в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули, а также выполнен расчет синфазного тока утечки. Были представлены математические модели для расчета коэффициента гармоник тока,

синтезируемого разработанным полупроводниковым преобразователем в сеть, а также представлена методика для расчета КПД полупроводникового преобразователя на *MOSFET* ключах при векторном алгоритме ШИМ в составе СГФ. Определен диапазон энергоэффективности работы предложенного однофазного полупроводникового преобразователя, находящийся в области до кратности частот $A \approx 2000$. Получена графическая зависимость коэффициента выходного тока в СГФ от величины паразитной емкости солнечного фотоэлектрического модуля и глубины модуляции. Получена графическая зависимость коэффициента полезного действия предложенного пятиуровневого преобразователя в составе системы генерирования от величины паразитной емкости солнечного фотоэлектрического модуля и кратности частот. Показано, что в режиме, в котором не происходит подавление синфазного тока утечки, при определенных условиях может происходить снижение КПД до 3 %. Был представлен аналитический расчет выходного напряжения и тока СГФ на базе многоуровневого полупроводникового преобразователя. Получена зависимость угла φ от глубины модуляции и ξ .

ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТ

4.1 Описание экспериментальной установки

Экспериментальная часть работы предполагает создание макетного образца полупроводникового преобразователя. Кроме того, потребуется создание или использование существующих систем управления, для которых потребуется написание алгоритма управления полупроводниковым преобразователем. Данный макетный образец преобразователя необходим для верификации схемотехнических и алгоритмических решений для полупроводникового преобразователя в составе СГФ, которые приводили бы к снижению синфазного тока утечки, как было предложено во второй главе.

Был создан макетный образец предложенного во второй главе однофазного полупроводникового преобразователя с улучшенными энергетическими характеристиками на основе трехуровневого полупроводникового преобразователя с фиксирующими диодами (патент № RU 159 218 U1 от 10.02.2016 МПК H02M 7/44 141). На языке программирования C был написан векторный алгоритм ШИМ для управления данным полупроводниковым преобразователем, также предложенный во второй главе.

Данный преобразователь при условии использования предложенного алгоритма управления на базе векторной ШИМ в составе системы генерирования электрической энергии, в которой в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули, позволяет устранить синфазный ток.

Принципиальная электрическая схема силовой платы макетного образца однофазного полупроводникового преобразователя представлена в приложении В. На Рисунке 4.1 приведен внешний вид силовой платы (эскиз конструкции).



Рисунок 4.1 – Внешний вид силовой платы

Кроме того, для создания гальванически развязанного напряжения на каждом драйвере транзисторов был изготовлен соответствующий источник питания на основе стандартной схемы полумостового инвертора. Схема принципиальная электрическая данного источника питания приведена в приложении Г. На Рисунке 4.2 приведен внешний вид платы источника питания (эскиз конструкции).

По известным соотношениям [69, 169–170] был произведен расчет многообмоточного трансформатора, который был создан для формирования гальванически развязанного напряжения для каждого драйвера транзисторов. В качестве сердечника был использован феррит *B64290L0659x087*, материал феррита марки *N87 171*. Управление полумостовым источником питания выполнено на микросхеме *IR2153*. В качестве силовых транзисторов были

использованы ключи *IRF8252 PBF* фирмы *International Rectifier*. Напряжение питания 15В, мощность 30 Вт.

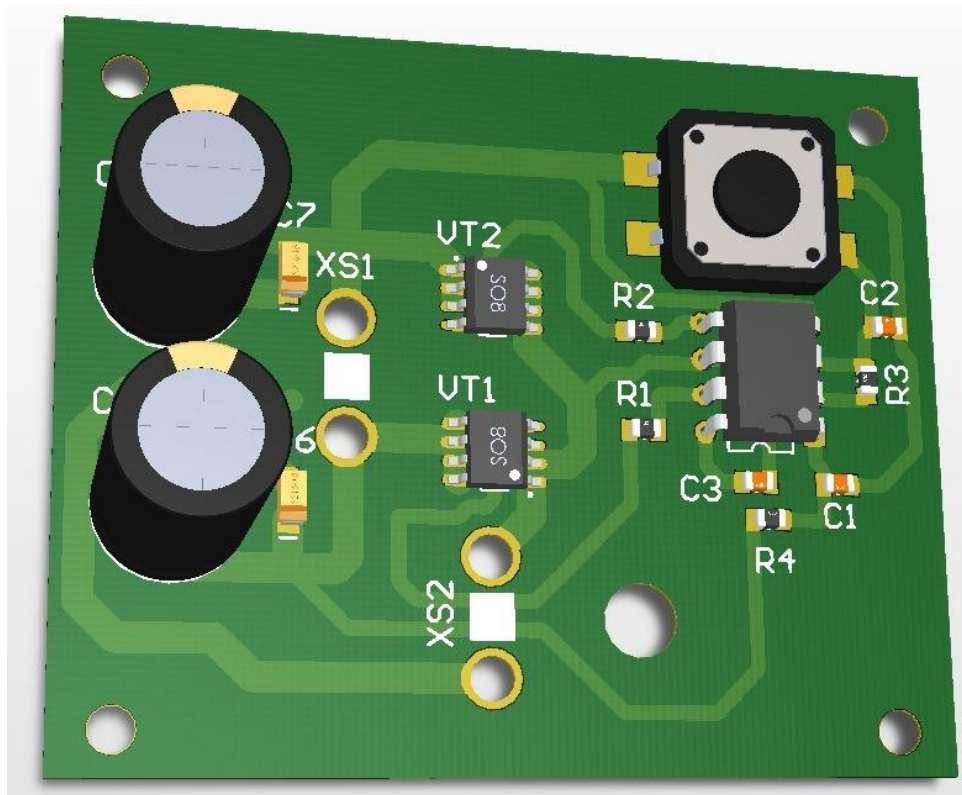


Рисунок 4.2 – Внешний вид источника питания

Параметры экспериментального макетного образца:

- Напряжение источников напряжения: $U_{DC} = 4U_{DCист} = 4 \times 50 = 200$ В;
- Емкость конденсаторов звена постоянного тока: $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 4700$ мкФ. Выбраны конденсаторы: *Yageo 4700 мкф, 20%, 100 В. LH4700U100V*;
- Индуктивность фильтров $L_1 = L_2 = 30$ мкГн;
 - Транзисторы *MOSFET: IRF740S*;
 - Драйверы *HCPL3120–500*.

В качестве вычислительного ядра системы управления использован микропроцессорный модуль *STM32F4 DISCOVERY* с тактовой частотой до 168 МГц, имеющий 1 МБ флэш-памяти, 192+4 КБ оперативной памяти [172–174] (Рисунок 4.3). Характеристики *STM32F4DISCOVERY 175*:

- 32-битный микроконтроллер *STM32F407VGT6* с ядром *ARM Cortex-M4F* с 1 Мб памяти программ и 193 Кб ОЗУ в 100-выводном корпусе *LQFP100* с тактовой частотой 168 МГц. Встроенные операции с плавающей точкой (*FPU*);
- Встроенный программатор/отладчик *ST-LINK/V2* с возможностью выбора режима работы (позволяет программировать внешние микросхемы, используя *SWD*-коннектор для программирования и отладки);
- Питание платы: через шину *USB* или от внешнего 5 В источника питания;
- Питание для внешних устройств: 3 и 5 В;
- 3-х осевой МЭМС акселерометр на базе микросхемы *LIS302DL* компании *ST*;
- Всенаправленный цифровой МЭМС микрофон на базе микросхемы *MP45DT02* компании *ST*;
- Аудио ЦАП *CS43L22* со встроенным усилителем класса *D*;
- Восемь светодиодов: *LD1* (красный/зеленый) для индикации активности шины *USB*, *LD2* (красный) для питания 3,3 В, 4 пользовательских диода: *LD3* (оранжевый), *LD4* (зеленый), *LD5* (красный) и *LD6* (синий), 2 диода *USB OTG*: *LD7* (зеленый) для *VBus* и *LD8* (красный) при перегрузке;
- Две кнопки (*Reset* и *User*);
- *USB OTG* с разъемом *micro-AB*;
- Выводные колодки для всех контактов ввода/вывода микроконтроллера для быстрого подключения к макетной плате и простого проведения измерений.

Данный микропроцессорный модуль позволил реализовать векторный алгоритм ШИМ, за счет того, что 32-х разрядный микроконтроллер модуля может работать с числами с плавающей точкой, что увеличивает скорость и точность обработки данных. Кроме того, данные возможности микроконтроллера могут быть использованы для реализации приложений, связанных, к примеру, со спектральным анализом измеримых величин (для вычисления быстрого преобразования Фурье) 175.

Совокупность макетного образца полупроводникового преобразователя и микропроцессорного модуля представляют собой экспериментальную макетную установку.

В эксперименте солнечные фотоэлектрические модули были эквивалентированы источниками постоянного напряжения (*MASTECH NY3003D-3*), а паразитный контур – резистивно-емкостной цепочкой.



Рисунок 4.3 – Плата *STM32F4 DISCOVERY*

В качестве инструментов измерения напряжения звена постоянного тока использовался цифровой мультиметр *FLUKE 289*. Для снятия осциллограмм и

измерения мгновенных значений выходных напряжений и токов однофазного полупроводникового преобразователя использовался осциллограф АКИП4126 /3А с пропускной способностью 200 МГц и частотой дискретизации до 1 Гвыб/с. Дифференциальные пробники модель: *PINTEK DP-100*.

Экспериментальная макетная установка в сборе представлена на Рисунке 4.4.

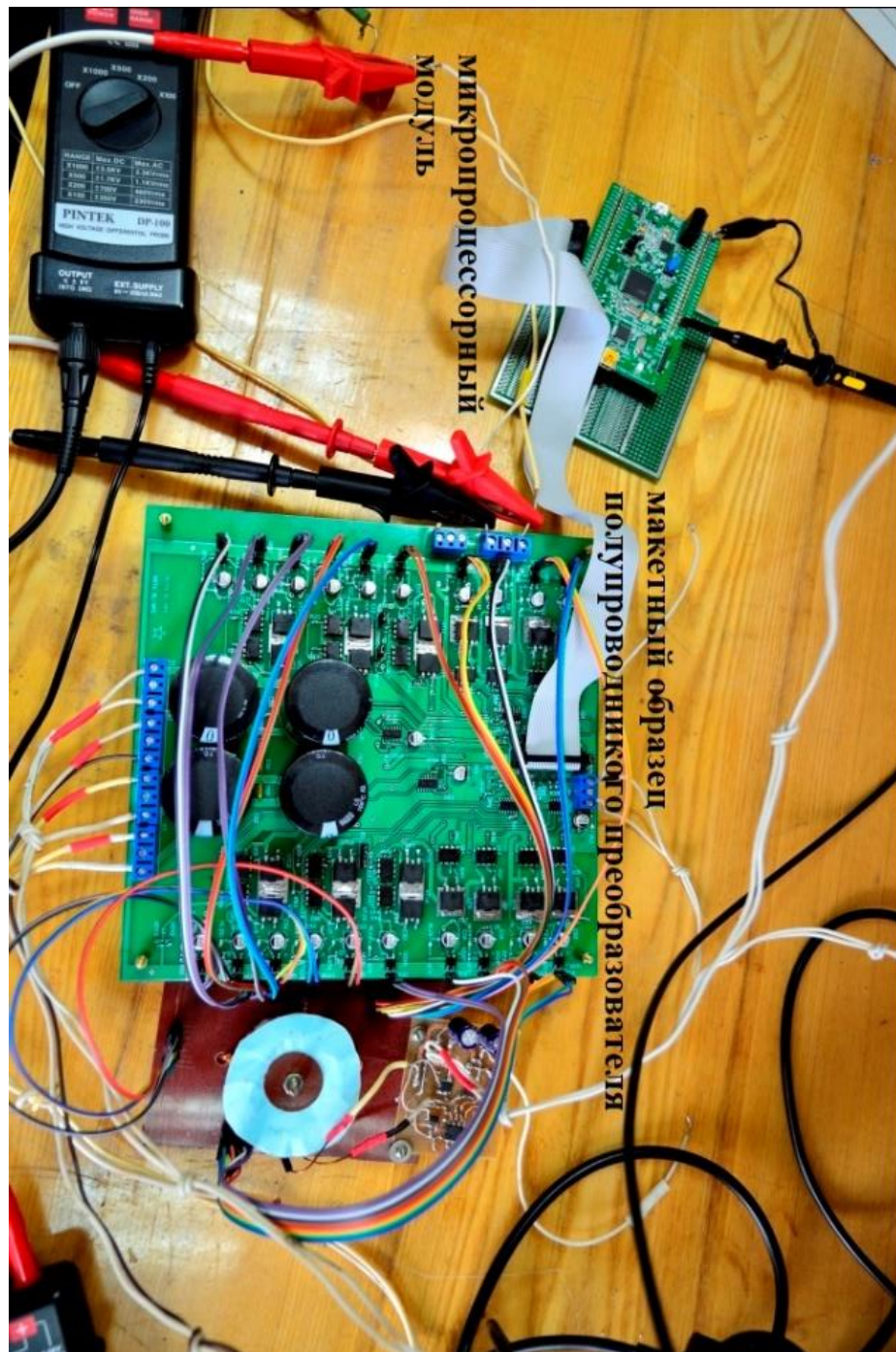


Рис. 4.1.4. Экспериментальная установка

4.2 Анализ синфазного тока утечки при реализации алгоритма управления полупроводниковым преобразователем на базе векторной ШИМ в составе СГФ

Цель данного эксперимента – в верификации возможностей подавления синфазного тока утечки при использовании предложенного полупроводникового преобразователя и алгоритма векторной ШИМ в структуре бестрансформаторной СГФ, а также адекватности разработанных математических моделей.

Под режимом подавления СТУ понимается то, что в макетной установке используется разработанный алгоритм векторной ШИМ, направленный на подавление синфазного тока утечки. Под режимом, в котором СТУ не подавляется, понимается любой другой алгоритм. Кроме, того целью также является верификация результатов математического моделирования, представленного в главе 3.

Данный эксперимент будет носить качественный и количественный характер. В эксперименте СФМ был заменен источником питания, паразитная емкость в соответствии с пунктом 2.1.2 представлена конденсатором. Сопротивление контура протекания СТУ представлено резистором. Параметры эксперимента и математической модели для расчета синфазного тока утечки: глубина модуляции $M = 0,99$, частота ШИМ $f_{\text{ШИМ}} = 5 \text{ кГц}$.

В результате проведения эксперимента было выявлено более чем 2,5 - кратное (Рисунки 4.5 – 4.8) снижение синфазного тока в режиме подавления (с применением предложенной последовательности комбинаций состояния ключей, см. глава 2) по сравнению с режимом, в котором нет подавления СТУ. Было выявлено, что в режиме подавления величина действующего значения синфазного тока была равна $I_{\text{син}} = 16 \text{ мА}$, а в режиме без подавления СТУ $I_{\text{син}} = 40 \text{ мА}$. Параметры контура протекания синфазного тока утечки $C_{\text{п}} = 240 \text{ нФ}$, $Z_{\text{п}} = 100 \text{ Ом}$. Осциллограммы синфазного тока утечки и синфазного напряжения приведены на Рисунках 4.5 – 4.8.

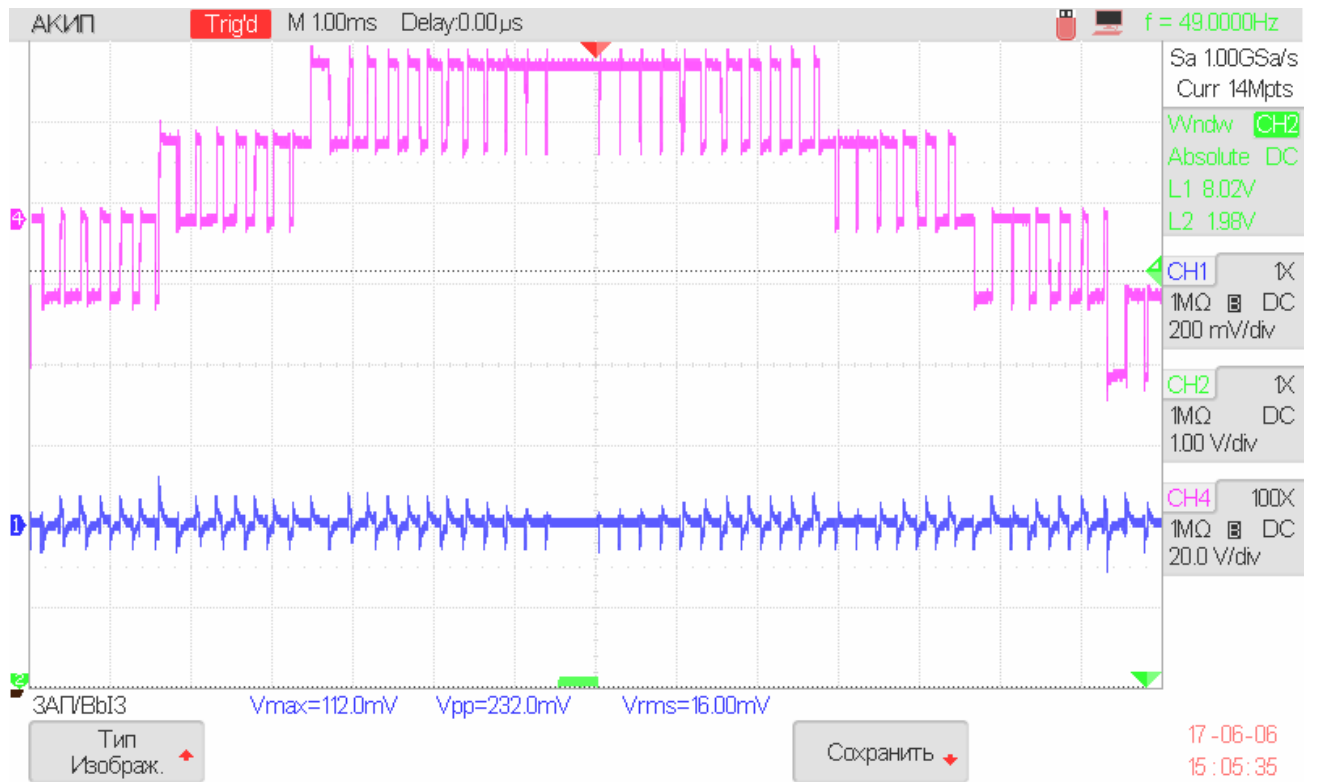


Рисунок 4.5 – Сверху вниз фазное напряжение, синфазный ток ПП в режиме подавления СТУ. Эксперимент

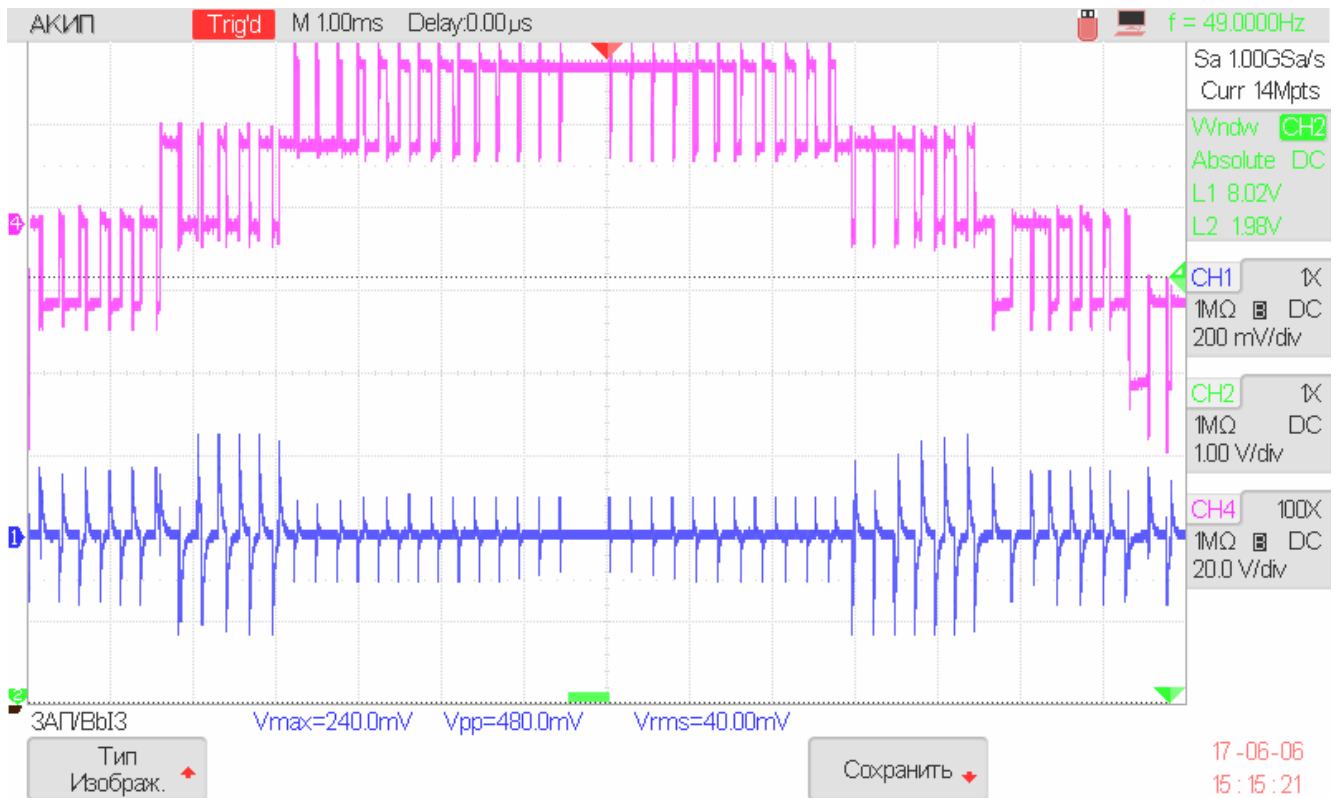


Рисунок 4.6 – Сверху вниз фазное напряжение, синфазный ток ПП без подавления СТУ. Эксперимент

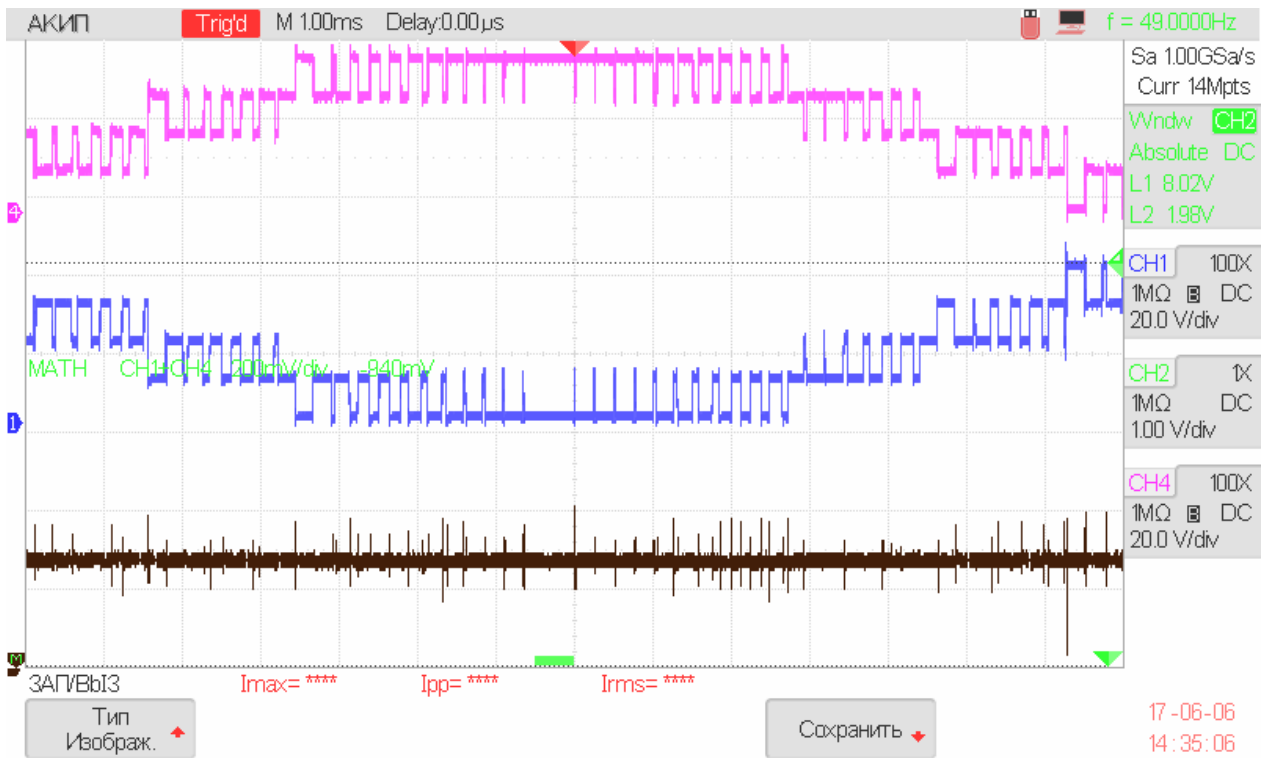


Рисунок 4.7 – Сверху вниз напряжение U_{10} , напряжение U_{20} , синфазное напряжение в режиме подавления СТУ. Эксперимент

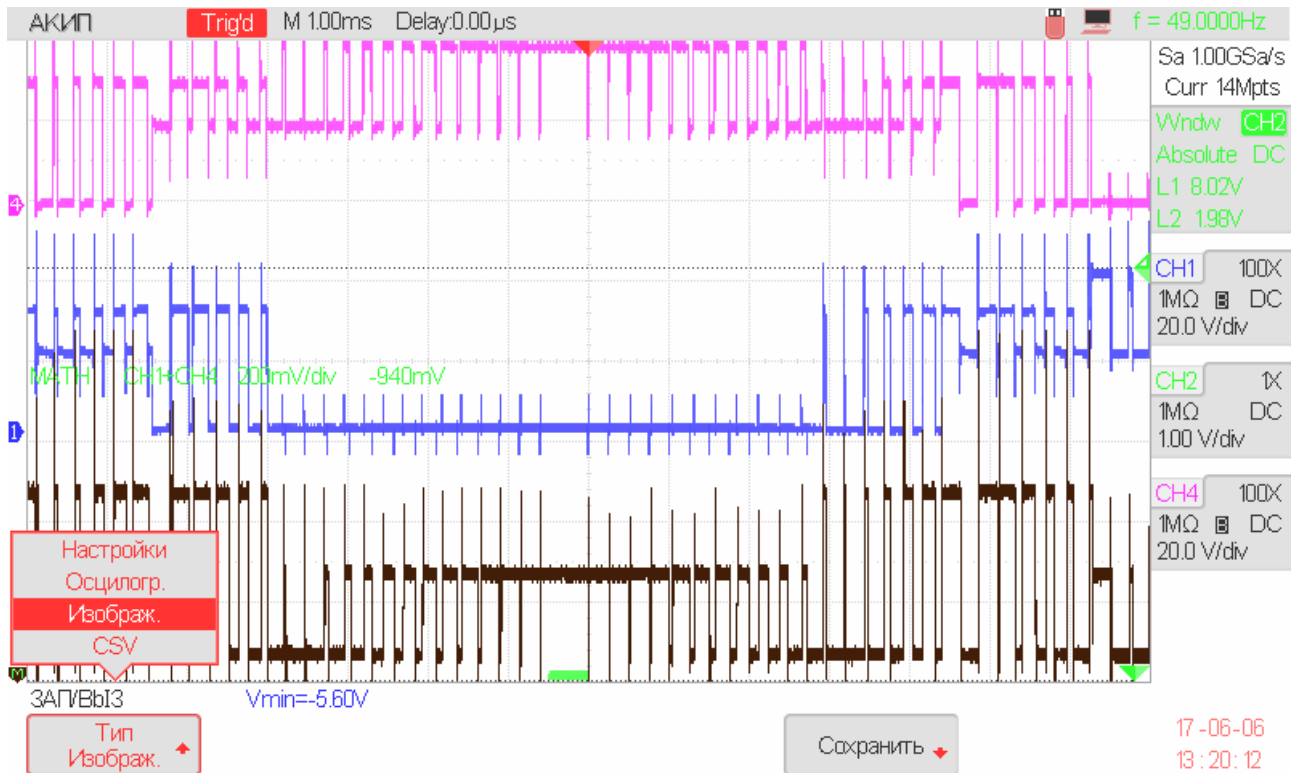


Рисунок 4.8 – Сверху вниз напряжение U_{10} , напряжение U_{20} , синфазное напряжение без подавления СТУ. Эксперимент

Так же экспериментальным путем получены данные, что в режиме подавления величина действующего значения СТУ была равна $I_{\text{син}} = 24$ мА. В режиме без подавления СТУ $I_{\text{син}} = 64$ мА. Параметры контура протекания синфазного тока утечки $C_{\Pi} = 480$ нФ, $Z_{\Pi} = 100$ Ом.

Было выявлено, что в режиме подавления СТУ величина действующего значения синфазного тока была $I_{\text{син}} = 17$ мА, а в режиме без подавления СТУ $I_{\text{син}} = 39$ мА (параметры контура протекания синфазного тока утечки $C_{\Pi} = 240$ нФ, $Z_{\Pi} = 100$ Ом) при математическом моделировании и при имитационном моделировании $I_{\text{син}} = 17$ мА, а в режиме без подавления СТУ $I_{\text{син}} = 44$ мА (параметры контура протекания синфазного тока утечки $C_{\Pi} = 240$ нФ, $Z_{\Pi} = 100$ Ом). На Рисунках 4.9 – 4.11 представлены эпюры синфазного напряжения и синфазного тока, полученные путем имитационного и математического моделирования.

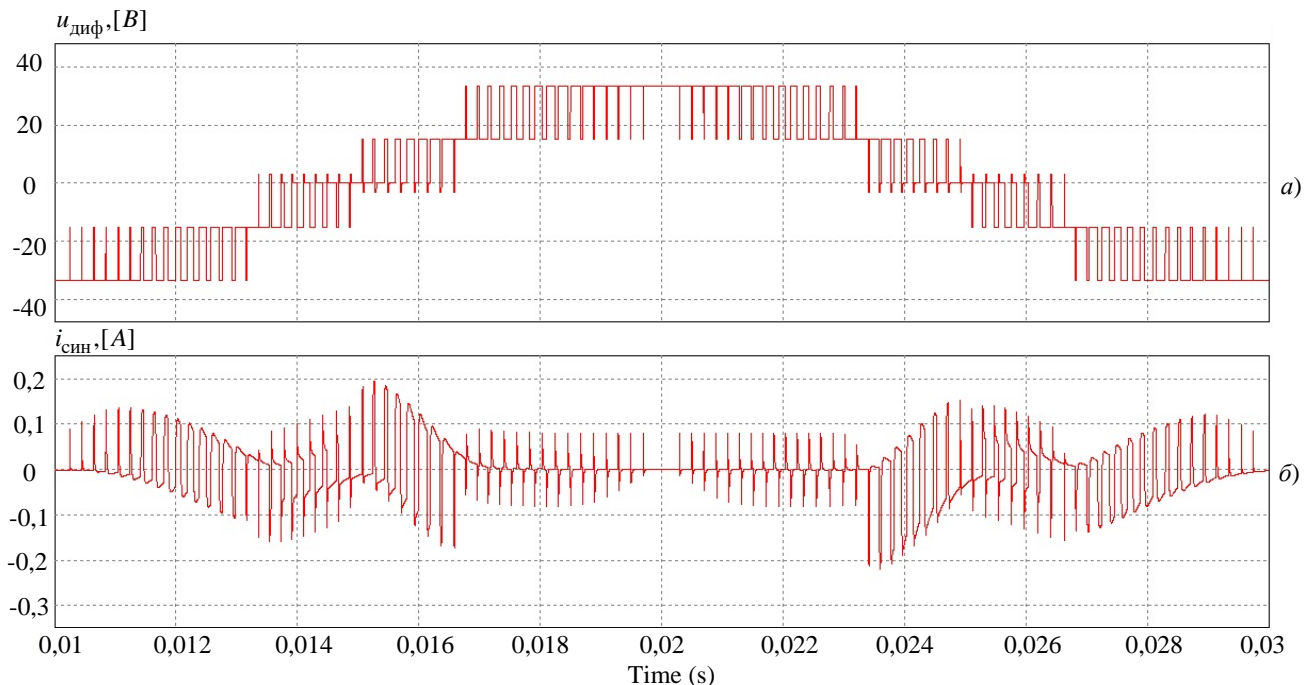


Рисунок 4.9 – Имитационное моделирование токов и напряжений: а) – дифференциальное напряжение, б) – синфазный ток СГФ в режиме, в котором не производится подавление СТУ.

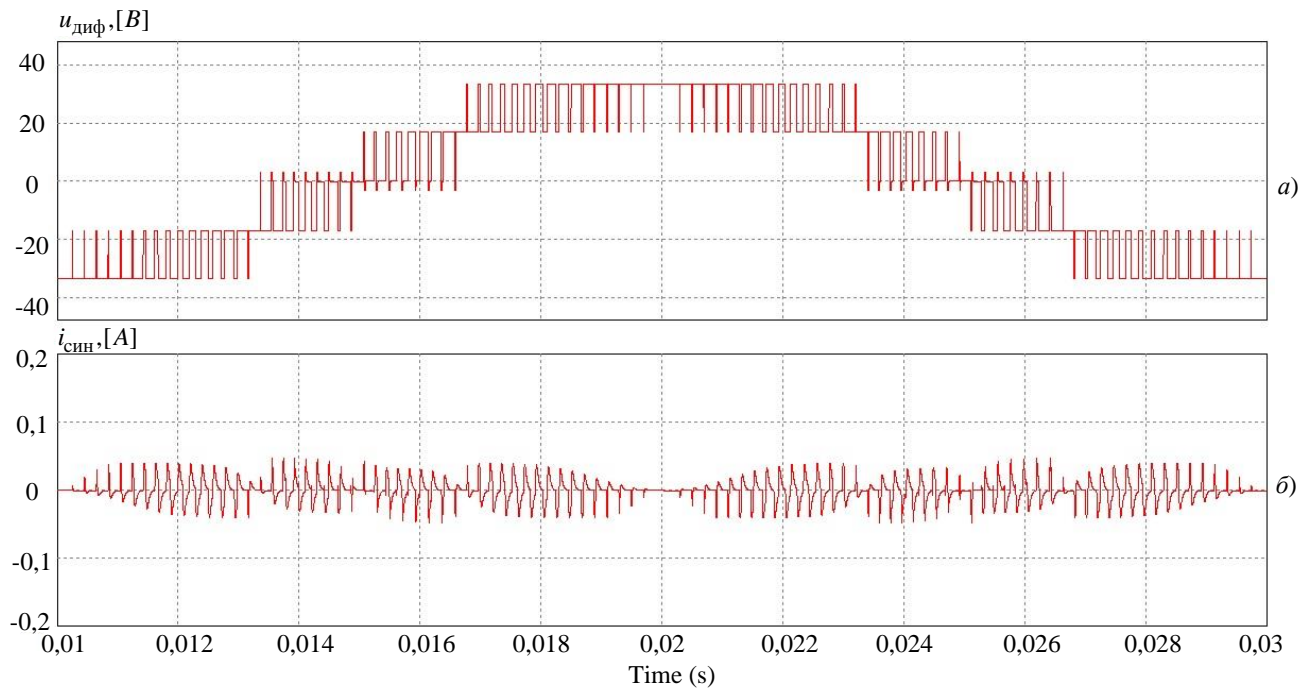


Рисунок 4.10 – Имитационное моделирование: а) – дифференциальное напряжение, б) – синфазный ток в СГФ в режиме подавления СТУ.

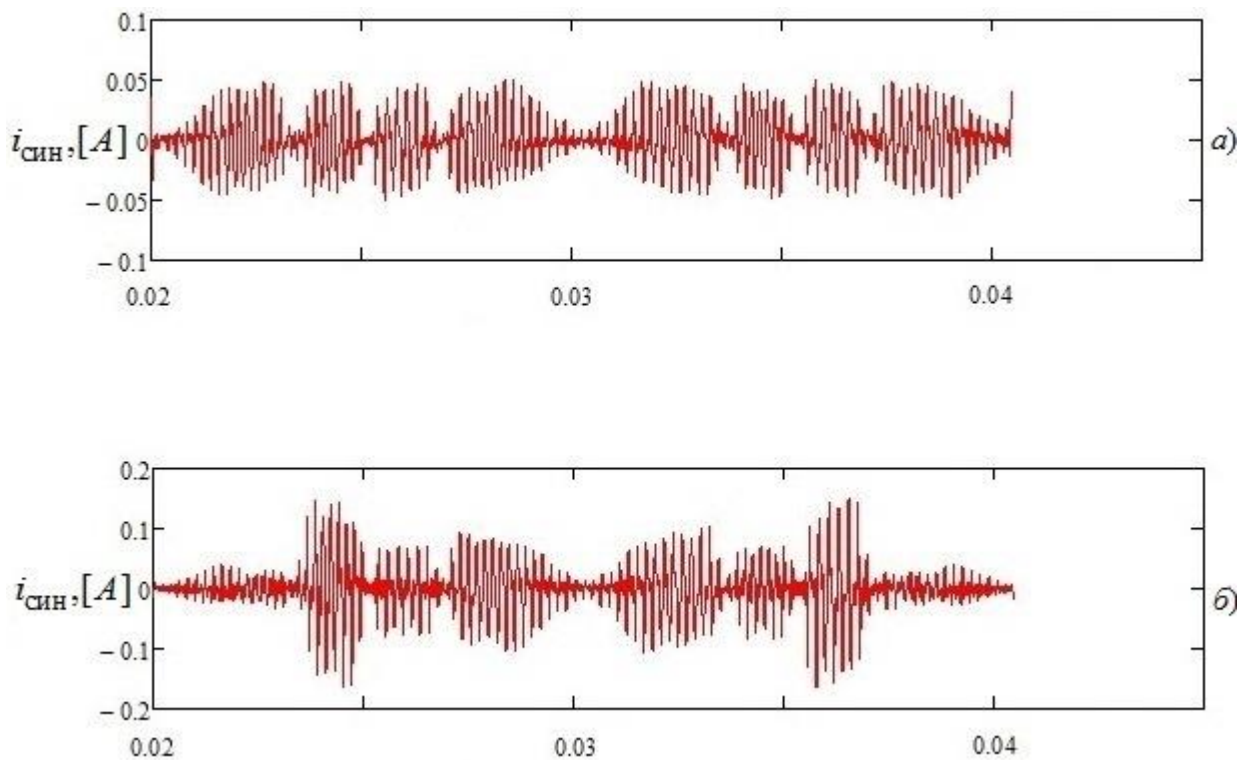


Рисунок 4.11 – Математическое моделирование. Синфазный ток СГФ: а) – в режиме подавления СТУ, б) – без подавления СТУ.

А также $I_{\text{син}} = 26 \text{ мА}; 61 \text{ мА}$ и $I_{\text{син}} = 22 \text{ мА}; 60 \text{ мА}$, полученные математическим и имитационным моделированием, соответственно, для тех же режимов, что и ранее.

Результаты, касающиеся величины синфазного тока утечки, полученные экспериментальным путем, были подтверждены имитационным и математическим моделированием.

В Таблице 4.1 представлены сопоставительные значения синфазного тока утечки, полученные экспериментальным путем, а также имитационным и математическим моделированием.

Таблица 4.1 – Синфазный ток утечки

Режим	Величина синфазного тока утечки, полученная экспериментально	Величина синфазного тока утечки, полученная математическим моделированием	Величина синфазного тока утечки, полученная имитационным моделированием	параметры контура протекания синфазного тока утечки
Подавление СТУ	$I_{\text{син}} = 16 \text{ мА}$	$I_{\text{син}} = 17 \text{ мА}$	$I_{\text{син}} = 17 \text{ мА}$	$C_{\Pi} = 240 \text{ нФ}$ $Z_{\Pi} = 100 \text{ Ом}$
Без подавления СТУ	$I_{\text{син}} = 40 \text{ мА}$	$I_{\text{син}} = 39 \text{ мА}$	$I_{\text{син}} = 44 \text{ мА}$	
Подавление СТУ	$I_{\text{син}} = 24 \text{ мА}$	$I_{\text{син}} = 26 \text{ мА}$	$I_{\text{син}} = 22 \text{ мА}$	$C_{\Pi} = 480 \text{ нФ}$ $Z_{\Pi} = 100 \text{ Ом}$
Без подавления СТУ	$I_{\text{син}} = 64 \text{ мА}$	$I_{\text{син}} = 61 \text{ мА}$	$I_{\text{син}} = 60 \text{ мА}$	

Величина погрешности, полученная при расчете синфазного тока утечки математическим моделированием в режиме, в котором не производится подавление СТУ:

$$\delta, \% = \left| \frac{39 - 40}{39} \right| \cdot 100\% = 2,56\%. \quad (4.1)$$

$$\delta, \% = \left| \frac{61 - 64}{61} \right| \cdot 100\% = 4,69\%. \quad (4.2)$$

Величина погрешности, полученная при расчете синфазного тока утечки математическим моделированием в режиме подавления СТУ:

$$\delta, \% = \left| \frac{17 - 16}{17} \right| \cdot 100\% = 5,88\%. \quad (4.3)$$

$$\delta, \% = \left| \frac{26 - 24}{26} \right| \cdot 100\% = 7,69\%. \quad (4.4)$$

Величина погрешности, полученная при расчете синфазного тока утечки имитационным моделированием в режиме, в котором не производится подавление СТУ:

$$\delta, \% = \left| \frac{44 - 40}{44} \right| \cdot 100\% = 9,09\%. \quad (4.5)$$

$$\delta, \% = \left| \frac{60 - 64}{60} \right| \cdot 100\% = 6,67\%. \quad (4.6)$$

Величина погрешности, полученная при расчете синфазного тока утечки имитационным моделированием в режиме подавления СТУ:

$$\delta, \% = \left| \frac{17 - 16}{17} \right| \cdot 100\% = 5,88\%. \quad (4.7)$$

$$\delta, \% = \left| \frac{22 - 24}{22} \right| \cdot 100\% = 9,09\%. \quad (4.8)$$

В результате проведенных экспериментальных исследований было установлено, что:

1. Теоретические результаты вычисления величины синфазного тока утечки, полученные на математических моделях, соответствуют экспериментальным с погрешностью, не превышающей 5,88 %.

2. Величины синфазного тока утечки, полученные на имитационных моделях, соответствуют экспериментальным с погрешностью, не превышающей 10 %.

3. Качественный вид осциллограмм, построенных для ПП, соответствует реальным, полученным с помощью экспериментального стенда.

Аналитические соотношения, полученные в главе 3 для расчета СТУ, подходят для инженерных расчетов с учетом погрешности 5 – 10 %.

4.3 Оценка массогабаритных показателей бестрансформаторной системы генерирования

Для оценки массогабаритных показателей системы генерирования на базе фотоэлектрических модулей и полупроводникового преобразователя был рассмотрен трехфазный трехуровневый полупроводниковый преобразователь топологии *neutral point clamped*. Трехфазный трехуровневый преобразователь мощностью 6000 Вт ($P = 6000$ Вт), созданный в рамках проекта 176. Система управления выполнена на основе отечественного микроконтроллера 1986 *BE1T* 177. Силовые модули *SEMIKRON SK30MLI066* 178. Драйверы *SKHI 22 BH4R* 179. Датчики тока *Allegro microsystems inc ACS 714* 180. Конденсаторы *B43458A5158M000* 181. Радиатор марки *HS 115–300* 182. Дроссели собраны на сердечниках *Magnetics* марки *00K8044E026* 183.

Масса базовых элементов полупроводникового преобразователя:

- Силовые модули *SK30MLI066* – 4 шт. по 0,030 кг. Масса модулей 0,12 кг.
- Драйверы *SKHI 22 BH4R* – 8 шт. по 0,045 кг. Масса драйверов 0,36 кг.
- Конденсаторы *B43458A5158M000* – 2 шт. по 0,28 кг. Масса конденсаторов 0,56 кг.

- Сердечники 00K8044E026 – 6 шт. по 0,24 кг. Масса сердечников 1,44 кг.
- Радиатор марки HS 115–300 – 1 шт. по 0,753 кг.
- Масса микроконтроллера, датчиков, и платы с установленными *chip* компонентами – 0,5 кг.
- Масса провода, израсходованного для всех целей, в том числе намотки дросселей – 1,2 кг.
- Масса крепежных элементов – 1,1 кг.
- Итоговая масса – $m_1 = 6,033$ кг.

Масса типовых трансформаторов на 50 Гц:

- Трансформатор НТС–6 380/220, мощность – $P = 6000$ Вт, масса – 60 кг 184.
- Трансформатор ТСЗИ–6,3–380/220, мощность – $P = 6300$ Вт, масса – 55 кг 185.
- Трансформатор ТС–6,3–380/220, мощность – $P = 6300$ Вт, масса – 74 кг 186.

Параметры некоторых типовых фотоэлектрических модулей по производителям, широко представленным на рынке, показаны в Таблицах 4.2 – 4.5 [187–190].

Таблица 4.2 – Производитель фотоэлектрических модулей *Abi-Solar* 187

Модель	Тип	Мощность, Вт	Напряжение, В	Ток, А	$\eta, \%$	Масса, кг
AB260- 60P(CN32)	Поликр.	260	38	8,72	15,98	18,5
AB260- 60P(CN31)	Поликр.	260	35,48	9,01	16,01	18,3
ABP325- 72P(CN31)	Поликр.	325	46	9,91	16,78	22

Продолжение таблицы 4.2

<i>AB275-60PHC(CN32)</i>	Поликр.	275	38	9,14	16,8	19
<i>M60285-D</i>	Монкр.	285	39,18	9,33	17,52	18,5

Таблица 4.3– Производитель фотоэлектрических модулей *Panasonic (SolarCity)*188

Модель	Тип	Мощность, Вт	Напряжение, В	Ток, А	η ,%	Масса, кг
<i>VBHN330SJ47</i>	Монкр.	330	58	5,7	19,7	18,5
<i>VBHN245SJ25</i>	Монкр	245	44,3	5,54	19,4	15

Таблица 4.4 – Производитель фотоэлектрических модулей *Jinko Solar* 189

Модель	Тип	Мощность, Вт	Напряжение, В	Ток, А	η ,%	Масса, кг
<i>JKM355M-72(Plus)</i>	Монкр.	355	39,3	9,04	18,31	26,5
<i>JKM300M-60</i>	Монкр.	300	32,6	9,21	18,33	19

Таблица 4.5 – Производитель фотоэлектрических модулей Рязанский завод металлокерамических приборов190

Модель	Тип	Мощность, Вт	Напряжение, В	Ток, А	η ,%	Масса, кг
<i>RZMP-270-M</i>	Монкр.	270	38,79	8,96	16,6	18,5

Величина удельной массы системы генерирования без учета массы солнечных фотоэлектрических модулей, приходящиеся на 1 кВт мощности, выбрана масса трансформатора НТС–6 380/220, как наименьшая $m_2 = 55$ кг :

$$mp_{\text{тр}1}^* = (m_1 + m_2) / P \approx 10,18 \text{ кг/кВт}. \quad (4.9)$$

Величина удельной массы бестрансформаторной системы генерирования без учета массы солнечных фотоэлектрических модулей, приходящиеся на 1 Вт мощности:

$$mp_{\text{бр}1}^* = m_1 / P \approx 1 \text{ кг/кВт}. \quad (4.10)$$

Масса фотоэлектрических модулей принята $m_3 = 333 \text{ кг}$. Данная величина соответствует массе 18 модулей *VBHN330SJ47* и является наименьшей.

Величина удельной массы системы генерирования с учетом массы солнечных фотоэлектрических модулей, приходящиеся на 1 кВт мощности, выбрана масса трансформатора НТС–6 380/220, как наименьшая:

$$mp_{\text{тр}2}^* = (m_1 + m_2 + m_3) / P \approx 65,68 \text{ кг/кВт}. \quad (4.11)$$

Величина удельной массы бестрансформаторной системы генерирования с учетом массы солнечных фотоэлектрических модулей, приходящиеся на 1 Вт мощности:

$$mp_{\text{бр}2}^* = (m_1 + m_3) / P \approx 56,51 \text{ кг/кВт}. \quad (4.12)$$

Таким образом, видно, что удельные массогабаритные показатели системы генерирования без учета фотоэлектрических модулей могут быть улучшены более чем десять раз ($mp_{\text{тр}1}^* / mp_{\text{бр}1}^* = 10,18$). С учетом массы фотоэлектрических модулей данный показатель выглядит следующим образом: $mp_{\text{тр}2}^* / mp_{\text{бр}2}^* = 1,162$. Или, другим словами, происходит улучшение массогабаритных показателей примерно на 16 %.

4.4 Рекомендации по применению полупроводникового преобразователя в составе СГФ

Применение полупроводникового преобразователя в составе СГФ подиктовано, в первую очередь, показателями качества преобразования электрической энергии, массогабаритными и ценовыми показателями, а кроме

того требованиями по электробезопасности, модульными особенностями и возможностями для модернизации. Разработанный преобразователь может работать в двух-, трех-, четырех- и пятиуровневых режимах работы. Данный преобразователь за счет разработанного алгоритма работы позволяет снижать синфазный ток утечки и обеспечивать электробезопасность СГФ. Кроме того преобразователь позволяет использовать модульные возможности – некоторые узлы преобразователя могут быть выполнены в виде отдельных модулей, которые могут быть взаимозаменяемыми. Если не производить монтаж транзисторов VT9, VT10, VT11, VT12, VT15, VT16, VT13 и VT14 (Приложение В) в полупроводниковый преобразователь, то может получиться готовый трехуровневый полупроводниковый преобразователь с емкостным делителем напряжения (в английской литературе *ANPC*). Кроме того, данный преобразователь имеет огромный модернизационный потенциал, что выражается в широких возможностях по замене и усовершенствованию отдельных модулей полупроводникового преобразователя. Подключение в звено постоянного тока различных полупроводниковых преобразователей, в том числе с высокочастотным трансформатором, может обеспечить дополнительные свойства, например, расширить диапазон регулирования СФМ и увеличить показатели гальванической изоляции СГФ.

4.5 Выводы по главе 4

Был создан макетный образец предложенного во второй главе однофазного полупроводникового преобразователя на основе трехуровневого полупроводникового преобразователя с фиксирующими диодами, на который был получен патент 141. На языке программирования *C* был написан векторный алгоритм ШИМ для управления данным полупроводниковым преобразователем, также предложенный во второй главе.

Аналитические соотношения, полученные в главе 3, для расчета СТУ подходят для инженерных расчетов с учетом погрешности 5 – 10 %.

Предложенный полупроводниковый преобразователь может применяться в СГФ, в которой отсутствует низкочастотный трансформатор. Позволит снизить, таким образом, удельные массогабаритные показатели с учетом СФМ на 16 %, без учета – в 10 раз. Разработанный преобразователь может работать в двух-, трех-, четырех- и пятиуровневых режимах работы. Данный преобразователь за счет разработанного алгоритма работы позволяет снижать синфазный ток утечки и обеспечивать электробезопасность СГФ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе выполнены комплексные исследования систем генерирования электрической энергии на базе многоуровневых полупроводниковых преобразователей, где в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули. Исследования направлены на повышение энергической эффективности данных систем генерирования.

Основные результаты и выводы, полученные в диссертационной работе:

1. Предложена структура бестрансформаторной системы генерирования электрической энергии на базе однофазного пятиуровневого полупроводникового преобразователя с возможностью подавления синфазного тока утечки.
2. Разработан алгоритм векторной ШИМ для однофазного многоуровневого полупроводникового преобразователя, позволяющий осуществить подавление синфазного тока утечки в бестрансформаторной системе генерирования электрической энергии.
3. Разработаны математические модели, предназначенные для расчета энергетических характеристик бестрансформаторной СГФ.
4. Предложена методика расчета динамических потерь мощности в силовых полупроводниковых преобразователях, выполненных на *MOSFET* транзисторах при использовании алгоритма векторной ШИМ.
5. Проведены экспериментальные исследования, подтверждающие возможность подавления синфазного тока утечки в СГФ при использовании предложенного алгоритма векторной ШИМ, а также достоверность результатов, полученных путем математического моделирования.
6. Показано, что в диапазоне кратности частот от 0 до $A \approx 2000$ бестрансформаторная система генерирования на базе предложенного однофазного пятиуровневого полупроводникового преобразователя, в которой используется разработанный алгоритм векторной ШИМ, имеет

наилучшее значение КПД по сравнению с бестрансформаторной СГФ на базе однофазного пятиуровневого преобразователя с фиксирующими диодами.

7. Показано, что удельные массогабаритные показатели бестрансформаторной СГФ на 16 % ниже, чем у такой же системы генерирования, но использующей трансформаторную развязку.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ЭЭ – электрическая энергия;

СГФ – система генерирования электрической энергии на базе солнечных фотоэлектрических модулей и полупроводниковых преобразователей;

СФМ – солнечный фотоэлектрический модуль;

ПП – полупроводниковый преобразователь;

АИН – автономный инвертор напряжения;

АИТ – автономный инвертор тока;

МПП – многоуровневый полупроводниковый преобразователь;

ШИМ – широтно-импульсная модуляция;

СШИМ – скалярная широтно-импульсная модуляция;

ВШИМ – векторная широтно-импульсная модуляция;

СТУ – синфазный ток утечки;

КСК – комбинация состояний ключей;

УОТ – устройства ограничения тока;

ЗПТ – звено постоянного тока;

КПД – коэффициент полезного действия;

СГММ – способ генерирования максимальной мощности от СФМ;

ВАХ – вольт-амперная характеристика;

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сайт Международного энергетического агентства Электронный ресурс, строка доступа: [<https://www.iea.org/russian/>]
2. Technology Roadmap. Solar Photovoltaic Energy. International energy agency.– 2014.– pp. 1–60.
3. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие.–Изд.3–е, испр. и доп./ Г.С.Зиновьев; Новосиб. гос. тех.ун–т. -Новосибирск: Изд–во НГТУ.–2004.– С.672.
4. Tripathi A. Modeling & simulation of proposed grid connected 10 MW solar PV array power plant at Lucknow / A.Tripathi, K. B. Sahay // Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), IEEE International Conference on.– 2016. – pp. 1–5.
5. Parchure A. Investigating PV Generation Induced Voltage Volatility for Customers Sharing a Distribution Service Transformer / A. Parchure, K.Rahimi,R.Broadwater, M.Dilek //IEEE Transactions on Industry Applications. – 2016. – pp. 1–9.
6. Sandoval J. Large scale Photovoltaic structures with medium-frequency isolation / J.Sandoval, V.Cardenas, M. Barrios, M. Gonzalez, A.Torres // Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE), 2016 13th International Conference on. – IEEE.– 2016. – pp. 1–6.
7. Yuan B. A high efficiency current fed multi–resonant converter for high step–up power conversion in renewable energy harvesting /B. YUAN, X. YANG, D. LI //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE. –2010. – pp. 2637–2641.
8. Edwin F. Topology review of single phase grid-connected module integrated converters for PV applications / F. Edwin, W. Xiao, V. Khadkikar //IECON 2012–38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. – IEEE.– 2012. – pp. 821–827.

9. Konishi Y. High-frequency link single-phase grid-connected inverter using LCL resonant tank for photovoltaic AC module / Y.Konishi, Y. F.Huang //Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE. –2008. – pp. 2184–2188.
10. Shimizu T. Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the DC input for an AC photovoltaic module system / T.Shimizu, K.Wada, N. Nakamura //IEEE transactions on power electronics. – 2006. – Vol. 21. – №. 5. – pp. 1264–1272.
11. Koutroulis E. Methodology for the optimal design of transformerless grid-connected PV inverters / E.Koutroulis, F. Blaabjerg //IET Power Electronics. – 2012. – Vol. 5. – №. 8. – pp. 1491–1499.
12. Yogesh R. N. A review on photovoltaic module based grid connected power inverter / R. N. Yogesh, A. R. Thorat //Power, Energy and Control (ICPEC), 2013 International Conference on. – IEEE.– 2013. – pp. 272-276.
13. Hu S. A high-efficiency single-phase inverter for transformerless photovoltaic grid-connection / S. Hu, W. Cui, W. Li, X. He, F. Cao //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) – IEEE.– 2014. – pp. 4232–4236.
14. Jedtberg H. Analysis of the Robustness of Transformerless PV Inverter Topologies to the Choice of Power Devices/ H. Jedtberg, A. Pigazo, M. Liserre, G. Buticchi //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016.– pp. 1–11.
15. Khan S. A. A high efficiency transformerless PV grid-connected inverter with leakage current suppression / S. A. Khan, Y. Guo, J. Zhu //Electrical and Computer Engineering (ICECE), 2016 9th International Conference on. – IEEE. – 2016. – pp. 190–193.
16. Islam M. Multifunctional control of single-phase transformerless PV inverter connected to a distribution network / M. Islam, M. Nadarajah, J.Hossain //Power Engineering Conference (AUPEC), 2016 Australasian Universities. – IEEE.– 2016. – pp. 1–6.

17. Mekhilef S. Analysis and comparison of different grid-tied transformerless inverters for PV system / S. Mekhilef, M. Islam // Smart Grid (SASG), 2015 Saudi Arabia. – IEEE. – 2015. – pp. 1–6.
18. Guo X. Hardware-Based Cascaded Topology and Modulation Strategy With Leakage Current Reduction for Transformerless PV Systems / X. Guo, X. Jia // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2016. – Vol. 63. – №. 12. – pp. 7823–7832.
19. Giacomini J. C. Active damping of a modified LCL filter applied to transformerless grid-connected PV inverter / J. Giacomini, L. Michels, H. Pinheiro, C. Rech // Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian. – 2015. – pp. 1–6.
20. Azri M. Transformerless power converter for grid-connected PV system with no-ripple input current and low ground-leakage current. / M. Azri, N. A. Rahim // Clean Energy and Technology (CEAT) 2014, 3rd IET International Conference on – 2014. – pp. 1–6
21. Saridakis S. Optimization of SiC-based H5 and Conergy-NPC transformerless PV inverters / S. Saridakis, E. Koutroulis, F. Blaabjerg // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2015. – Vol. 3. – №. 2. – pp. 555–567.
22. Mendoza-Mendoza J. J. A modulation scheme for a 3L-NPC converter in transformerless PV applications / J. J. Mendoza-Mendoza, P. R. Martinez-Rodriguez, G. Escobar, J. M. Sosa, G. Vazquez, C. A. Limones // Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2015 IEEE International Autumn Meeting on. – IEEE. – 2015. – pp. 1–6.
23. Song X. Common mode leakage current analysis for transformerless PV system with long DC side cables / X. Song, W. Chen, Y. Xuan, B. Zhang, J. Zhang // Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th International Conference on. – 2015. – pp. 2475–2480.
24. Guo X. Leakage current reduction of transformerless three-phase cascaded multilevel PV inverter / X. Guo, R. He, X. Jia, C. Rojas // Industrial Electronics (ISIE), 2015 IEEE 24th International Symposium on. – 2015. – pp. 1110–1114.

25. Wang L. Ground leakage current suppression in a 50 kW 5-level T-type transformerless PV inverter / L. Wang, Y. Shi, Y. Shi, R. Xie //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).– IEEE. –2016. – pp. 1–6.
26. Bharatiraja C. A common-mode leakage current mitigation for PV-grid connected three-phase three-level transformerless T-type-NPC-MLI / C. Bharatiraja, J. L. Munda, R. Bayindir, M. Tariq // Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2016 IEEE International Conference on– IEEE. –2016. – pp. 1–6.
27. Guo X. Three-phase DC-bypass topologies with reduced leakage current for transformerless PV systems / X. Guo, D. Xu, B. Wu //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).– 2015 IEEE. –2015. – pp. 43–46.
28. Электронный ресурс, строка доступа: [<http://altenergiya.ru/sun/mnogoobrazie-vidov-solnechnyx-panelej.html>]
29. Солнечная фотовольтаика: Современное состояние и тенденции развития. / В.А. Миличко, А.С. Шалин, И.С. Мухин, А.Э. Ковров и др. // Успехи физических наук.–Том 186.–№8.–С.801–852.
30. Проскураков А. Автономный солнечный модуль //Материалы международной научно-технической конференции ААИ «Автомобиле– и тракторостроение в России: приоритеты развития и подготовка кадров», посвященной 145–летию МГТУ «МАМИ».–2010.– С.160–165.
31. Обухов С. Г. Системы генерирования электрической энергии с использованием возобновляемых энергоресурсов // учебное пособие. Томск: Изд–во Томского политехнического университета.– 2008.– С.144.
32. Li W. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications / W. Li, X. He //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – Vol. 58. – №. 4. – pp. 1239–1250.
33. Tomaszuk A. High efficiency high step-up DC/DC converters-a review / A.Tomaszuk, A.Krupa //Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences. – 2011. – Vol. 59. – №. 4. – pp. 475–483.

34. Dawidziuk J. Review and comparison of high efficiency high power boost DC/DC converters for photovoltaic applications //Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences. – 2011. – Vol. 59. – №. 4. – pp. 499–506.
35. Zhao R. Technological assessment of DC-DC multiple-input converters as an interface for renewable energy applications / R.Zhao, S.Y. Yu, A.Kwasinski //Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on. – IEEE. – 2012. – pp. 1– 6.
36. Wang F. Analysis and optimization of module integrated MPPT converter based residential PV system / F. Wang, P. Kong, F. C. Lee, F. Zhuo //Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on. – IEEE, 2013. – pp.1–7.
37. Dhople S. V. A global maximum power point tracking method for PV module integrated converters / S. V. Dhople, R.Bell, J.Ehlmann, A. Davoudi, P. L. Chapman, A. D. Domínguez-García //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE. – 2012. – pp.4762–4767.
38. Acanski M. Comparison of Si and GaN power devices used in PV module integrated converters / M.Acanski, J.Popovic-Gerber, J. A. Ferreira //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE. –2011. – pp.1217–1223.
39. Edwin F. Topology review of single phase grid-connected module integrated converters for PV applications / F.Edwin, W.Xiao, V.Khadkikar //IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. – 2012. – pp. 821–827.
40. Резонансный преобразователь с глубокой регулировкой напряжения. Дополнение к книге "Силовая электроника: от простого к сложному" М. "Солон-пресс".– 2005 г. Электронный ресурс, строка доступа: [<http://www.radioland.mrezha.ru/dopolnenia/elcon/elcon.htm>]
41. Görtz S. Battery energy storage for intermittent renewable electricity production: A review and demonstration of energy storage applications permitting higher penetration of renewables. – 2015.–P.96
42. Joseph A. Battery storage systems in electric power systems / A.Joseph, M. Shahidehpour //Power Engineering Society General Meeting, IEEE. –2006. – pp.1–8.

43. Manimekalai P. An Overview of Batteries for Photovoltaic (PV) Systems / P. Manimekalai, R. Harikumar, S.Raghavan //International Journal of Computer Applications. – 2013. – Vol. 82. – №. 12. – pp. 28–32.
44. Kjaer S. B. Power inverter topologies for photovoltaic modules-a review / S. B.Kjaer, J. K.Pedersen, F. Blaabjerg //Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the. – IEEE, 2002. – Vol. 2. – pp. 782–788.
45. Kjaer S. B. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules / S. B.Kjaer, J. K.Pedersen, F. Blaabjerg // IEEE transactions on industry applications. – 2005. – Vol. 41. – №. 5. – pp. 1292–1306.
46. Gotekar P. S. Comparison of full bridge bipolar, H5, H6 and HERIC inverter for single phase photovoltaic systems-a review / P.S. Gotekar, S.P. Muley , D.P. Kothari , B.S. Umre //India Conference (INDICON), 2015 Annual IEEE. – IEEE – 2015. – pp. 1–6.
47. Vazquez N. Integrating Two Stages as a Common-Mode Transformerless Photovoltaic Converter /N.Vazquez, J. Vazquez, J. Vaquero, C. Hernandez, E. Vazquez, R. Osorio //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2017. – pp. 1–10.
48. Kosenko R. State of the Art Review of PV Module-Level Power Electronics. // Conference: Closing Conference of the Project Doctoral School of Energy and Geotechnology II, 2015– pp. 1–6.
49. Shehadeh S. H. An overview of inverter topologies for photovoltaic electrical energy / S. H. Shehadeh, H. H. H. Aly, M. E. El-Hawary //Electrical Power & Energy Conference (EPEC). – IEEE, 2013. – pp. 1–8.
50. Sahan B. A single-stage PV module integrated converter based on a low-power current-source inverter / B. Sahan, A. N. Vergara, N. Henze, A. Engler, P. Zacharias//IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2008. – Vol. 55. – №. 7. – pp. 2602–2609.
51. Kjær S. B. Design and control of an inverter for photovoltaic applications: Diss / дис. – Aalborg University. – 2005. – P.237
52. Markvart T., Castafier L. Handbook of Photovoltaics: Section Finder. Elsevier Advanced Technology – 2010. – P.1189

53. Cha W. J. Evaluation and analysis of transformerless photovoltaic inverter topology for efficiency improvement and reduction of leakage current / W.J. Cha, K.T. Kim, Y.W. Cho, S. Lee //IET Power Electronics. – 2014. – Vol. 8. – №. 2. – C. pp. 255–267.
54. Barater D. Recent advances in single-phase transformerless photovoltaic inverters / D. Barater, E. Lorenzani, C. Concari, G. Franceschini, G. Buticchi //IET Renewable Power Generation. – 2016. – Vol. 10. – №. 2. – pp. 260–273.
55. Burger B. Extreme high efficiency PV-power converters / B. Burger, D. Kranzer //Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on. – IEEE. – 2009. – pp. 1–13.
56. Ertan H. B. Comparison of efficiency of two dc-to-ac converters for grid connected solar applications / H. B. Ertan, E. Dogru, A. Yilmaz //Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012 13th International Conference on. – IEEE. – 2012. – pp. 879–886.
57. Gazoli J. R. Micro-inverter for integrated grid-tie PV module using resonant controller / J.R. Gazoli, M. G. Villalva, T. G. Siqueira, E. Ruppert //Power and Energy Society General Meeting. – IEEE. – 2012. – pp. 1– 8.
58. Mechouma R. Three-phase grid connected inverter for photovoltaic systems, a review / R. Mechouma, B. Azoui, M. Chaabane //Renewable Energies and Vehicular Technology (REVET), 2012 First International Conference on. – IEEE. – 2012. – pp. 37–42.
59. Oleschuk V. Transformer-based photovoltaic system with cascaded converters with discontinuous synchronized modulation / V. Oleschuk, A. Sizov //Проблемы региональной энергетики. – 2011. – №. 2. – С. 20–31.
60. Xue Y. Reliability, efficiency, and cost comparisons of MW-scale photovoltaic inverters / Y. Xue, B. Ge, F. Z. Peng //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE. – IEEE, 2012. – pp. 1627–1634.
61. Colak I. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes / I. Colak, E. Kabalci, R. Bayindir //Energy Conversion and Management. – 2011. – Vol. 52. – №. 2. – pp. 1114–1128.

62. Rodriguez J. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications / J.Rodriguez, J. S.Lai, F. Z.Peng //IEEE Transactions on industrial electronics. – 2002. – Vol. 49. – №. 4. – pp. 724–738.
63. Shehu G. S.. A review of multilevel inverter topology and control techniques / G. S.Shehu, I. H.Shanono, T.Yalcinoz //Journal of Automation and Control Engineering Vol. – 2016. – Vol. 4. – №. 3. – pp. 233–241.
64. Rozanov Y. Power electronics basics: operating principles, design, formulas, and applications./ Y. Rozanov, S. Ryvkin, E. Chaplygin, P. Voronin // – CRC Press. – 2015. – P.478
65. Rashid M. H. Power electronics handbook: devices, circuits and applications. – Academic press. – 2010. – P.1189
66. Ibrahim I. R. et al. Dual-power PV-grid energy system utilizing multilevel inverter—An Overview and alternative to PV energy system in Malaysia //Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2011 5th International. – IEEE, 2011. – pp. 164–169.
67. Noman A. M. Cascaded multilevel inverter topology with high frequency galvanic isolation for grid connected PV system / A. M. Noman, K. E. Addoweesh, K. Al-Haddad //Industrial Electronics Society, IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE. –2016. – pp. 3030–3037.
68. Teke A. Review of multifunctional inverter topologies and control schemes used in distributed generation systems / A.Teke, M. B.Latran //Journal of Power Electronics. – 2014. – Vol. 14. – №. 2. – pp. 324–340.
69. McLyman C. W. T. Transformer and inductor design handbook. – CRC press.– 2016.–P.533
70. Ханзел Г. Справочник по расчету фильтров. –Пер.М. Радио–1974.–С.753.
71. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. –Пер.М. Радио и связь–1983.– С.287.
72. Мошиц Г. Проектирование активных фильтров / Г.Мошиц, П.Хорн// Пер.– М.–Мир.–1984.–С.320.

73. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. Пер.–М.–Мир.–1982.–С.593.
74. Erickson R. W. Fundamentals of Power Electronics. Second edition/ R. W. Erickson, D. Maksimovic //Springer Science & Business Media.– 2007.–P.881
75. El-Khozondar H. J. A review study of photovoltaic array maximum power tracking algorithms / H. J. El.Khozondar¹, R. J. El.Khozondar, K. Matter, T. Suntio // SpringerOpen Journal Renewables: Wind, Water, and Solar. – 2016. – Vol. 3. – №. 1. – pp. 1–8.
76. Verma D. Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems / D.Verma, S.Nema, S. Dash//Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2016. – Vol. 54. – pp. 1018–1034.
77. Bizon N. Energy Harvesting and Energy Efficiency. Springer. –2016. – P.673
78. Femia N. Power electronics and control techniques for maximum energy harvesting in photovoltaic systems. – CRC press. – 2012. – P.355
79. Remy G. Review of MPPT Techniques for Photovoltaic Systems/G. REMY, O. BETHOUX, C. MARCHAND, H. DOGAN //Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEP)/SPEE-Labs, Université Pierre et Marie Curie P. – 2009. – Vol. 6. – pp. 1–14.
80. Kim J.H. A Carrier–Based PWM Method with Optimal Switching Sequence for a Multi-level Four–leg VSI / J.H.Kim, S.K. Sul, P.N. Enjeti // IEEE transactions on industrial electronics.–Vol. 12.– № 4.– 2005.–pp.99–105.
81. Брованов С.В. Реализация векторной ШИМ в трехфазном трехуровневом преобразователе / Брованов С.В Харитонов С. А. // Электротехника 2008.– №6.– стр. 33–38.
82. Баховцев И.А. Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ дис. 2017.– Новосибирск.–С.452.
83. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: Изд–во УРО РАН.–2000. – С.654.
84. Берестов В. М. Алгоритм управления многоуровневым инвертором напряжения / Берестов В. М., Харитонов С. А. / Труды международной 14–ой

научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока».– 2007.– С. 109 – 118.

85. Брованов С. В. Теоретический и практический аспекты реализации векторной ШИМ в трехфазном трехуровневом выпрямителе / Брованов С. В., Харитонов С. А., Колесников А. Н. // Технічна електродинаміка. Тематический выпуск. –Київ.– Ч.3.– 2007.–С. 76–79.

86. Брованов С. В. Особенности электромагнитных процессов в трехфазном трехуровневом выпрямителе // Электротехника.– №6.– 2008.– С. 39 – 48.

87. Брованов С. В. Анализ скалярной и векторной широтно–импульсных модуляций для однофазных многоуровневых полупроводниковых преобразователей с фиксирующими диодами / Брованов С. В., Гришанов Е.В. // ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ.– №4 (25).– 2014.– С. 47 – 56.

88. Брованов С. В. Анализ способов баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока в однофазном трехуровневом преобразователе / Брованов С. В., Гришанов Е.В. // Научный вестник НГТУ.– Т.58.– № 1.– 2015.– С. 213–230

89. Патент российской Федерации RU 2588257 С1 от 27.06.2016 МПК H02M7/483, H02M7/527, Способ баланса напряжений на конденсаторах однофазного трехуровневого преобразователя с фиксирующими диодами / Брованов С.В., Гришанов Е.В. //; заявитель и патентообладатель Федеральное Государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Новосибирский Государственный технический университет". – № 2015109985/07, заявл. 20.03.2015; опубл. 27.06.2016.

90. Брованов С. В. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи частоты с емкостным делителем напряжения для автономных систем генерирования электрической энергии (анализ и синтез) дис. – Томск. – 2012. – С.452

91. Calligaro S. Modulation techniques for three–phase three–level NPC inverters: A review and a novel solution for switching losses reduction and optimal neutral–point balancing in photovoltaic applications / S. Calligaro, F. Pasut, R. Petrella, A. Pevere

- //Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty–Eighth Annual IEEE. –2013. – pp. 2997–3004.
92. Pinkymol H. R. Analysis of 3–level inverter scheme with DC–link voltage balancing using LS–PWM & SVM techniques / H. R. Pinkymol, A. I. Maswood, O. H. P. Gabriel, L. Ziyou//Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2013 International Conference on. – IEEE.– 2013. – pp. 1036–1041.
93. Mekhilef S. DC link capacitor voltage balancing in three level neutral point clamped inverter / S. Mekhilef, H. I. Khudhur, H. Belkamel //Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 13th Workshop on. – IEEE.– 2012. – pp. 1–4.
94. Burusteta S. Capacitor voltage balance limits in a multilevel—converter—based energy storage system / S. Burusteta, J. Pou, S. Ceballos, I.Marino, J. Б.Аlzola //Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011–14th European Conference on. – IEEE.– 2011. – pp. 1–9.
95. Yuan X. Status and opportunities of photovoltaic inverters in grid-tied and micro-grid systems/ X.Yuan, Y. Zhang //Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPERC CES/IEEE 5th International. – IEEE. – 2006. – Vol. 1. – pp. 1–4.
96. Кашкаров А. Солнечные батареи и модули как источники питания// Современная электроника.–№ 5.–2015.–С.8–15
97. Key renewables trends: excerpt from renewables information. International energy agency.–2016.– pp. 1–12.
98. Renewables information: Overview 2017 IEA PVPS report. –2017. – pp. 1–11.
99. Trends in photovoltaic applications: Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2011. Report IEA–PVPS T1–21:2012.– pp. 1–48.
100. Li X. Photovoltaic technology research and prospects / X. Li , C. Wang, J. Gong, N. Hua //Computer Science and Information Technology (ICCSIT), 3rd IEEE International Conference on. – IEEE. – 2010. – Vol. 8. – pp. 328–330.
101. Adefarati T. Integration of renewable distributed generators into the distribution system: a review / T. Adefarati, R. C. Bansal //IET Renewable Power Generation. – 2016. – Vol. 10. – №. 7. – pp. 873–884.

102. Barker P. P. Advances in solar photovoltaic technology: an applications perspective / P. P. Barker, J. M. Bing // Power Engineering Society General Meeting. – IEEE. – 2005. – pp. 1955–1960.
103. He J. Application of wide bandgap devices in renewable energy systems-Benefits and challenges / J. He, T. Zhao, X. Jing, N. Demerdash // Renewable Energy Research and Application (ICRERA), 2014 International Conference on. – IEEE. – 2014. – pp. 749–754.
104. Baitie H. E. K. Review of smart grid systems' requirements / H. E. K. Baitie, T. Selmi // Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2015 Tenth International Conference on. – IEEE, 2015. – pp. 1– 6.
105. Parida B. A review of solar photovoltaic technologies / B. Parida, S. Iniyar, R. Goic // Renewable and sustainable energy reviews. – 2011. – Vol. 15. – №. 3. – pp. 1625– 1636.
106. Электронный ресурс: Handbook for Solar Photovoltaic (PV) Systems. – pp. 1– 64. строка доступа: [https://www.bca.gov.sg/publications/others/handbook_for_solar_pv_systems.pdf]
107. Электронный ресурс: Training of photovoltaic installers Design common professional framework and Training methodology List of good examples of PV installations, 2012 . – pp. 1– 16. строка доступа: [https://ec.europa.eu/energy/intelligent/projects/sites/iee-projects/files/projects/documents/pvtrin_good_examples_of_pv_installations_en.pdf]
108. Grishanov E.V. Aspects of common-mode leakage current suppression in single-phase PV-generation systems / E.V. Grishanov, S.V. Brovanov // IEEE Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2017 18th International Conference of Young Specialists on. – 2017. – pp. 541–546.
109. Электронный ресурс: The Canadian Solar Energy Guide – 2015. – pp. 1– 36. строка доступа: [<http://hespv.ca/hes-catalogue-15webRes.pdf>]
110. Электронный ресурс: Low Voltage Products Solutions for solar energy ABB – 2015. строка доступа: [

<http://new.abb.com/docs/librariesprovider20/campaigns-files/solutions-for-solar-energy-.pdf>]

111. Kershman S. A. Seawater reverse osmosis powered from renewable energy sources-hybrid wind/photovoltaic/grid power supply for small-scale desalination in Libya / S. A.Kershman, J.Rheinlander, H. Gabler //Desalination. – 2003. – Vol. 153. – №. 1-3. – pp. 17–23.
112. Kim S. Application of Floating Photovoltaic Energy Generation Systems in South Korea / S.Kim , S. Yoon , W. Choi , K. Choi //Sustainability. – 2016. – Vol. 8. – №. 12. – pp. 1333– 1342.
113. Маклаков А.С. Повышение энергоэффективности трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной средней точкой в составе электропривода большой мощности дис. 2017.– Челябинск.–С.129.
114. Chirkova G. V. Power quality coefficients for power electronic transformers / G.V. Chirkova, G.S. Zinoviev // IEEE Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) 17th International Conference of Young Specialists on.–2016. – pp. 594–599.
115. Дыбко М.А. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи с параллельным включением для активных фильтров и систем накопления энергии дис. – Томск.– 2013.– С. 227.
116. Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники / И.М. Чиженко, В.С. Руденко, И.В. Сенько// М.: Высшая школа.–1974.–С.430.
117. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем// М.: Издательство Физико-математической литературы.–1963.–С.968.
118. Зиновьев Г.С. Основы преобразовательной техники//Н.: Редакционно-издательский отдел НЭТИ.–1975.–С.56.
119. Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов//Н.: Издательство НГТУ. – 2011.–С.536.
120. Грабовецкий Г.В. Применение переключающих функций для анализа электромагнитных процессов в силовых цепях вентильных преобразователей частоты// Электричество.– №6.–1973.– С. 42 – 46.

121. Гарганеев А.Г. Модификация метода переключающих функций для анализа вентильных преобразователей при работе на противο-ЭДС / А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов //Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 321. – №. 4.–С.122–126.
122. Кобзев А.В. Метод коммутационно-разрывных и модуляционных функций при анализе процессов в преобразователях частоты / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, Д.С. Муликов//Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2017. – Т. 20. – №. 3.–С.203–209.
123. Gubia E. Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems / E. Gubia, P. Sanchis, A. Ursua, J. Lopez, L. Marroyo//Progress in photovoltaics: research and applications. – 2007. – Vol. 15. – №. 7. – pp. 629–650.
124. Technical Information. Capacitive Leakage Currents Information on the design of transformerless inverters of type Sunny Boy, Sunny Mini Central, Sunny Tripower/ SMA Technical Information //Электронный ресурс. строка доступа: <http://files.sma.de/dl/7418/Ableitstrom-TI-en-25.pdf>
125. Brovanov S. A New Approach for Current Calculation in a Single-phase Three-level NPC Converter with Space Vector PWM / Brovanov S., Kharitonov S., Dybko M., Grishanov E. // Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON), IEEE Region 8 International Conference.– 2010.–pp. 639–644.
126. Dybko M.A. A New Method of Current Calculation in Power Semiconductor Devices of Diode-Clamped Multilevel VSC / M.A. Dybko, S.V. Brovanov // Proc. of 3rd International Youth Conference on Energetics, IYCE.– 2011 – pp. 1–7.
127. Brovanov S.V. Analysis of Conduction Losses in the Single-Phase Three-level NPC Converter / S.V. Brovanov, M.A. Dybko, O.E. Bepalenko // Proc. of International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM, June 30–July 6, 2010, Altai, Russia. – pp. 490–494
128. Chen W. Leakage current calculation for PV inverter system based on a parasitic capacitor model / W. Chen, X. Yang, W. Zhang, X.Song //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 31. – №. 12. – pp. 8205–8217.

129. Kazanbas M. Considerations on grounding possibilities of transformerless grid-connected photovoltaic inverters / M. Kazanbas, L.Menezes, P.Zacharias //Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), 2012 IEEE International. – 2012. – pp. 1–6.
130. Gevorkian P. Solar power in building design: the engineer's complete design resource. McGraw-Hill.– 2008. – P.506.
131. Li W. Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic inverters for leakage current suppression / W. Li, Y. Gu, H. Luo, We.Cui//IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2015. – Vol. 62. – №. 7. – pp. 4537-4551.
132. Xiao H. Leakage current analytical model and application in single-phase transformerless photovoltaic grid-connected inverter / H.Xiao, S.Xie //IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. –Vol. 52. – №. 4. – pp. 902–913.
133. Lopez O. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application / O. Lopez, F.D. Freijedo, R. Teodorescu, J. Doval-Gandoy //IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2010. – Vol. 25. – №. 1. – pp. 140–147.
134. Kerekes T. Analysis and modeling of transformerless photovoltaic inverter systems. – Diss / дис.– Aalborg Universitet .– 2009.– P.107.
135. Патент Соединенных Штатов Америки US7,411,802 B2, 2008, Method of converting a direct current voltage from a source of direct current voltage, more specifically from a photovoltaic source of direct current voltage, into an alternating current voltage./ Matthais Victor, Frank Greizer, Sven Bremicker, Uwe Hibler // заявитель и патентообладатель SMA Solar Technology AG. Aug. 12, 2008.
136. Barater D. Active common-mode filter for ground leakage current reduction in grid-connected PV converters operating with arbitrary power factor / D.Barater, G. Buticchi,E. Lorenzani, C. Concarì //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2014. – Vol. 61. – №. 8. – pp. 3940–3950.
137. Grishanov E. Technical Aspects of Common-Mode Leakage Current Suppression in PV-Generation Systems / E. Grishanov , S.Brovanov , M. Dybko , S.Kharitonov ,

- S.Leonov // Proceedings of the 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Varna, Bulgaria 25–30 Sep.– 2016. –pp. 505–510.
138. Farias A. Modulation for three-phase transformerless neutral point clamped inverter in photovoltaic systems / A. M. Farias, K. C. Oliveira, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves//Power Electronics Conference (COBEP), IEEE Brazilian.– 2011. – pp. 850–857.
139. Патент Соединенных Штатов Америки US 2011/02993.12 A1, INVERTER FOR SOLAR CELL ARRAY./ Douglas W. Karraker, Kalyan P. Gokhale, Matti T. Jussila // заявитель и патентообладатель ABB Inc., Cary, NC (US). Dec. 8, 2011.
140. Брованов С.В. Полупроводниковый преобразователь с подавлением синфазного тока утечки для систем генерирования электрической энергии на базе фотоэлектрических модулей / С.В. Брованов, Е.В. Гришанов, М.А. Дыбко // Доклады ТУСУР. – 2015. – №3(37). – С.170–177.
141. Патент Российской Федерации RU 159 218 U1 от 10.02.2016 МПК H02M 7/44, Однофазный преобразователь напряжения / Брованов С.В., Гришанов Е.В. //; заявитель и патентообладатель Федеральное Государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Новосибирский Государственный технический университет". – № 2015117124/02; заявл. 05.05.2015; опубл. 10.02.2016, Бюл. № 4.
142. Брованов С.В. Классификация многоуровневых полупроводниковых преобразователей электрической энергии с емкостным делителем напряжения // Научный вестник НГТУ. – 2011. – №4(45). – С. 132–136.
143. Чаплыгин Е.Е. Способ управления автономным инвертором напряжения с векторной ШИМ / Е.Е.Чаплыгин, С.В. Хухтиков //Практическая силовая электроника. – 2010. – №. 39. – С. 40–43.
144. Паршин М.В. Исследование КПД шим синхронных электроприводов / М.В. Паршин, Д.В. Самохвалов, В.А. Скурихин //Робототехника и техническая кибернетика. – 2014. – №. 4. – С. 73–74.
145. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование //М.:«ЭФО». – 2013.–С.72.

146. Патент российской Федерации RU 2 644 397 C1 от 12.02.2018 МПК H02M 7/527, H02H 7/122, Способ подавления паразитного синфазного тока утечки в трехфазном преобразователе / Брованов С.В., Гришанов Е.В., Колесников В.А., Семягин А.С.//; заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью "Системы Постоянного Тока". – № 2016145471; заявл. 21.11.2016; опубл. 12.02.2018, Бюл. № 5
147. Gao F. Five-level z-source neutral-point-clamped inverter / F. Gao, P.C. Loh, F. Blaabjerg, R. Teodorescu, D.M. Vilathgamuwal //Power Electronics and Drive Systems, PEDS'07. 7th International Conference on. – IEEE.–2007. – pp. 1054–1061.
148. Le Q. A., A novel SVPWM scheme for common-mode voltage reduction in five-level active NPC inverters/ Q.A. Le, D.C. Lee //Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 9th International Conference on. – IEEE.– 2015. – pp. 281–287.
149. Lourci N. Algebraic PWM strategies of a five-level NPC voltage source inverter. Application to a great power induction machine drive / N.Lourci, R.Ameur, E.M.Berkouk, G.Manesse //Africon, IEEE.– 1999. – Vol. 2. – pp. 697–703.
150. Guo X. Hardware-based cascaded topology and modulation strategy with leakage current reduction for transformerless PV systems / X. Guo, X. Jia //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2016. – Vol. 63. – №. 12. – pp. 7823–7832.
151. Wang F. A Modified Phase Disposition Pulse Width Modulation to Suppress the Leakage Current for the Transformerless Cascaded H-Bridge Inverters / F. Wang, Z. Li, H.T. Do, D. Zhang //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2018. – Vol. 65. – №. 2. – pp. 1281–1289.
152. Siwakoti Y. P. H-Bridge transformerless inverter with common ground for single-phase solar-photovoltaic system / Y. P. Siwakoti, F. Blaabjerg //Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017 IEEE. – IEEE, 2017. – С. 2610-2614.
153. 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(14). – С. 76-85.

154. Dybko M. A. Usage of spectral models and switching functions for cascaded H-bridges VSC analysis / M.A. Dybko, S.V. Brovanov // Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), 2016 13th International Scientific-Technical Conference on. – IEEE, 2016. – Vol. 3. – pp.94–98.
155. Simonov B. F. Calculation procedure for electromagnetic processes in multilevel semiconductor converters for electrical equipment in mining / B.F. Simonov, M.A. Dybko, S.V. Brovanov, S.A. Kharitonov // Journal of Mining Science. – 2015. – Vol. 51. – №. 2. – pp.280–291.
156. Dybko M.A. Switching Frequency Circulating Current Analysis in Parallel-connected Multilevel NPC Converters / M. A. Dybko, S. V. Brovanov // Proc. of 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, PEMC.– 2014.– pp.1197–1205.
157. Дыбко М.А. Анализ электромагнитных процессов в модульном полупроводниковом преобразователе для статического компенсатора неактивной мощности // Доклады академии наук высшей школы РФ. – 2013. – №2(21). – С.98–109.
158. Zinoviev G. S. Unified Analysis Technique for Energy Quality Factors estimation of NPC Multilevel VSC for Energy Storage Systems / Gennadiy Zinoviev, Maxim Dybko, Sergey Brovanov, Sergey Kharitonov // Proceedings of 15th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-2013, 3-5 September 2013 Lille, France, pp.1–9.
159. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: Учеб. пособие / Е.Е.Чаплыгин.-М.: МЭИ .–2009.–56с. // строка доступа: http://chaplyginyu.narod.ru/Spektralnie_modeli/
160. Kim T. The Analysis of Conduction and Switching Losses in Multi-Level Inverter System / T.Kim, D.Kang, Y. Lee, D.k Hyun // IEEE PESC'01 Conference.– Vol. 3.– 2001.– pp.1363–1368.
161. Wang Q. Analysis and Comparison of Conduction Losses in Neutral-Point-Clamped Three-Level Inverter with PWM Control / Q. Wang, Q. Chen, W. Jiang, C.Hu

// Proceeding of International Conference of Electrical Machines and Systems.–2007.– pp.143–148.

162. Методика расчета динамических потерь мощности в полупроводниковых преобразователях на транзисторах типа MOSFET с векторным способом управления / М. А. Дыбко, Е. В. Гришанов, С. В. Брованов, В. Г. Токарев // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2017. – № 3 (36). – С. 52–63.

163. Брованов С.В. Расчет динамических потерь в многоуровневых полупроводниковых преобразователях с емкостным делителем напряжения / С.В. Брованов, М.А. Дыбко // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2011. – №. 2. – С. 46-55.

164. Brown J. Power MOSFET basics: Understanding gate charge and using it to assess switching performance //Vishay Siliconix, Device Application Note AN608A.– 2004.–Р.6. Электронный ресурс, строка доступа: [<http://www.vishay.com/docs/73217/an608a.pdf>]

165. Баховцев И.А. Развитие интегрального анализа инверторов с ШИМ. // Практическая силовая электроника. –2018.–№2(70).–С.12–19.

166. Баховцев И.А. Обобщенный анализ выходной энергии многофазных многоуровневых инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией / И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Электричество. –2016.–№4.–С.26–33.

167. Баховцев И.А. Анализ выходного напряжения многофазного многоуровневого инвертора напряжения с ШИМ // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. –2014.–№11.–С.57–64.

168. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А.Я Бернштейн, Ю.М. Гусяцкий, А.В. Кудрявцев, Р.С. Сарбатов //М.: Энергия. – 1980.–328 С.

169. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному //М.:«Солон–Пресс». – 2005.–С.415.

170. Москатов Е.А. Источники питания // СПб.:«Корона–Век»; К.:«МК–Пресс» – 2011.–С.210.

171. Электронный ресурс. Ferrites and accessories. Toroids (ring cores)// User Manual.–2017.–P.8 строка доступа: [https://en.tdk.eu/inf/80/db/fer/r_40_0_24_0_16_0.pdf]
172. Электронный ресурс. STM32F4DISCOVERY. STM32F4 high-performance discovery board// UM1472 User Manual.–2012.–P.38 строка доступа: [http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user_manual/70/fe/4a/3f/e7/e1/4f/7d/DM00039084.pdf/files/DM00039084.pdf/jcr:content/translations/en.DM00039084.pdf]
173. Электронный ресурс. STM32F405/415, STM32F407/417, STM32F427/437 and STM32F429/439 advanced ARM®-based 32-bit MCUs// RM0090 Reference manual.–2015.–P.1731 строка доступа:[http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/3d/6d/5a/66/b4/99/40/d4/DM00031020.pdf/files/DM00031020.pdf/jcr:content/translations/en.DM00031020.pdf]
174. Электронный ресурс. ARM Cortex–M4 32b MCU+FPU, 210DMIPS, up to 1MB Flash/192+4KB RAM, USB OTG HS/FS, Ethernet, 17 TIMs, 3 ADCs, 15 comm. interfaces & camera// Reference manual.–2016.–P.202 строка доступа:[<http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/ef/92/76/6d/bb/c2/4f/f7/DM00037051.pdf/files/DM00037051.pdf/jcr:content/translations/en.DM00037051.pdf>]
175. Электронный ресурс. Оценочная плата STM32F4 Discovery с STM32F407 Электронный ресурс строка доступа: [<http://robotosha.ru/stm32/stm32f407-discovery-board.html>]
176. Исследование, выполненное в рамках проектной части государственного задания; номер проекта 1319. Тема проекта: "Разработка активных силовых фильтров и алгоритмов управления ими для компенсации неактивной мощности при передаче, распределении и потреблении электрической энергии".
177. Электронный ресурс. Микроконтроллер 1986 *BE1T*. Строка доступа: [<http://robotosha.ru/stm32/stm32f407-discovery-board.html>]

178. Электронный ресурс. Силовой модуль SEMIKRON SK 30 MLI. Строка доступа: [<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-sk-30-mli-066p-24919351/>]
179. Электронный ресурс. Драйвер SKHI 22 BH4R. Строка доступа: [<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-22-a-b-r-15012521/>]
180. Электронный ресурс. Датчик тока Allegro microsystems inc ACS 714. Строка доступа: [<https://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS714.aspx>]
181. Электронный ресурс. Конденсатор b43458a5158m000. Строка доступа: [https://www.promelec.ru/pdf/B43456_B43458.pdf]
182. Электронный ресурс. Радиатор марки HS 115–300. Строка доступа: [<http://www.voltmaster.ru/pdf/ec297-299.pdf>]
183. Электронный ресурс. Сердечника Magnetics марки 00K8044E026. Строка доступа: [<https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/Datasheets/00K8044E026.pdf>]
184. Электронный ресурс. Трансформатор НТС-6 380/220. Строка доступа: [https://stsur.ru/p16316314-transformator-nts-380220.html?utm_campaign=98858207&utm_content=price_10506_transformator&utm_medium=referral&utm_source=www.pulscen.ru]
185. Электронный ресурс. Трансформатор ТСЗИ–6,3–380/220. Строка доступа: [<https://www.kontaktor.su/transformatory-tsz.html>]
186. Электронный ресурс. Трансформатор ТС–6,3–380/220. Строка доступа: [<https://cheb-transformator.com/catalog/ts6.3>]
187. Электронный ресурс. Производитель фотоэлектрических модулей *ABI-SOLAR*. Строка доступа: [<https://abi-solar.com>]
188. Электронный ресурс. Производитель фотоэлектрических модулей *Panasonic (SolarCity)*. Строка доступа: [<https://eu-solar.panasonic.net/en/>]
189. Электронный ресурс. Производитель фотоэлектрических модулей *Jinko Solar*. Строка доступа: [<https://www.jinkosolar.com>]

190. Электронный ресурс. Производитель фотоэлектрических модулей
Рязанский ЗМКП . Строка доступа: [<http://www.rmcp.ru/solarcell>]

Приложение А

Контуры протекания тока в разработанном однофазном пятиуровневом преобразователе

Комбинации состояний схемы однофазного трехуровневого ПП.

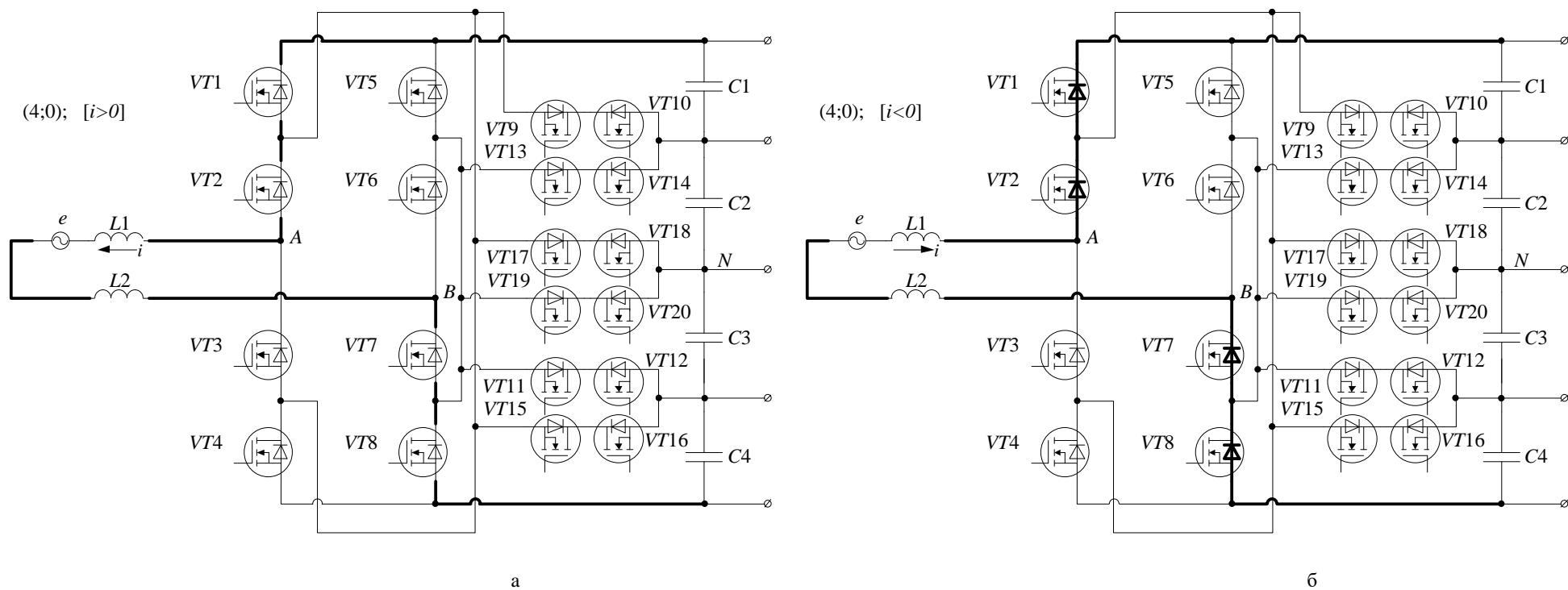
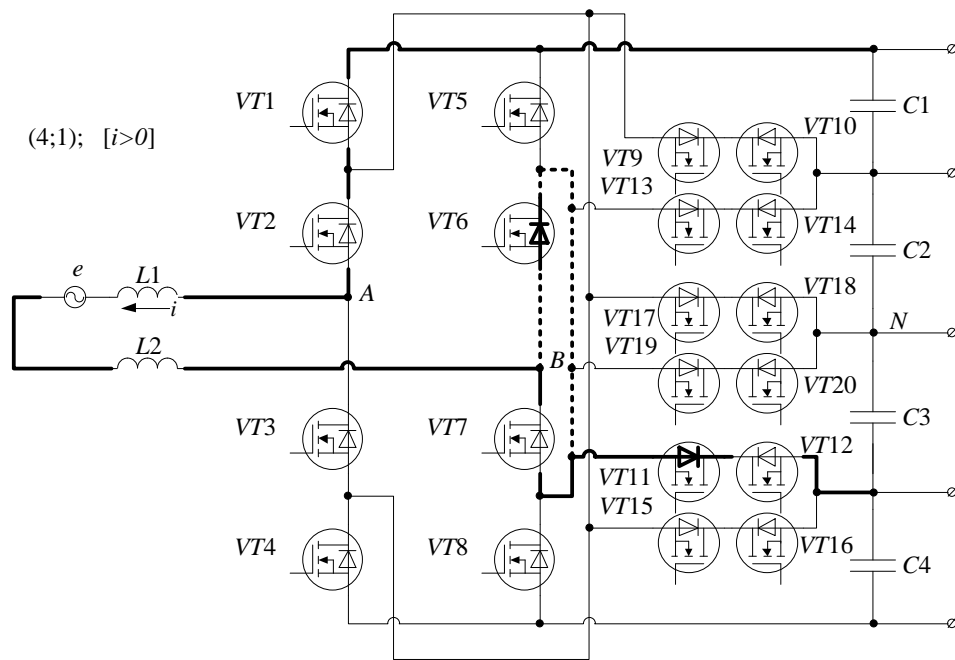
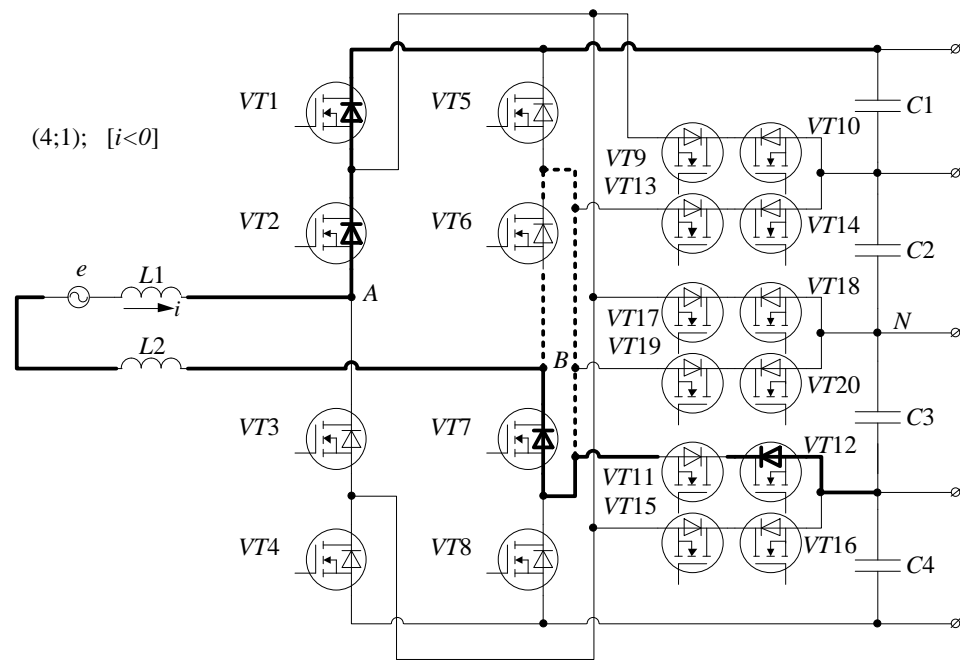


Рисунок А.1 – Комбинация (4;0) а $i > 0$; б $i < 0$.

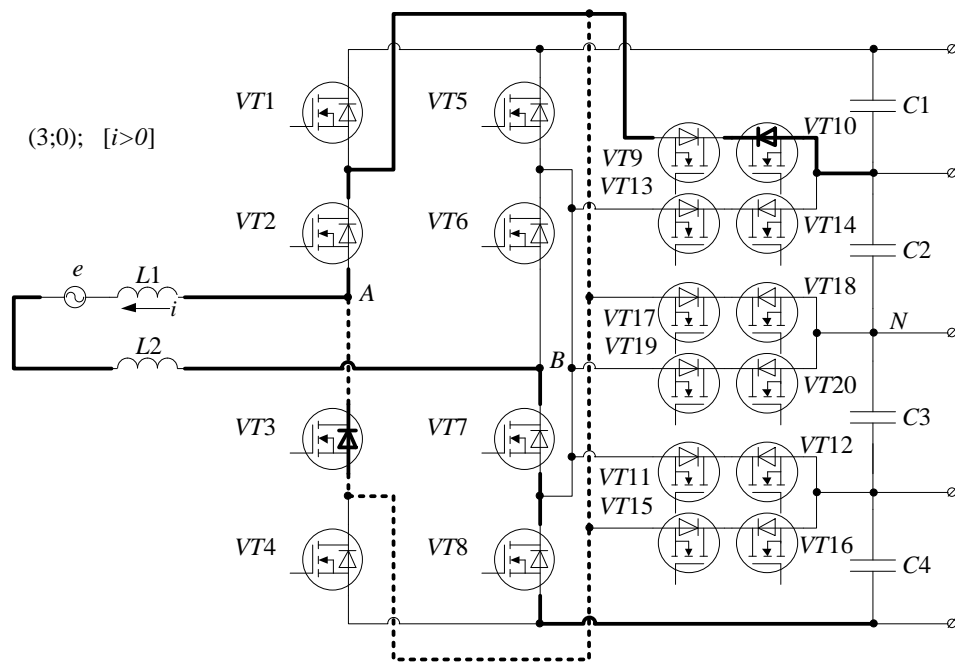


а

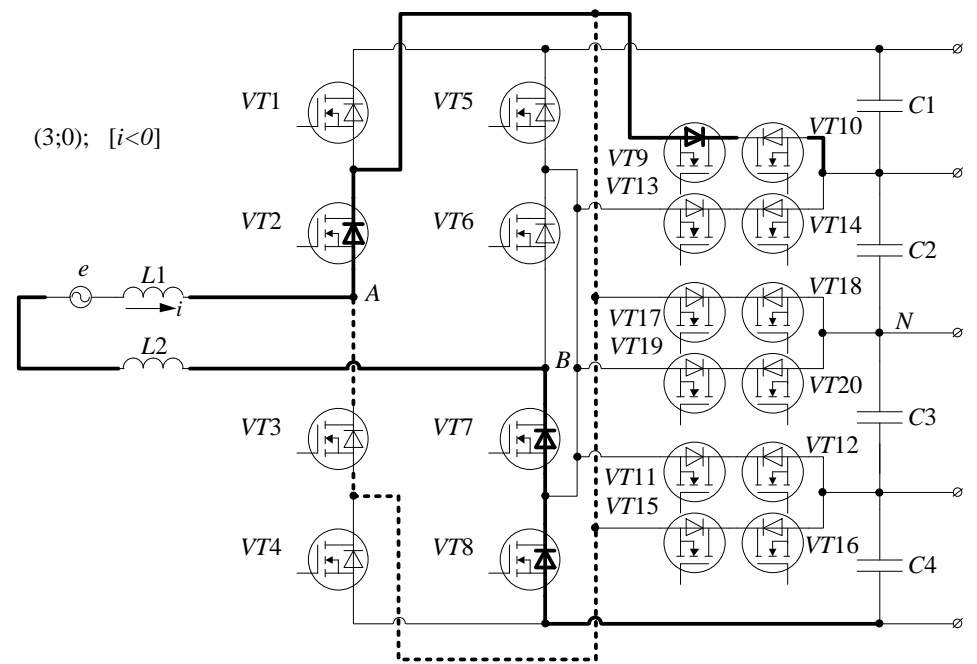


б

Рисунок А.2 – Комбинация (4;1) а $i > 0$; б $i < 0$.

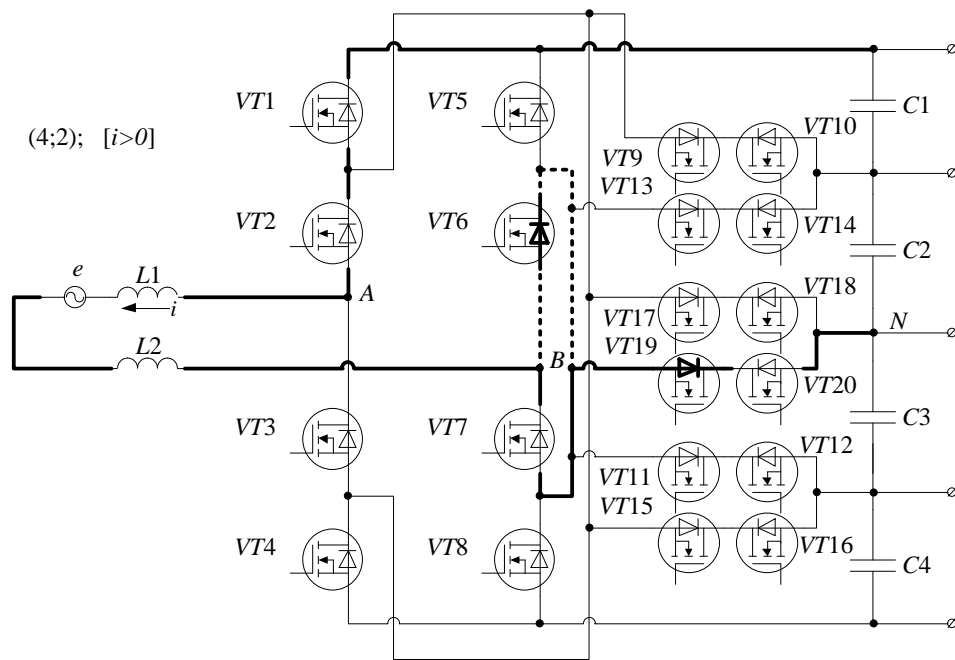


а

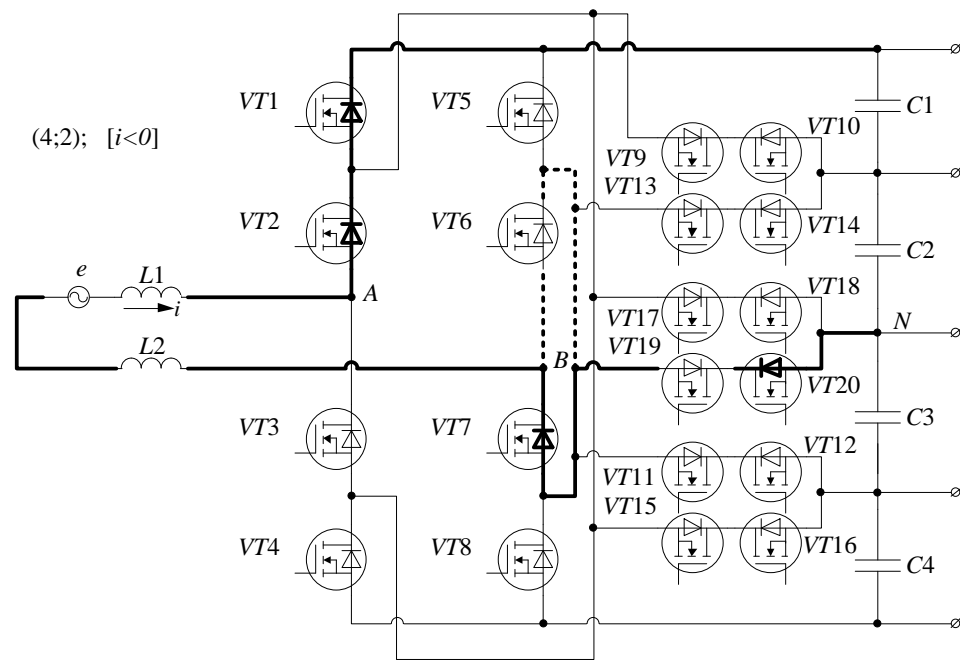


б

Рисунок А.3 – Комбинация (3;0) а $i > 0$; б $i < 0$.



a



б

Рисунок А.4 – Комбинация (4;2) а $i > 0$; б $i < 0$.

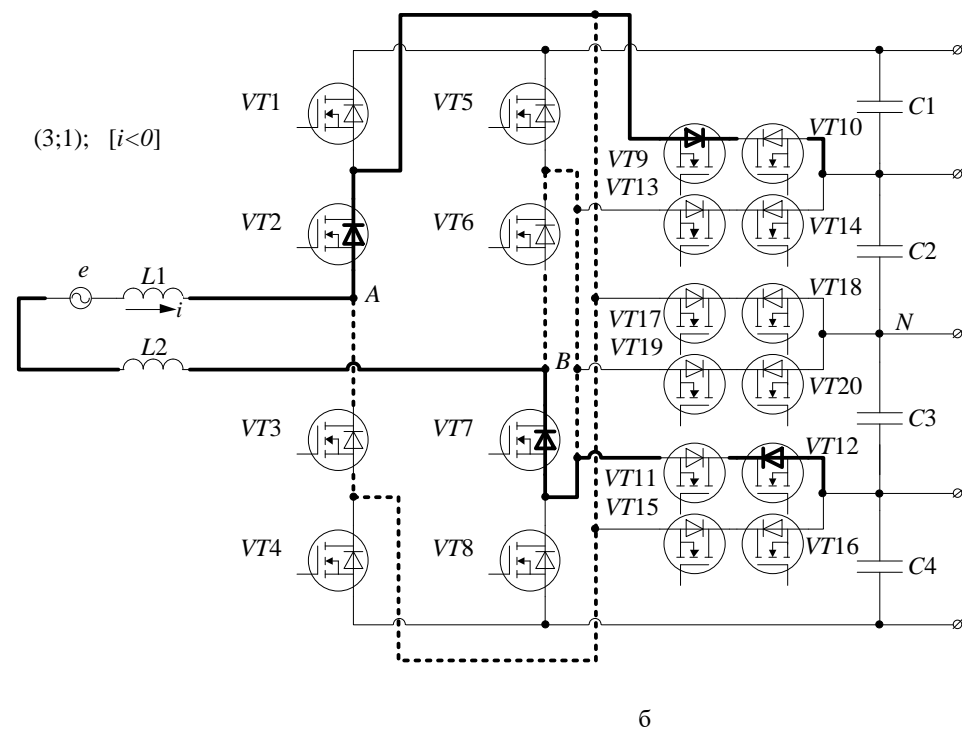
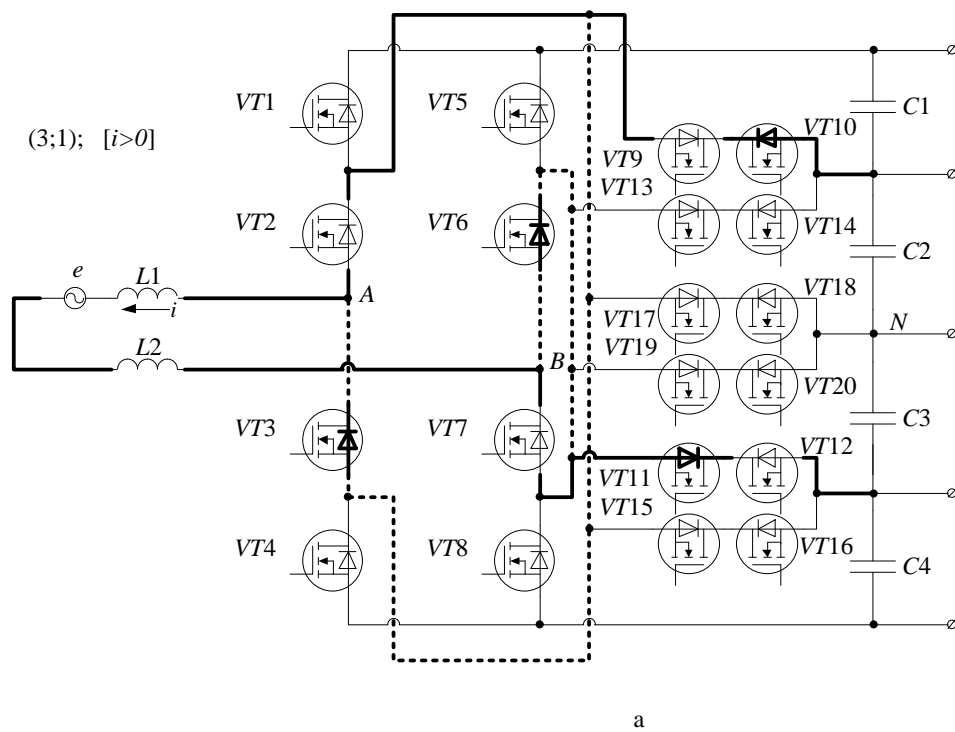


Рисунок А.5 – Комбинация (3;1) а $i > 0$; б $i < 0$.

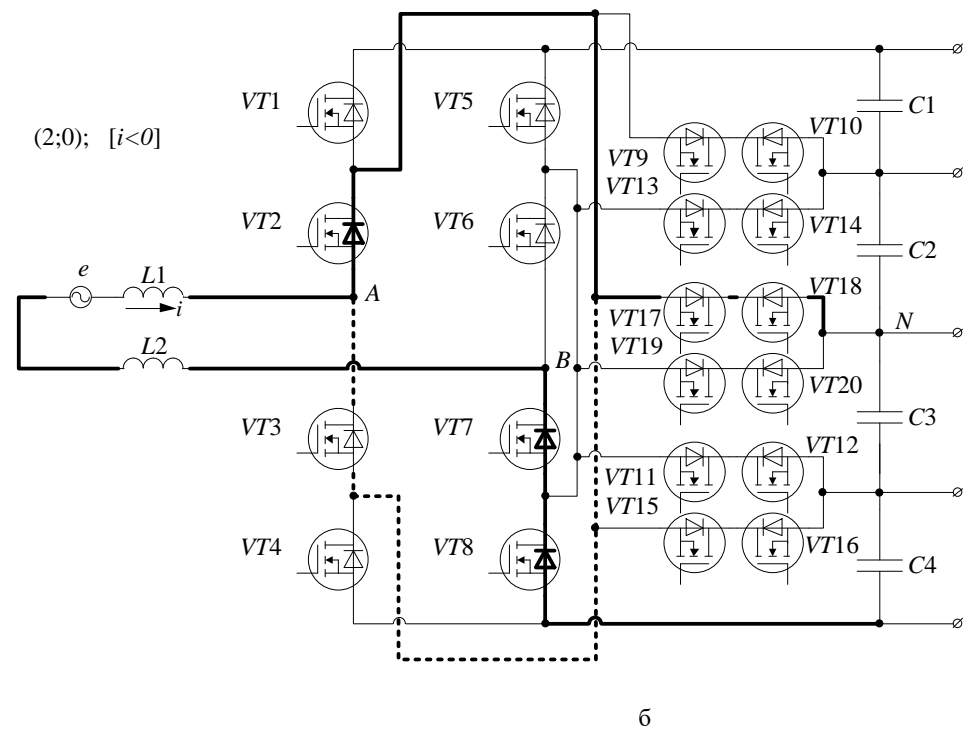
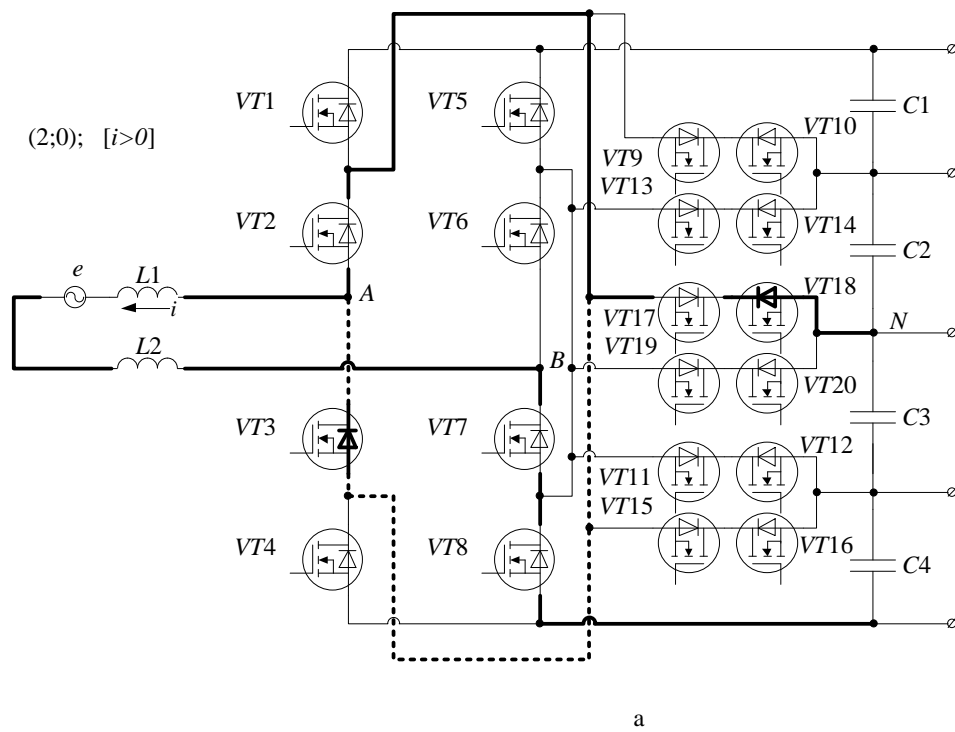
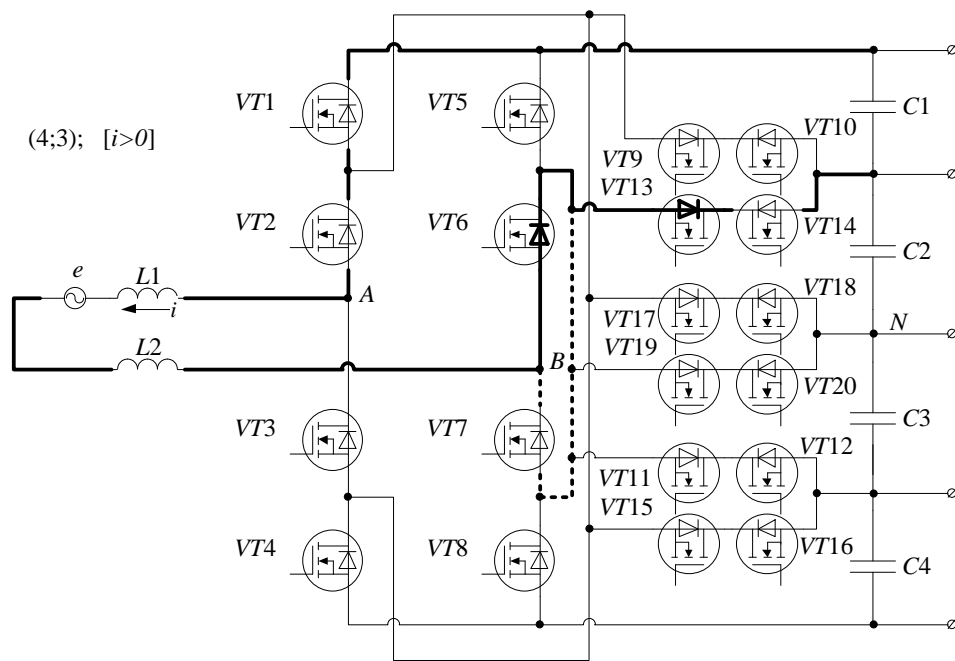
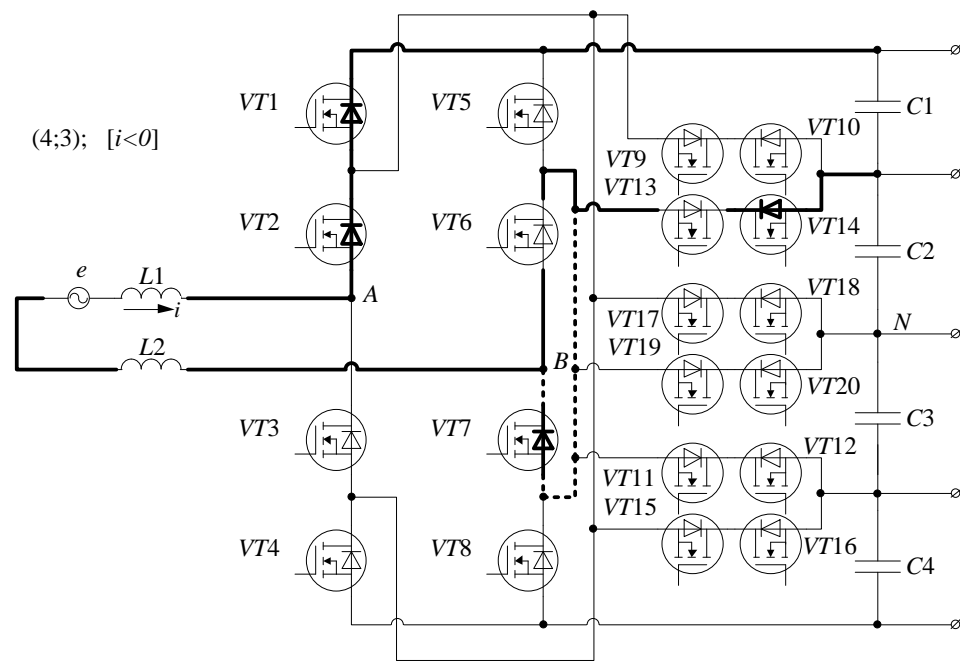


Рисунок А.6 – Комбинация (2;0) а $i > 0$; б $i < 0$.



а



б

Рисунок А.7 – Комбинация (4;3) а $i > 0$; б $i < 0$.

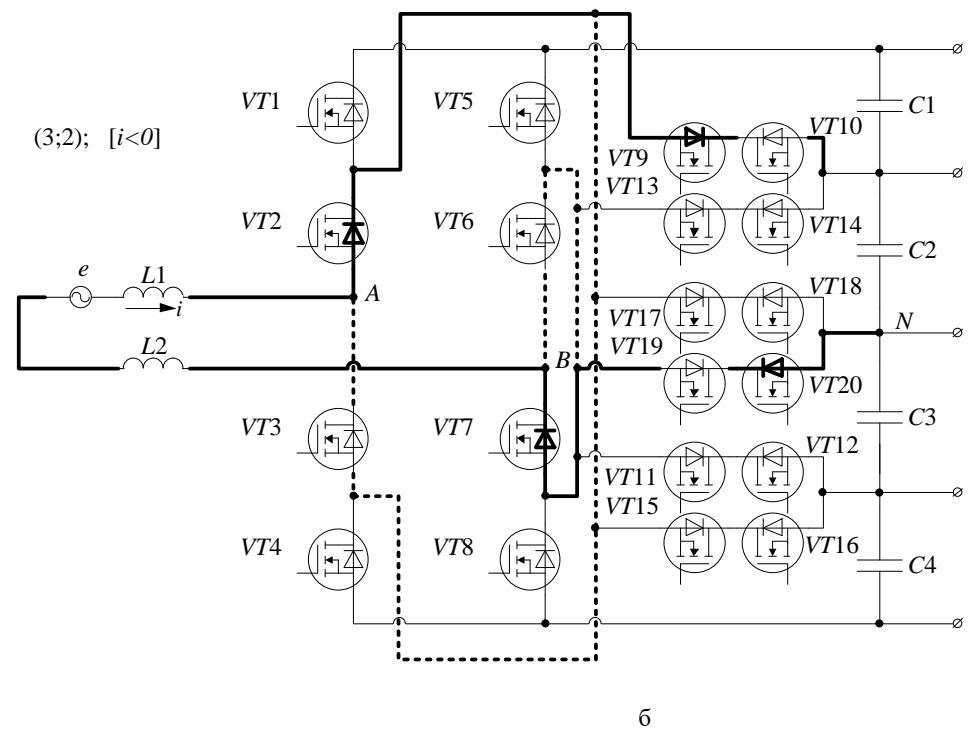
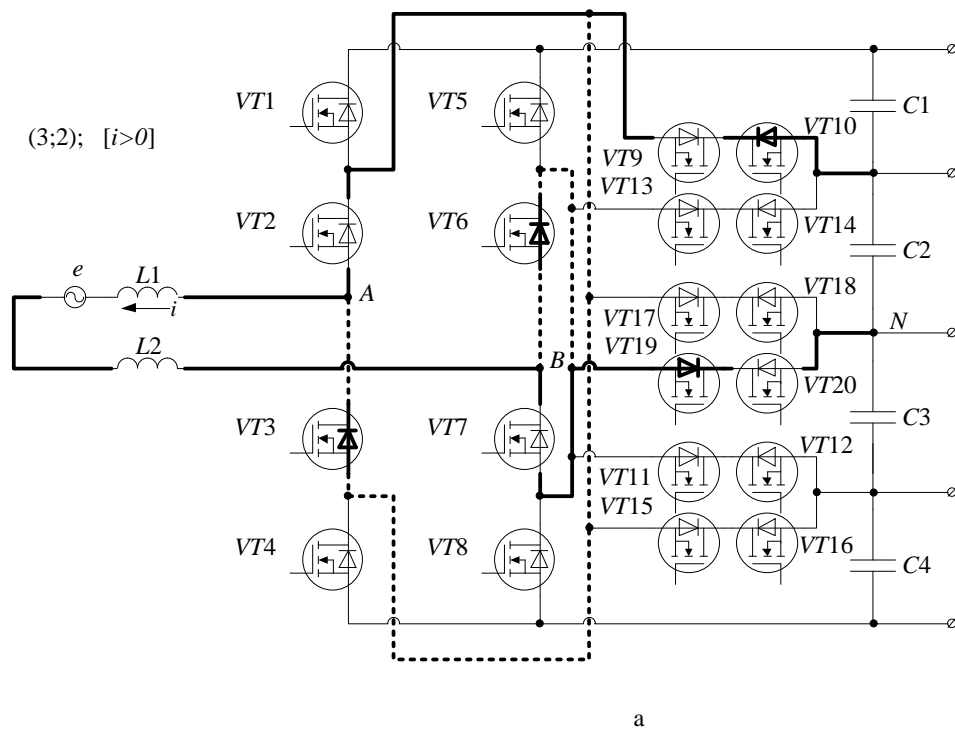


Рисунок А.8 – Комбинация (3;2) а $i > 0$; б $i < 0$.

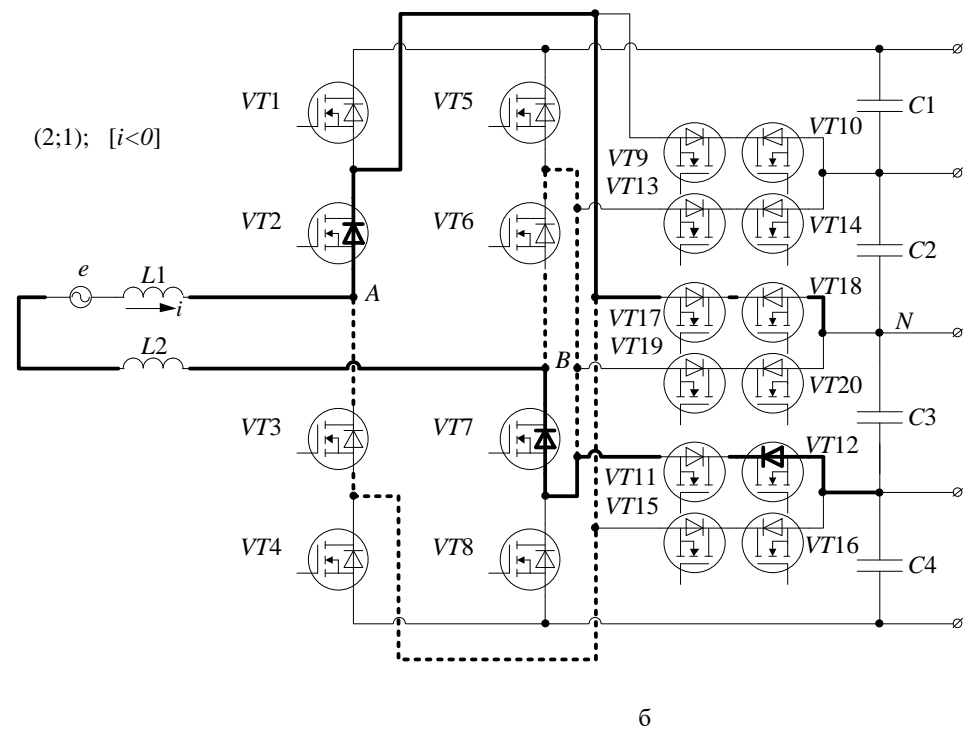
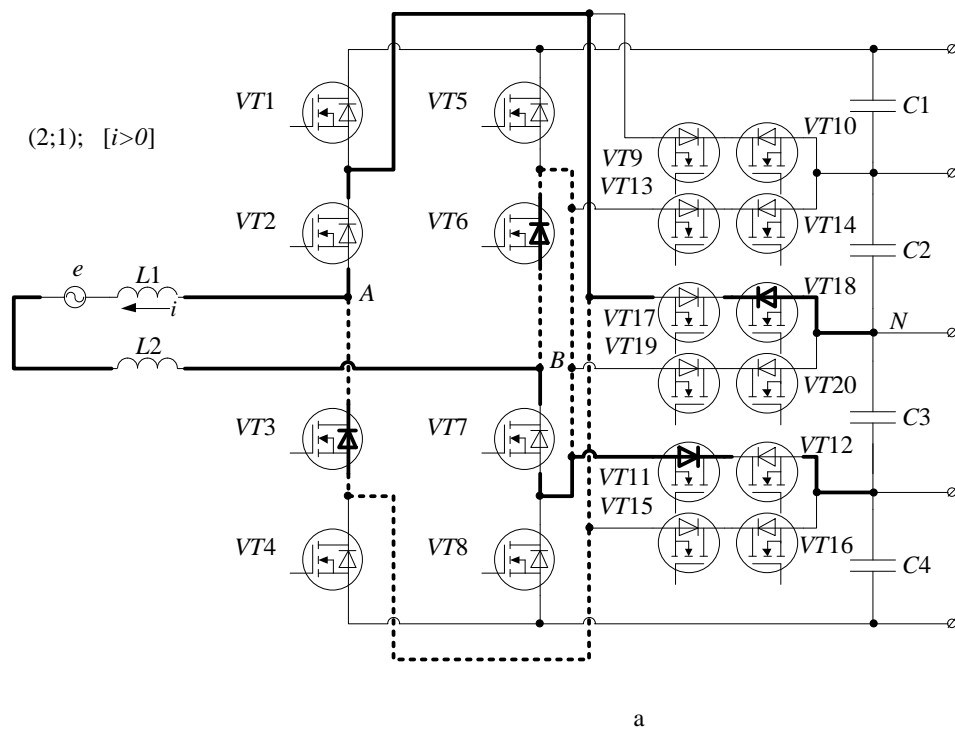
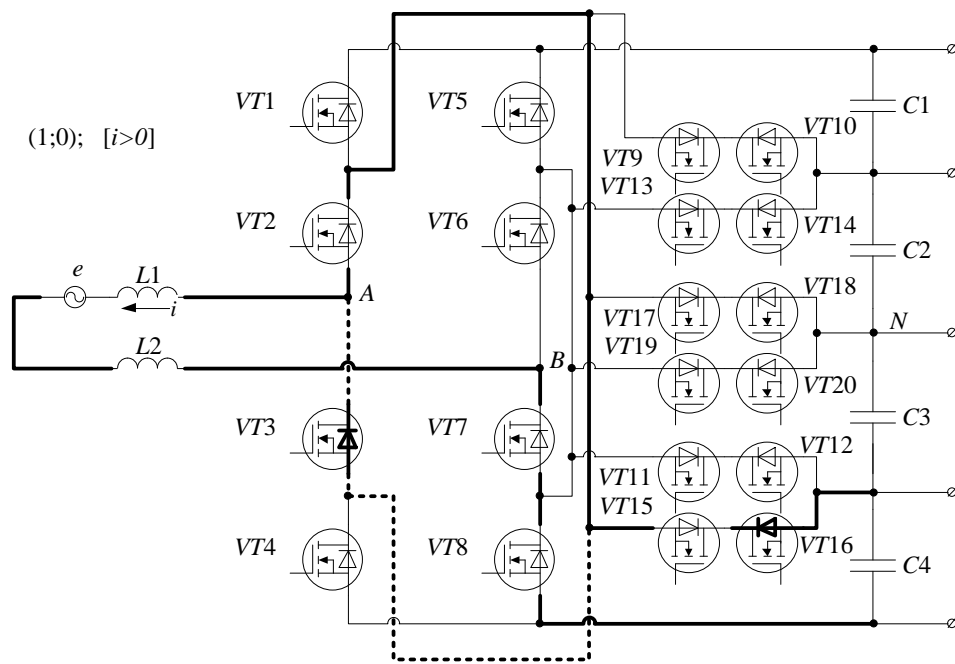
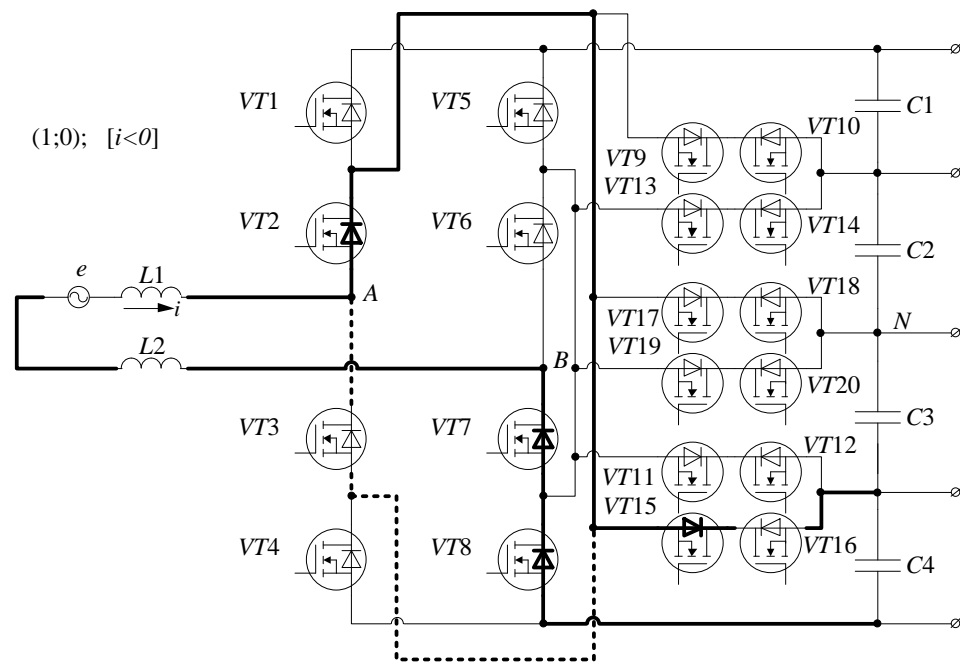


Рисунок А.9 – Комбинация (2;1) а $i > 0$; б $i < 0$.

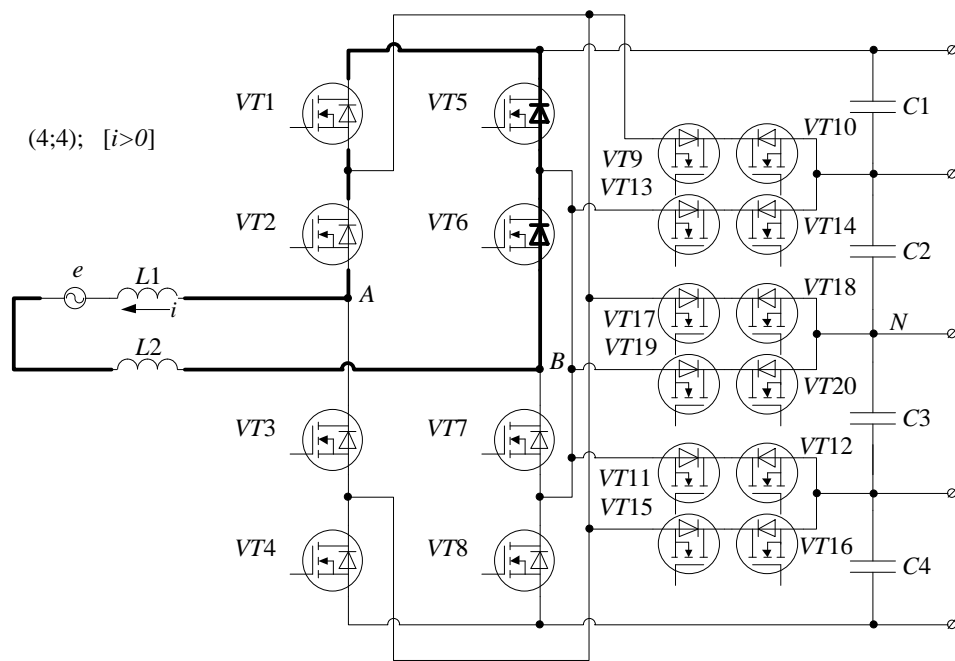


а

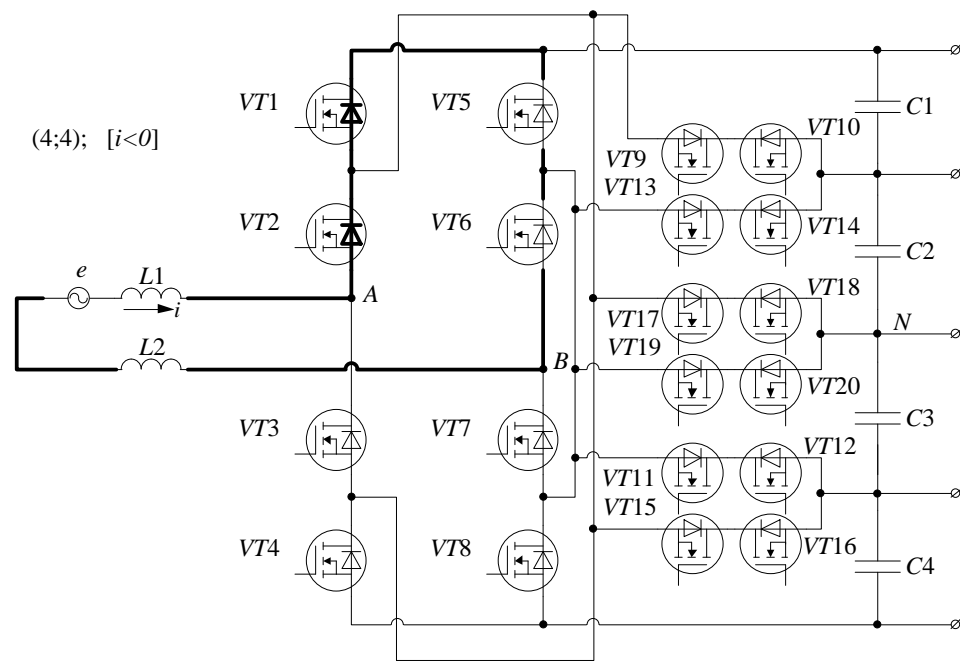


б

Рисунок А.10 – Комбинация (1;0) а $i > 0$; б $i < 0$.



а



б

Рисунок А.11 – Комбинация (4;4) а $i > 0$; б $i < 0$.

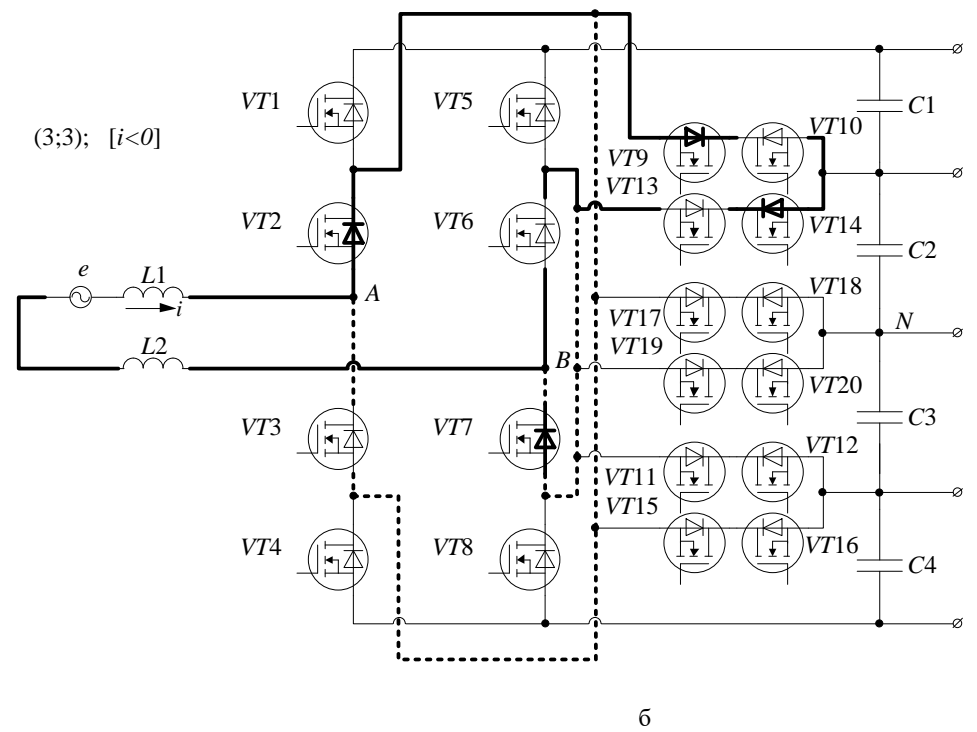
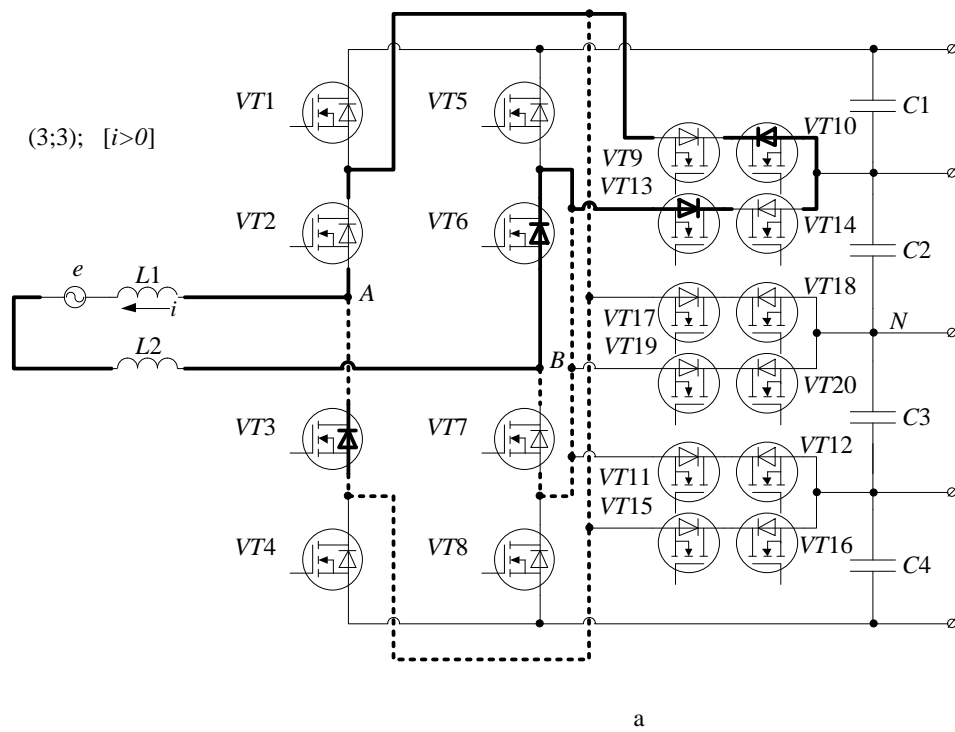


Рисунок А.12 – Комбинация (3;3) а $i > 0$; б $i < 0$.

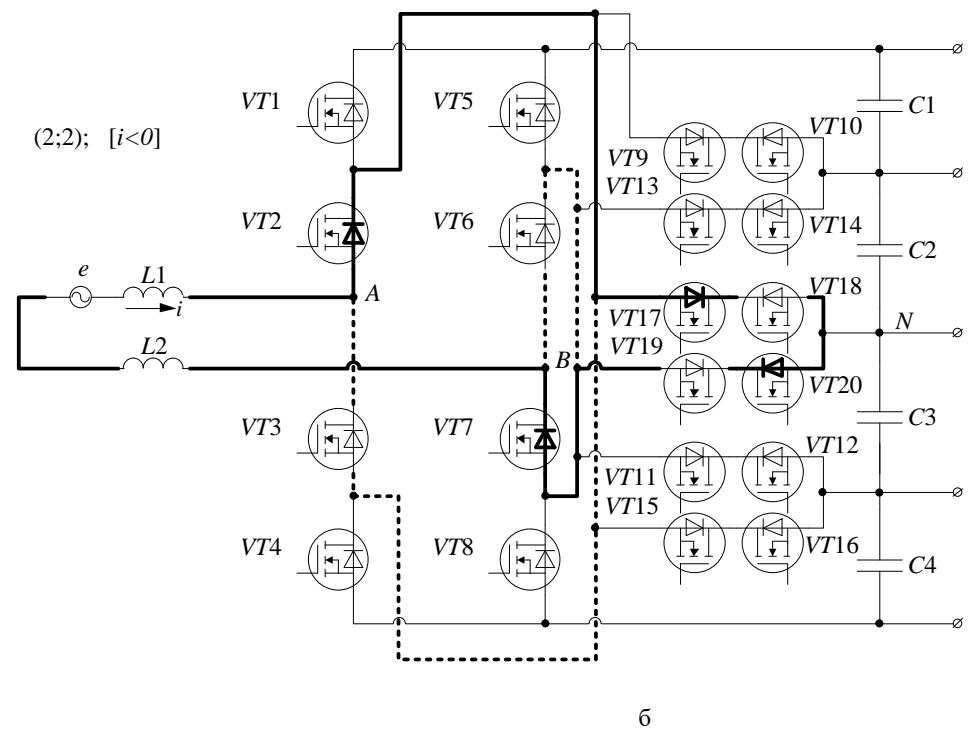
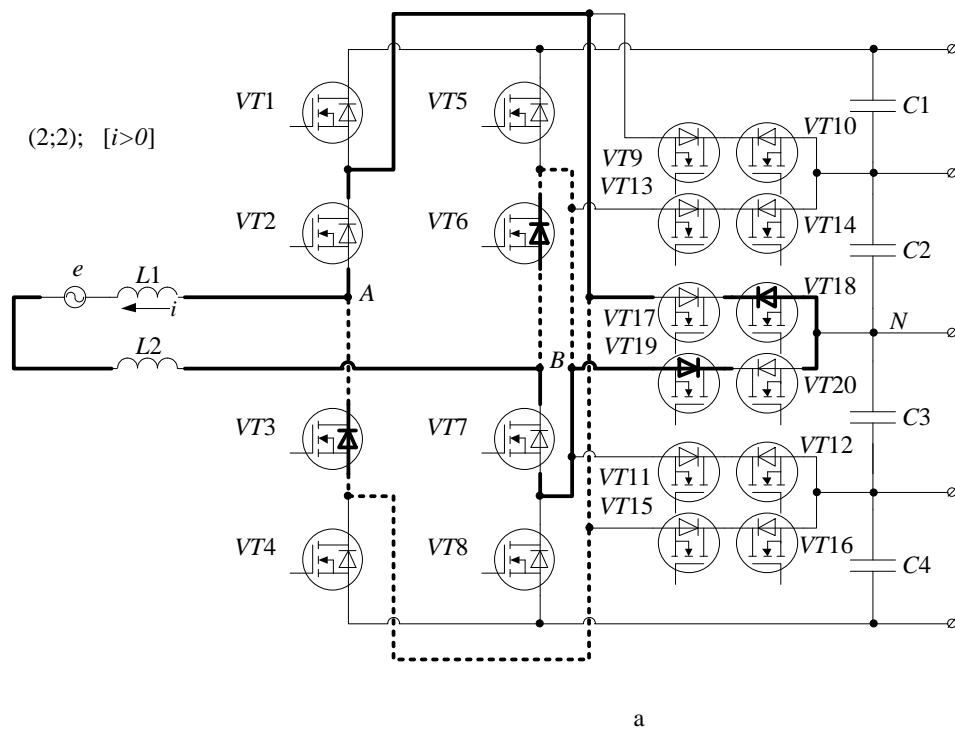
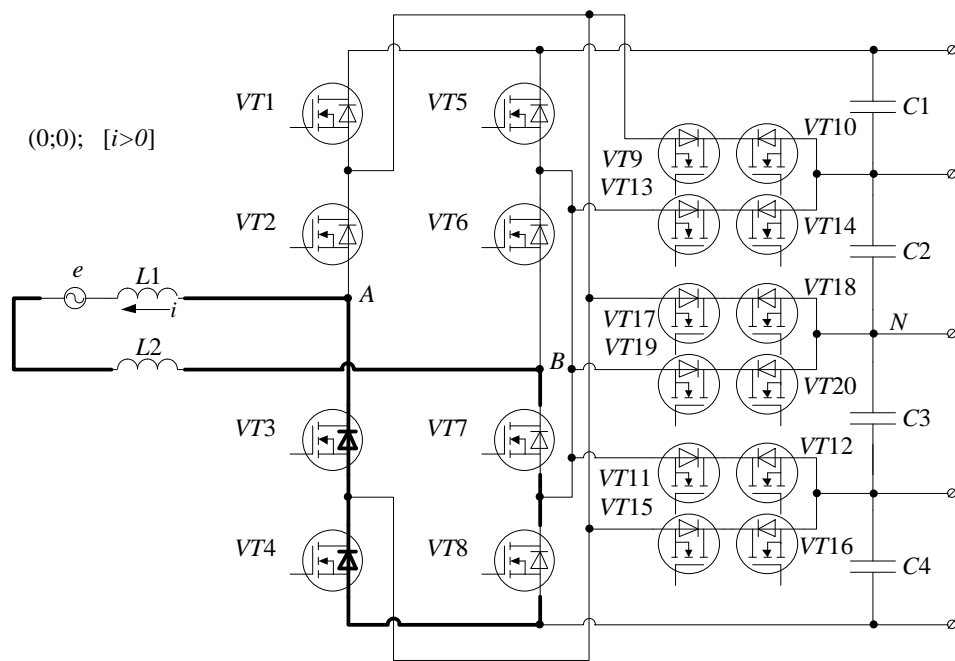
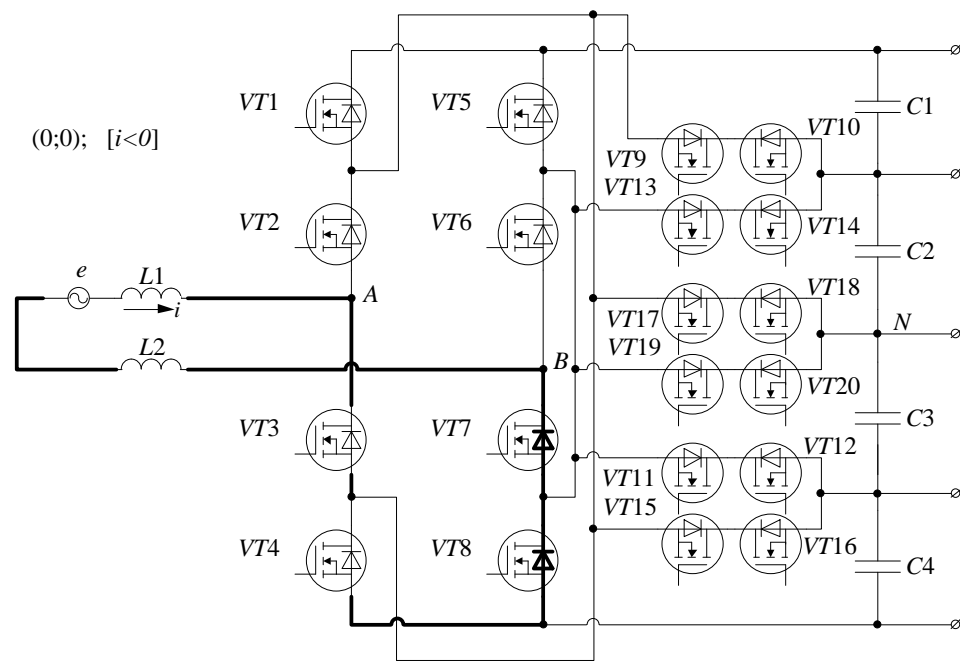


Рисунок А.13 – Комбинация (2;2) а $i > 0$; б $i < 0$.

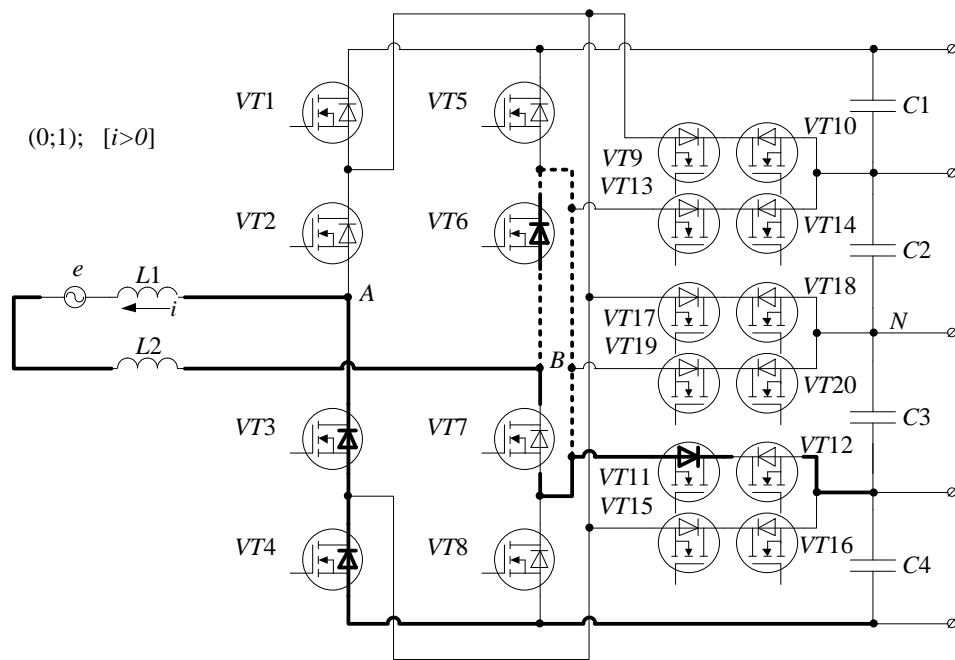


а

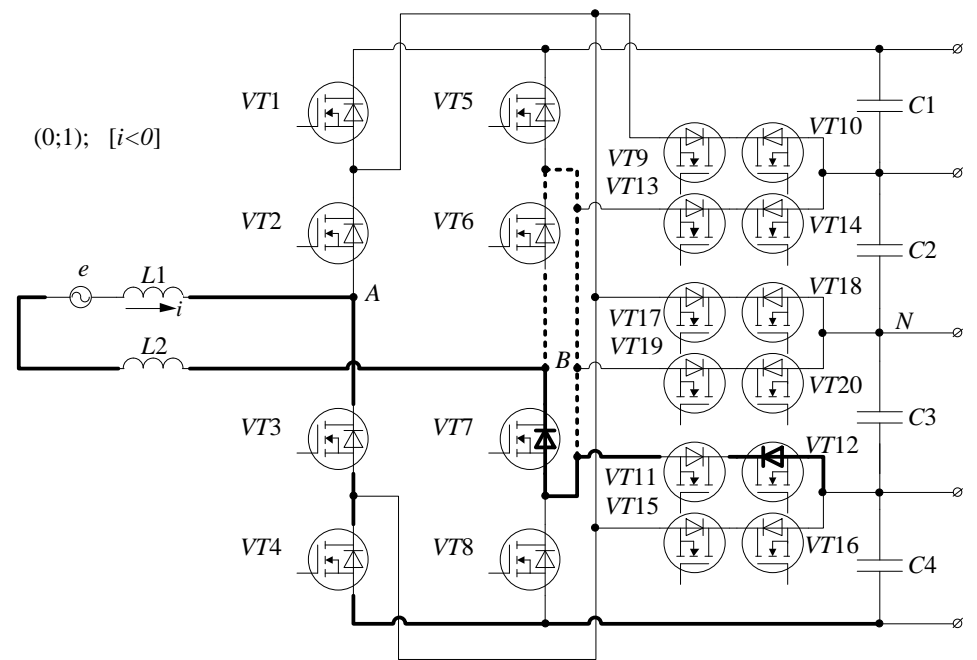


б

Рисунок А.15 – Комбинация (0;0) а $i > 0$; б $i < 0$.

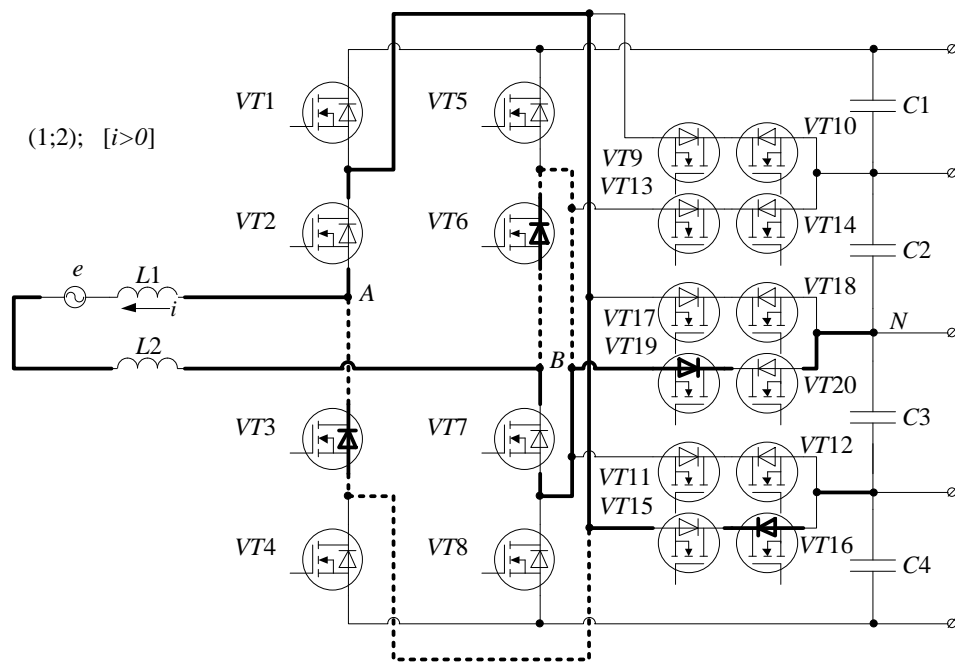


а

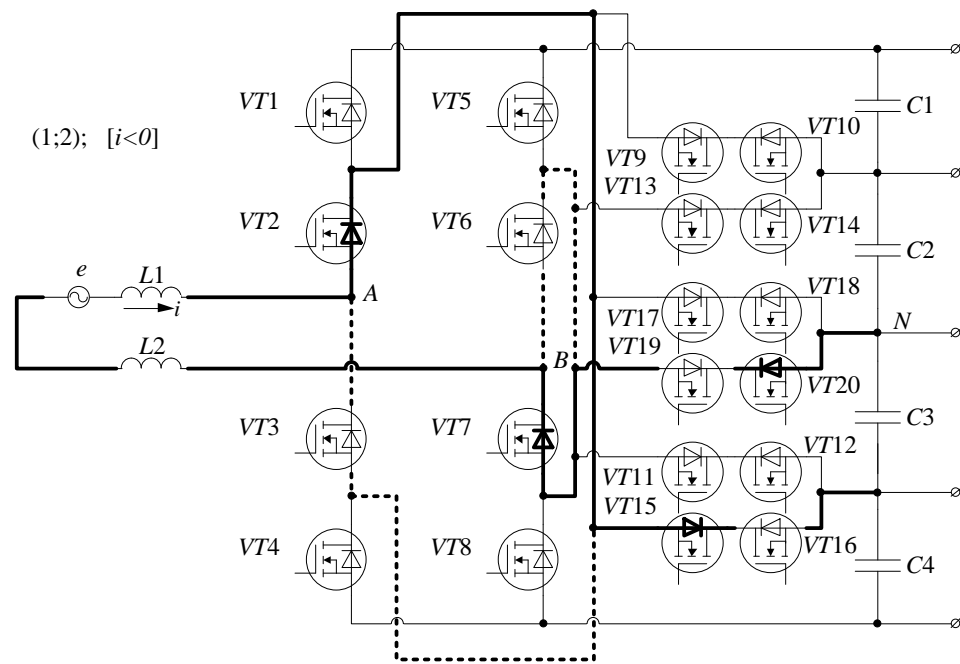


б

Рисунок А.16 – Комбинация (0;1) а $i > 0$; б $i < 0$.



а



б

Рисунок А.17 – Комбинация (1;2) а $i > 0$; б $i < 0$.

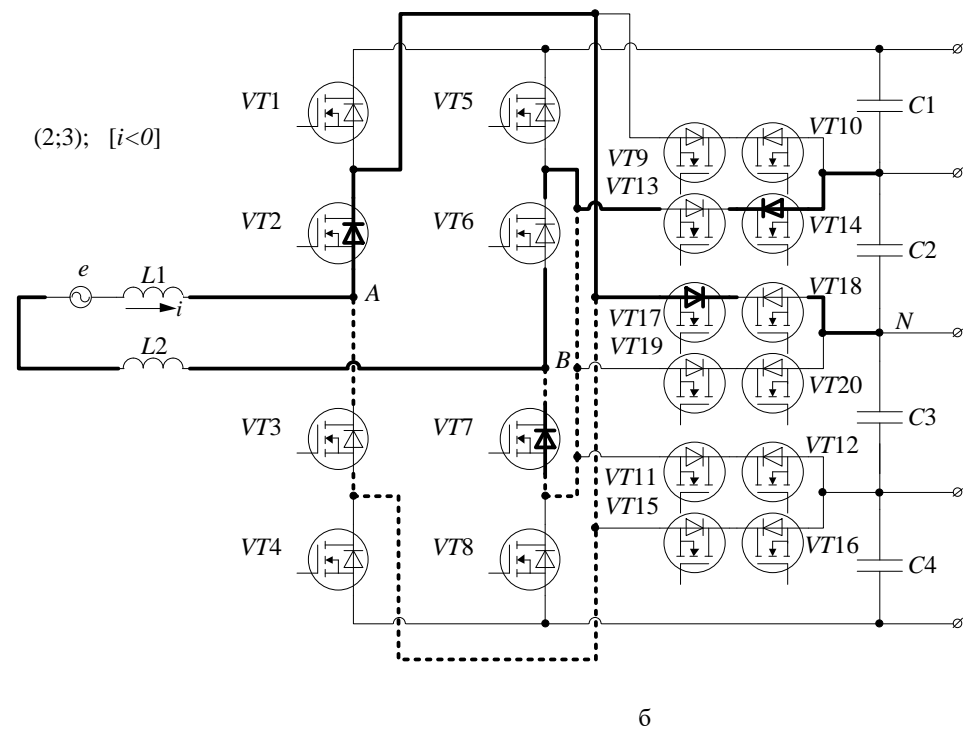
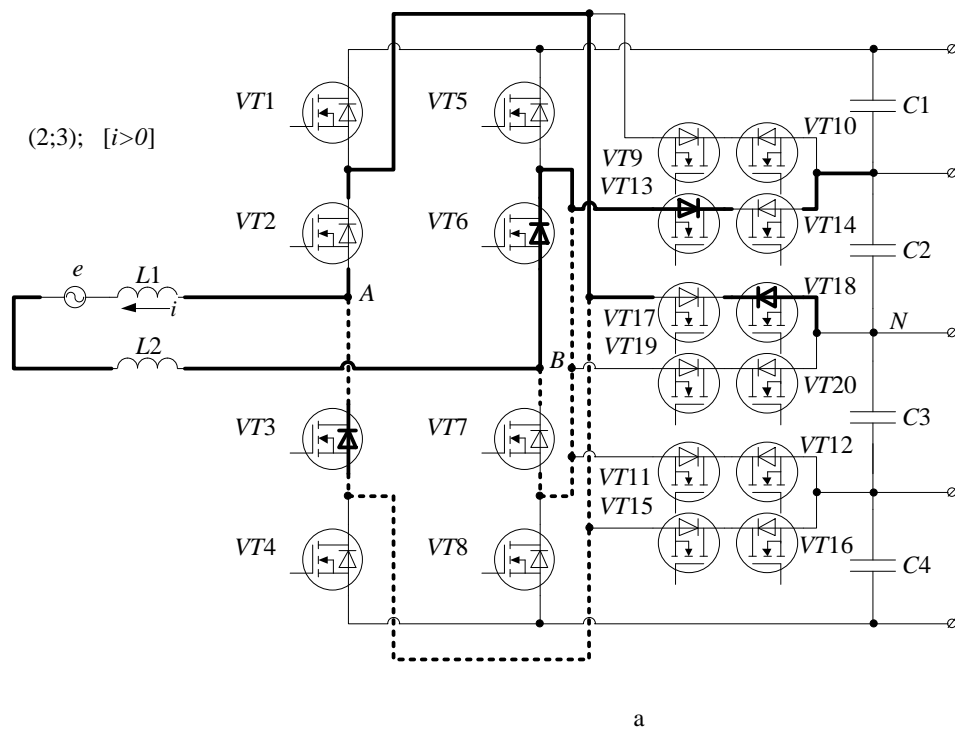


Рисунок А.18 – Комбинация (2;3) а $i > 0$; б $i < 0$.

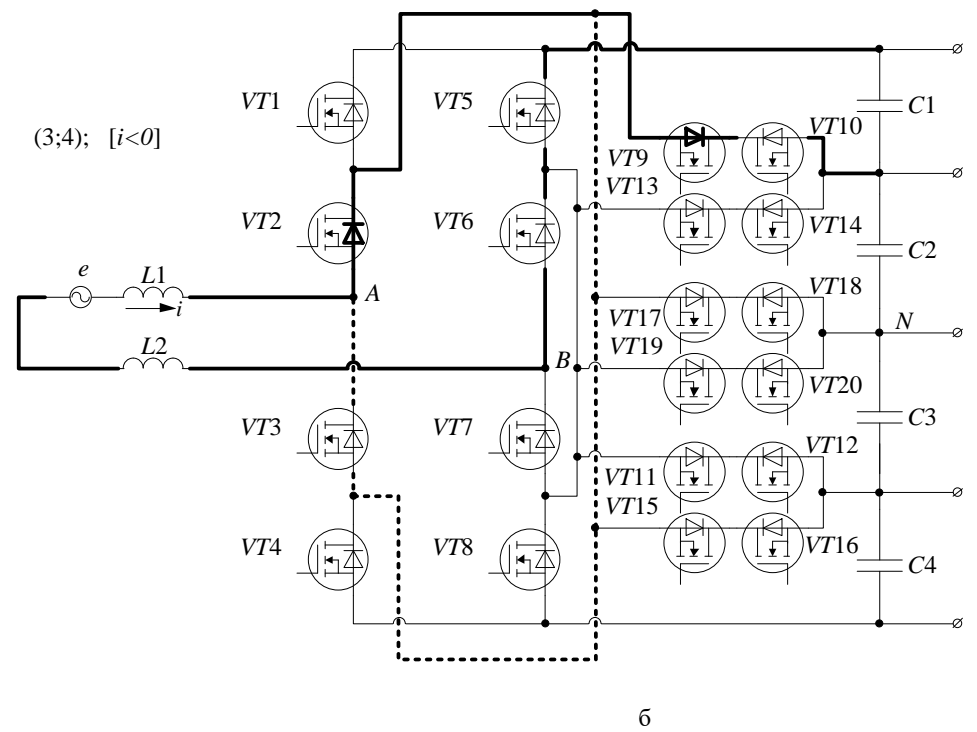
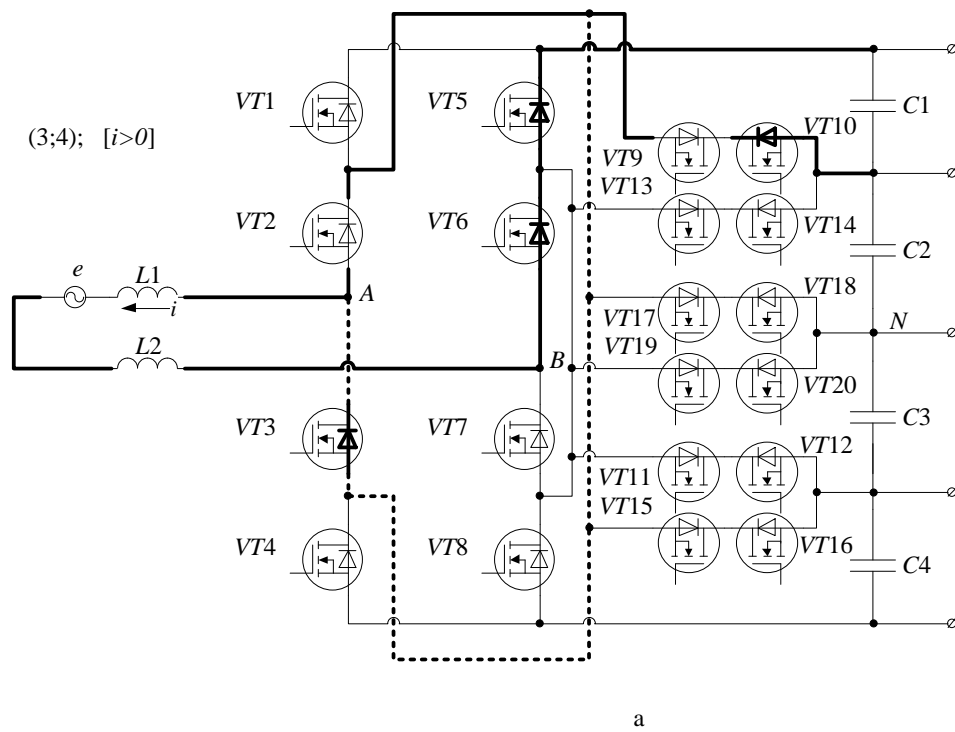
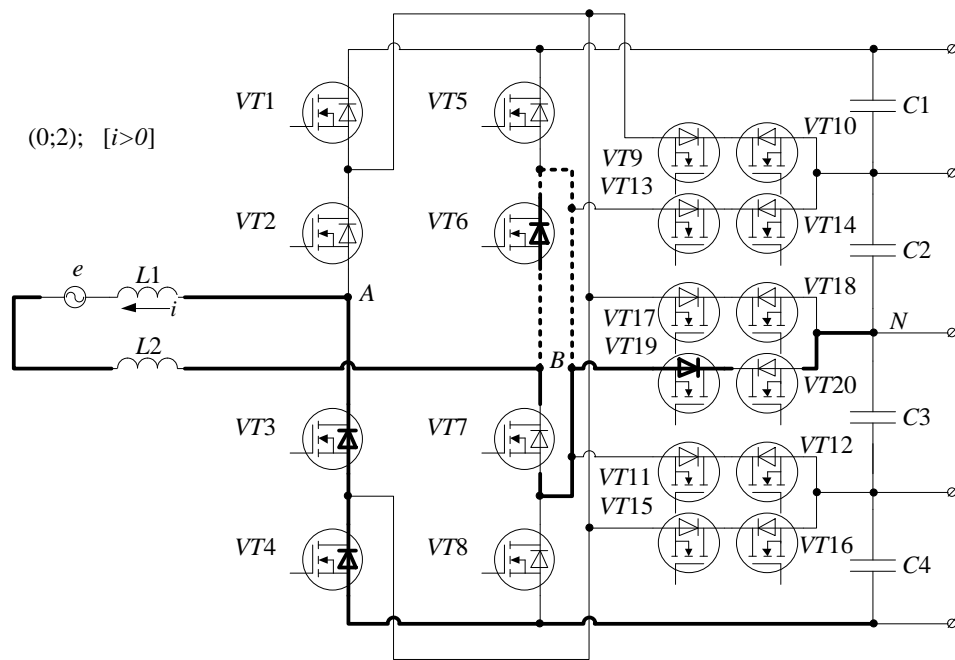
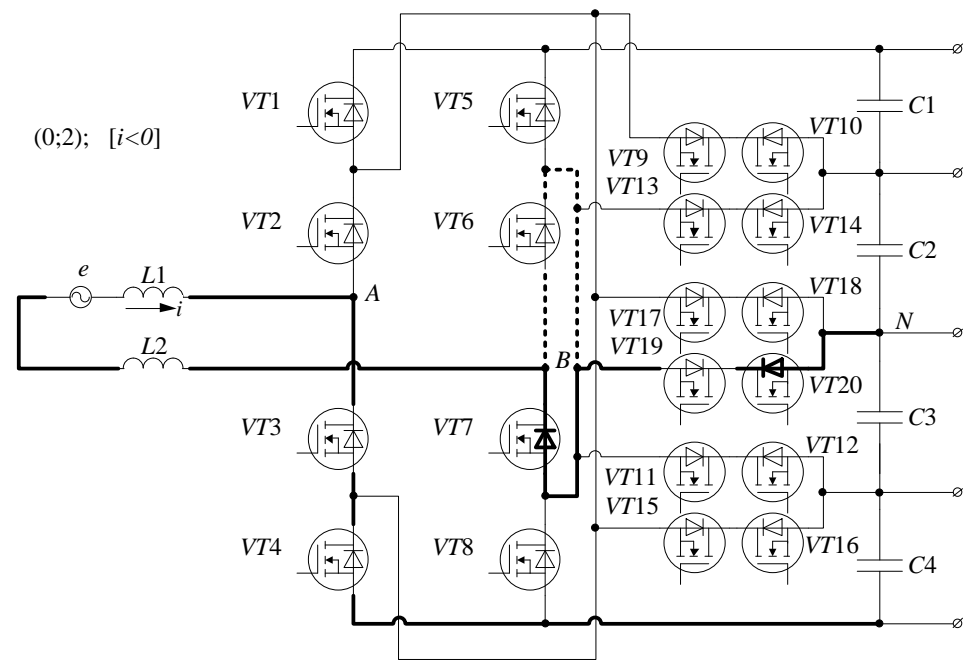


Рисунок А.19 – Комбинация (3;4) а $i > 0$; б $i < 0$.

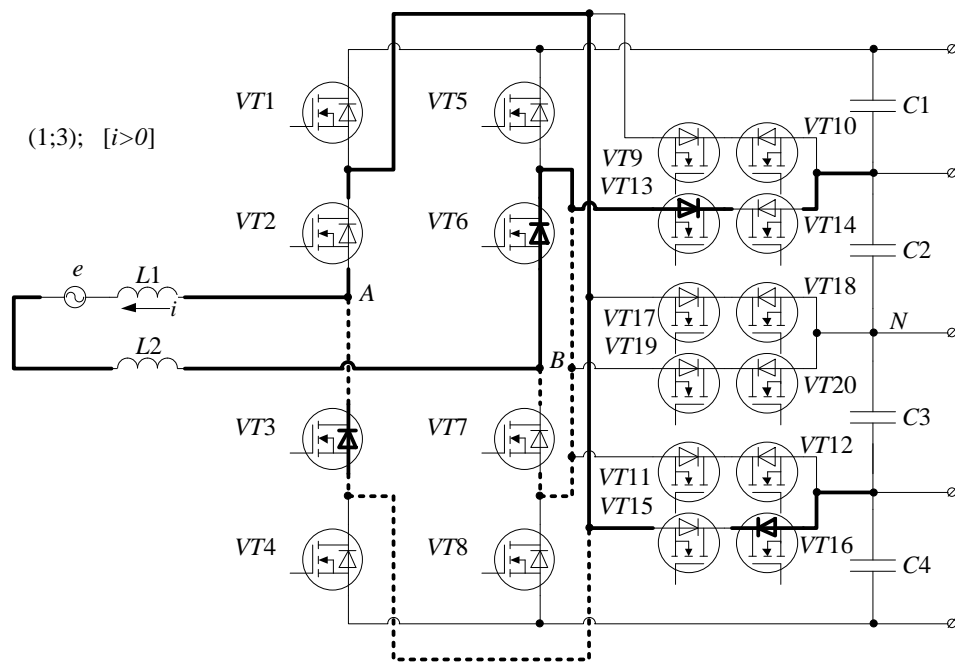


а

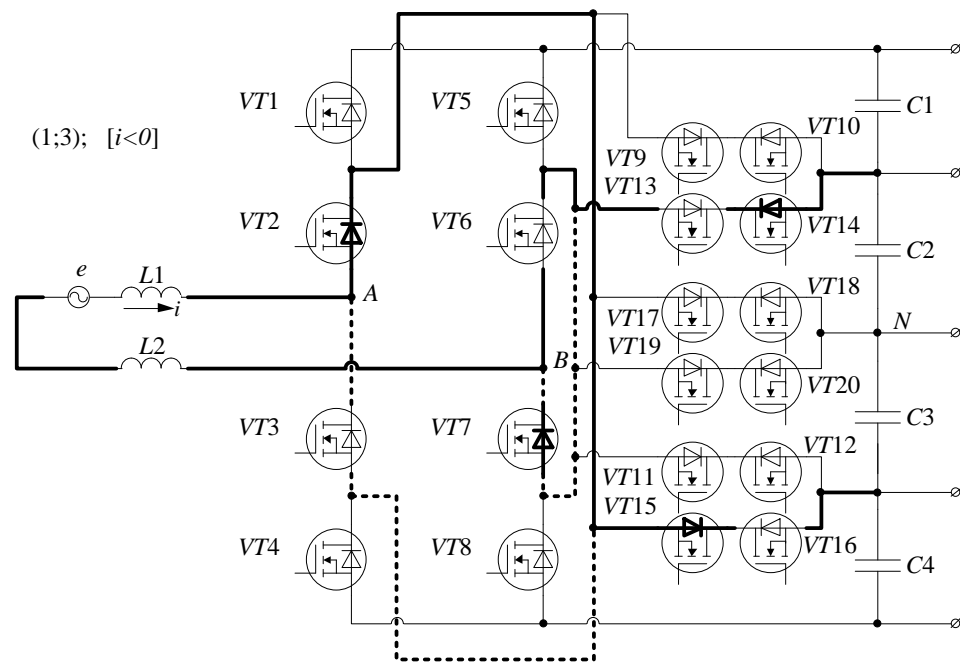


б

Рисунок А.20 – Комбинация (0;2) а $i > 0$; б $i < 0$.

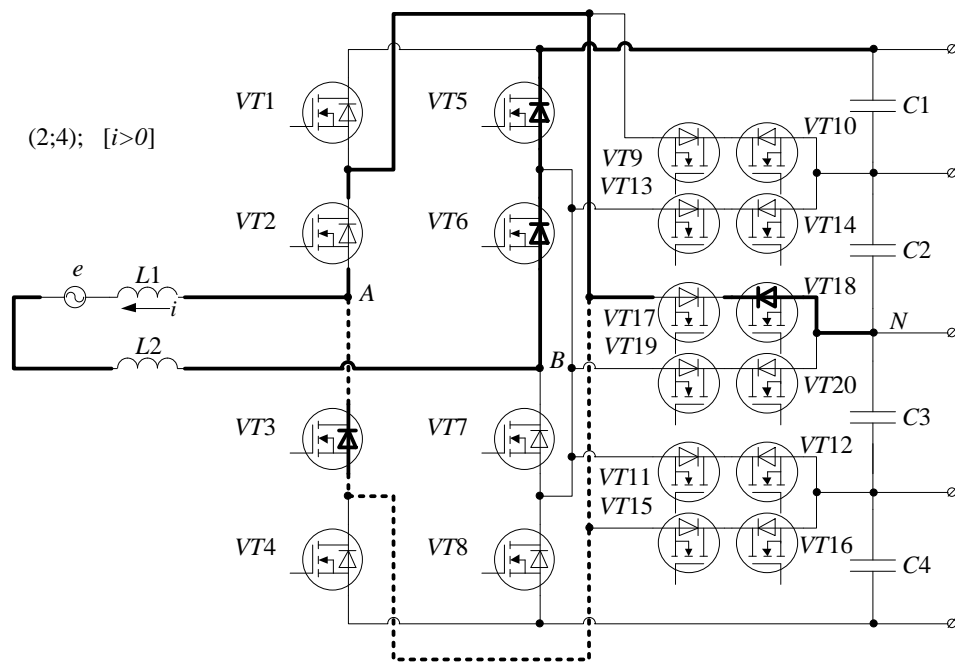


а

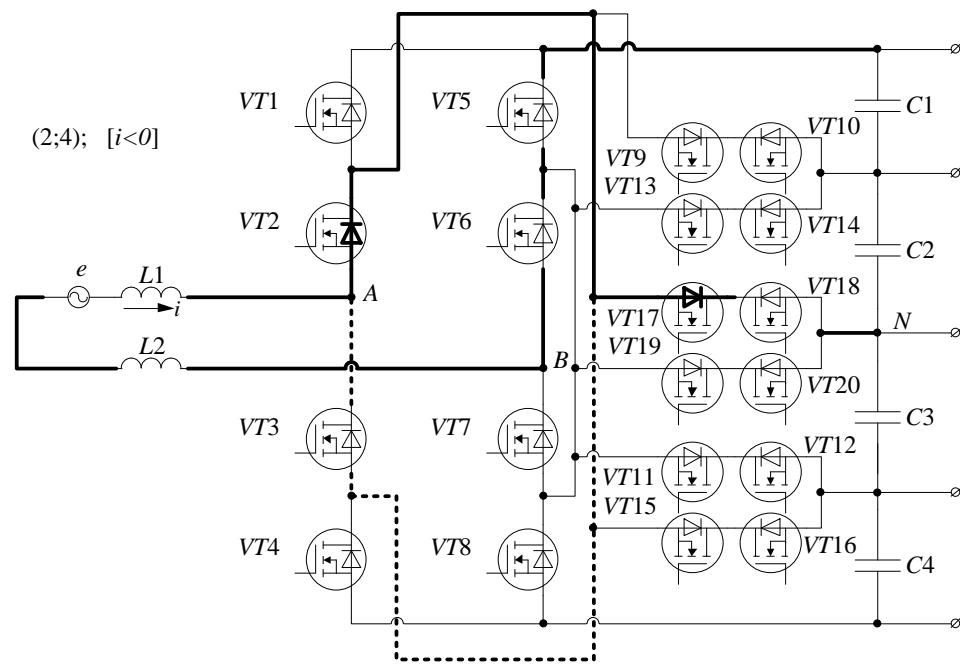


б

Рисунок А.21 – Комбинация (1;3) а $i > 0$; б $i < 0$.

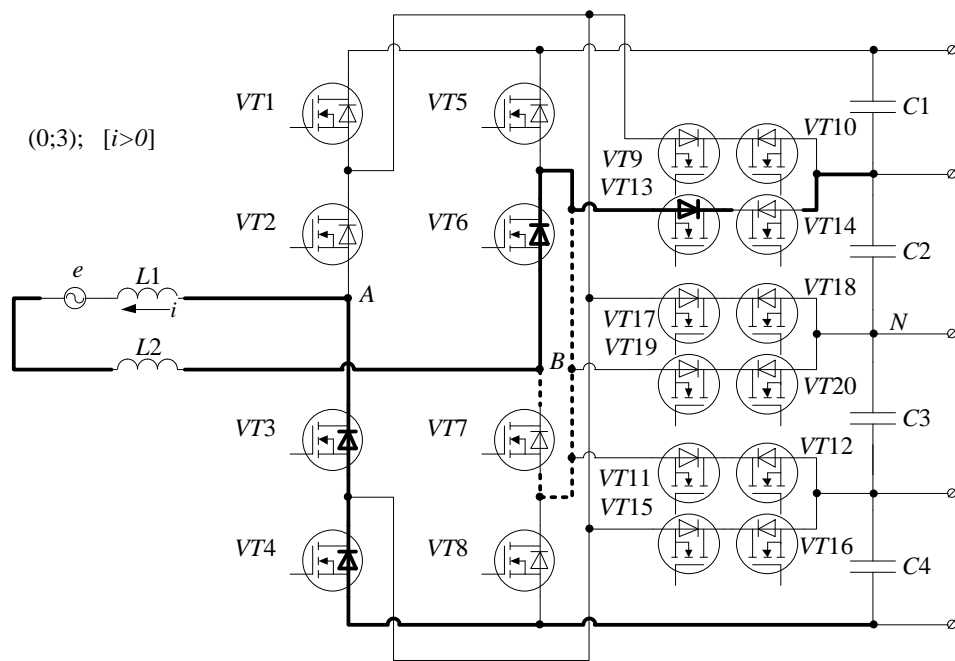


а

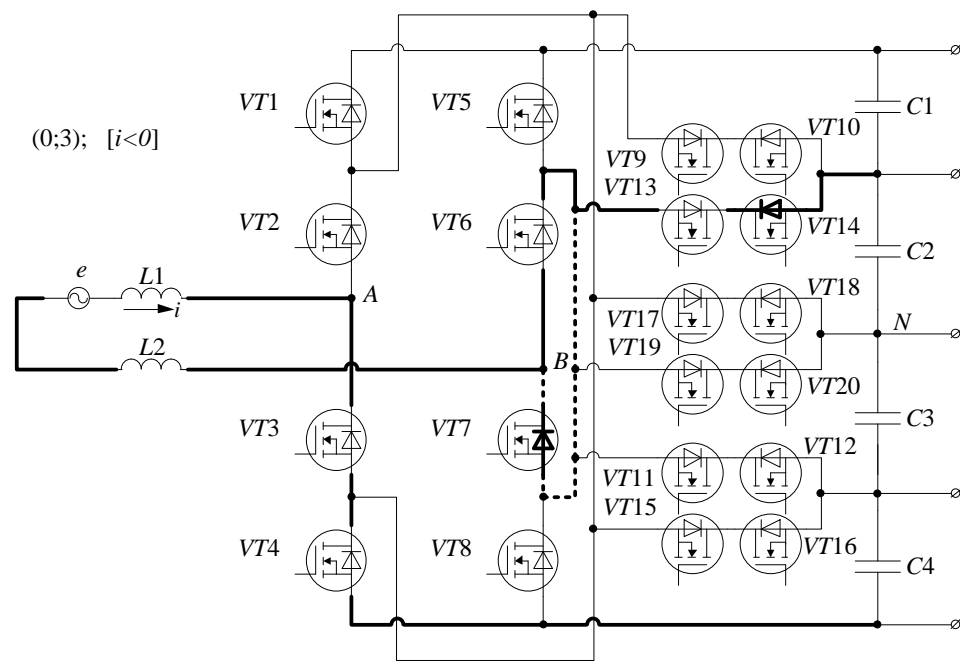


б

Рисунок А.22 – Комбинация (2;4) а $i > 0$; б $i < 0$.

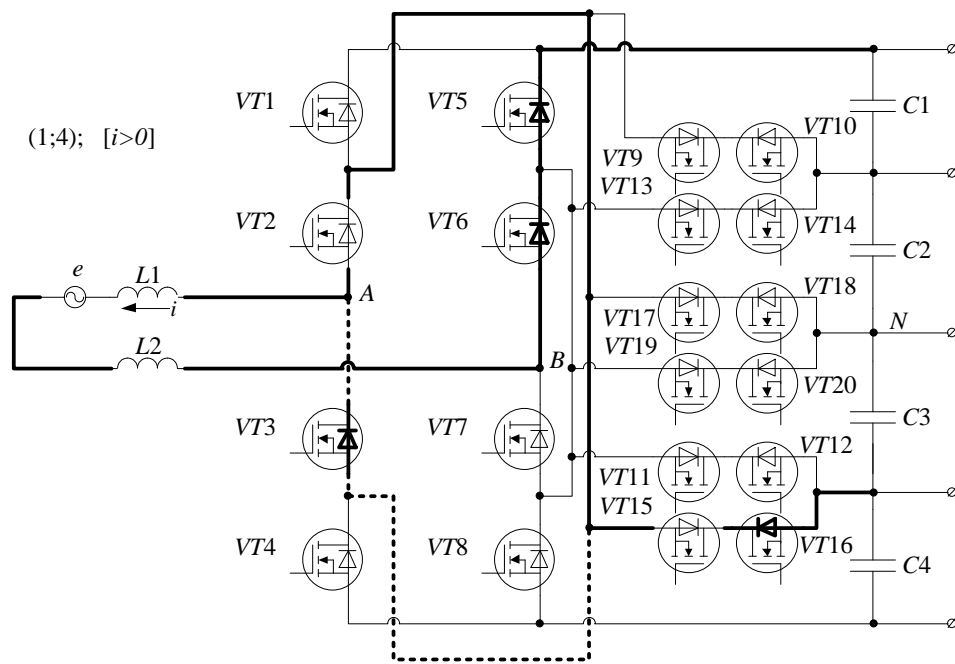


а

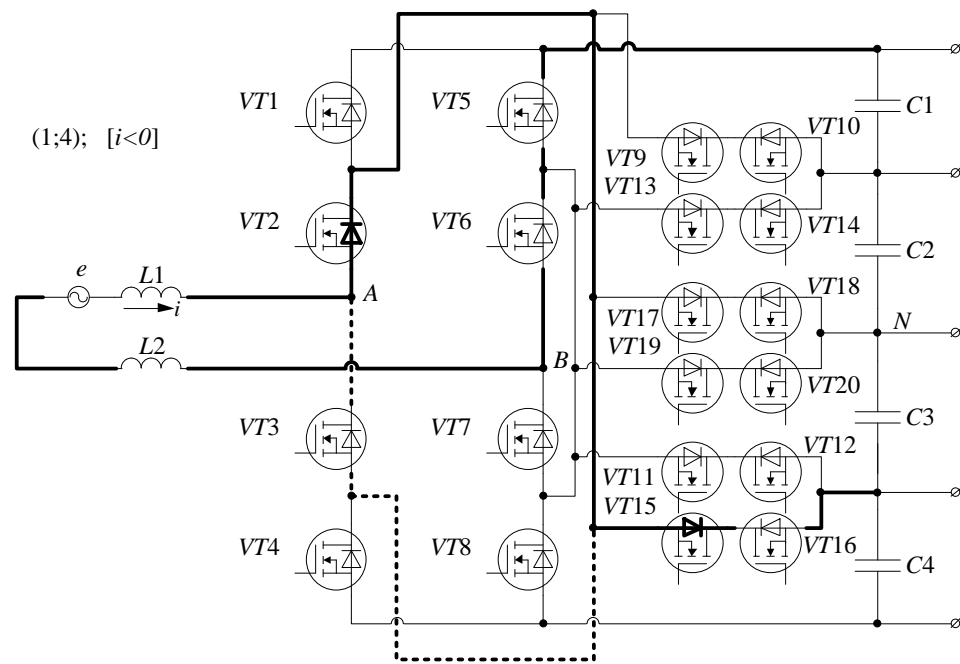


б

Рисунок А.23 – Комбинация (0;3) а $i > 0$; б $i < 0$.

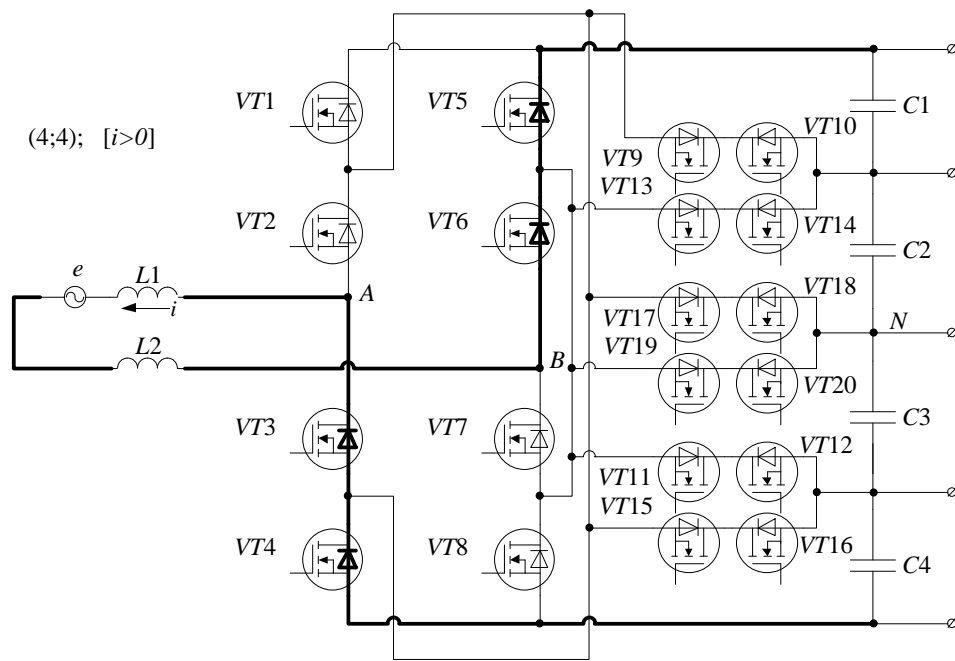


а

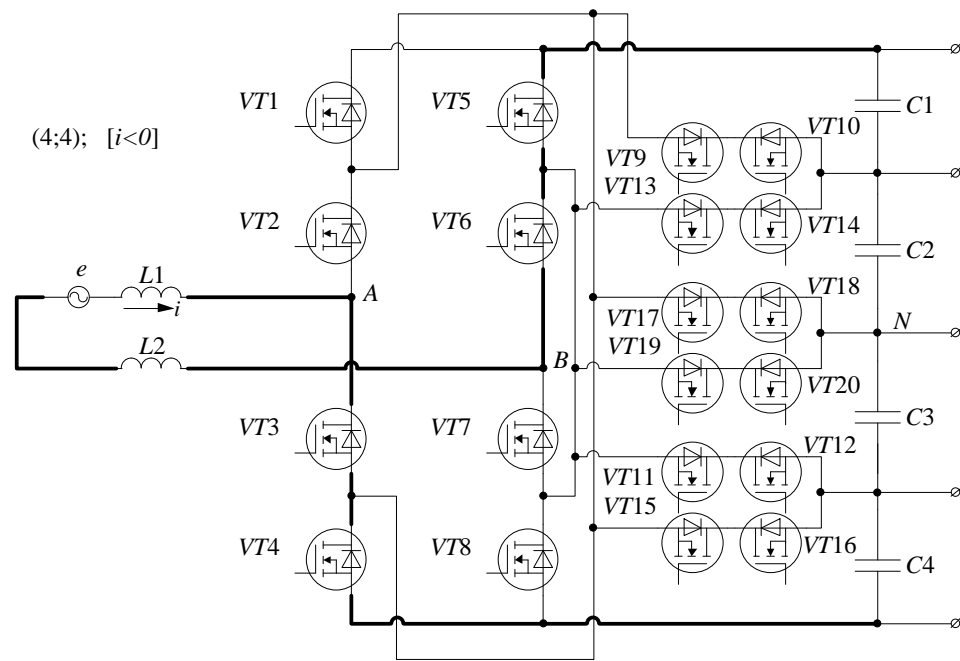


б

Рисунок А.24 – Комбинация (1;4) а $i > 0$; б $i < 0$.



a



б

Рисунок А.25 – Комбинация (0;4) а $i > 0$; б $i < 0$.

Приложение Б.

Пример расчета весовых коэффициентов для «селективной» ШИМ

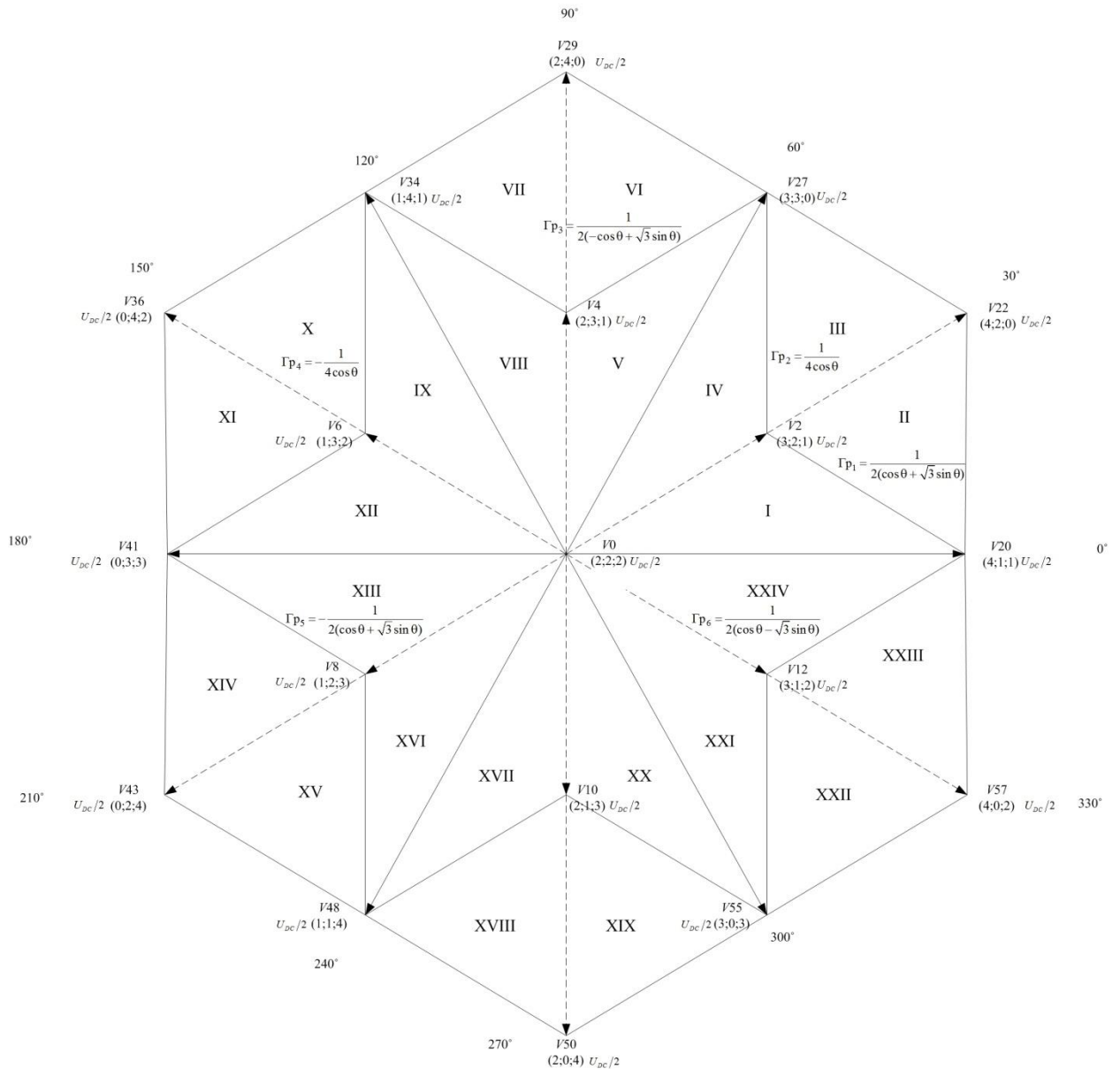


Рисунок Б.1 – Векторная диаграмма.

Весовые коэффициенты для треугольника № I:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0I} |V_0| \cos 0 + \tau_{2I} |V_2| \cos \frac{\pi}{6} + \tau_{20I} |V_{20}| \cos 0 \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0I} |V_0| \sin 0 + \tau_{2I} |V_2| \sin \frac{\pi}{6} + \tau_{20I} |V_{20}| \sin 0 \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0I} + \tau_{2I} + \tau_{20I} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{2I} \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{\sqrt{3}}{2} + \tau_{20I} \frac{1}{2} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{2I} \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{1}{2} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0I} + \tau_{2I} + \tau_{20I} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0I} = 1 - 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{2I} = 4\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{20I} = 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.1})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № II:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{22II} |V_{22}| \cos \frac{\pi}{6} + \tau_{2II} |V_2| \cos \frac{\pi}{6} + \tau_{20II} |V_{20}| \cos 0 \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{22II} |V_{22}| \sin \frac{\pi}{6} + \tau_{2II} |V_2| \sin \frac{\pi}{6} + \tau_{20II} |V_{20}| \sin 0 \Rightarrow \\ 1 = \tau_{22II} + \tau_{2II} + \tau_{20II} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{22II} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{\sqrt{3}} + \tau_{2II} \frac{1}{4} + \tau_{20II} \frac{1}{2} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{22II} \frac{1}{2\sqrt{3}} + \tau_{2II} \frac{1}{4\sqrt{3}} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{22II} + \tau_{2II} + \tau_{20II} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{22II} = -1 + 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{2II} = 2 - 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{20II} = 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.2})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № III:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{22III} |V_{22}| \cos \frac{\pi}{6} + \tau_{2III} |V_2| \cos \frac{\pi}{6} + \tau_{27III} |V_{27}| \cos \frac{\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{22III} |V_{14}| \sin \frac{\pi}{6} + \tau_{2III} |V_2| \sin \frac{\pi}{6} + \tau_{27III} |V_{27}| \sin \frac{\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{22III} + \tau_{2III} + \tau_{27III} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{22III} \frac{1}{2} + \tau_{2III} \frac{1}{4} + \tau_{27III} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{22III} \frac{1}{2\sqrt{3}} + \tau_{2III} \frac{1}{4\sqrt{3}} + \tau_{27III} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{22III} + \tau_{2III} + \tau_{27III} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{22III} = -1 + 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{2III} = 2 - 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{27III} = -2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.3})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № IV:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0IV} |V_0| \cos 0 + \tau_{2IV} |V_2| \cos \frac{\pi}{6} + \tau_{27IV} |V_{27}| \cos \frac{\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0IV} |V_0| \sin 0 + \tau_{2IV} |V_2| \sin \frac{\pi}{6} + \tau_{27IV} |V_{27}| \sin \frac{\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0IV} + \tau_{2IV} + \tau_{27IV} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = +\tau_{2IV} \frac{1}{4} + \tau_{27IV} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{2IV} \frac{1}{4\sqrt{3}} + \tau_{27IV} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0IV} + \tau_{2IV} + \tau_{27IV} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0IV} = 1 - 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{2IV} = 6|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{27IV} = -2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.4})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № V:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0V} |V_0| \cos 0 + \tau_{4V} |V_4| \cos \frac{\pi}{2} + \tau_{27V} |V_{27}| \cos \frac{\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0V} |V_0| \sin 0 + \tau_{4V} |V_4| \sin \frac{\pi}{2} + \tau_{27V} |V_{27}| \sin \frac{\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0V} + \tau_{4V} + \tau_{27V} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{27V} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{4V} \frac{1}{2\sqrt{3}} + \tau_{27V} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0V} + \tau_{4V} + \tau_{27V} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0V} = 1 + 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{4V} = -6|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{27V} = 4|V^*| \cos \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.5})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № VI:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{29VI} |V_{29}| \cos \frac{\pi}{2} + \tau_{4VI} |V_4| \cos \frac{\pi}{2} + \tau_{27VI} |V_{27}| \cos \frac{\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{29VI} |V_{29}| \sin \frac{\pi}{2} + \tau_{4VI} |V_4| \sin \frac{\pi}{2} + \tau_{27VI} |V_{27}| \sin \frac{\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{29VI} + \tau_{4VI} + \tau_{27VI} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{27VI} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{29VI} \frac{1}{\sqrt{3}} + \tau_{4VI} \frac{1}{2\sqrt{3}} + \tau_{27VI} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{29VI} + \tau_{4VI} + \tau_{27VI} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{29VI} = -1 - 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{4VI} = 2 - 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{27VI} = 4|V^*| \cos \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.6})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № VII:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{29VII} |V_{29}| \cos \frac{\pi}{2} + \tau_{4VII} |V_4| \cos \frac{\pi}{2} + \tau_{34VII} |V_{34}| \cos \frac{2\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{29VII} |V_{29}| \sin \frac{\pi}{2} + \tau_{4VII} |V_4| \sin \frac{\pi}{2} + \tau_{34VII} |V_{34}| \sin \frac{2\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{29VII} + \tau_{4VII} + \tau_{34VII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{34VII} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{29VII} \frac{1}{\sqrt{3}} + \tau_{4VII} \frac{1}{2\sqrt{3}} + \tau_{34VII} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{29VII} + \tau_{4VII} + \tau_{34VII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{29VII} = -1 + 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{4VII} = 2 + 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{34VII} = -4|V^*| \cos \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.7})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № VIII:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0VIII} |V_0| \cos 0 + \tau_{4VIII} |V_4| \cos \frac{\pi}{2} + \tau_{34VIII} |V_{34}| \cos \frac{2\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0VIII} |V_0| \sin 0 + \tau_{4VIII} |V_4| \sin \frac{\pi}{2} + \tau_{34VIII} |V_{34}| \sin \frac{2\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0VIII} + \tau_{4VIII} + \tau_{34VIII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{34VIII} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{4VIII} \frac{1}{2\sqrt{3}} + \tau_{34VIII} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0VIII} + \tau_{4VIII} + \tau_{34VIII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0VIII} = 1 - 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{4VIII} = 6|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{34VIII} = -4|V^*| \cos \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.8})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № IX:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0IX} |V_0| \cos 0 + \tau_{6IX} |V_6| \cos \frac{5\pi}{6} + \tau_{34IX} |V_{34}| \cos \frac{2\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0IX} |V_0| \sin 0 + \tau_{6IX} |V_6| \sin \frac{5\pi}{6} + \tau_{34IX} |V_{34}| \sin \frac{2\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0IX} + \tau_{6IX} + \tau_{34IX} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{6IX} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{2\sqrt{3}} - \tau_{34IX} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{6IX} \frac{1}{4\sqrt{3}} + \tau_{34IX} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0IX} + \tau_{6IX} + \tau_{34IX} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0IX} = 1 + 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{6IX} = -6|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{34IX} = 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.9})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № X:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{36X} |V_{36}| \cos \frac{5\pi}{6} + \tau_{6X} |V_6| \cos \frac{5\pi}{6} + \tau_{34X} |V_{34}| \cos \frac{2\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{36X} |V_{36}| \sin \frac{5\pi}{6} + \tau_{6X} |V_6| \sin \frac{5\pi}{6} + \tau_{34X} |V_{34}| \sin \frac{2\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{36X} + \tau_{6X} + \tau_{34X} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{36X} \frac{1}{2} - \tau_{6X} \frac{1}{4} - \tau_{34X} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{36X} \frac{1}{2\sqrt{3}} + \tau_{6X} \frac{1}{4\sqrt{3}} + \tau_{34X} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{36X} + \tau_{6X} + \tau_{34X} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{36X} = -1 - 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{6X} = 2 + 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{34X} = 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.10})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XI:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{36XI} |V_{36}| \cos \frac{5\pi}{6} + \tau_{6XI} |V_6| \cos \frac{5\pi}{6} + \tau_{41XI} |V_{41}| \cos \pi \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{36XI} |V_{36}| \sin \frac{5\pi}{6} + \tau_{6XI} |V_6| \sin \frac{5\pi}{6} + \tau_{41XI} |V_{41}| \sin \pi \Rightarrow \\ 1 = \tau_{36XI} + \tau_{6XI} + \tau_{41XI} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{36XI} \frac{1}{2} - \tau_{6XI} \frac{1}{4} - \tau_{41XI} \frac{1}{2} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{36XI} \frac{1}{2\sqrt{3}} + \tau_{6XI} \frac{1}{4\sqrt{3}} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{36XI} + \tau_{6XI} + \tau_{41XI} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{36XI} = -1 - 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{6XI} = +2 + 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{41XI} = -2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.11})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XII:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0XII} |V_0| \cos 0 + \tau_{6XII} |V_6| \cos \frac{5\pi}{6} + \tau_{41XII} |V_{41}| \cos \pi \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0XII} |V_0| \sin 0 + \tau_{6XII} |V_6| \sin \frac{5\pi}{6} + \tau_{41XII} |V_{41}| \sin \pi \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XII} + \tau_{6XII} + \tau_{41XII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{6XII} \frac{1}{4} - \tau_{41XII} \frac{1}{2} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{6XII} \frac{1}{4\sqrt{3}} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XII} + \tau_{6XII} + \tau_{41XII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0XII} = 1 + 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{6XII} = 4\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{41XII} = -2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.12})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XIII:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0XIII} |V_0| \cos 0 + \tau_{8XIII} |V_8| \cos \frac{7\pi}{6} + \tau_{41XIII} |V_{41}| \cos \pi \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0XIII} |V_0| \sin 0 + \tau_{8XIII} |V_8| \sin \frac{7\pi}{6} + \tau_{41XIII} |V_{41}| \sin \pi \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XIII} + \tau_{8XIII} + \tau_{41XIII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{8XIII} \frac{1}{4} - \tau_{41XIII} \frac{1}{2} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{8XIII} \frac{1}{4\sqrt{3}} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XIII} + \tau_{8XIII} + \tau_{41XIII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0XIII} = 1 + 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{8XIII} = -4\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{41XIII} = -2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.13})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XIV:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{43XIV} |V_{43}| \cos \frac{7\pi}{6} + \tau_{8XIV} |V_8| \cos \frac{7\pi}{6} + \tau_{41XIV} |V_{41}| \cos \pi \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{43XIV} |V_{43}| \sin \frac{7\pi}{6} + \tau_{8XIV} |V_8| \sin \frac{7\pi}{6} + \tau_{41XIV} |V_{41}| \sin \pi \Rightarrow \\ 1 = \tau_{43XIV} + \tau_{8XIV} + \tau_{41XIV} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{43XIV} \frac{1}{2} - \tau_{8XIV} \frac{1}{4} - \tau_{41XIV} \frac{1}{2} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{43XIV} \frac{1}{2\sqrt{3}} - \tau_{8XIV} \frac{1}{4\sqrt{3}} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{43XIV} + \tau_{8XIV} + \tau_{41XIV} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{43XIV} = -1 - 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{8XIV} = 2 + 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{41XIV} = -2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.14})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XV:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{43XV} |V_{43}| \cos \frac{7\pi}{6} + \tau_{8XV} |V_8| \cos \frac{7\pi}{6} + \tau_{48XV} |V_{48}| \cos \frac{4\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{43XV} |V_{43}| \sin \frac{7\pi}{6} + \tau_{8XV} |V_8| \sin \frac{7\pi}{6} + \tau_{48XV} |V_{48}| \sin \frac{4\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{43XV} + \tau_{8XV} + \tau_{48XV} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{43XV} \frac{1}{2} - \tau_{8XV} \frac{1}{4} - \tau_{48XV} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{43XV} \frac{1}{2\sqrt{3}} - \tau_{8XV} \frac{1}{4\sqrt{3}} - \tau_{48XV} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{43XV} + \tau_{8XV} + \tau_{48XV} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{43XV} = -1 - 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{8XV} = 2 + 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{48XV} = 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.15})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XVI:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0XVI} |V_0| \cos 0 + \tau_{8XVI} |V_8| \cos \frac{7\pi}{6} + \tau_{48XVI} |V_{48}| \cos \frac{4\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0XVI} |V_0| \sin 0 + \tau_{8XVI} |V_8| \sin \frac{7\pi}{6} + \tau_{48XVI} |V_{48}| \sin \frac{4\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XVI} + \tau_{8XVI} + \tau_{48XVI} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{8XVI} \frac{1}{4} - \tau_{48XVI} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{8XVI} \frac{1}{4\sqrt{3}} - \tau_{48XVI} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XVI} + \tau_{8XVI} + \tau_{48XVI} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0XVI} = 1 + 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{8XVI} = -6|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{48XVI} = 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.16})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XVII:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0XVII} |V_0| \cos 0 + \tau_{10XVII} |V_{10}| \cos \frac{3\pi}{2} + \tau_{48XVII} |V_{48}| \cos \frac{4\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0XVII} |V_0| \sin 0 + \tau_{10XVII} |V_{10}| \sin \frac{3\pi}{2} + \tau_{48XVII} |V_{48}| \sin \frac{4\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XVII} + \tau_{10XVII} + \tau_{48XVII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{48XVII} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{10XVII} \frac{1}{2\sqrt{3}} - \tau_{48XVII} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XVII} + \tau_{10XVII} + \tau_{48XVII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0XVII} = 1 - 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{10XVII} = 6|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{48XVII} = -4|V^*| \cos \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.17})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XVIII:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{50XVIII} |V_{50}| \cos \frac{3\pi}{2} + \tau_{10XVIII} |V_{10}| \cos \frac{3\pi}{2} + \tau_{48XVIII} |V_{48}| \cos \frac{4\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{50XVIII} |V_{50}| \sin \frac{3\pi}{2} + \tau_{10XVIII} |V_{10}| \sin \frac{3\pi}{2} + \tau_{48XVIII} |V_{48}| \sin \frac{4\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{50XVIII} + \tau_{10XVIII} + \tau_{48XVIII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = -\tau_{48XVIII} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{50XVIII} \frac{1}{\sqrt{3}} - \tau_{10XVIII} \frac{1}{2\sqrt{3}} - \tau_{48XVIII} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{50XVIII} + \tau_{10XVIII} + \tau_{48XVIII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{50XVIII} = -1 + 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{10XVIII} = 2 + 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{48XVIII} = -4|V^*| \cos \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.18})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XIX:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{50.XIX} |V_{50}| \cos \frac{3\pi}{2} + \tau_{10.XIX} |V_{10}| \cos \frac{3\pi}{2} + \tau_{55.XIX} |V_{55}| \cos \frac{5\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{50.XIX} |V_{50}| \sin \frac{3\pi}{2} + \tau_{10.XIX} |V_{10}| \sin \frac{3\pi}{2} + \tau_{55.XIX} |V_{55}| \sin \frac{5\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{50.XIX} + \tau_{10.XIX} + \tau_{55.XIX} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{55.XIX} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{50.XIX} \frac{1}{\sqrt{3}} - \tau_{10.XIX} \frac{1}{2\sqrt{3}} - \tau_{55.XIX} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{50.XIX} + \tau_{10.XIX} + \tau_{55.XIX} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{50.XIX} = -1 - 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{10.XIX} = 2 - 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{55.XIX} = 4|V^*| \cos \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.19})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XX:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0.XX} |V_0| \cos 0 + \tau_{10.XX} |V_{10}| \cos \frac{3\pi}{2} + \tau_{55.XX} |V_{55}| \cos \frac{5\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0.XX} |V_0| \sin 0 + \tau_{10.XX} |V_{10}| \sin \frac{3\pi}{2} + \tau_{55.XX} |V_{55}| \sin \frac{5\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0.XX} + \tau_{10.XX} + \tau_{55.XX} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{55.XX} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{10.XX} \frac{1}{2\sqrt{3}} - \tau_{55.XX} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0.XX} + \tau_{10.XX} + \tau_{55.XX} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0.XX} = 1 + 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{10.XX} = -6|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{55.XX} = 4|V^*| \cos \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.20})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XXI:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0XXI} |V_0| \cos 0 + \tau_{12XXI} |V_{12}| \cos \frac{11\pi}{6} + \tau_{55XXI} |V_{55}| \cos \frac{5\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0XXI} |V_0| \sin 0 + \tau_{12XXI} |V_{12}| \sin \frac{11\pi}{6} + \tau_{55XXI} |V_{55}| \sin \frac{5\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XXI} + \tau_{12XXI} + \tau_{55XXI} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{12XXI} \frac{1}{4} + \tau_{55XXI} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{12XXI} \frac{1}{4\sqrt{3}} - \tau_{55XXI} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XXI} + \tau_{12XXI} + \tau_{55XXI} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0XXI} = 1 - 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{12XXI} = 6|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{55XXI} = -2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.21})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XXII:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{57XXII} |V_{57}| \cos \frac{11\pi}{6} + \tau_{12XXII} |V_{12}| \cos \frac{11\pi}{6} + \tau_{55XXII} |V_{55}| \cos \frac{5\pi}{3} \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{57XXII} |V_{57}| \sin \frac{11\pi}{6} + \tau_{12XXII} |V_{12}| \sin \frac{11\pi}{6} + \tau_{55XXII} |V_{55}| \sin \frac{5\pi}{3} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{57XXII} + \tau_{12XXII} + \tau_{55XXII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{57XXII} \frac{1}{2} + \tau_{12XXII} \frac{1}{4} + \tau_{55XXII} \frac{1}{4} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{57XXII} \frac{1}{2\sqrt{3}} - \tau_{12XXII} \frac{1}{4\sqrt{3}} - \tau_{55XXII} \frac{\sqrt{3}}{4} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{57XXII} + \tau_{12XXII} + \tau_{55XXII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{57XXII} = -1 + 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{12XXII} = 2 - 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{55XXII} = -2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.22})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XXIII:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{57XXIII} |V_{57}| \cos \frac{11\pi}{6} + \tau_{12XXIII} |V_{12}| \cos \frac{11\pi}{6} + \tau_{20XXIII} |V_{20}| \cos 0 \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{57XXIII} |V_{57}| \sin \frac{11\pi}{6} + \tau_{12XXIII} |V_{12}| \sin \frac{11\pi}{6} + \tau_{20XXIII} |V_{20}| \sin 0 \Rightarrow \\ 1 = \tau_{57XXIII} + \tau_{12XXIII} + \tau_{20XXIII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{57XXIII} \frac{1}{2} + \tau_{12XXIII} \frac{1}{4} + \tau_{20XXIII} \frac{1}{2} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{57XXIII} \frac{1}{2\sqrt{3}} - \tau_{12XXIII} \frac{1}{4\sqrt{3}} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{57XXIII} + \tau_{12XXIII} + \tau_{20XXIII} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{57XXIII} = -1 + 2|V^*| \cos \theta - 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{12XXIII} = 2 - 4|V^*| \cos \theta \\ \tau_{20XXIII} = 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.23})$$

Весовые коэффициенты для треугольника № XXIV:

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{0XXIV} |V_0| \cos 0 + \tau_{12XXIV} |V_{12}| \cos \frac{11\pi}{6} + \tau_{20XXIV} |V_{20}| \cos 0 \\ |V^*| \sin \theta = \tau_{0XXIV} |V_0| \sin 0 + \tau_{12XXIV} |V_{12}| \sin \frac{11\pi}{6} + \tau_{20XXIV} |V_{20}| \sin 0 \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XXIV} + \tau_{12XXIV} + \tau_{20XXIV} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |V^*| \cos \theta = \tau_{12XXIV} \frac{1}{4} + \tau_{20XXIV} \frac{1}{2} \\ |V^*| \sin \theta = -\tau_{12XXIV} \frac{1}{4\sqrt{3}} \Rightarrow \\ 1 = \tau_{0XXIV} + \tau_{12XXIV} + \tau_{20XXIV} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{0XXIV} = 1 - 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{12XXIV} = -4\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \\ \tau_{20XXIV} = 2|V^*| \cos \theta + 2\sqrt{3}|V^*| \sin \theta \end{array} \right. \quad (\text{Б.24})$$

Приложение В

Схема разработанного однофазного полупроводникового преобразователя

ЕЕ 1001111100133

Перв. примен.

Справ. №

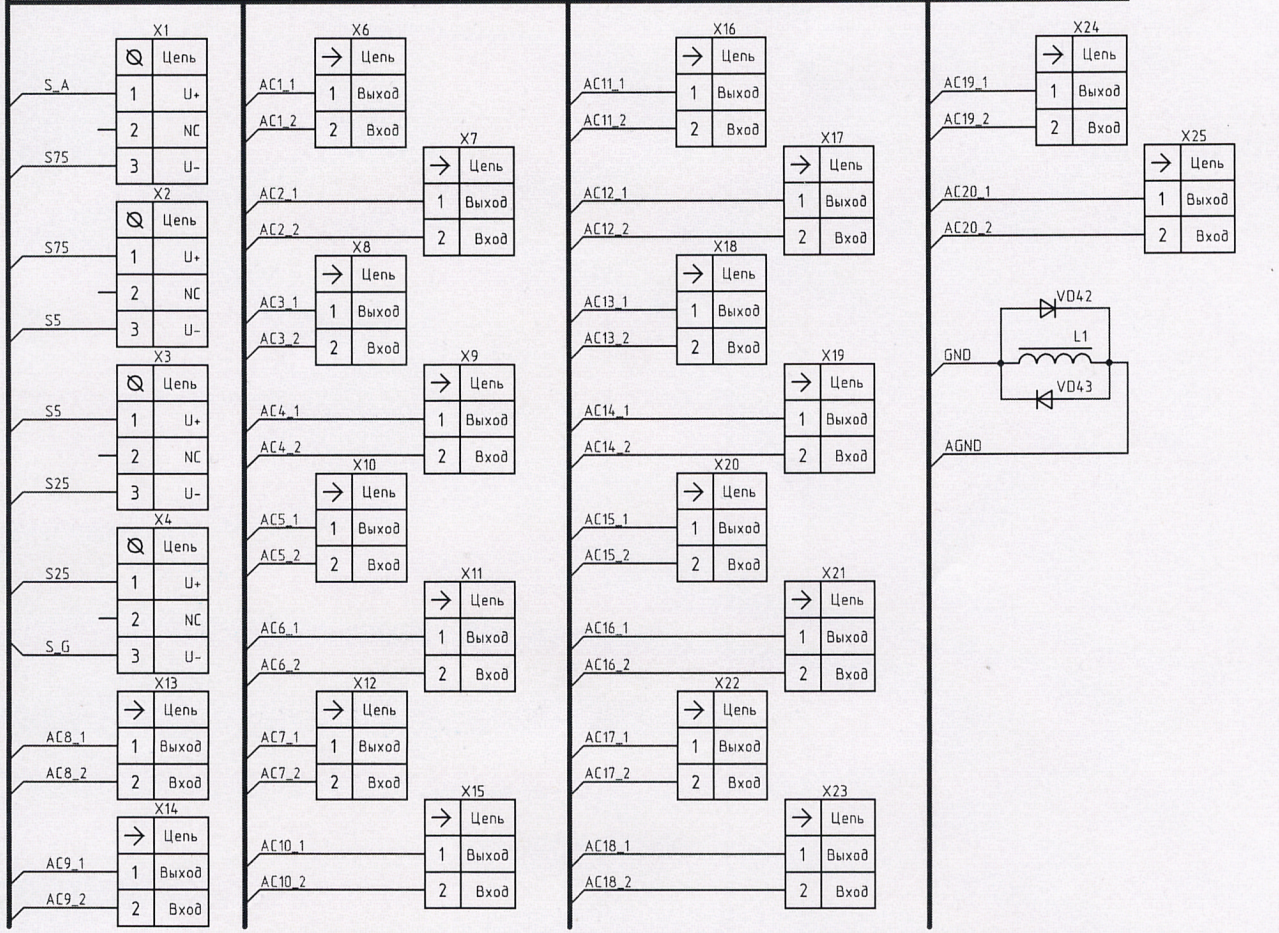
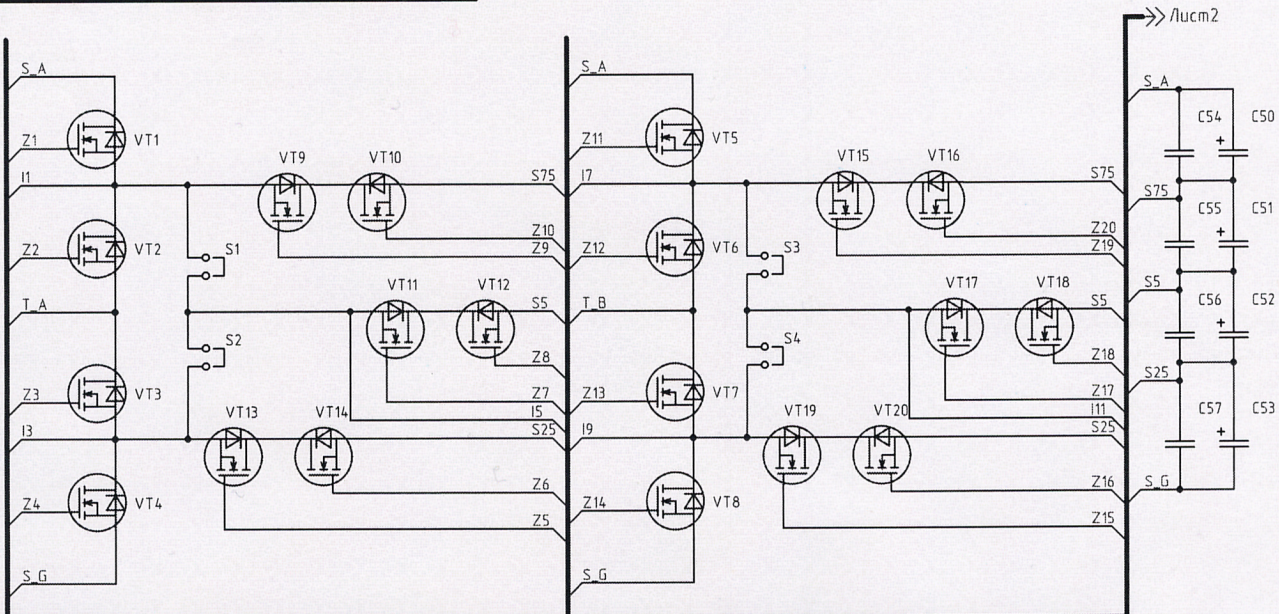
Подп. и дата

Инв. № дубл.

Взам. инв. №

Подп. и дата

Инв. № подл.



НГТУ.011111.001 ЭЗ

Однофазный пятиуровневый преобразователь

Схема электрическая принципиальная

Лист	Масса	Масштаб
Лист 1	Листов 3	

НГТУ

ЭЭ 100.11111.001.33

Перв. примен.

Справ. №

Подп. и дата

Инв. № дубл.

Взам. инв. №

Подп. и дата

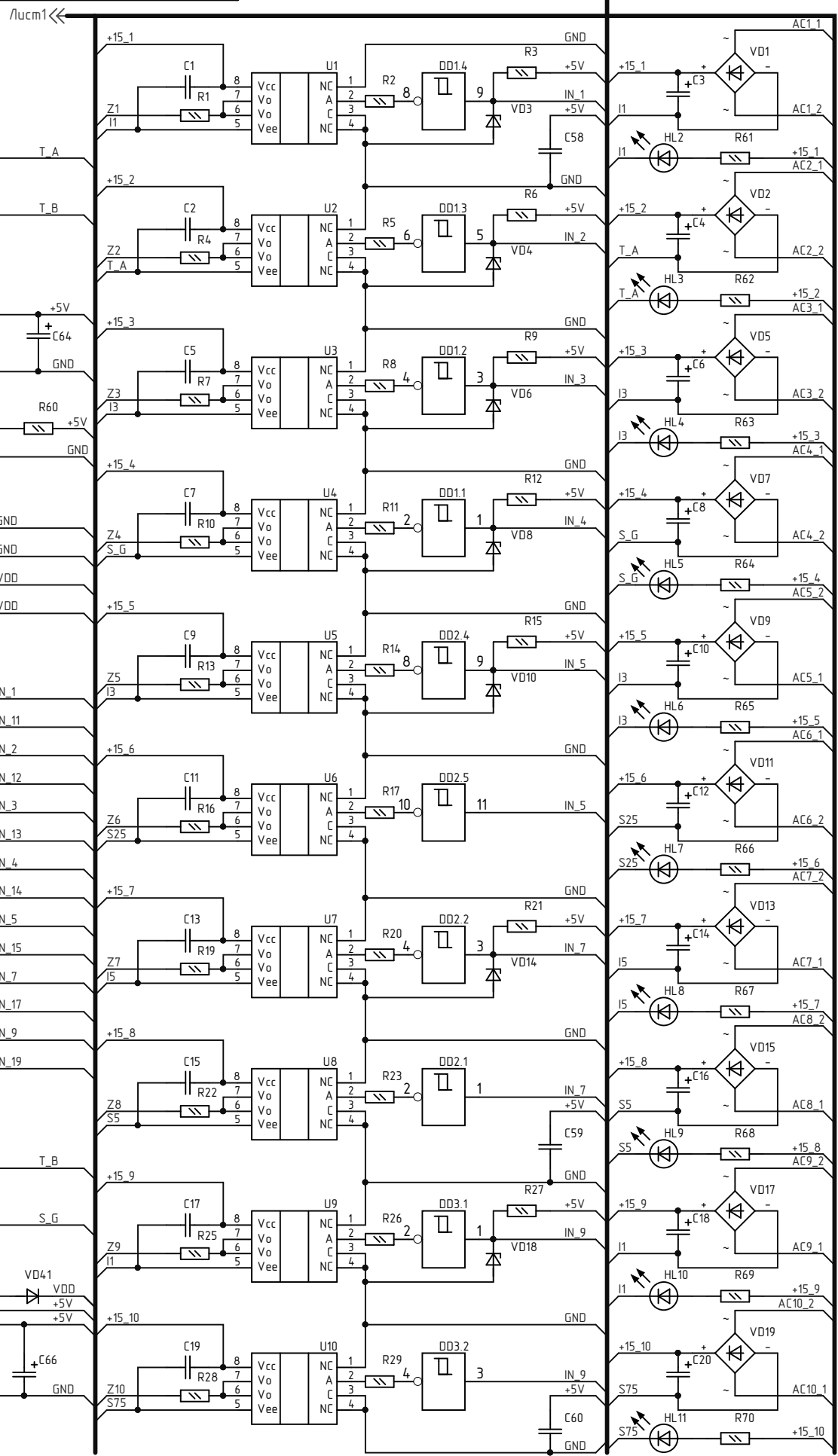
Инв. № подл.

Цепь	Ø
-A	1
NC	2
-B	3

Цепь	Ø
+5V	1
NC	2
GND	3

Цепь	→
IN1	1
IN2	2
IN3	3
IN4	4
IN5	5
IN6	6
IN7	7
IN8	8
IN9	9
IN10	10
IN11	11
IN12	12
IN13	13
IN14	14
IN15	15
IN16	16
IN17	17
IN18	18
IN19	19
IN20	20

Цепь	Ø
CP	1
2	2
CP	3



*				
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

НГТУ.011111.001 33

Лист
2

Перв. примен.	Поз. обозначение	Наименование	Кол.	Примечание					
		Конденсаторы							
Справ. №	C1,C2	08055C104KAT2A	2	100 нФ,10%,50 В					
	C3,C4	CA050M0010RED	2	10 мкФ,20%,50В					
	C5	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
	C6	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
	C7	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
	C8	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
	C9	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
	C10	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
	C11	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
	C12	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
	C13	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
	C14	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
	C15	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
	C16	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
	Подп. и дата	C17	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В				
		C18	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В				
C19		08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
C20		CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
Инв. № дубл.	C21	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
	C22	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
	C23	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
Взам. инв. №	C24	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
	C25	08055C104KAT2A	1	100 нФ,10%,50 В					
	C26	CA050M0010RED	1	10 мкФ,20%,50В					
Подп. и дата									
Инв. № подл.	Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	НГТУ.011111.001 ПЭЭ Однофазный пятиуровневый преобразователь Перечень элементов	Лит.	Лист	Листов
	Разраб.		Гришанов	<i>Гришанов</i>	05.06.17			1	5
	Проб.		Удобиченко	<i>Удобиченко</i>	05.06.17				
	Т.контр.		Бачурин	<i>Бачурин</i>	05.06.17				
	Н.контр.		Кучак	<i>Кучак</i>	05.06.17				
	Утв.		Брованов	<i>Брованов</i>	05.06.17				

Поз. обозна- чение	Наименование	Кол.	Примечание
	Резисторы		
R1	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R2,R3	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R4	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R5,R6	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R7	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R8,R9	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R10	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R11,R12	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R13	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R14,R15	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R16	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R17	CRCW08051K00JNEA	1	1 кОм,5%,1/8W
R19	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R20,R21	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R22	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R23	CRCW08051K00JNEA	1	1 кОм,5%,1/8W
R25	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R26,R27	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R28	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R29	CRCW08051K00JNEA	1	1 кОм,5%,1/8W
R31	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R32,R33	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R34	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R35,R36	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R37	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R38,R39	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R40	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R41,R42	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R43	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W

Инф. № подл.	Подп. и дата	Взам. инф. №	Инф. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
------	------	----------	-------	------

НГТУ.011111.001 ПЗЗ

Лист

3

Поз. обозна- чение	Наименование	Кол.	Примечание
R44,R45	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R46	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R47	CRCW08051K00JNEA	1	1 кОм,5%,1/8W
R49	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R50,R51	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R52	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R53	CRCW08051K00JNEA	1	1 кОм,5%,1/8W
R55	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R56,R57	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R58	CRCW0805100RJNEA	1	100 Ом,5%,1/8W
R59,R60	CRCW08051K00JNEA	2	1 кОм,5%,1/8W
R61-R80	CRCW080515K0FKEA	20	15 кОм,1%,1/8W
Переключатели			
S1-S5	DS1021, PLS-2	1	Connfly Electronic
Оптопары			
U1-U20	VO3120	20	Vishay
Диоды			
VD1,VD2	B6S	2	Vishay
VD3,VD4	MM3Z3V3T1G	2	ON Semiconductor
VD5	B6S	1	Vishay
VD6	MM3Z3V3T1G	1	ON Semiconductor
VD7	B6S	1	Vishay
VD8	MM3Z3V3T1G	1	ON Semiconductor
VD9	B6S	1	Vishay
VD10	MM3Z3V3T1G	1	ON Semiconductor
VD11,VD13	B6S	2	Vishay

Инф. № подл.	Подп. и дата	Инф. № дубл.	Взам. инф. №	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	НГТУ.011111.001 ПЭЗ	Лист
						4

Приложение Г

Схема источника питания

ЭЭ 100.21112.001 ЭЗ

Перв. примен.

Справ. №

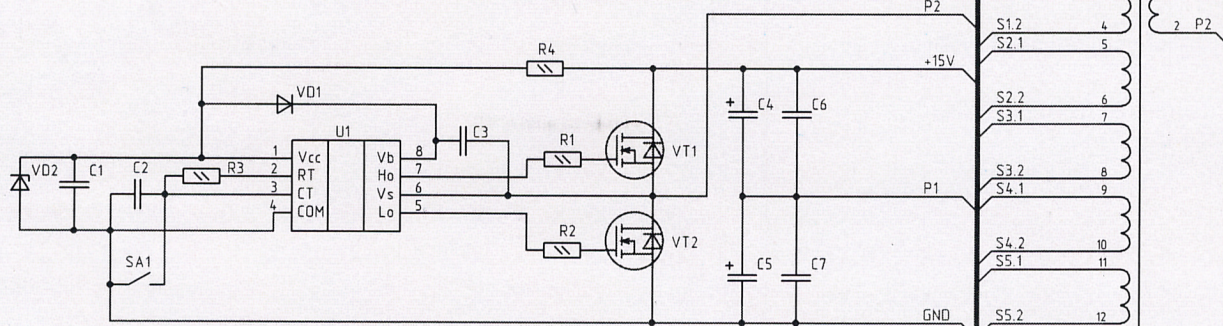
Подп. и дата

Инв. № дубл.

Взам. инв. №

Подп. и дата

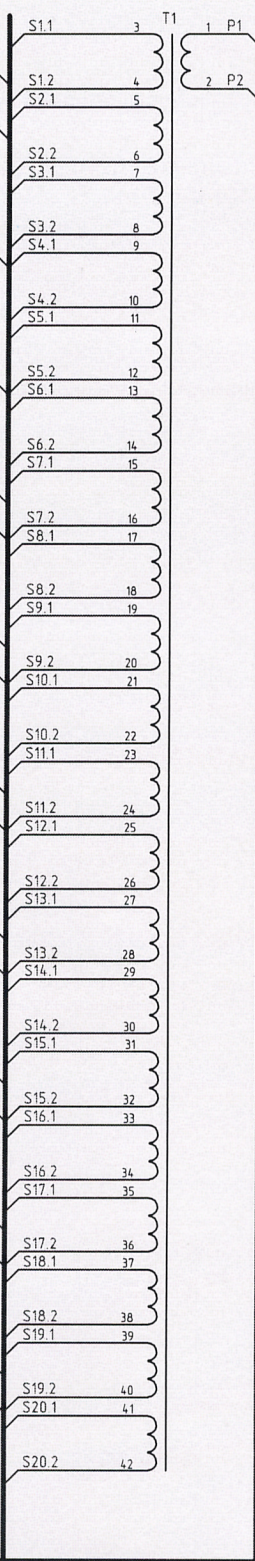
Инв. № подл.



XS15		ЦЕПЬ →	
1	1	S13.1	
2	2	S13.2	
XS16		ЦЕПЬ →	
1	1	S14.1	
2	2	S14.2	
XS17		ЦЕПЬ →	
1	1	S15.1	
2	2	S15.2	
XS18		ЦЕПЬ →	
1	1	S16.1	
2	2	S16.2	
XS19		ЦЕПЬ →	
1	1	S17.1	
2	2	S17.2	
XS20		ЦЕПЬ →	
1	1	S18.1	
2	2	S18.2	
XS21		ЦЕПЬ →	
1	1	S19.1	
2	2	S19.2	
XS22		ЦЕПЬ →	
1	1	S20.1	
2	2	S20.2	

XS8		ЦЕПЬ →	
1	1	S6.1	
2	2	S6.2	
XS9		ЦЕПЬ →	
1	1	S7.1	
2	2	S7.2	
XS10		ЦЕПЬ →	
1	1	S8.1	
2	2	S8.2	
XS11		ЦЕПЬ →	
1	1	S9.1	
2	2	S9.2	
XS12		ЦЕПЬ →	
1	1	S10.1	
2	2	S10.2	
XS13		ЦЕПЬ →	
1	1	S11.1	
2	2	S11.2	
XS14		ЦЕПЬ →	
1	1	S12.1	
2	2	S12.2	

XS1		ЦЕПЬ ∅	
1	1	1 +15V	
2	2	2 GND	
XS2		ЦЕПЬ ∅	
1	1	1 P1	
2	2	2 P2	
XS3		ЦЕПЬ →	
1	1	S1.1	
2	2	S1.2	
XS4		ЦЕПЬ →	
1	1	S2.1	
2	2	S2.2	
XS5		ЦЕПЬ →	
1	1	S3.1	
2	2	S3.2	
XS6		ЦЕПЬ →	
1	1	S4.1	
2	2	S4.2	
XS7		ЦЕПЬ →	
1	1	S5.1	
2	2	S5.2	



НГТУ.011112.001 ЭЗ

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
Разраб.		Гришанов	<i>Гришанов</i>	05.06.17
Пров.		Удовиченко	<i>Удовиченко</i>	05.06.17
Т.контр.		Бачурин	<i>Бачурин</i>	05.06.17
Н.контр.		Кучак	<i>Кучак</i>	05.06.17
Утв.		Брованов	<i>Брованов</i>	05.06.17

Источник питания
Схема электрическая принципиальная

Лит.	Масса	Масштаб
Лист	Листов	1

НГТУ

Перб. примен.	Поз. обозна- чение	Наименование	Кол.	Примечание
Спраб. №	Конденсаторы			
	C1	0805A104KBAAT	1	100 нФ,10%,50 В
	C2	08051C472KAT2A	1	4,7 нФ,10%,100 В
	C3	0805YD225KAT2A	1	2,2 мкФ,10%,16 В
	C4,C5	GS102K025G210AFAA	2	1000мкФ,10%,25В
	C6,C7	0805A105KBAAT	2	1 мкФ,10%,50 В
	Резисторы			
	R1,R2	CRCW0805100RJNEA	2	100 Ом,5%,1/8W
	R3	CRCW08052K70JNEA	1	2,7 кОм,5%,1/8W
	R4	CRCW08051K80JNEA	1	1,8 кОм,5%,1/8W
	Переключатели			
	SA1	B3FS-4002P	1	OMRON
	Трансформаторы			
	T1	Трансформатор	1	НГТУ.011113.001
Драйверы				
U1	IR2153	1	International Rectifier	
Подп. и дата	НГТУ.011112.001 ПЭЭ			
	Изм.	Лист	№ докум.	Подп.
Инв. № подл.	Разраб.	Гришанов	<i>Гришанов</i>	05.06.17
	Пров.	Удовиченко	<i>Удовиченко</i>	05.06.17
	Т.контр.	Бачурин	<i>Бачурин</i>	05.06.17
	Н.контр.	Кучак	<i>Кучак</i>	05.06.17
	Утв.	Брованов	<i>Брованов</i>	05.06.17
Источник питания		Лист	Лист	Листов
Перечень элементов			1	2
НГТУ				

Приложение Д

Акты внедрения научных результатов диссертации

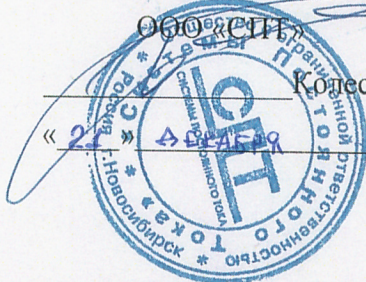
УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

ООО «СПТ»

 Колесников В.А.

 « 21 » _____
 2017



УТВЕРЖДАЮ

Проректор НГТУ

по научной работе д.т.н., проф.

 Вострецов А.Г.

 « 22 » _____
 2017



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Гришанова Е.В.

Мы нижеподписавшиеся, главный инженер ООО «СПТ» Перетяцько П.В. и представители НГТУ научный руководитель, д.т.н., доцент С.В. Брованов и заведующий кафедрой электроники и электротехники, д.т.н., профессор С.А. Харитонов составили настоящий акт о внедрении на предприятии ООО «СПТ» результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Гришанова Е.В. «Система генерирования электрической энергии на базе солнечных батарей и полупроводникового преобразователя».

Результаты диссертационной работы Гришанова Е.В. в виде: методики расчета динамических потерь мощности в полупроводниковых преобразователях при векторном алгоритме ШИМ, а так же математические модели, описывающие токовую загрузку ключей многоуровневого полупроводникового преобразователя были использованы при создании систем накопления электрической энергии в рамках работ по договору №02.П25.31.0194 от 27 апреля 2016 года.

Главный инженер ООО «СПТ»

 Перетяцько П.В.

« 21 » _____
 2017

Научный руководитель, д.т.н., доцент

_____ Брованов С.В.

« 20 » _____
 2017

Зав. кафедрой ЭЭ, д.т.н., проф.

_____ Харитонов С.А.

« 20 » _____
 2017

УТВЕРЖДАЮ

Ректор НГТУ

д.т.н., проф.

Батаев А.А.

МАРТА 2018



об использовании результатов диссертационной работы Гришанова Е.В.
в учебном процессе

Мы нижеподписавшиеся, декан факультета радиотехники и электроники д.т.н., профессор В.А. Хрусталеv, заведующий кафедрой электроники и электротехники д.т.н., профессор С.А. Харитонов, подтверждаем, что результаты диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Гришанова Е.В. «Система генерирования электрической энергии на базе солнечных батарей и полупроводникового преобразователя» используются в учебном процессе факультета РЭФ Новосибирского государственного технического университета.

Результаты диссертационной работы Гришанова Е.В. используются в виде учебного материала для дисциплин «Основы силовой электроники» и «Промышленная электроника» по направлениям подготовки 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника» по профилю «промышленная электроника», 11.04.04 «Электроника и наноэлектроника» по профилю «промышленная электроника и микропроцессорная техника», а так же при проведении научно исследовательских работ магистрантами и аспирантами кафедры «Электроники и Электротехники».

декан факультета РЭФ д.т.н., профессор

В.А. Хрусталеv

Зав. кафедрой электроники и
электротехники д.т.н., профессор

С.А. Харитонов