

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

На правах рукописи



РОЩУПКИН ГЕОРГИЙ ВЯЧЕСЛАВОВИЧ

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОЕ ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО С ФУНКЦИЕЙ
КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ДЛЯ ЛИТИЙ-ИОННЫХ
АККУМУЛЯТОРОВ

Специальность 05.09.03 –
«Электротехнические комплексы и системы»

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Шевцов Д.А.

Москва - 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВЕДЕНИЕ.....	6
ГЛАВА 1. СТРУКТУРА ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЛИТИЙ-ИОННЫХ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ. ТРЕБУЕМЫЕ ЗАРЯДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ.	13
1.1. Структурная схема однофазного зарядного устройства для Li-ion аккумуляторной батареи.....	14
1.2. Силовые каскады ККМ классического однофазного зарядного устройства	17
1.3. Силовые каскады ППН классического однофазного зарядного устройства.	18
ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 1	20
ГЛАВА 2. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ ОДНОФАЗНЫХ ККМ ДЛЯ ЗАРЯДНЫХ УСТРОЙСТВ.	21
2.3. Силовые схемы однофазных корректоров коэффициента мощности с однополярным выходным напряжением.	29
2.3.1. Силовая схема классического ККМ с СТК постоянного тока и дросселем постоянного.....	30
2.3.2. Силовая схема ККМ с СТК постоянного тока и дросселем переменного тока.....	31
2.3.3. Силовая схема ККМ с СТК переменного тока и дросселем переменного тока.....	33
2.3.4. Силовая схема ККМ с СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.	35
2.3.5. Силовая схема ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.	36

2.3.6. Силовая схема ККМ с двумя СТК постоянного тока и дросселем переменного тока.....	37
2.4. Силовые схемы однофазных корректоров коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением.	39
2.4.1. Силовая схема двухполярного ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.	39
2.4.2. Силовая схема двухполярного ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.	41
2.4.3. Силовая схема двухполярного ККМ с СТК переменного тока и дросселем переменного тока.	42
2.4.4. Силовая схема двухполярного ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.	43
2.4.5. Силовая схема двухполярного ККМ с альтернативным СТК переменного тока и дросселем переменного тока	45
2.4.6. Силовая схема двухполярного ККМ с СТК переменного тока и дросселем переменного тока, применяемая в трехфазных системах	46
2.4.7. Силовая схема двухполярного ККМ с СТК переменного тока и двумя дросселями постоянного тока.....	47
2.5. Результаты сопоставительного анализа достоинств и недостатков однофазных корректоров коэффициента мощности.	49
2.6. Методы повышения энергоэффективности однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением.	54
2.6.1. Применение синхронного выпрямителя для улучшения энергоэффективности в однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением.	55
2.6.2. Применение формирователей траектории переключения силовым транзисторным ключом как способ повышения	

энергоэффективности в однофазном корректоре коэффициента мощности.	61
ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 2	72
ГЛАВА 3. АНАЛИЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗЛИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ ОДНОФАЗНЫХ КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ.....	73
3.1. Классификация систем управления и защиты однофазными ККМ.	73
3.2. Критерии оценивания качества потребляемой электроэнергии.	76
3.3. Структурные и функциональные схемы СУЗ однофазных ККМ.	77
3.4. Сравнение достоинств и недостатков различных СУЗ.	107
3.5. Способы симметрирования выходного напряжения при несимметричной нагрузке однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением.	109
ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 3	116
ГЛАВА 4. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ППН. ОСНОВНЫЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ.	118
4.1. Классификация различных видов ППН.	118
4.2. Особенности двухтактной обратно прямоходовой структуры ППН.	120
4.3. Применение фазной ШИМ для регулирования схемы ППН.	122
4.4. Методика расчета дроссель – трансформатора.	129
4.5 Исследование возможности мягкой коммутации в двухтактном обратно прямоходовом ППН.....	134
4.6. Условие совместной устойчивой работы однофазного ККМ и ППН	143
ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 4	146

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА.....	148
6.1. Алгоритм проектирования однофазного высокоэффективного ЗУ с функцией корректора коэффициента мощности для литий-ионного АКБ. .	148
5.2 Результаты экспериментальных исследований составных частей высокоэффективного зарядного устройства.	149
5.2. Технические характеристики макетного образца высокоэффективного ЗУ.....	155
Заключение	160
СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ	162
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	164
Приложение А Акт №11/12 о внедрении в учебный процесс кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» результатов диссертационной работы Рощупкина Георгия Вячеславовича.	
Приложение Б Акт №2 о практическом использовании диссертационной работы Рощупкина Георгия Вячеславовича в ООО «РЭСТАР».	
Приложение В Акт №4/04-2021 о практическом использовании результатов диссертационной работы Рощупкина Георгия Вячеславовича «Высокоэффективное зарядное устройство с функцией корректора коэффициента мощности для литий-ионных аккумуляторов» на предприятии ООО «Трансконвертер».	
Приложение Г Акт о практическом использовании результатов диссертационной работы Рощупкина Г. В. в ООО «Парус электро».	
Приложение Д Акт №04/21-01 о практическом использовании результатов диссертационной работы Рощупкина Георгия Вячеславовича в ООО «ЭЛМАНК».	

ВЕДЕНИЕ

Актуальность темы.

Литий-ионные аккумуляторные батареи (АКБ) являются одним из самых распространенных видов накопителей электроэнергии, применяемых в системах автономного электропитания во всем мире. Преимуществами литий-ионных АКБ являются высокая энергоемкость, низкий уровень саморазряда, отсутствие «эффекта памяти», а также большое количество циклов заряд-разряд. Благодаря своим достоинствам литий-ионные АКБ имеют широкую область применения в клининговой, складской, военной и космической технике, а также в железнодорожном, водном и воздушном транспорте. Однако литий-ионные АКБ обладают рядом недостатков, которые заключаются в температурной зависимости, зависимости срока службы от характеристик заряда и разряда, а также в высокой стоимости [1].

Одним из перспективных направлений обеспечения заявленного срока службы литий-ионной АКБ является применение зарядных устройств, обеспечивающих требуемую зарядную характеристику. Для формирования необходимой характеристики, а также уменьшения значения пульсаций выходного тока применяют индуктивные фильтры на выходе зарядного устройства. Однако, учитывая тенденцию развития силовой электроники и преобразовательной техники, а также требования к качеству потребляемой энергии, все более актуально становится применение высокоэффективных зарядных устройств с функцией коррекции коэффициента мощности без использования громоздких выходных индуктивных фильтров.

Основными элементами зарядного устройства являются корректор коэффициента мощности (ККМ), обеспечивающий синусоидальное потребление тока и преобразователь постоянного напряжения (ППН) с высокочастотным развязывающим трансформатором. Классическим решением при проектировании зарядного устройства является использование ККМ и резонансного ППН, обладающего хорошими энергетическими характеристиками, но при этом

имеющего ряд общеизвестных недостатков при использовании в качестве зарядных устройств.

Поэтому разработка и исследование новых высокоэффективных зарядных устройств с функцией коррекции коэффициента мощности, обладающих высокими технико-экономическими характеристиками во всем диапазоне работы и низкими массогабаритными показателями является актуальной научно-технической задачей.

Объектом исследования являются энергоэффективные однофазные зарядные устройства для литий - ионных АКБ, обладающие высоким качеством потребляемой энергии и малым значением пульсаций зарядного тока.

Предметом исследования являются топологии силовых каскадов однофазных зарядных устройств и их алгоритмы управления, направленные на повышение эффективности работы и увеличение качества потребления электроэнергии.

Цель и задачи исследований. Целью диссертационной работы является разработка алгоритма построения высокоэффективных однофазных зарядных устройств с функции коррекции коэффициента мощности.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи.

1. Аналитическое описание и анализ достоинств и недостатков существующих силовых каскадов однофазных ККМ с однополярным и двухполярным выходным напряжением;
2. Анализ алгоритмов управления различных топологий силовых каскадов однофазных ККМ по критериям: коэффициент мощности; коэффициент гармоник и др.;
3. Разработка имитационных компьютерных моделей рассмотренных силовых каскадов однофазных ККМ с системами управления с целью верификации полученных результатов;

4. Исследование различных схемотехнических способов повышения энергоэффективности однофазных ККМ с однополярным и двухполярным выходным напряжением, верифицированных имитационным компьютерным моделированием;

5. Анализ существующих силовых каскадов ППН с определением наиболее оптимального решения по критериям: коэффициент полезного действия и уровень пульсаций зарядного тока;

6. Выбор топологии силовой схемы и алгоритма системы управления ППН с учетом выдвигаемых требований к однофазным ЗУ на основании аналитического описания процессов и характеристик;

7. Разработка имитационно компьютерной модели силовой схемы ППН в комплексе с системой управления для исследования рабочих электрических процессов и проектирования устройства;

8. Анализ совместной устойчивой работы силовых каскадов ККМ и ППН;

9. На основании полученных данных сформулировать алгоритм проектирования на примере однофазного зарядного устройства 24В 60А.

10. Верификация на макетном образце полученных теоретических данных и результатов имитационно компьютерного моделирования;

Научная новизна. При решении задач, поставленных в диссертационной работе, были получены следующие новые научные результаты:

1. Предложена и исследована новая топология высокоэффективного формирователя низкоэнергетической траектории переключения силового транзисторного ключа (СТК) в однофазном ККМ, позволяющая повысить энергоэффективность ККМ.

2. Предложена методика расчета дроссель-трансформатора для двухтактных обратно прямоходовых силовых каскадов, включающая в себя электрический, энергетический и тепловой расчет.

3. Систематизированы основные критерии выбора значения емкости буферного конденсатора между силовыми каскадами ЗУ, а также получена графическая зависимость значения емкости от мощности ЗУ.

4. Разработан способ уменьшения динамической мощности потерь в мостовом двухтактном обратно прямоходовом ППН с управлением фазной ШИМ, работающего в режиме мягкой коммутации в широком диапазоне выходного тока.

Практическая значимость работы заключается в следующем.

1. Результаты анализа алгоритмов управления различными топологиями силовых каскадов однофазных ККМ по критериям: коэффициент мощности, коэффициент гармоник, коэффициент искажения, коэффициент формы, коэффициент амплитуды могут использоваться для упрощения выбора топологии и алгоритма работы однофазного ККМ на ранних этапах разработки.

2. Применены методы симметрирования выходного напряжения «независимой стабилизации выходных каналов» и «ведущий - ведомый» в однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением при несимметричной нагрузке и показана их работоспособность.

3. Для управления мостовыми и полумостовыми каскадами двухтактных обратно прямоходовых ППН предложена аппаратная реализация системы управления фазной ШИМ с подчиненным регулированием по току, обеспечивающая симметричный режим работы силового каскада.

4. Использование перекрестных связей в предложенной аппаратной реализации системы управления фазной ШИМ позволяет исключить проблему логических гонок и состязаний, а также проблему сквозного тока.

5. Разработана схемотехническая реализация универсального синхронного сетевого выпрямителя, обладающая меньшим значением мощности потерь по сравнению с диодным сетевым выпрямителем, а также имеющий возможность быть реализованным на отечественной компонентной базе.

6. На основании требований государственного стандарта по качеству потребляемой энергии получены графические зависимости требуемого коэффициента мощности и коэффициента гармоник от потребляемой мощности.

7. Разработан макетный образец однофазного ЗУ на основе однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением и дросселем постоянного тока и на основе ППН, построенного по мостовой двухтактной обратно прямоходовой структуре, с выходным напряжением от 24 В до 32 В.

Методы исследования. Для решения поставленных в работе задач использовались методы теории линейных и нелинейных электрических цепей, теоретические основы преобразования электрической энергии, методы имитационного моделирования в средах Mathcad и Orcad 9.2, теория автоматического регулирования и экспериментальные исследования на физических моделях различных ККМ и других преобразователей электроэнергии.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Способ обеспечения мягкой коммутации силовых транзисторов в мостовом двухтактном обратно прямоходовом ППН с дроссель – трансформаторами, работающим в режиме фазной ШИМ, обеспечивающий переключение по низкоэнергетической траектории.

2. Структура формирователя траектории переключения СТК в однофазном ККМ с однополярным выходным напряжением, позволяющая существенно снизить динамическую составляющую мощности потерь.

3. Функциональные схемы алгоритмов управления однофазными ККМ с однополярным выходным напряжением, а также их имитационно компьютерные модели.

4. Структурная схема системы управления фазной ШИМ для управления двухтактным обратно прямоходовым ППН с дроссель-трансформаторами, обеспечивающая симметричный режим работы схемы за счет подчиненного регулирования по току, а также исключая возможность протекания сквозных токов за счет использования перекрестных связей.

5. Алгоритм проектирования однофазных высокоэффективных зарядных устройств с функции корректора коэффициента мощности для литий-ионных АКБ, позволяющий упростить начальный этап проектирования.

Достоверность и обоснованность научных результатов.

Основные положения и результаты диссертационной работы подтверждаются корректным использованием математического аппарата, а также верификацией результатов полученных путем аналитических расчетов, математических, физических и имитационно компьютерных моделей, а также в ходе экспериментальных методов исследования.

Использовались следующие методы: методы теоретической электротехники, методы теории электрических линейных и нелинейных цепей, методы математического анализа, теории автоматического управления и основы электроники.

Имитационное компьютерное моделирование рассмотренных силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности и преобразователей постоянного напряжения в комплексе с системами управления было проведено в среде имитационного моделирования OrCad 9.2.

Реализация результатов работы. Теоретические положения диссертационной работы были внедрены в учебный процесс в соответствии с учебно-методическими планами кафедры 310 «Энергетические, электромеханические и биотехнические системы» МАИ, что подтверждено Актом внедрения в учебный процесс Московского Авиационного института от 31.03.2021 г. (Приложение А).

Результаты диссертационной работы были внедрены в разработки ООО «РЭСТАР», что подтверждено Актом №2 от 08.04.2021 г. (Приложение Б).

Результаты диссертационной работы были использованы при проектировании «Автоматического многофункционального устройства контроля и заряда аккумуляторной батареи ЗУ 400/48» (ООО «Трансконвертер», Москва,

что подтверждено Актом №503/20 о практическом использовании от 19.04.2021 г. (приложение В).

Теоретические положения, а также результаты диссертационной работы были использованы при разработке линейки источника бесперебойного питания номинальной мощностью 6 кВт в ООО «Парус электро», что подтверждено Актом от 15.04.2021 г. (Приложение Г).

Результаты диссертационной работы были использованы при разработке однофазного зарядного устройства для литий – ионных аккумуляторов с номинальным напряжением 24В и емкостью более 80А·ч в ООО «ЭЛМАНК», что подтверждается Актом №04/21-01 от 12.04.2021 г. (Приложение Д).

Апробация работы.

Положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на XXIII Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (МЭИ, г. Москва, 2017 г.), XXV Международной научно-технической конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (МЭИ, г. Москва, 2019 г.), на XXVI Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (МЭИ, г. Москва, 2020 г.).

Публикации.

По теме диссертационной работы опубликовано 10 научных работ, среди них – 6 в изданиях, рекомендуемых Высшей Аттестационной Комиссией РФ и 1 – в изданиях, индексируемых в базах Scopus.

Структура и объем работы.

Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка используемых источников и 5 приложений. Основная часть работы содержит 172 машинописных страницы, в том числе 124 рисунка и 10 таблиц. Список используемых источников включает 81 наименование. Общий объем работы - 177 страниц.

ГЛАВА 1. СТРУКТУРА ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЛИТИЙ-ИОННЫХ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ. ТРЕБУЕМЫЕ ЗАРЯДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ.

С каждым годом литий-ионные аккумуляторные батареи (АКБ) охватывают все большие области применения, зачастую заменяя различные виды свинцовых АКБ. Применение литий-ионных АКБ в быту и на производстве обосновано высокой плотностью энергии, низким саморазрядом, а также отсутствием необходимости в обслуживании. Несмотря на известные недостатки, такие как ограниченный срок службы, эффект старения и высокую стоимость, данный вид АКБ является наиболее распространенным видом АКБ на данный момент [1].

Технология развития и производства АКБ совершенствуется с каждым годом, постепенно снижая степень недостатков, однако на данный вид АКБ оказывают сильное воздействие эксплуатационные характеристики. Одной из таких эксплуатационных характеристик является процесс заряда АКБ, поэтому производители литий-ионных АКБ приводят идеальную зарядную характеристику АКБ, Рисунок 1.1, акцентируя внимание на том, что обеспечивая требуемую зарядную характеристику, АКБ выдержит заявленный срок службы [1].

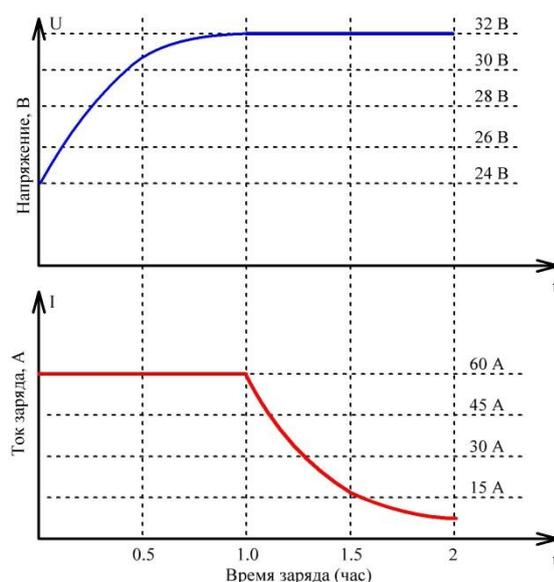


Рисунок 1.1 - Зарядная характеристика АКБ на основе ячеек LT-LFP120.

Основываясь на приведенных данных о характеристике заряда АКБ, создаются зарядные устройства (ЗУ), отвечающие заявленным требованиям.

Несмотря на то, что на данный момент существуют ЗУ, обеспечивающие требуемые выходные параметры, не существует универсального метода проектирования ЗУ для различных уровней мощности, учитывающих высокий коэффициент полезного действия (КПД), оптимальные масса - габаритные показатели, низкое значение пульсаций выходного тока во всем диапазоне регулирования и т. д.

По этой причине исследование и определение наиболее эффективного решения в построении однофазных ЗУ является актуальной задачей, с учетом текущей тенденции развития литий-ионных АКБ.

1.1. Структурная схема однофазного зарядного устройства для Li-ion аккумуляторной батареи.

Одним из наиболее распространенных номиналов АКБ на производстве является тяговый Li-ion аккумулятор 24В 120А·ч. Номинальное значение выходной мощности ЗУ для данного АКБ должно составлять 2 кВт, что накладывает дополнительные требования при проектировании ЗУ, показанные на Рисунке 1.2.

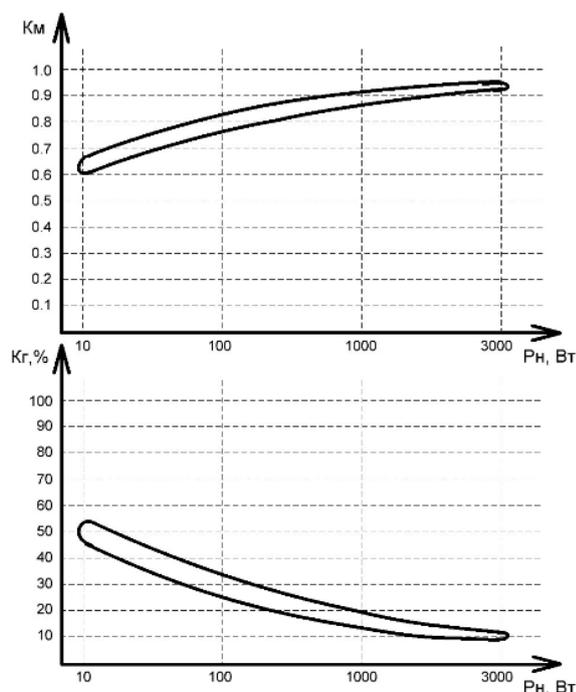


Рисунок 1.2 - Зависимость качества потребляемой энергии от значения номинальной мощности.

Исходя из требований, продиктованных ГОСТ (IEC 61000-3-2-2017) к качеству потребляемого из сети тока, в структуру ЗУ должен входить корректор коэффициента мощности (ККМ). Одной из основных функций ККМ является формирование тока из сети, который прямопропорционален входному напряжению, обеспечивая тем самым высокий коэффициент мощности (K_m) и низкий коэффициент гармоник потребляемого тока (K_g), удовлетворяя требованиям ГОСТ [2-4].

Помимо требований ГОСТ, а также требуемых зарядных характеристик, накладываемых на структуру ЗУ, существует необходимость обеспечения потенциальной развязки, исходя из правил устройства электроустановок (ПУЭ) и электромагнитной совместимости, создавая условия безопасной эксплуатации оборудования.

Исходя из всех перечисленных требований, структурная схема однофазного ЗУ должна в себя включать ККМ, обеспечивающий требуемый коэффициент мощности и коэффициент гармоник, а также регулируемый преобразователь напряжения (ППН), обеспечивающий потенциальную развязку и малое значение пульсаций выходного тока. Структурная схема представлена на Рисунке 1.3.

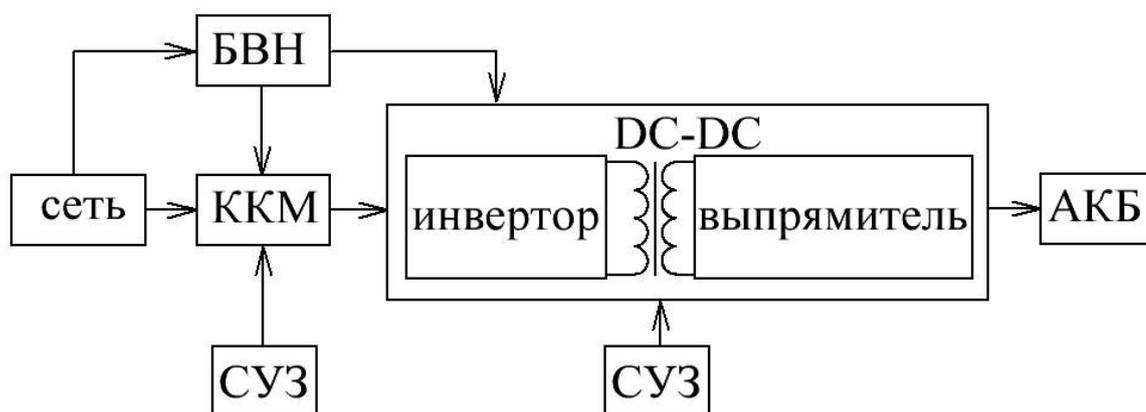


Рисунок 1.3 - Структурная схема однофазного ЗУ мощностью 2 кВт.

Из представленной структурной схемы ЗУ и выдвигаемых к ней требований, невозможно однозначно выбрать силовую структуру как однофазного ККМ, так и ППН с потенциальной развязкой без проведения

исследований установившихся, динамических и переходных режимов различных силовых каскадов.

Помимо этого существует общеизвестная проблема обеспечения совместной устойчивой работы двух силовых каскадов. Одним из решений данной проблемы является использование промежуточного буферного конденсатора, устанавливаемого между силовыми каскадами. Однако устойчивость работы рассматриваемых силовых каскадов и как следствие значение емкости буферного конденсатора, зависят от типа силовых каскадов ККМ и ППН. При этом аналитический подход к решению данной задачи не представляется возможным, так как устройство описывается системой дифференциальных алгебраических уравнений высокого порядка. Использование допущений не позволяет оценить заранее допустимость и применимость того или иного аналитического метода, так как нет подобных критериев устойчивости к нелинейным импульсным системам. Поэтому основным методом исследования устойчивой совместной работы силовых каскадов и каждого силового каскада в отдельности является применение имитационно компьютерного моделирования с последующей экспериментальной проверкой [5].

В результате исследования технической литературы, открытых и закрытых научных публикации, посвященных однофазным ККМ, было выявлено, что в большинстве своем они носят рекламный характер, не раскрывая тонкости и особенности, защищая интеллектуальную собственность и коммерческую тайну [6-14]. Помимо этого, во всех публикациях не рассматривается принцип построения устройства управления и защиты однофазными ККМ и ППН. В существующих технических описаниях на ШИМ контроллеры также не раскрывают особенности работы. Что касается публикаций, посвященных однофазным ЗУ, в них не приводятся сведений о динамических свойствах и условиях устойчивой работы двух силовых каскадов.

1.2. Силовые каскады ККМ классического однофазного зарядного устройства

Различные силовые каскады ККМ описаны в множестве научных публикаций, однако они не систематизированы и не сублимированы в одном месте, что создает существенные затруднения провести сравнение по каким - либо критериям. Помимо этого, как было сказано ранее, в подобных публикациях не раскрывается особенностей систем управления и защиты (СУЗ).

Таким образом, отсутствие общих базовых параметров и критериев сравнения ставит задачу сравнения и исследования основных силовых каскадов однофазных ККМ, а также их СУЗ с целью выявления наиболее подходящего силового каскада в составе однофазного ЗУ для Li-ion АКБ.

Изучая различные научно – технические публикации, можно собрать ряд наиболее подходящих структур силовых каскадов однофазных ККМ с однополярным и двухполярным выходным напряжением, показанных на Рисунках 1.4 и 1.5.

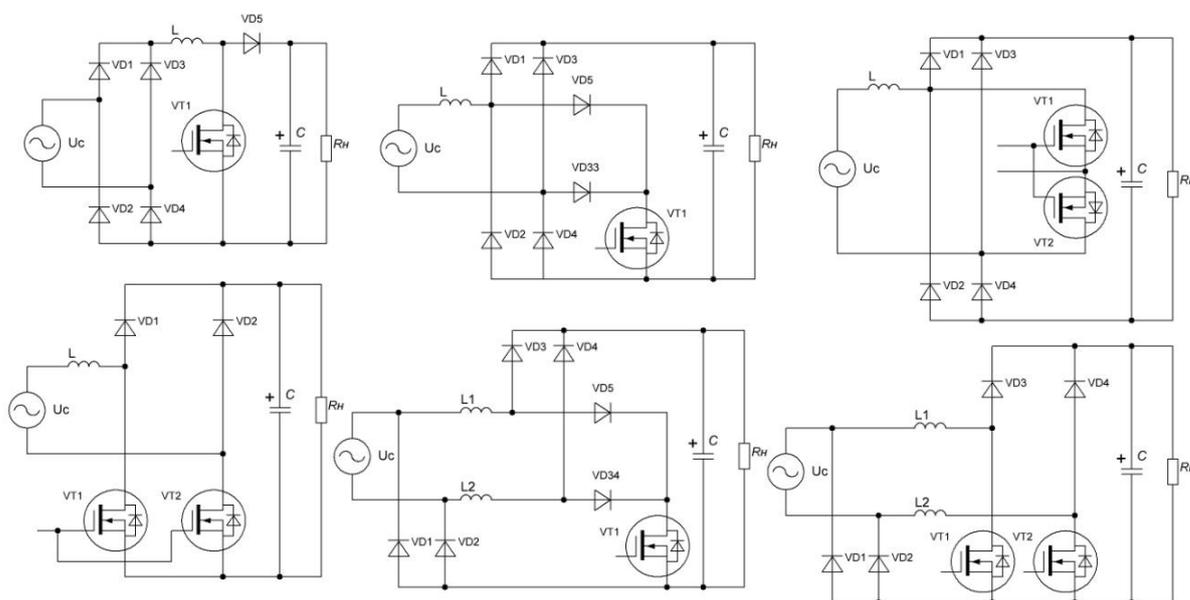


Рисунок 1.4 - Силовые каскады однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением.

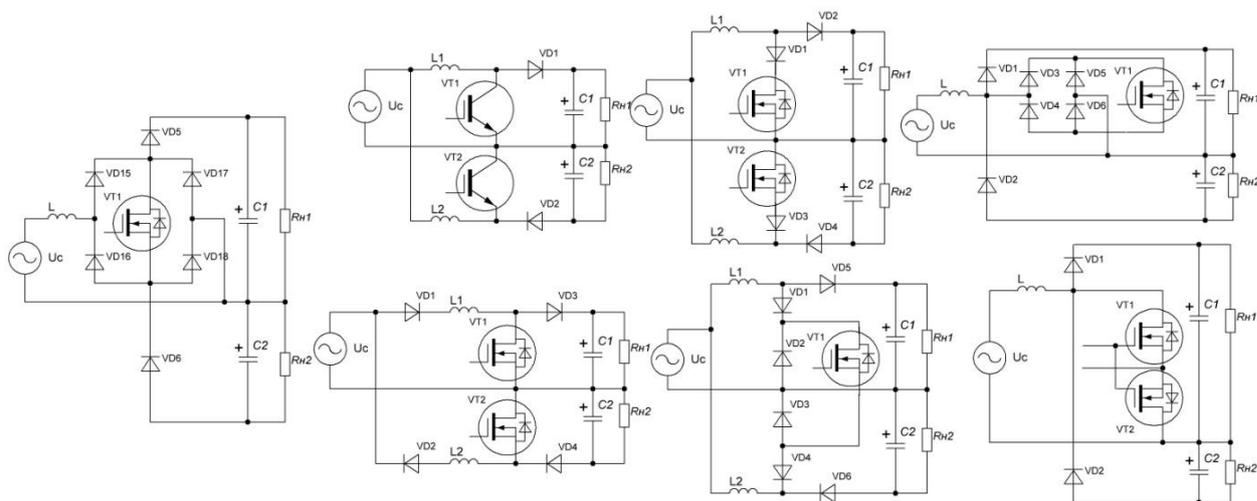


Рисунок 1.5 - Силовые каскады однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением.

Учитывая широкое многообразие различных силовых каскадов однофазных ККМ, а также учитывая авторские силовые каскады, определение наиболее эффективного из них является не тривиальной задачей. При этом, если учитывать десятки различных СУЗ, применимых к любому из силовых каскадов однофазных ККМ, задача становится многокритериальной с учетом всех требований, выдвигаемых к однофазным ЗУ [15].

С учетом всего вышеизложенного, задача систематизации и классификации, а также проведение сравнения различных силовых каскадов однофазных ККМ с учетом их достоинств и недостатков является наиболее актуальной при создании методики проектирования однофазных высокоэффективных ЗУ для Li-ion АКБ.

1.3. Силовые каскады ППН классического однофазного зарядного устройства.

Исходя из множества различных публикаций, классическим применением в качестве ППН с потенциальной развязкой используются резонансные LLC преобразователи, построенные по принципу мостового и полумостового преобразователя, показанные на Рисунке 1.6. Отличительной особенностью данного класса преобразователей является минимизация динамической составляющей энергетических потерь в силовом транзисторном ключе (СТК), что

бесспорно является достоинством данного класса преобразователей в различных областях применения.

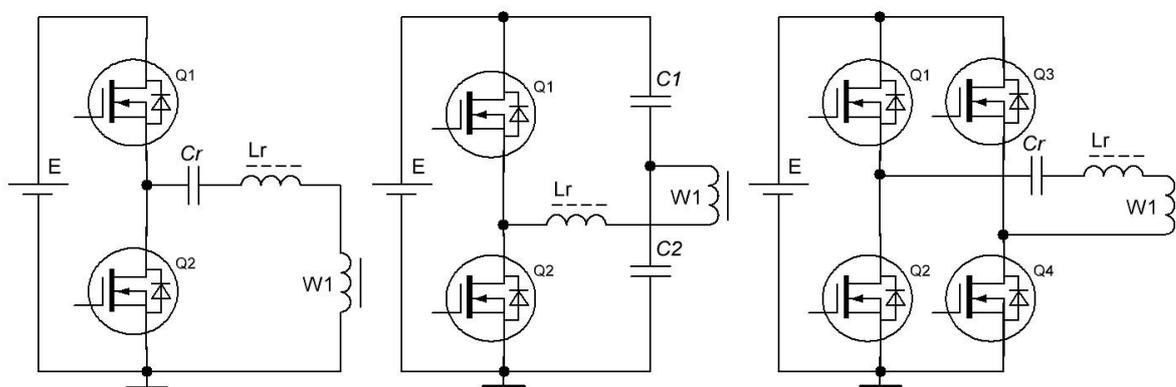


Рисунок 1.6 - Силовые каскады резонансных ППН.

Резонансные преобразователи, обеспечивающие переключение при нуле напряжения (ZVS Zero Voltage Switch), считаются классическим решением при построении однофазных ЗУ для Li-ion АКБ. Несмотря на высокие показатели энергоэффективности данного класса преобразователей, существует также ряд недостатков.

Один из основных общеизвестных недостатков всего класса резонансных преобразователей заключается в узком диапазоне регулирования выходного тока. Заключается этот недостаток в том, что при работе на пониженную выходную мощность регулирование обеспечивается за счет уменьшения или увеличения частоты коммутации СТК. Причем при уменьшении частоты коммутации преобразователь сложнее удерживать в устойчивом режиме работы, поэтому чаще всего регулирование выходного тока осуществляется путем увеличения частоты коммутации СТК. Вследствие отклонения частоты коммутации от значения частоты резонанса контура преобразователь выходит из режима ZVS, что ухудшает показатели энергоэффективности.

Во избежание аварийных режимов и перегревов для обеспечения регулирования выходного тока преобразователь принудительно выводят из непрерывного резонансного режима, передавая на выход так называемые «пачки импульсов» для поддержания требуемого уровня выходного напряжения. Однако

для уменьшения пульсаций выходного тока в таком режиме необходимо использовать индуктивный выходной фильтр, ухудшающий масса - габаритные показатели всего устройства.

Другим основным недостатком резонансного преобразователя является необходимость стабильного уровня питающего напряжения, амплитуда пульсаций которого должна быть минимальной. Данный недостаток накладывает дополнительные требования при проектировании ККМ, который является первым силовым каскадом, входящим в структуру ЗУ.

Таким образом, несмотря на широкое применение и высокие показатели энергоэффективности в номинальном режиме работы, резонансные преобразователи обладают рядом недостатков, сильно сказывающихся на эффективности при использовании их в составе ЗУ. По этой причине в качестве ППН в составе однофазного ЗУ наиболее эффективно будет применение другого класса преобразователей обладающих низкими пульсациями выходного тока во всем диапазоне регулирования.

ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 1

1. На основании требований ГОСТ построены зависимости коэффициента мощности и коэффициента гармоник от мощности нагрузки, позволяющие определить требования, предъявляемые к преобразователю по качеству потребляемой энергии от сети.
2. Представлены требования к однофазным зарядным устройствам по выходным характеристикам.
3. Составлена структурная схема однофазного зарядного устройства с учетом выдвигаемых требований.
4. Сформулирован критерий высокой эффективности однофазного зарядного устройства, показывающий недостатки классического схемотехнического решения в построении однофазных ЗУ.
5. Поставлена задача анализа и исследования различных силовых каскадов ККМ и ППН, а также определения наиболее эффективных силовых каскадов для применения в однофазном ЗУ.

ГЛАВА 2. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ ОДНОФАЗНЫХ ККМ ДЛЯ ЗАРЯДНЫХ УСТРОЙСТВ.

2.1. Параметры сравнения схемотехнических решений однофазных корректоров коэффициента мощности.

При сравнении ключевым моментом является выбор критериев сравнения, а также установка базовых параметров. Причем особенностью выбора критериев сравнения является их независимость друг от друга.

В результате анализа технической литературы для рассматриваемых однофазных зарядных устройств литий-ионных АКБ были выделены следующие параметры:

- количество полупроводниковых элементов в силовой схеме;
- количество реактивных элементов (дросселей и конденсаторов) в силовой схеме;
- количество полупроводниковых приборов, через которые протекает силовой ток на этапе импульса;
- количество полупроводниковых приборов, через которые протекает силовой ток на этапе паузы;
- значение максимального прикладываемого напряжения к полупроводниковым приборам в силовой схеме;

Данные критерии необходимы, чтобы охарактеризовать различные свойства силовой схемы, такие как: сложность, себестоимость, а также энергоэффективность.

Проведенные исследования открытой и доступной технической литературы показали, что существует множество различных силовых каскадов однофазных ККМ, однако не существует общей упорядоченной классификации с полноценным техническим описанием различных достоинств и недостатков этих силовых структур.

2.2. Классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности.

По большей части в технической литературе представлены методики расчета основных электрических параметров, без ярко выраженных особенностях той или иной силовой структуры.

По этой причине в данной работе предлагается авторская классификация однофазных корректоров коэффициента мощности, полученная в результате проведенных исследований технической литературы, а также сублимировании различной информации об области применения силовых каскадов однофазных ККМ, изображенная на Рисунке 2.1 [15].

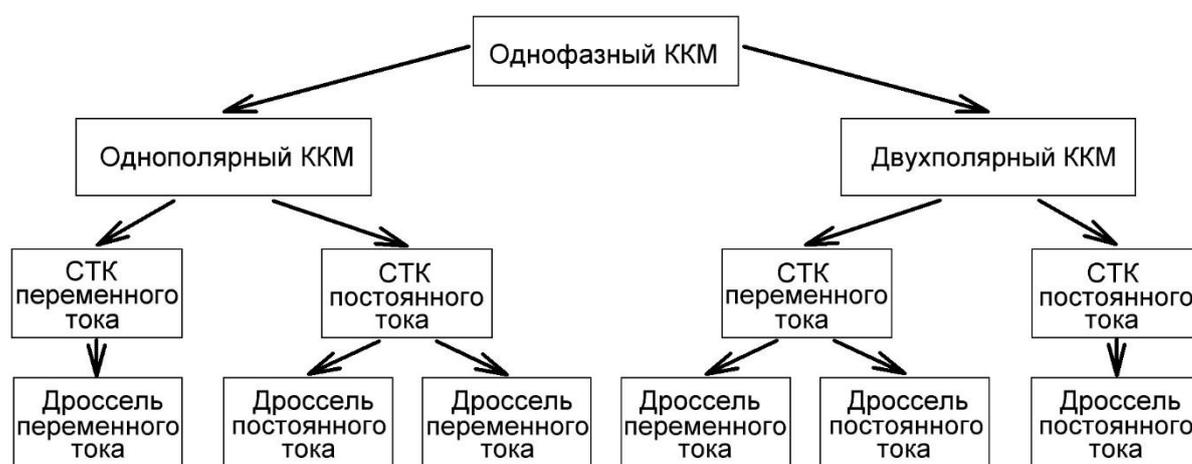


Рисунок 2.1 - Классификация силовых каскадов однофазного повышающего ККМ.

Важно отметить, что любой их видов силовых каскадов однофазных ККМ, представленных в классификации, может иметь несколько схмотехнических реализации. По этой причине можно сделать вывод, что провести аналитику и исследование всех возможных силовых структур невероятно трудоемкая и обширная задача. В данной работе предлагается рассмотреть одну схмотехническую реализацию для каждого вида силового каскада, так как на начальном этапе проектирования любого однофазного ККМ необходимо выбрать вид силового каскада, а не конкретную схмотехническую реализацию.

Проанализировав различные области применения однофазных ККМ, а также их схмотехнические особенности можно сделать вывод, что все однофазные ККМ можно разделить на две большие подгруппы: ККМ с

однополярным выходным напряжением и ККМ с двухполярным выходным напряжением. Помимо этого, было выявлено, что для построения любой силовой структуры ККМ используются отдельные или комплексные блоки, такие как: силовой транзисторный ключ (СТК) переменного тока, СТК постоянного тока, дроссель переменного тока и дроссель постоянного тока.

СТК постоянного тока представляет собой силовой MOSFET или IGBT транзистор, а СТК переменного тока может быть выполнен несколькими вариантами, представленными на Рисунке 2.2.

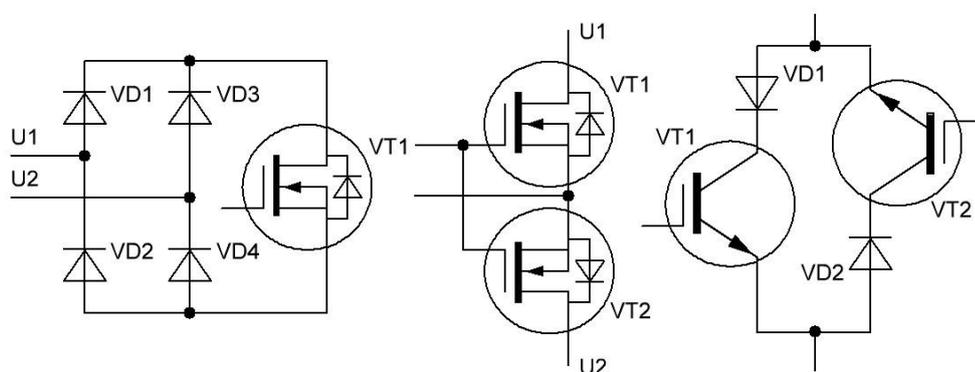


Рисунок 2.2 - Виды СТК переменного тока.

СТК переменного тока может быть построен на IGBT транзисторах. Это наиболее актуально при большом значении тока, протекающего через СТК, с точки зрения статических потерь. Сравнительные характеристики MOSFET и IGBT транзисторов представлены на Рисунке 2.3.

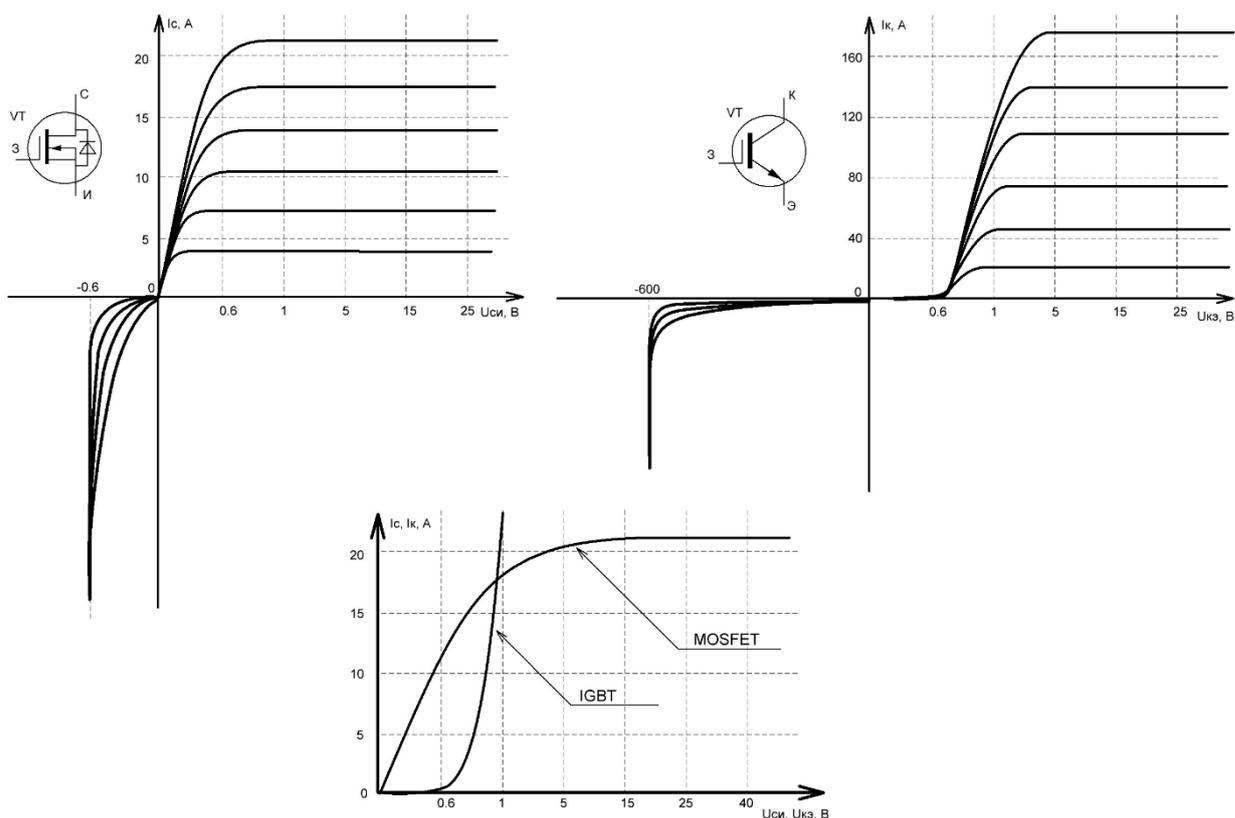


Рисунок 2.3 - Сравнительные характеристики MOSFET и IGBT транзисторов.

При применении СТК переменного тока в любом однофазном ККМ важно отметить, что транзисторы переходят в проводящее состояние одновременно, а учитывая, что у них используется подключение с общим истоком – можно применять один драйвер для управления СТК.

Неотъемлемой частью силового каскада ККМ является накопительный дроссель. Существует 2 вида накопительных дросселей, применяемых в ККМ: дроссель переменного тока и дроссель постоянного тока. Дроссель, через который протекает ток в одном направлении при разных полупериодах питающего напряжения, считается дросселем постоянного тока, а дроссель, через который ток протекает в разных направлениях, в зависимости от полупериода питающего напряжения считается дросселем переменного тока. Кривые перемагничивания дросселя постоянного и переменного тока представлены на Рисунке 2.4.

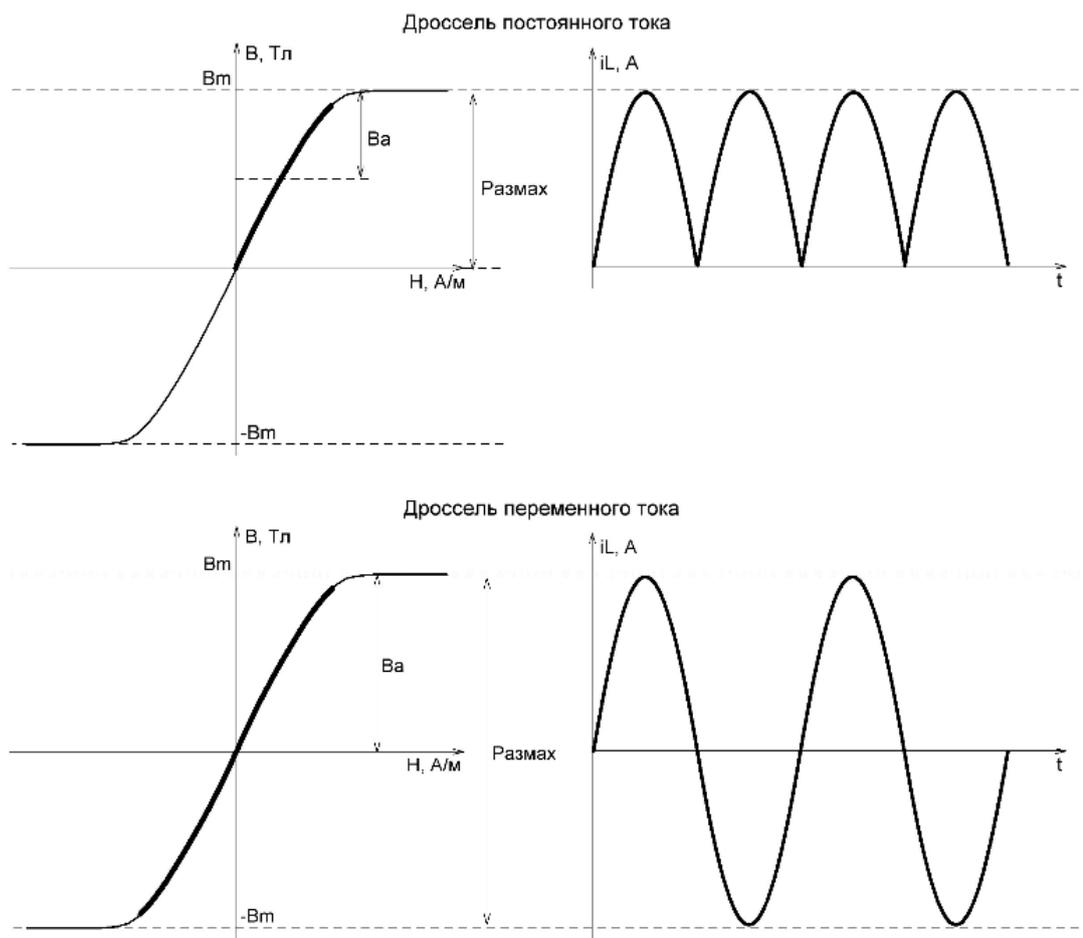


Рисунок 2.4 - Кривые перемагничивания дросселя постоянного и переменного тока.

Исходя из представленного принципа работы дросселя постоянного и переменного тока можно сделать вывод, что амплитуда переменной составляющей - B_a у дросселя постоянного тока в 2 раза меньше, чем у дросселя переменного тока, а это способствует уменьшению величины мощности потерь в дросселе [16-17].

Расчет основных параметров дросселя постоянного и переменного тока для однофазного ККМ заключается в выборе материала сердечника и количества витков его обмоток.

Для дросселя постоянного и переменного тока справедливо энергетическое соотношение (2.1).

$$\frac{L \cdot I_{max}^2}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B_m^2}{\mu \cdot \mu_0} \cdot V_{ст} \quad (2.1)$$

Из соотношения (2.1) можно выразить значение требуемого объема сердечника:

$$V_{ст} = \frac{L \cdot I_{max}^2 \cdot \mu \cdot \mu_0}{B_m^2} \quad (2.2)$$

Где $V_{ст}$ - значение объема магнитопровода; L – значение индуктивности дросселя; I_{max} - максимальное значение тока дросселя; μ - относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода; μ_0 – Магнитная постоянная; B_m - максимальное значение рабочей индукции сердечника.

При этом, значение B_m необходимо выбирать, руководствуясь следующими соотношениями:

$$\begin{cases} B_m = (0.8..0.9) \cdot B_S \\ B_S = B_{S0} \cdot (1 - \gamma \cdot (T^0 - T_0^0)) \end{cases} \quad (2.3)$$

Где B_S - индукция насыщения магнитопровода при температуре T^0 ; B_{S0} - индукция насыщения магнитопровода при температуре T_0^0 ; γ – температурный коэффициент изменения индукции насыщения (для магнитомягких электротехнических сталей, аморфных сплавов и ферритов имеет диапазон 0.0013..0.0027 1/К°).

Значение индуктивности дросселя постоянного и переменного тока определяется исходя из принципа его работы по соотношениям (2.4) и (2.5).

$$U_{сети} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t_{и}} \quad (2.4)$$

$$U_{сети} - U_{н} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t_{п}} \quad (2.5)$$

Исходя из выражений (2.4) или (2.5) можно выразить значение индуктивности L :

$$L = \frac{U_{сети} \cdot \Delta t_{и}}{\Delta I_L} \quad (2.6)$$

Где L – значение индуктивности; $U_{сети}$ – максимальное значение входного напряжения; ΔI_L - значение заданных пульсаций входного тока; $\Delta t_{и}$ – время импульса; $\Delta t_{п}$ - время паузы; $U_{н}$ - значение выходного напряжения.

Значение $\Delta t_{и}$ и $\Delta t_{п}$ определяются по выражениям (2.7) и (2.8) соответственно.

$$\Delta t_{и} = T \cdot K_{зап.} \quad (2.7)$$

$$\Delta t_{п} = T \cdot (1 - K_{зап.}) \quad (2.8)$$

Где T - период частоты коммутации; $K_{зап.}$ - коэффициент заполнения сигнала управления СТК.

Определив минимально требуемый объем сердечника по формуле (2.2) выбирается конкретный сердечник, объем которого не менее, чем полученное значение $V_{ст}$. Выбрав подходящий сердечник и зная его геометрические параметры $S_{ст}$ и $l_{ст}$, а также рассчитав требуемое значение индуктивности L по формуле (2.6) определяется требуемое количество витков дросселя.

$$L = \mu \cdot \mu_0 \cdot W^2 \cdot \frac{S_{ст}}{l_{ст}} \quad (2.9)$$

Выражая из соотношения (2.9) количество витков W получаем:

$$W = \sqrt{\frac{L \cdot l_{ст}}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_{ст}}} \quad (2.10)$$

Где W – требуемое количество витков, которое необходимо округлить до большего целого значения; $l_{ст}$ – длина средней линии магнитопровода; $S_{ст}$ - площадь сечения магнитопровода.

Зная количество витков, а также геометрические параметры сердечника, необходимо проверить условие вместимости количества витков в окно сердечника $S_{окна}$.

$$\frac{I_{max} \cdot W}{J} \leq q \cdot S_{окна} \quad (2.11)$$

Где I_{max} - действующее значение потребляемого из сети тока при наименьшем значении входного напряжения; J – плотность тока, равная 5 А/мм², полученная на результатах анализа многочисленных монографий по расчету и проектированию трансформаторов и дросселей; q – коэффициент заполнения окна

сердечника, зависящий от технологий производства, рекомендуется использовать $q=0.7$; $S_{\text{окна}}$ - площадь окна сердечника.

Действующее значение потребляемого тока определяется исходя из потребляемой мощности по соотношению (2.12).

$$I_{\text{max}} = \frac{P_{\text{н}}}{\eta \cdot U_{\text{сетиmin}}} \quad (2.12)$$

Где $P_{\text{н}}$ - номинальное значение выходной мощности; η - ориентировочный коэффициент полезного действия; $U_{\text{сетиmin}}$ - минимальное действующее значение входного напряжения.

В конечном итоге необходимо определить значение мощности потерь дросселя, состоящие из двух частей: мощность потерь в обмотках (определяющаяся исходя из геометрии сердечника, а также максимального значения действующего тока) и мощности потерь в сердечнике. Значение мощности потерь в дросселе постоянного и переменного тока определяются соотношением (2.13).

$$P_{\text{серд.}} = P_0 \left(\left(\frac{B_{\text{НЧ}}}{2} \right)^\alpha \cdot f_{\text{НЧ}}^\beta + \left(\frac{B_{\text{ВЧ}}}{2} \right)^\alpha \cdot f_{\text{ВЧ}}^\beta \right) \cdot \left(1 + \frac{H_m}{H_c} \right) \cdot V_{\text{ст}} \quad (2.13)$$

Где $P_{\text{серд.}}$ - значение мощности потерь в сердечнике; P_0 - значение удельных потерь мощности сердечника; $B_{\text{НЧ}}$ - амплитуда переменной составляющей индукции сердечника на низкой частоте сердечника; $f_{\text{НЧ}}$ - значение низкой частоты напряжения дросселя; $B_{\text{ВЧ}}$ - амплитуда переменной составляющей индукции сердечника на частоте коммутации; $f_{\text{ВЧ}}$ - значение частоты коммутации; α и β - коэффициенты аппроксимации.

В случае дросселя постоянного тока значение $B_{\text{НЧ}}$ в 2 раза меньше чем в дросселе переменного тока, при этом $f_{\text{НЧ}}$ в дросселе постоянного тока в 2 раза выше как показано на Рисунке 2.4. Однако значение коэффициентов $\alpha > \beta$ для материалов, применяемых в качестве дросселей. По этой причине в дросселе переменного тока значение мощности потерь больше, чем в дросселе постоянного тока.

Аналитические выражения, представленные для расчета дросселей переменного и постоянного тока справедливы для всех типов силового каскада.

2.3. Силовые схемы однофазных корректоров коэффициента мощности с однополярным выходным напряжением.

Силовые каскады однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением являются самыми распространенными и широко применяемыми на данный момент. По большей части это связано с диапазоном входного напряжения промышленных сетей 50 Гц, составляющим $220\text{В} \pm 15\%$, а также требуемым уровнем стабилизации выходного напряжения, равным 400 В.

Исходя из этого, а также учитывая, что однофазный ККМ в общем понимании является повышающим регулятором со стабилизации выходного напряжения, подчиняющийся классической регулировочной характеристике (2.14)

$$U_{out} = \frac{U_{in}}{1 - \gamma} \quad (2.14)$$

можно сказать, что при работе от общей промышленной сети даже в наихудшем режиме работы, который заключается в минимальном значении питающего напряжения, значение действующего потребляемого тока будет приемлемым для стабилизации выходного напряжения на уровне 400 В.

Помимо этого, отличительной особенностью однофазных ККМ с однополярным напряжением является их простота в схемотехнической реализации, что так сильно ценится в бытовых и общепромышленных приборах.

Однако, несмотря на это, существует множество различных силовых каскадов однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением, каждый из которых обладает своими достоинствами и недостатками. По этой причине, при проектировании однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением, необходимо выбрать силовой каскад, учитывая требования технического задания, а также область применения силового каскада с учетом его достоинств и недостатков.

2.3.1. Силовая схема классического ККМ с СТК постоянного тока и дросселем постоянного.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с однополярным выходным напряжением, с дросселем постоянного тока и СТК постоянного тока приведена на Рисунке 2.5,

где VD1..VD5 – диоды;

L – дроссель постоянного тока;

Uc – источник входного фазного напряжения;

VT1 – СТК постоянного тока;

C – выходной конденсатор;

Rн – нагрузка преобразователя;

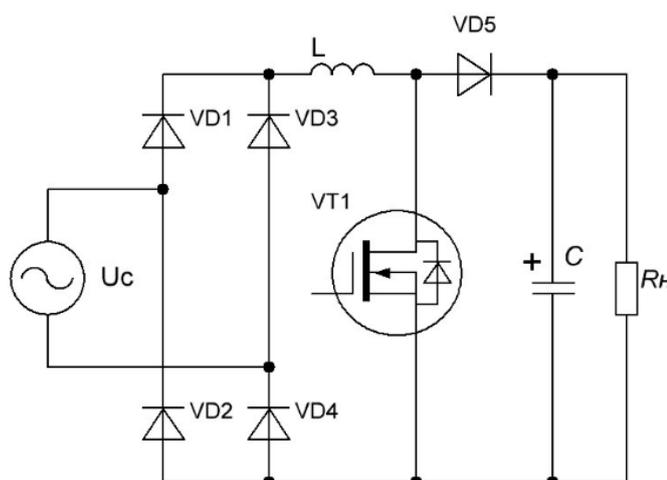


Рисунок 2.5 - Однофазный ККМ с однополярным выходным напряжением, с дросселем постоянного тока и СТК постоянного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Исходя из принципа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Основным преимуществом данной схемы является использование

всего одного СТК, управление которым осуществляется относительно силовой земли, что позволяет использовать всего один драйвер. Также применение дросселя постоянного тока приводит к относительно малым магнитным потерям в сердечнике. В целом обобщенное преимущество данной схемы – это ее простота, за что ее и называют классической схемой однофазного ККМ.

Однако у данной схемы существует и недостаток, который на данный, с учетом современных требований к энергетическим характеристикам, перекрывает ее достоинства. Этот недостаток заключается в использовании входного диодного выпрямителя, из-за которого на этапе импульса ток дросселя протекает через 2 диода и один СТК, а на этапе паузы через 3 диода. Поэтому при относительно большой мощности преобразователя в данной схеме будет велико значение статических потерь. Однако, подобный силовой каскад можно применять при большом значении выходной мощности, используя синхронный выпрямитель.

В данной схеме легко определить максимальное напряжение, прикладываемое к полупроводниковым элементам, таким образом, к СТК VT1 в данной схеме в разомкнутом состоянии прикладывается напряжение, значение которого равно значению выходного напряжения, если не учитывать падение напряжения в проводящем состоянии на диоде VD5.

К силовому диоду VD5 в закрытом, не проводящем состоянии прикладывается разница между выходным напряжением преобразователя и входным сетевым выпрямленным напряжением (2.15):

$$U_{VD5} = U_{RH} - |U_c| \quad (2.15)$$

Соответственно максимально возможное обратное напряжение на силовом диоде VD5 в нормальном режиме работы схемы будет соответствовать значению выходного напряжения преобразователя.

2.3.2. Силовая схема ККМ с СТК постоянного тока и дросселем переменного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с однополярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и СТК постоянного тока приведена на Рисунке 2.6.

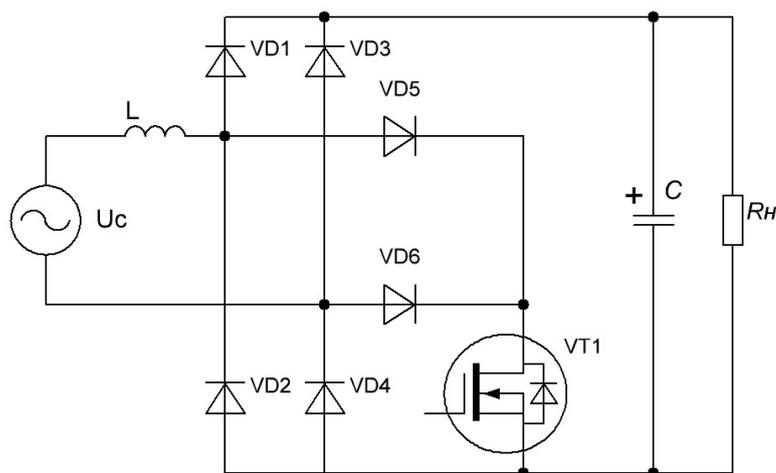


Рисунок 2.6 - Однофазный ККМ с однополярным выходным напряжением, с дросселем постоянного тока и СТК постоянного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VD6 \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Исходя из принципа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Также как и в однофазной классической схеме ККМ здесь присутствует всего один СТК, управление которым осуществляется относительно земли, что, безусловно, является преимуществом этой схемы. Также на этапе импульса ток дросселя протекает через 2 диода и один СТК, а на этапе паузы через 2 диода, что говорит о том, что при прочих равных условиях в данной схеме значение статических потерь будет меньше, чем в классической. Однако, если говорить о динамической составляющей потерь, то в данной схеме все силовые диоды работают на частоте коммутации, в отличие от классической схемы однофазного ККМ. Это, безусловно, приводит к увеличению динамической составляющей энергетических потерь, если только не использовать современные полупроводниковые диоды, значение диффузионной и барьерной емкости которых крайне малы. Помимо этого, в данной схеме используется дроссель

переменного тока, что также является недостатком, так как в подобном дросселе будут относительно большие магнитные потери.

Что касается значения напряжения, прикладываемого к СТК VT1 в разомкнутом состоянии в данной схеме, то оно соответствует разнице напряжений между выходным значением напряжения преобразователя и напряжением, прикладываемым к силовому диоду VD5 или VD6, в зависимости от полуволны питающего напряжения (2.15) и (2.16).

$$U_{VT1} = U_{RH} - VD_5 \quad (2.15)$$

$$U_{VT1} = U_{RH} - VD_6 \quad (2.16)$$

Значение обратного напряжения на силовых диодах VD1-VD4 определяется по тому же принципу, что и в классическом однофазном ККМ, из разницы значения выходного напряжения и значения амплитудного входного сетевого напряжения.

2.3.3. Силовая схема ККМ с СТК переменного тока и дросселем переменного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с однополярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и СТК переменного тока приведена на Рисунке 2.7.

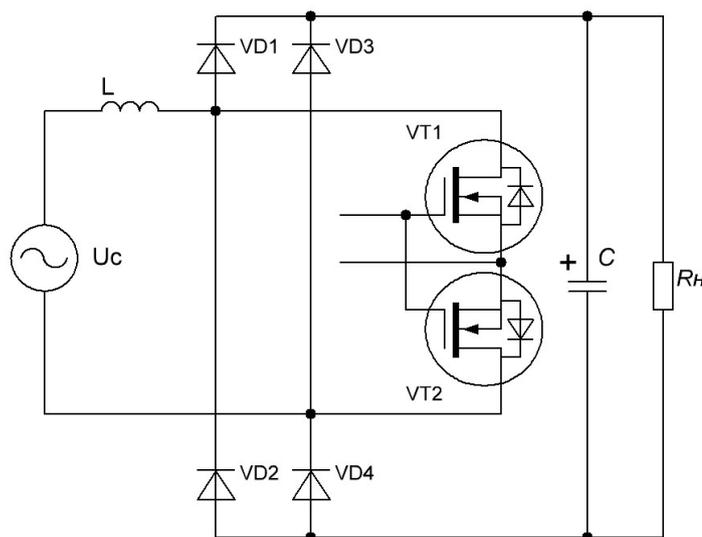


Рисунок 2.7 - Однофазный ККМ с однополярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и СТК переменного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow U_c$; ($iL \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$; ($iL \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VT2 \rightarrow VT1 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($iL \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($iL \downarrow$)

Исходя из принципа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Отличительной особенностью данной схемы от ранее представленных заключается в том, что применение СТК переменного тока позволяет исключить входной диодный мост. Это позволяет уменьшить количество силовых диодов, что потенциально снизит статические потери в полупроводниковых элементах. Таким образом, получается, что на этапе импульса ток дросселя протекает через 2 СТК, а на этапе паузы через 2 диода. Однако, наличие двух силовых транзисторов, на которых строится СТК переменного тока, само по себе говорит о большей сложности схемы, даже, несмотря на то, что истоки транзисторов в данном включении объединены. Из чего следует, что хоть и потребуются всего один драйвер, управление СТК осуществляется относительно высокого потенциала, что несет в себе ряд своих сложностей.

Помимо этого, в схеме используется дроссель переменного тока, в котором будут относительно большие магнитные потери, что также является недостатком, как и во всех схемах с дросселем переменного тока.

Что касается значения прикладываемого напряжения к силовым диодам VD1-VD4, то в данной схеме это значение рассчитывается аналогично схеме ККМ с СТК постоянного тока и дросселем переменного тока, рассмотренная ранее.

Значение напряжения, прикладываемого к СТК переменного тока в закрытом не проводящем состоянии, соответствует значению выходного напряжения. Но принципиальным отличием от схем с СТК постоянного тока является то, что каждому силовому транзистору в этот момент прикладывается половина выходного напряжения, что позволяет использовать силовые ключи

меньшего класса по напряжению, что бесспорно является большим преимуществом. Это свойство присуще всем СТК переменного тока, построенным на двух силовых транзисторах.

2.3.4. Силовая схема ККМ с СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с однополярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и СТК постоянного тока приведена на Рисунке 2.8.

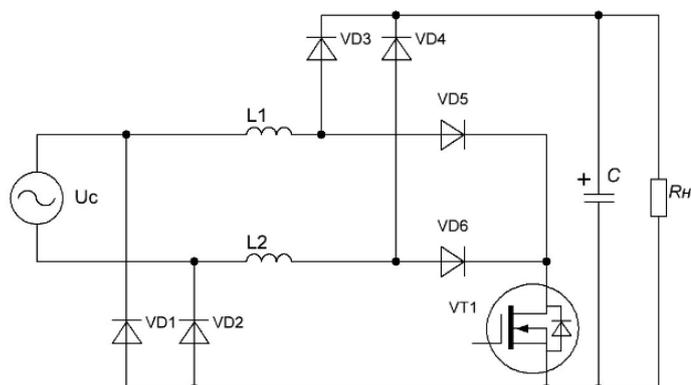


Рисунок 2.8 - Однофазный ККМ с однополярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и СТК постоянного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD5 \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD3 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L2 \rightarrow VD6 \rightarrow VT1 \rightarrow VD1 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L2 \rightarrow VD4 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD1 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Исходя из принципа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Основным или базовым достоинством этой схемы является использование СТК постоянного тока, управление которым осуществляется относительно земли. С точки зрения функционала и режима работы СТК – он ничем не отличается от СТК, применяемого в классическом ККМ. При этом на первый взгляд данная схема не обладает никакими ярко выраженными

преимуществами, так как для ее построения необходимо 6 силовых диодов, причем диоды VD3-VD6 высокочастотные, что говорит о относительно большом значении динамических потерь в данной схеме по сравнению с классической. Если рассмотреть схему с точки зрения статических потерь, то на этапе импульса ток дросселя протекает через 2 диода и один СТК, а на этапе паузы через 2 силовых диода, что лучше по сравнению с классической схемой ККМ.

Если говорить о конкурентоспособных преимуществах данной схемы относительно других, то в данной схеме применение дросселей постоянного тока приводит к относительно малым магнитным потерям. К тому же через каждый дроссель протекает силовой ток лишь на одном полупериоде сети уменьшает значение потерь в обмотках силового дросселя. Это свойство позволяет данной схеме быть конкурентоспособной по сравнению с остальными.

2.3.5. Силовая схема ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с однополярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока приведена на Рисунке 2.9.

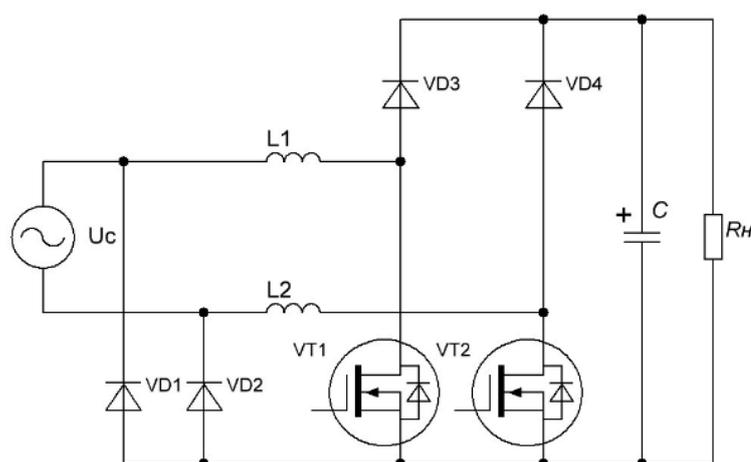


Рисунок 2.9 - Однофазный ККМ с однополярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса (t_i): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD3 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L2 \rightarrow VT2 \rightarrow VD1 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L2 \rightarrow VD4 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD1 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Исходя из принципа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Данная схема является развитием схемы ККМ с двумя дросселями постоянного тока и СТК постоянного тока. Помимо наличия двух дросселей постоянного тока, преимущество которых описывалось ранее, в данной схеме применяют два СТК постоянного тока. Это приводит к тому, что на этапе импульса ток дросселя протекает через 1 диод и СТК, а на этапе паузы через 2 диода, что говорит о относительно малых статических потерях. Также в данной схеме каждый СТК работает лишь на одном полупериоде сети, что позволяет распределить значение энергетических потерь между двумя СТК, что является достоинством в ряде применений. Однако, несмотря на это свойство, наличие двух СТК уже говорит о сложности схемы, даже несмотря на то, что управление обоими СТК осуществляется относительно земли, в данной схеме необходимо использовать два независимых драйвера, что является серьезным недостатком.

Распределение напряжения, прикладываемого к полупроводниковым элементам в данной схеме, не имеет существенных отличий от рассмотренных.

2.3.6. Силовая схема ККМ с двумя СТК постоянного тока и дросселем переменного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с однополярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и двумя СТК постоянного тока приведена на Рисунке 2.10.

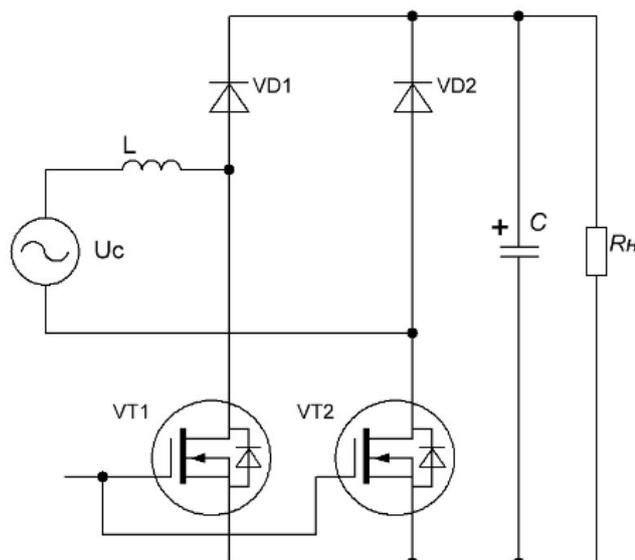


Рисунок 2.10 - Однофазный ККМ с однополярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и двумя СТК постоянного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow C, R_n \rightarrow VT2 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VT2 \rightarrow VT1 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow VD2 \rightarrow C, R_n \rightarrow VT1 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Исходя из принципа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Самым весомым преимуществом этой схемы является то, что она обладает минимальным количеством полупроводниковых и реактивных элементов. В данной схеме, как и в схеме ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями переменного тока на этапе импульса ток дросселя протекает через 2 СТК, а на этапе паузы через 1 диод. Но при этом в контуре протекания силового тока присутствует лишь один дроссель переменного тока, что актуально особенно при больших значениях тока и повышенных требованиях к коэффициенту мощности. Также как показано на схеме, в отличие от схемы ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями переменного тока объединены затворы СТК, что говорит о синхронном управлении транзисторами, а значит для

реализации данной схемы требуется всего один драйвер. Недостатками данной схемы является наличие двух СТК, а также то, что применяется дроссель переменного тока, который также приводит к относительно высоким магнитным потерям.

2.4. Силовые схемы однофазных корректоров коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением.

Силовые каскады однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением считаются более узко направленными по сравнению с силовыми каскадами однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением.

В основном это связано с тем, что при работе от однофазной сети в ККМ с двухполярным выходным напряжением выходные сглаживающие емкости подзаряжаются лишь на своем полупериоде сетевого напряжения, что говорит о необходимости стабилизации напряжения выходных каналов ККМ.

Помимо очевидных особенностей силовых каскадов ККМ с двухполярным выходным напряжением можно отметить, что за счет отсутствия входного выпрямителя, необходимо применять СТК переменного тока или несколько СТК постоянного тока. Соответственно, для управления этими СТК необходимо применять драйверы, способные работать на высоком потенциале. Все это говорит о более сложной схемотехнической реализации однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением.

Силовые каскады однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением широко применяются в низковольтных системах электропитания или при иных специфических условиях работы, так как подобные каскады по принципу работы распределяют потребляемый силовой ток между каналами выходного напряжения [18-24].

2.4.1. Силовая схема двухполярного ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока приведена на Рисунке 2.11.

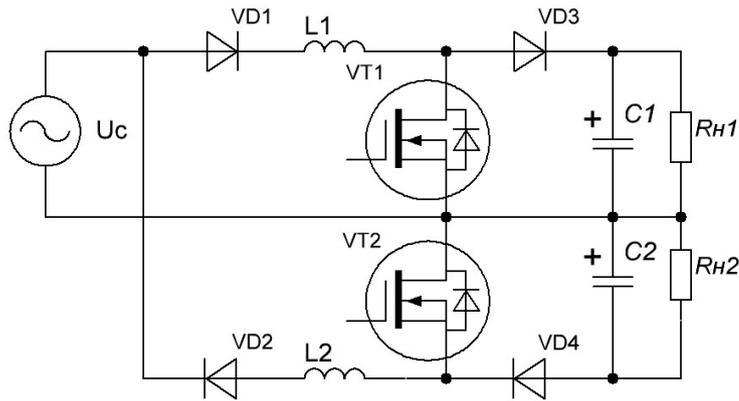


Рисунок 2.11 - Однофазный ККМ с двухполярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L1 \rightarrow VT1 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L1 \rightarrow VD3 \rightarrow C1, R_{H1} \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VT2 \rightarrow L2 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow C2, R_{H2} \rightarrow VD4 \rightarrow L2 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Принцип работы любого однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением заключается в формировании положительного и отрицательного выходного напряжения, относительно нейтрального провода входного напряжения. Причем каждый из выходных конденсаторов накапливает энергию на соответствующем полупериоде питающего напряжения, что вынуждает подбирать выходные конденсаторы на частоту, которое вдвое меньше чем в ККМ с однополярным выходным напряжением.

Представленная схема является одной из базовых схем однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением. В данной схеме на этапе импульса ток дросселя протекает через 1 СТК и 1 диод, а на этапе паузы через 2 диода. Ранее считалось, что подобная схема обладает относительно малыми статическими потерями, однако на данный момент она считается не энергоэффективной. Также наличие двух СТК постоянного тока, управлять которыми необходимо

относительно высокого потенциала с помощью независимых драйверов также является недостатком.

Единственным достоинством рассматриваемой схемы является применение дросселя постоянного тока, обладающего относительно малыми магнитными потерями. Однако, несмотря на это, необходимость применения двух таких дросселей также является недостатком с точки зрения масса - габаритных параметров.

2.4.2. Силовая схема двухполярного ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока приведена на Рисунке 2.12.

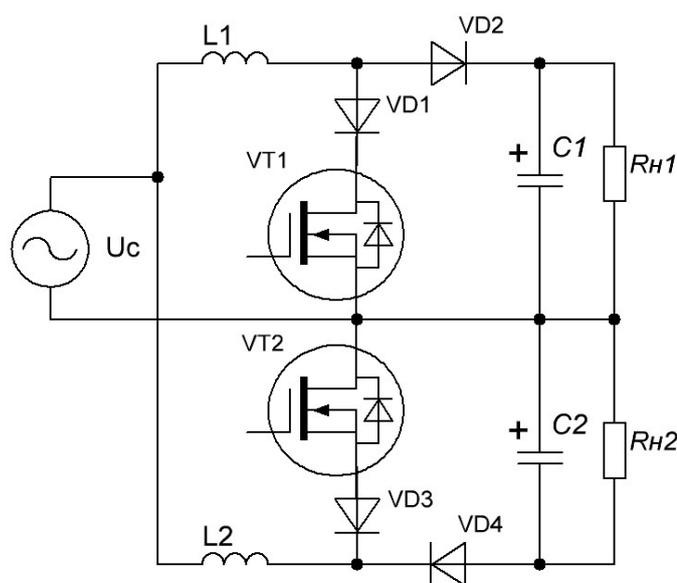


Рисунок 2.12 - Однофазный ККМ с двухполярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса (t_{in}): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD1 \rightarrow VT1 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы (t_{off}): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD2 \rightarrow C1, R_{H1} \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса (t_{in}): $U_c \rightarrow VT2 \rightarrow VD3 \rightarrow L2 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы (t_{in}): $U_c \rightarrow C2, R_{H2} \rightarrow VD4 \rightarrow L2 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Достоинством данной схемы является то, что на этапе импульса ток дросселя протекает через 1 СТК и 1 диод, а на этапе паузы через 1 диод. Что говорит о относительно малых статических потерях. Также применение дросселя постоянного тока говорит о относительно небольших магнитных потерях в них. Важно отметить, что в данной схеме применяется два дросселя постоянного тока, каждый из них работает лишь на соответствующем полупериоде сети. Эта особенность позволяет сделать вывод, что в обмотках дросселей относительно небольшое выделение тепла.

К недостаткам рассматриваемой схемы можно отнести наличие двух СТК постоянного тока, управление которыми осуществляется относительно высокого потенциала. Также, для управления этой схемы требуется два независимых драйвера.

Также в отличие от предыдущей схемы ККМ, расположение силовых диодов последовательно с СТК позволяет уменьшить статические потери на этапе паузы, что, безусловно, уменьшает значение статических потерь в схеме.

2.4.3. Силовая схема двухполярного ККМ с СТК переменного тока и дросселем переменного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и СТК переменного тока приведена на Рисунке 2.13.

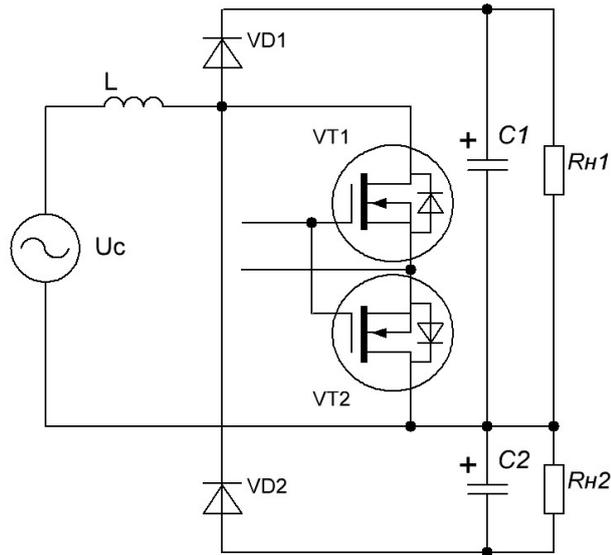


Рисунок 2.13 - Однофазный ККМ с двухполярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и СТК переменного тока. Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow C1, R_{н1} \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VT2 \rightarrow VT1 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow C2, R_{н2} \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Исходя из прищепа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Основным достоинством рассматриваемого силового каскада является относительно малое значение статических потерь, так как на этапе импульса ток дросселя протекает через 2 СТК, а на этапе паузы через 1 диод.

Также, в отличие от других рассмотренных силовых схем с двухполярным выходным напряжением в данной схеме используется всего один дроссель переменного тока

2.4.4. Силовая схема двухполярного ККМ с двумя СТК постоянного тока и двумя дросселями постоянного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением, с двумя дросселями переменного тока и двумя СТК постоянного тока приведена на Рисунке 2.14.

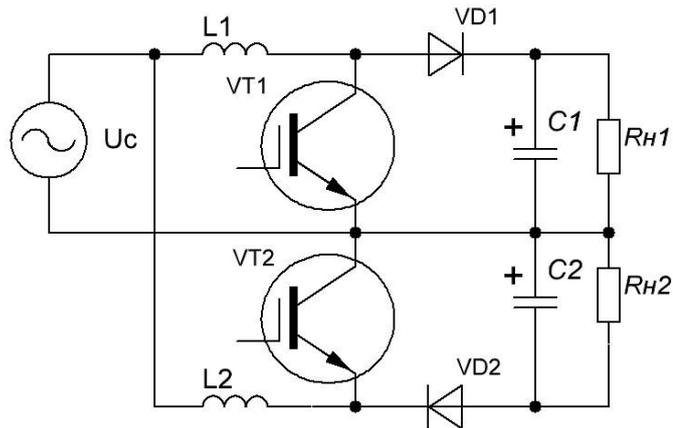


Рисунок 2.14 - Однофазный ККМ с двухполярным выходным напряжением, с двумя дросселями переменного тока и двумя СТК постоянного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VT1 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD1 \rightarrow C1, R_{H1} \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VT2 \rightarrow L2 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow C2, R_{H2} \rightarrow VD2 \rightarrow L2 \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Исходя из принципа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Основным достоинством рассматриваемого силового каскада является относительно малое значение статических потерь, так как на этапе импульса ток дросселя протекает через 1 СТК, а на этапе паузы через 1 диод.

Помимо этого, в рассматриваемой силовой схеме относительно малое значение потерь в сердечнике, так как применяются дроссели постоянного тока. Более того, каждый из дросселей постоянного тока работает на своей полуволне питающего напряжения, что уменьшает значение действующего тока, протекающего через обмотки дросселя, снижая требования к сечению проводника.

Несмотря на свою простоту и достоинства данная схема обладает рядом недостатков и ограничений. Недостатком является наличие двух СТК постоянного тока, для которых требуется применение двух специализированных драйверов, причем с потенциальной развязкой. Также на схему накладывается ограничение, связанное с ограничением допустимой частоты коммутации СТК из-за применения IGBT транзисторов.

2.4.5. Силовая схема двухполярного ККМ с альтернативным СТК переменного тока и дросселем переменного тока .

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и СТК переменного тока приведена на Рисунке 2.15.

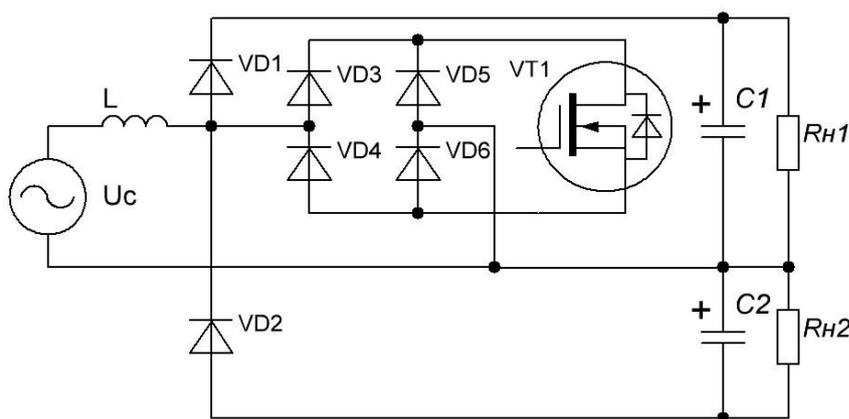


Рисунок 2.15 - Однофазный ККМ с двухполярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и альтернативным СТК переменного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VD3 \rightarrow VT1 \rightarrow VD6 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow C1, R_{H1} \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VD5 \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow C2, R_{H2} \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Исходя из прищепа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Единственным достоинством рассматриваемого силового каскада является применение одного СТК, однако, управление которым осуществляется относительно высокого потенциала. Помимо этого рассматриваемая схема имеет относительно большие энергетические потери, так как на этапе импульса ток дросселя протекает через 1 СТК и 2 диода, а на этапе паузы ток дросселя протекает через 1 диод. Помимо этого в данной схеме применяется дроссель переменного тока, в сердечнике которого относительно высокие энергетические потери.

2.4.6. Силовая схема двухполярного ККМ с СТК переменного тока и дросселем переменного тока, применяемая в трехфазных системах .

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и СТК переменного тока, применяемая в трехфазных системах, приведена на Рисунке 2.16.

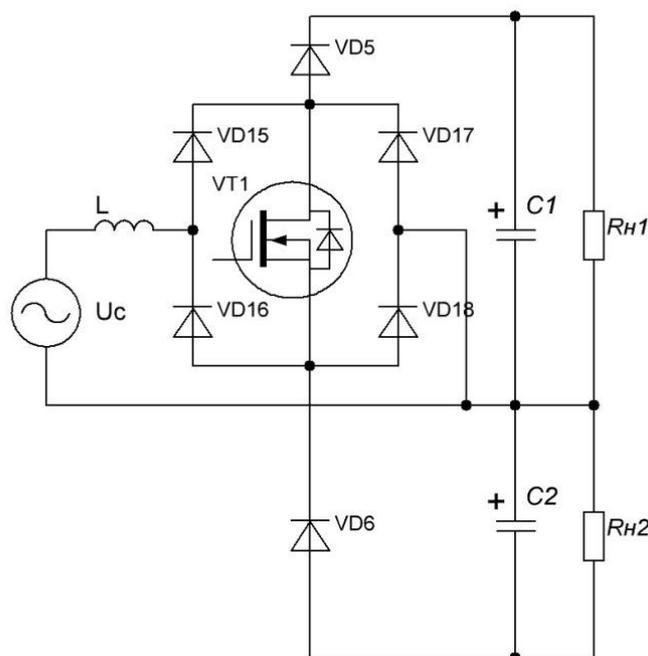


Рисунок 2.16 - Однофазный ККМ с двухполярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и СТК переменного тока, применяемая в трехфазных системах.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow VD5 \rightarrow C1, R_{н1} \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow C2, R_{н2} \rightarrow VD6 \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$; ($i_L \downarrow$)

Исходя из прицепа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. Рассматриваемая схема является предшественником однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением, с дросселем переменного тока и альтернативным СТК переменного тока. Несмотря на использование всего одного СТК, схема обладает наихудшими показателями статических потерь. На этапе импульса ток дросселя протекает через 1 СТК и 2 диода, а на этапе паузы ток дросселя протекает через 2 диода. Так как применяемый дроссель является дросселем переменного тока, он обладает относительно большим значение потерь в сердечнике. Подобная схема крайне редко применяется в однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением из-за своих недостатков.

2.4.7. Силовая схема двухполярного ККМ с СТК переменного тока и двумя дросселями постоянного тока.

Силовая схема однофазного корректора коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и СТК переменного тока приведена на Рисунке 2.17.

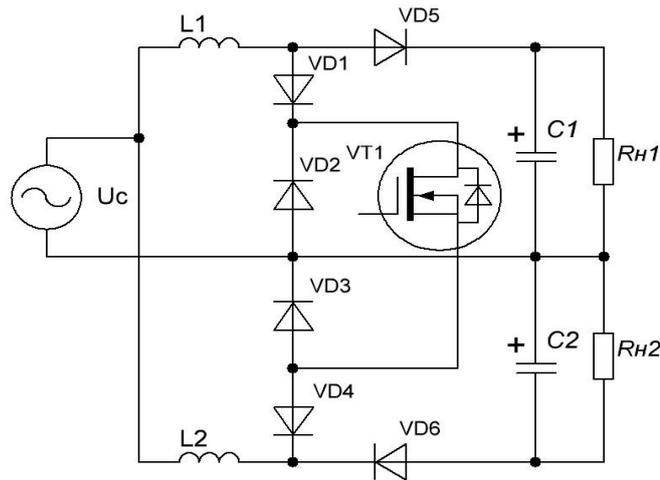


Рисунок 2.17 - Однофазный ККМ с двухполярным выходным напряжением, с двумя дросселями постоянного тока и СТК переменного тока.

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD1 \rightarrow VT1 \rightarrow VD3 \rightarrow U_c$; ($iL \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD5 \rightarrow C1, R_{H1} \rightarrow U_c$; ($iL \downarrow$)

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

момент импульса ($t_{и}$): $U_c \rightarrow VD2 \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow L2 \rightarrow U_c$; ($iL \uparrow$)

момент паузы ($t_{п}$): $U_c \rightarrow C2, R_{H2} \rightarrow VD6 \rightarrow L2 \rightarrow U_c$; ($iL \downarrow$)

Исходя из прищепа работы схемы, можно выделить ее достоинства и недостатки. В данной схеме, как и во всех схемах, в которых применяется СТК переменного тока такого типа, существует недостаток, заключающийся в относительно больших статических потерях. Несмотря на применение одного СТК, управление которым происходит относительно высокого потенциала, на этапе импульса ток дросселя протекает через 1 СТК и 2 диода, а на этапе паузы ток дросселя протекает через 1 диод. Данная схема не идеальна с точки зрения энергетических параметров в полупроводниковых элементах, но при этом применяется два дросселя постоянного тока, причем каждый из них работает на соответствующей полуволне питающего напряжения. Это приводит к относительно малому значению энергетических потерь в сердечнике, а также малому значению энергетических потерь в обмотках дросселей.

2.5. Результаты сопоставительного анализа достоинств и недостатков однофазных корректоров коэффициента мощности.

Достоинства и недостатки рассмотренных однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением, представленных на Рисунке 2.18, в комплексе с представленной классификацией однофазных ККМ можно структурировать в одну систему, представленную в Таблице 2.1.

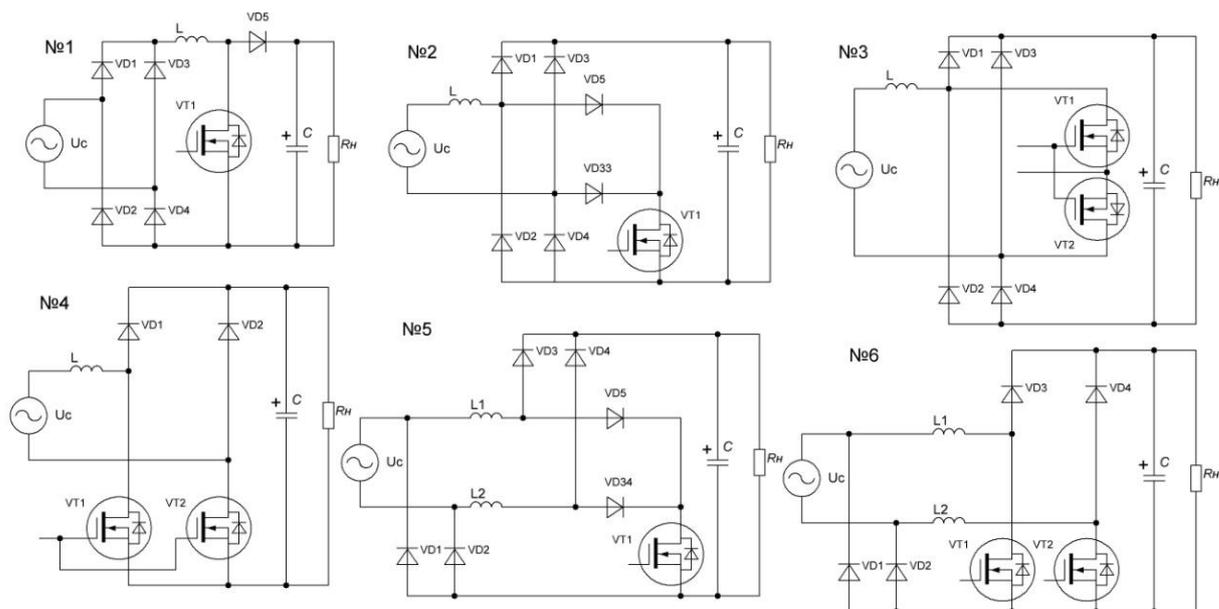


Рисунок 2.18 - Силовые каскады однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением.

ТАБЛИЦА 2.1 - СРАВНЕНИЕ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ ОДНОФАЗНЫХ ККМ С ОДНОПОЛЯРНЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ.

№ силового каскада	СТК	Дроссель	Кол-во диодов	Кол-во транзисторов	Проводит на интервале импульса		Проводит на интервале паузы		Управление относительно земли
					VT	VD	VT	VD	
1	Постоянного тока	Постоянного тока	5	1	1	2	0	3	да
2	Постоянного тока	Переменного тока	6	1	1	2	0	2	да
3	Переменного тока	Переменного тока	4	2	2	0	0	2	нет
4	Постоянного тока 2 шт.	Переменного тока	2	2	2	0	1	1	да
5	Постоянного тока	Постоянного тока 2 шт.	6	1	1	2	0	2	да
6	Постоянного тока 2 шт.	Постоянного тока 2 шт.	4	2	1	1	0	2	да

Достоинства и недостатки рассмотренных однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением, представленных на Рисунке 2.19, в комплексе с представленной классификацией однофазных ККМ также можно структурировать в систему, представленную в Таблице 2.2.

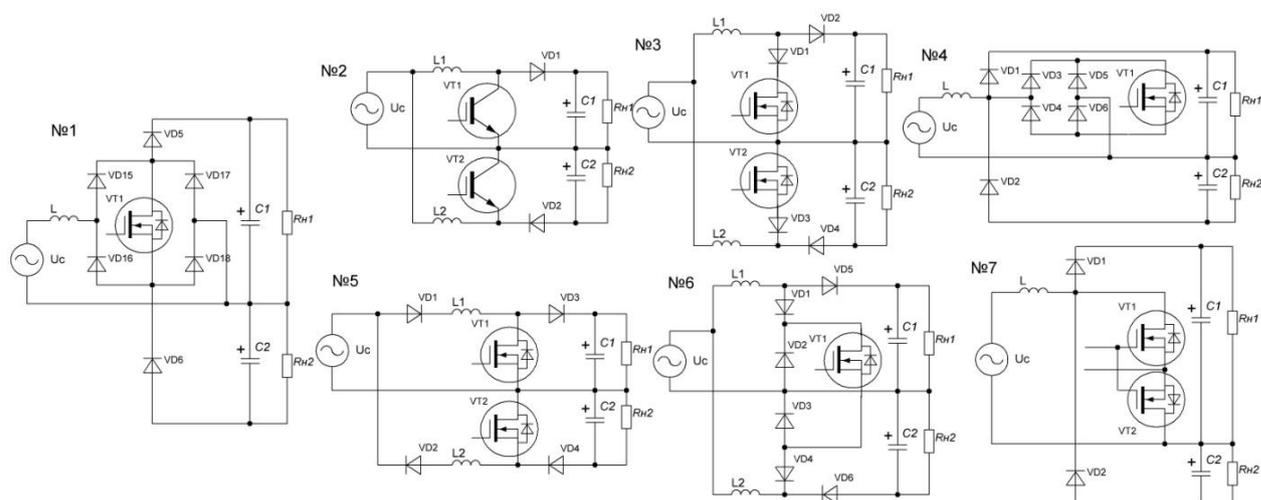


Рисунок 2.19 - Силовые каскады однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением.

ТАБЛИЦА 2.2 - СРАВНЕНИЕ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ ОДНОФАЗНЫХ ККМ С ДВУХПОЛЯРНЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ.

№ силового каскада	СТК	Дроссель	Кол-во диодов	Кол-во транзисторов	Проводит на интервале импульса		Проводит на интервале паузы		Управление относительно земли
					VT	VD	VT	VD	
1	Переменного тока	Переменного тока	6	1	1	2	0	2	нет
2	Постоянного тока 2 шт.	Постоянного тока 2 шт.	2	2	1	0	0	1	нет
3	Постоянного тока 2 шт.	Постоянного тока 2 шт.	4	2	1	1	0	1	нет
4	Переменного тока.	Переменного тока.	6	1	1	2	0	1	нет
5	Постоянного тока 2 шт.	Постоянного тока 2 шт.	4	2	1	1	0	2	нет
6	Переменного тока	Постоянного тока 2 шт.	6	1	1	2	0	1	нет
7	Переменного тока	Переменного тока	2	2	2	0	0	1	нет

На основании полученного результата, представленного в Таблицах 2.1 и 2.2, зная все требования к однофазному ККМ, можно определить наиболее подходящий силовой каскад однофазного ККМ с однополярным или

двухполярным выходным напряжением. Используя эти данные можно определить силовой каскад, наиболее подходящий по уровню статических потерь в полупроводниковых элементах, а также по значению энергетических потерь в сердечнике дросселя. Помимо этого, следствием из значений статической составляющей мощности потерь в полупроводниковых элементах можно оценить масса - габаритные показатели охладителей.

При проектировании зарядного устройства, работающего от однофазной общепромышленной электрической сети переменного тока 220 В 50 Гц, используя заявленные критерии силовых каскадов, наиболее эффективным будет использование силового каскада ККМ с однополярным выходным напряжением в силу простоты реализации, использовании меньшего количества полупроводниковых элементов и как следствие массогабаритных показателей.

Используя данные, представленные в таблице 1, для проектирования однофазного зарядного устройства мощностью 2 кВт можно определить наиболее эффективный силовой каскад однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением. При этом основополагаться исключительно на количество элементов некорректно, так как нужно учитывать принцип работы силового каскада. Подобный критерий необходим, так как силовые диоды, работающие на низкой частоте сети, обладают меньшим значением динамической составляющей энергетических потерь, чем высокочастотные силовые диоды.

Учитывая принцип работы силовых каскадов с точки зрения динамической составляющей энергетических потерь в силовых диодах можно составить сравнительную Таблицу 2.3 для однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением.

ТАБЛИЦА 2.3 - СРАВНЕНИЕ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ ОДНОФАЗНЫХ ККМ С ОДНОПОЛЯРНЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ С УЧЕТОМ ДИНАМИИ ДИОДОВ.

№ силового каскада	Кол-во транзисторов	Кол-во диодов	
		ВЧ	НЧ
1	1	1	4
2	1	4	2
3	2	4	0
4	2	2	0
5	1	4	2
6	2	2	2

Проведя сравнительный анализ силовых каскадов однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением, используя таблицу 2.1 и таблицу 2.2 можно сделать вывод, что при большом значении мощности наиболее энергоэффективными силовыми каскадами являются №1 и №4, представленные на Рисунке 2.20.

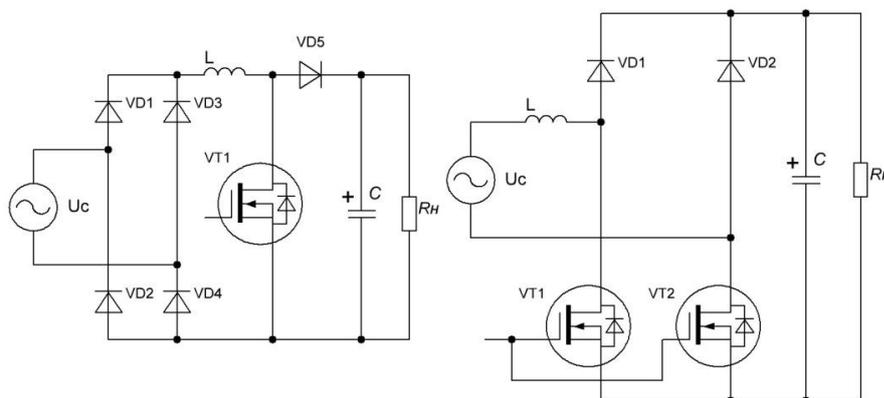


Рисунок 2.20 - Энергоэффективные силовые каскады однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением.

Для определения наиболее энергоэффективного силового каскада однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением необходимо провести аналитическое сравнение мощности потерь в представленных силовых каскадах, исходя из принципа их работы. По методике, описанной в [18,25], были получены значения мощности потерь в полупроводниковых элементах для представленных силовых каскадов. Значения мощности потерь при номинальной мощности 2 кВт представлены в Таблице 2.4. В качестве основных СТК для

расчета были выбраны IPW60R031CFD7XKSA1 компании Infineon; в качестве силовых диодов 40EPS08 компании Infineon.

ТАБЛИЦА 2.4 - СРАВНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКИХ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА ПОТЕРЬ

Параметр	Топология схемы	
	№1	№2
$P_{\text{мост}}, \text{Вт}$	52.5	нет
$P_{VT(\text{стат})}, \text{Вт}$	4.84	2x6.22=12.44
$P_{VT(\text{дин.})}, \text{Вт}$	22.80	2x10.32=20.64
$P_{VT}, \text{Вт}$	27.64	16.54x2=33.08
$P_{D(\text{стат})}, \text{Вт}$	5.82	2x2.91=5.82
$P_{D(\text{дин.})}, \text{Вт}$	7.48	2x3.74=7.48
$P_D, \text{Вт}$	13.3	2x 6.65=13.3
$P_{\text{общие}}, \text{Вт}$	93.44	46.38

На первый взгляд силовой каскад классического однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением кажется менее энергоэффективным за счет применения входного диодного мостового выпрямителя. Однако, все силовые диоды, входящие в состав мостового выпрямителя, являются низкочастотными, что говорит о наличии лишь статической составляющей энергетических потерь. По этой причине это не является существенным недостатком силовой схемы, так как существуют различные методы повышения энергоэффективности низкочастотных диодов, работающих при большом значении тока.

Используя синхронный выпрямитель вместо диодного моста можно существенно уменьшить значение мощности потерь. Применяя транзисторы STY145N65M5 компании ST Microelectronics, сопротивление открытого канала которых составляет 15 мОм, значение мощности потерь в синхронном выпрямителе составят 9.375 Вт.

В итоге, значение мощности потерь в первом силовом каскаде, с учетом синхронного выпрямителя составят 50.31 Вт. Учитывая, что для классического

ККМ также можно применить дополнительные методы повышения энергоэффективности, схема классического ККМ при данной мощности является энергоэффективнее, чем каскад с дросселем переменного тока.

В силовом каскаде с дросселем переменного тока и 2 СТК постоянного тока используется два высокочастотных силовых диода, на которых выделяется существенное значение динамической составляющей потерь. Помимо этого применяется два СТК постоянного тока, в отличие от классической схемы ККМ, в которой используется лишь один СТК постоянного тока.

Существенными отличиями в рассматриваемых силовых каскадах однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением являются силовые дроссели. Помимо того, что в классическом ККМ с дросселем постоянного тока значение потерь в магнитопроводе меньше, чем в дросселе переменного тока, в силовом каскаде с дросселем постоянного тока лучшая электромагнитная совместимость.

Получается, что силовой каскад однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением с дросселем постоянного тока и СТК постоянного тока является наиболее энергоэффективным и простым решением, в случае если использовать методы повышения энергоэффективности в силовых диодах, работающих на низкой частоте. Причем, исходя из принципа работы, условием для наибольшей энергоэффективности однофазного классического ККМ с однофазным выходным напряжением является меньшее значение потерь в сетевом выпрямителе, чем значение статической составляющей потерь одного СТК однофазного ККМ с дросселем переменного тока, а также разницей энергетических потерь в сердечнике дросселей переменного и постоянного тока.

$$P_{VD1-V D4} \leq P_{VT\text{стат.}} + (P_{L\sim} - P_{L=}) \quad (2.17)$$

2.6. Методы повышения энергоэффективности однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением.

Существуют различные методы повышения энергоэффективности в различных силовых преобразователях электроэнергии [27-30]. Некоторые из этих методов применимы к определенному классу преобразователей. Подобные

методы можно назвать частными методами повышения энергоэффективности. Методы, применимые к различным классам преобразователей электрической энергии, можно считать универсальными методами повышения энергоэффективности.

Рассматривая класс однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением, в составе которых присутствует входной сетевой диодный выпрямитель, существуют универсальные методы повышения энергоэффективности в силовых диодах, работающих на низкой частоте.

Помимо этого, рассматривая отдельно силовые каскады однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением, построенные на основе СТК постоянного тока, существуют частные методы повышения энергоэффективности в силовом транзисторе.

Применение подобных методов наиболее актуально при работе преобразователя при больших токах или в случае большого значения динамической составляющей мощности потерь в СТК постоянного тока.

2.6.1. Применение синхронного выпрямителя для улучшения энергоэффективности в однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением.

Применение диодных выпрямителей в любых преобразователях электроэнергии всегда сильно сказывалось на показателях энергоэффективности. Дело в том, что падение напряжения на силовом диоде в проводящем состоянии составляет от 0.6 до 1.7 В, в зависимости от конкретного диода. Так как статическая составляющая энергетических потерь в силовом диоде определяется по (2.18).

$$P_{\text{мост}}(U_{\text{сети}}) = (I_{\text{AVG}}(U_{\text{сети}}) \cdot V_D + I_{\text{RMS}}(U_{\text{сети}})^2 \cdot R_D) \cdot 4 \quad (2.18)$$

Где $P_{\text{мост}}(U_{\text{сети}})$ – значение мощности потерь в сетевом диодном выпрямителе, зависящее от уровня сетевого напряжения; $I_{\text{AVG}}(U_{\text{сети}})$ - среднее значение тока, протекающего через диоды, зависящее от уровня сетевого напряжения; V_D - прямое падение напряжения на диоде; $I_{\text{RMS}}(U_{\text{сети}})$ -

действующее значение тока, протекающего через диоды, зависящее от уровня сетевого напряжения; R_D – сопротивление в проводящем состоянии.

Получается, что при работе на большом силовом токе применение диодного выпрямителя сильно сказывается на показателях энергоэффективности.

Существует метод, позволяющий существенно снизить значение статических потерь в сетевом выпрямителе [31-39]. Этот метод заключается в применении силовых Mosfet транзисторов, работающих в инверсном режиме. За счет того, что значение сопротивления открытого канала Mosfet транзистора мало, получается существенное уменьшение статической составляющей энергетических потерь. Подобная схема мостового выпрямителя, построенная на mosfet транзисторах, получила название «синхронный выпрямитель», изображенный на Рисунке 2.21.

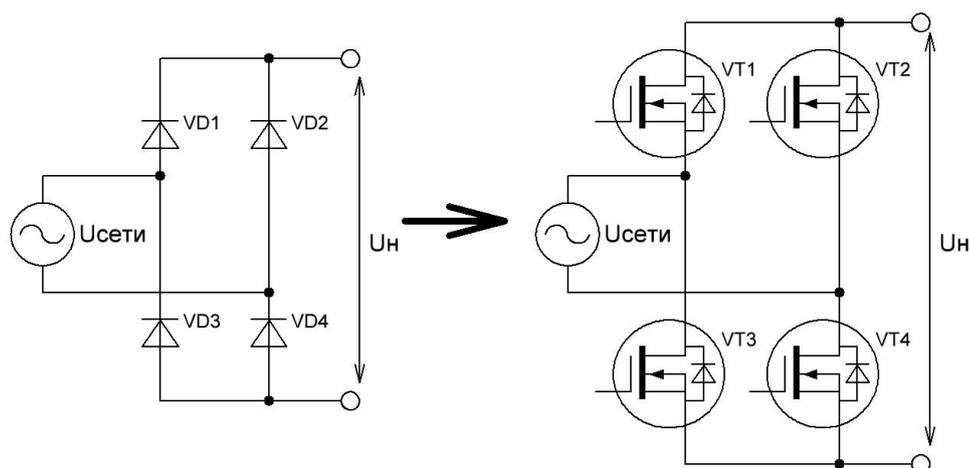


Рисунок 2.21 - Синхронный выпрямитель.

Принцип работы синхронного выпрямителя такой же, как и в классическом диодном выпрямителе, заключающийся в диагональном переключении силовых транзисторов. Особенностью при этом является лишь построение управления синхронным выпрямителем, исключая возможность протекания сквозного тока через СТК.

Существует ряд известных схемотехнических решений построения синхронного выпрямителя, описанных в общедоступной технической литературе. Как правило, для управления синхронным выпрямителем используют оптопары

или специализированные микросхемы, содержащие внутри своей структуры драйверы для управления СТК.

Подобные решения имеют известные недостатки:

- Оптроны имеют низкую надежность, а также узкий температурный диапазон работы.
- Специализированные микросхемы также имеют узкий температурный диапазон работы.
- Использование оптронов, специализированных микросхем или любых других драйверов требуют как минимум один канал блока вторичного напряжения (БВН), которые входят в состав преобразователя электрической энергии.

Исходя из общеизвестных недостатков известных схемотехнических решений наиболее эффективным будет применение синхронного выпрямителя не требующего подключение канала БВН, а также не используя оптопары или специализированные микросхемы, выпускаемые зарубежными производителями.

Основываясь на классических методах проектирования синхронных выпрямителей, была разработана и промоделирована авторская схема синхронного выпрямителя, представленная на Рисунке 2.22.

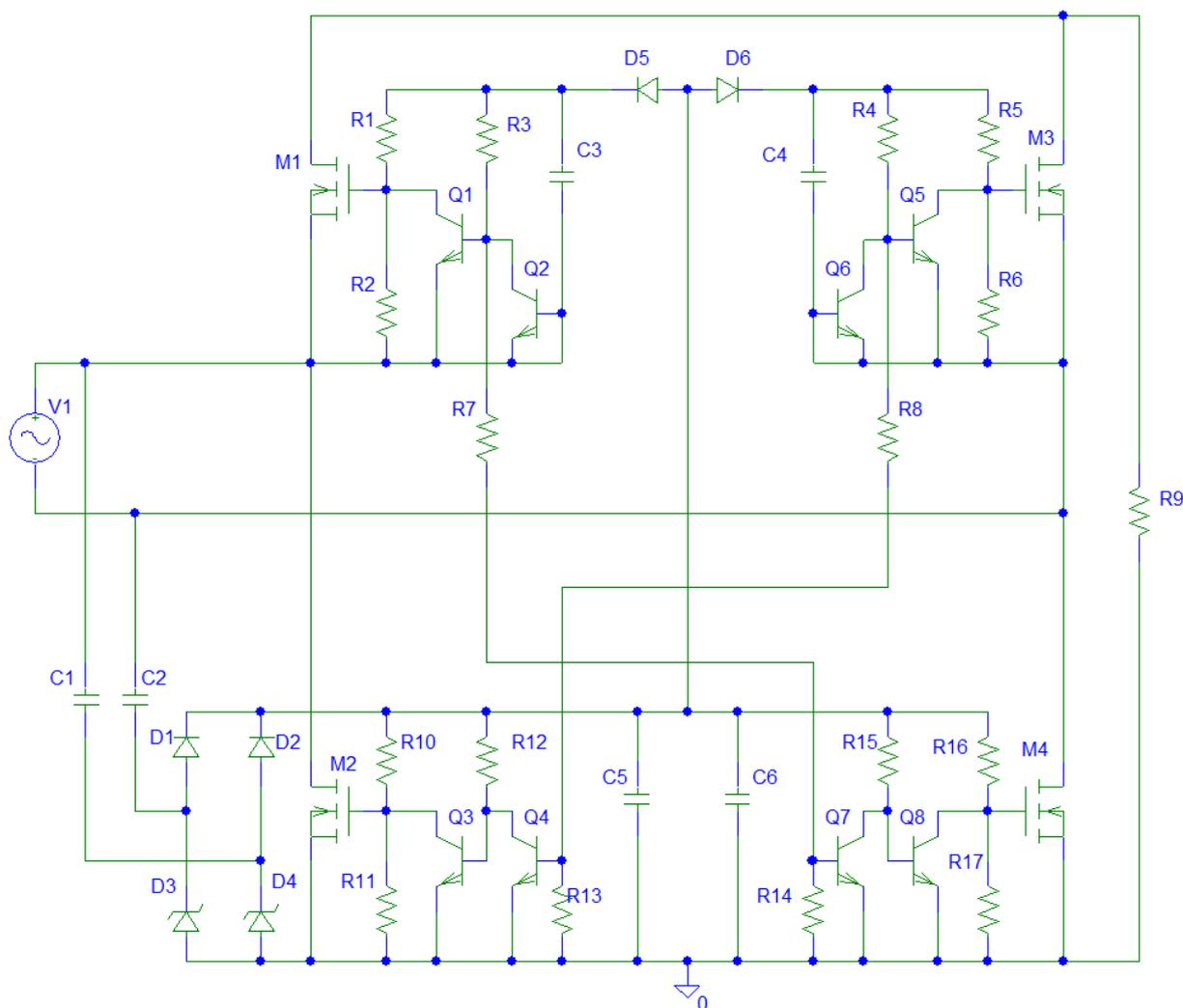


Рисунок 2.22 - Модель авторского синхронного выпрямителя.

Диагональное переключение СТК в представленной схеме осуществляется за счет изменения полярности сетевого напряжения источника V1. Источником питания затворной емкости служит маломощный источник с собственной подпиткой и автоматическим стабилизированием уровня напряжения, построенный на диодах D1, D2 и стабилитронах D3, D4. Особенностью является то, что напряжение, подаваемое на затворы СТК, соответствует значению напряжения стабилизации стабилитронов.

Еще одной особенностью авторской схемы является то, что за счет n-p-n транзисторов, подключенных к затворам силовых СТК обеспечивается защита от сквозных токов.

Осциллограммы работы представленной схемы изображены на Рисунке 2.23.

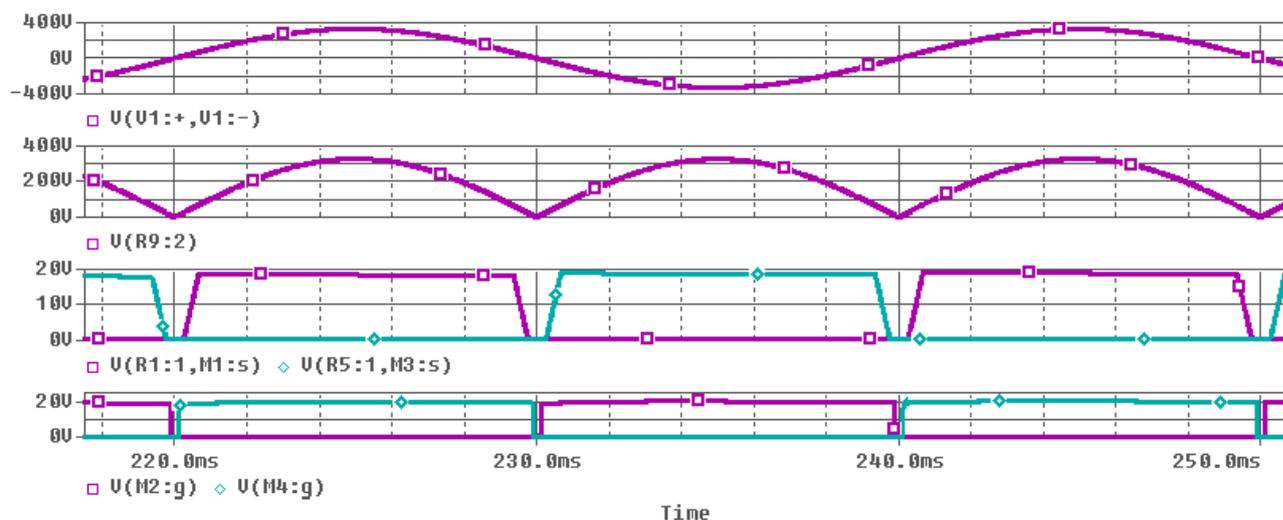


Рисунок 2.23 - Осциллограммы принципа работы авторского синхронного выпрямителя.

Как видно из осциллограмм, полученных при моделировании предложенной схемы, подобная система позволяет обеспечивать синхронное выпрямление, создавая принудительную задержку в виде мертвого времени между коммутации СТК одной стойки.

При этом значение мощности потерь, выделяющейся на СТК существенно меньше, чем при использовании силового диода, что продемонстрировано на Рисунке 2.24.

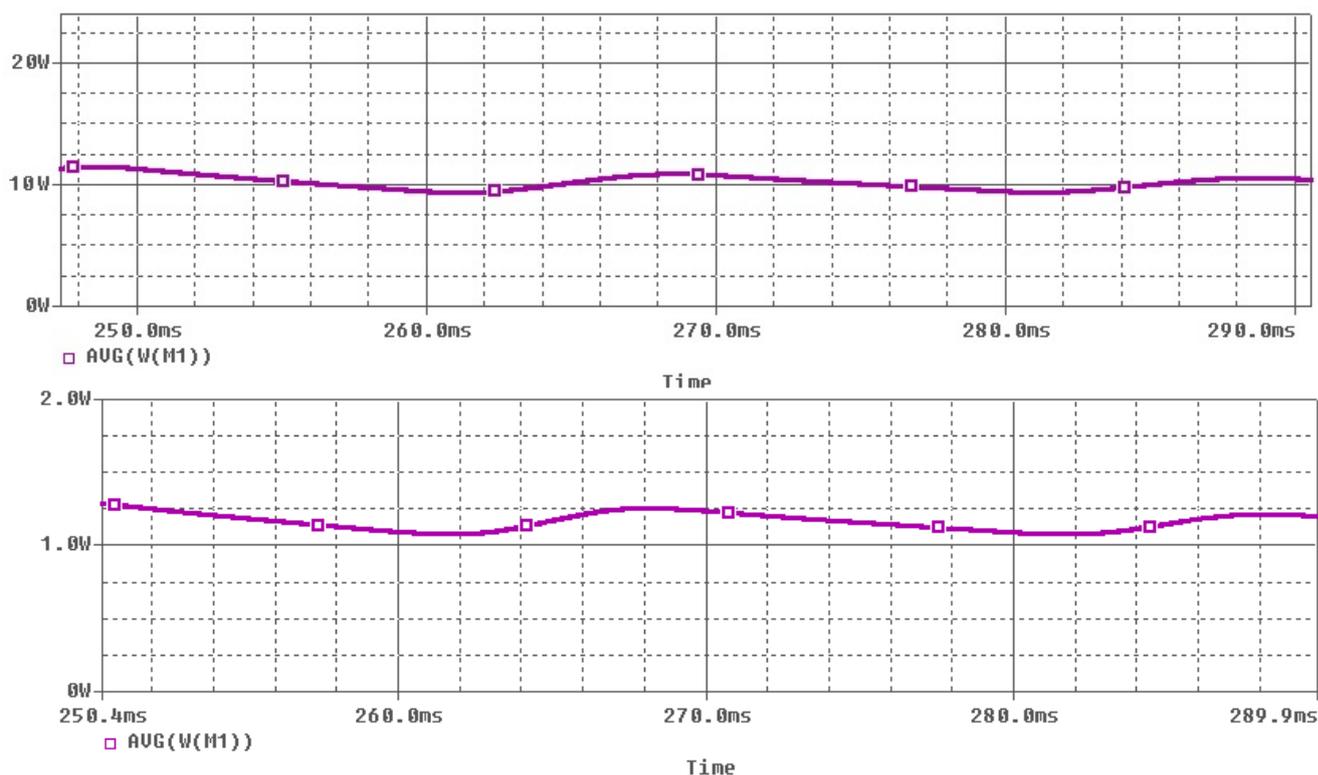


Рисунок 2.25 - График выделения мощности потерь при работе диода и mosfet транзистора.

Для оценки энергоэффективности предложенного синхронного выпрямителя использовались различные СТК, обладающие разным значением сопротивления открытого канала. Результаты моделирования, показывающие значение мощности потерь разных СТК при различном значении силового тока, представлены в Таблице 2.5.

ТАБЛИЦА 2.5 СРАВНЕНИЕ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В РАЗЛИЧНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Название	Значение мощности потерь при различном значении силового тока, Вт												
	4 А	5 А	6 А	7 А	8 А	9 А	10 А	11 А	12 А	13 А	14 А	15 А	16 А
GBJ2510-F	4.2	5.25	6.3	7.35	8.4	9.45	10.5	11.55	12.6	13.65	14.7	15.75	16.8
IPW65R019C7FKSA1	0.304	0.475	0.684	0.931	1.216	1.539	1.9	2.299	2.736	3.211	3.724	4.275	4.864
СЗМ0015065D	0.24	0.375	0.54	0.735	0.96	1.215	1.5	1.815	2.16	2.535	2.94	3.375	3.84

Помимо уменьшения статической составляющей энергетических потерь, представленная схема обладает следующими преимуществами по сравнению с известными аналогами:

- Данная схема имеет широкий температурный диапазон работы и высокую надежность.

- В представленной авторской схеме синхронного выпрямителя отсутствует возможность сквозных токов через силовые ключи без применения дополнительных RC цепей, применяющихся в зарубежных аналогах.
- Рассмотренная схемотехническая реализация является универсальной, так как может использоваться не только в однофазных ККМ, но и в AC-DC преобразователях, регуляторах электродвигателей, преобразователях частоты.
- Помимо продемонстрированной работы в промышленной сети 50 Гц данная схема способна работать в бортовых сетях 400 Гц, а также ракетных сетях 1000 Гц.
- Простота схемы и использование базовых электронных компонентов позволяет реализовать представленную схему на Отечественной компонентной базе и работать в специализированных условиях (радиация).

С учетом всего выше сказанного, представленный метод повышения энергоэффективности в однофазном ККМ с однополярным выходным напряжением с дросселем постоянного тока и СТК постоянного тока позволяет существенно улучшить показатели энергоэффективности в схеме. При этом значение мощности, выделяемой в синхронном выпрямителе, напрямую зависит от модели силового транзистора, применяемого в схеме.

2.6.2. Применение формирователей траектории переключения силовым транзисторным ключом как способ повышения энергоэффективности в однофазном корректоре коэффициента мощности.

Независимо от силового каскада и алгоритма управления однофазным ККМ существует энергетическая проблема на этапе включения СТК. Эта проблема схемотехнически продемонстрирована на Рисунке 2.26.

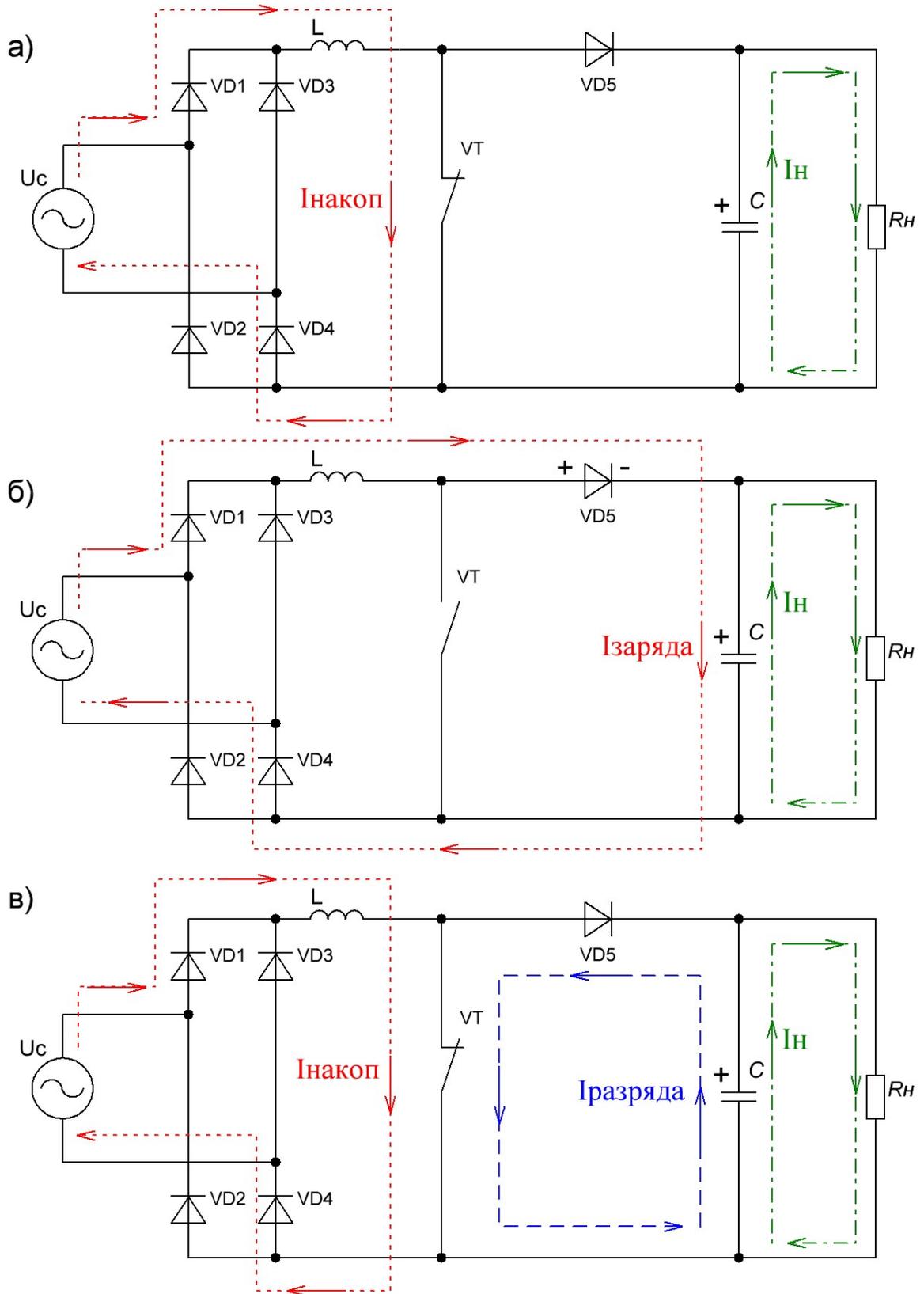


Рисунок 2.26 - Контур протекания силового тока на разных этапах работы классического ККМ.

На Рисунке 2.26 (а) показаны контура протекания тока в однофазном классическом ККМ на этапе импульса. В этот момент ток $I_{накоп}$ протекает через дроссель, в котором накапливается энергия, также в этот момент нагрузка, подключенная к ККМ питается током I_n от конденсатора C . На Рисунке 2.26 (б) показаны контура протекания тока в однофазном классическом ККМ на этапе паузы. На этом этапе дроссель отдает накопленную энергию, питая нагрузку и подзаряжая конденсатор C .

Существует также и нежелательные контура тока из - за не идеальности полупроводников приборов, что создает большую проблему.

Эта проблема заключается в том, что если не применять дорогие SiC или GaN диоды, то в момент открытия СТК диод VD5 не заперт из-за накопленного заряда в его барьерной и диффузионной емкостях. Подобное явление приводит к тому, что выходной диод остается открытым в момент включения СТК и из выходной емкости C ККМ кратковременно протекает практически «неограниченный» ток $I_{разряда}$, до тех пор, пока накопленный заряд не рассеется и диод не перейдет в закрытое состояние как показано на Рисунке 2.26 (в). С учетом того, что в этот момент напряжение на транзисторе еще не спало до значений близких к нулю, на транзисторе выделяется большое значение мгновенной мощности потерь. Эта мощность выделяется кратковременно, но ее среднее значение за период настолько велико, что составляет существенную часть всей динамической мощности (коммутационной мощности) устройства. Подобная проблема наблюдается во всех рассмотренных силовых каскадах однофазных ККМ.

Описанную проблему можно исследовать и продемонстрировать с помощью компьютерной модели. На Рисунке 2.27 представлена упрощенная модель однофазного классического ККМ. В этой модели используются модели реальных полупроводниковых элементов с их паразитными параметрами.

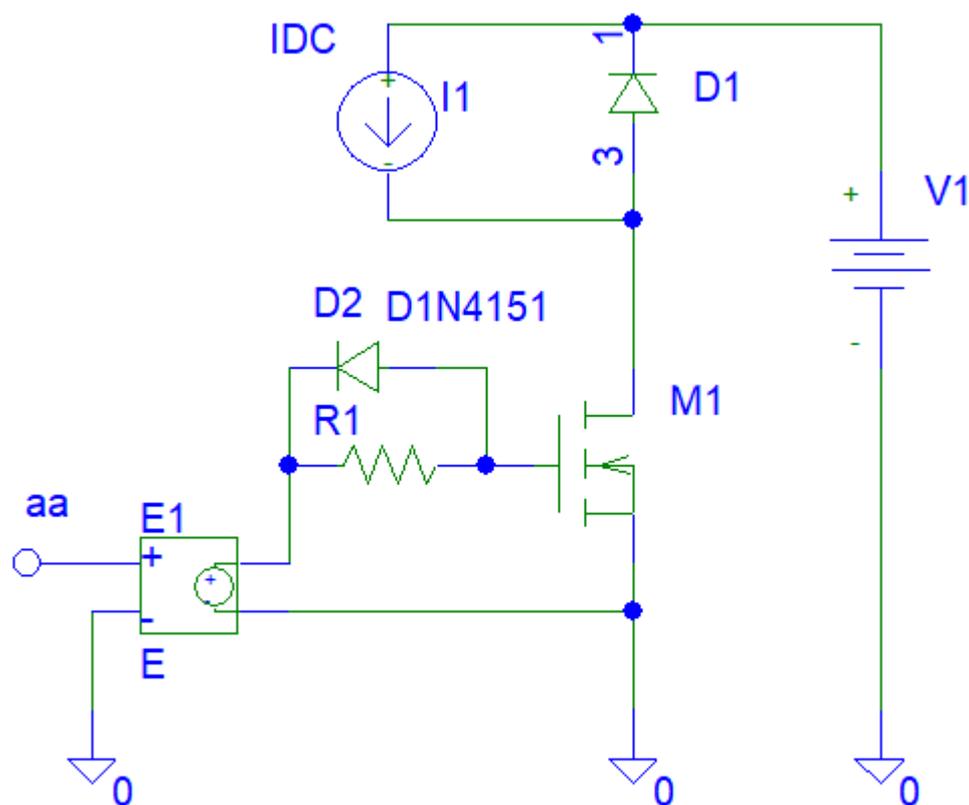


Рисунок 2.27 - Модель классического ККМ.

В качестве устройства управления в данной модели используются генератор тактовых импульсов V_{pulse} , в качестве драйвера СТК используется источник напряжения, управляемый напряжением $E1$, в качестве нагрузки используется источник тока IDC , блокируемый диодом $D1$.

На Рисунке 2.28 изображены осциллограммы, показывающие динамические процессы в СТК при его включении. Из осциллограмм видно, что в момент открытия канала СТК через него начинает протекать силовой ток, но при этом в это же время напряжение на СТК еще не начало уменьшаться, вследствие этого на СТК выделяется большое мгновенное значение мощности потерь, существенно ухудшая энергетические характеристики всей системы.

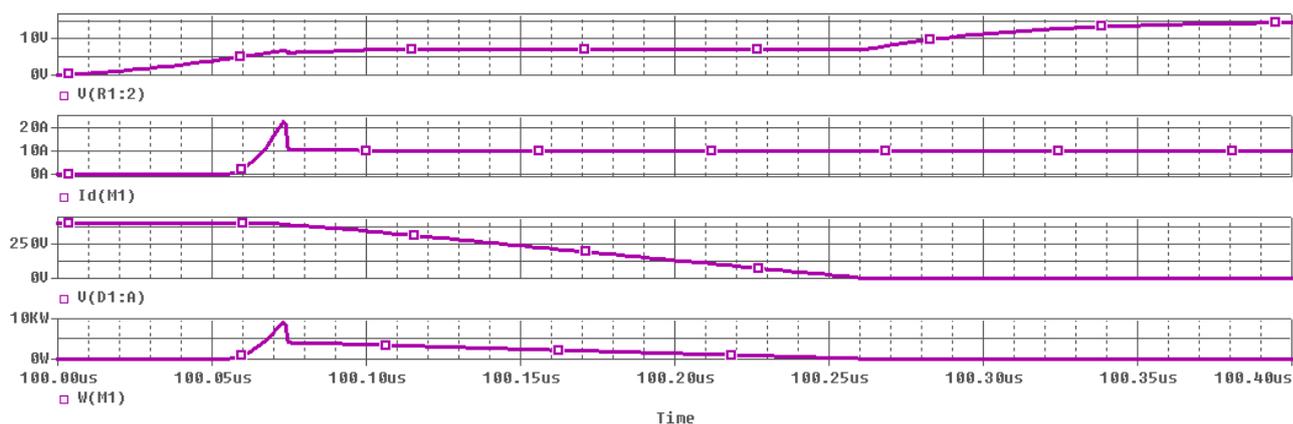


Рисунок 2.28 - Включение СТК в модели ККМ без ФТП.

На Рисунке 2.29 представлены осциллограммы, показывающие динамические процессы в СТК при его выключении. Из осциллограмм видно, что и спад, и нарастание тока в СТК происходит при высоком напряжении (спад и нарастание напряжения происходит при большом значении тока). Вследствие этого на СТК выделяется большая мощность. Таким образом, при мощности нагрузки 2 кВт в СТК выделяется мгновенная мощность 8 кВт на включении и 4 кВт на выключении.

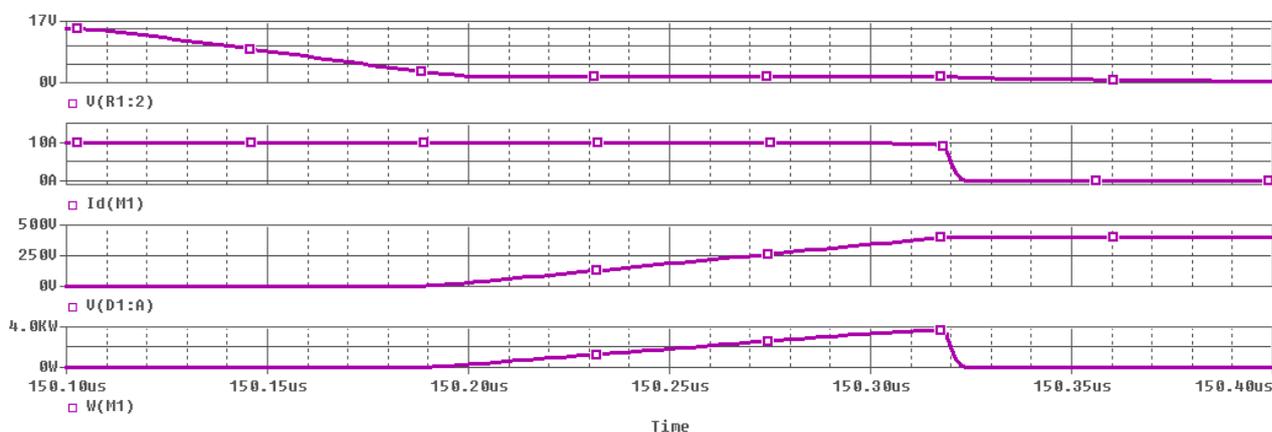


Рисунок 2.29 - Выключение СТК в модели ККМ без ФТП.

Для наглядности и удобства исследования динамических и энергетических процессов в СТК используют траекторию переключения СТК, которая представляет собой зависимость тока, протекающего через СТК, от напряжения на нем за один период работы в установившемся режиме.

На Рисунке 2.30 представлена траектория переключения СТК в классическом однофазном ККМ без ФТП. По этой зависимости можно судить об энергетических характеристиках СТК в данной системе. Направление траектории

следующее: в начальный момент СТК в закрытом состоянии, к нему приложено полное напряжение, затем подается импульс на затвор СТК, и он открывается, начинает протекать ток, при этом напряжение на транзисторе держится. Затем значение тока начинает уменьшаться до номинального значения, начинает снижаться уровень напряжения. В момент снятия сигнала управления через СТК продолжает протекать ток и на нем начинает повышаться уровень напряжения. На момент, когда к СТК прикладывается почти все напряжение, ток, протекающий через него, начнет спадать.

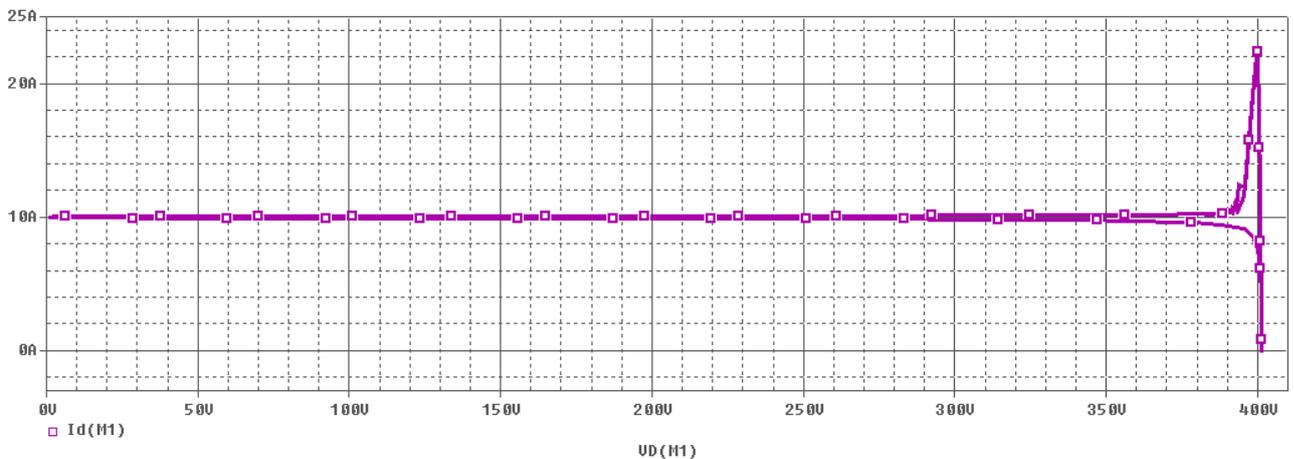


Рисунок 2.30 - Траектория переключения СТК в однофазном классическом ККМ без ФТП.

Различные ФТП, а также их компьютерные модели с результирующими траекториями переключения подробно рассмотрены в авторской статье [37].

В данной работе предлагается авторский не диссипативный ФТП, решающий описанную энергетическую проблему, который представлен на Рисунке 2.31.

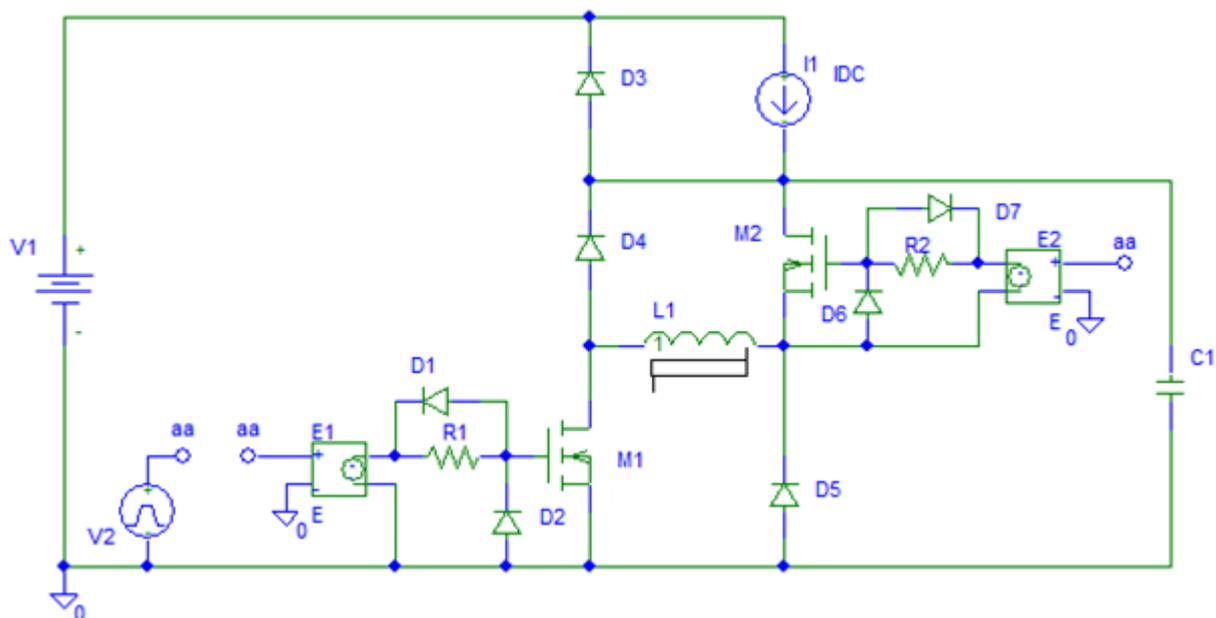


Рисунок 2.31 - Модель ККМ с ФТП на двух СТК.

Данный ФТП имеет множество достоинств, одно из которых - коммутация при нулевом токе и нулевом напряжении, однако очевиден и недостаток, состоящий в том, что необходимо использовать 2 СТК и 2 драйвера соответственно, так как один СТК находится на низком потенциале, а другой на высоком.

На Рисунке 2.32 и Рисунке 2.33 продемонстрированы моменты коммутации СТК, при этом важно отметить, что управление СТК в данной топологии осуществляется синхронно.

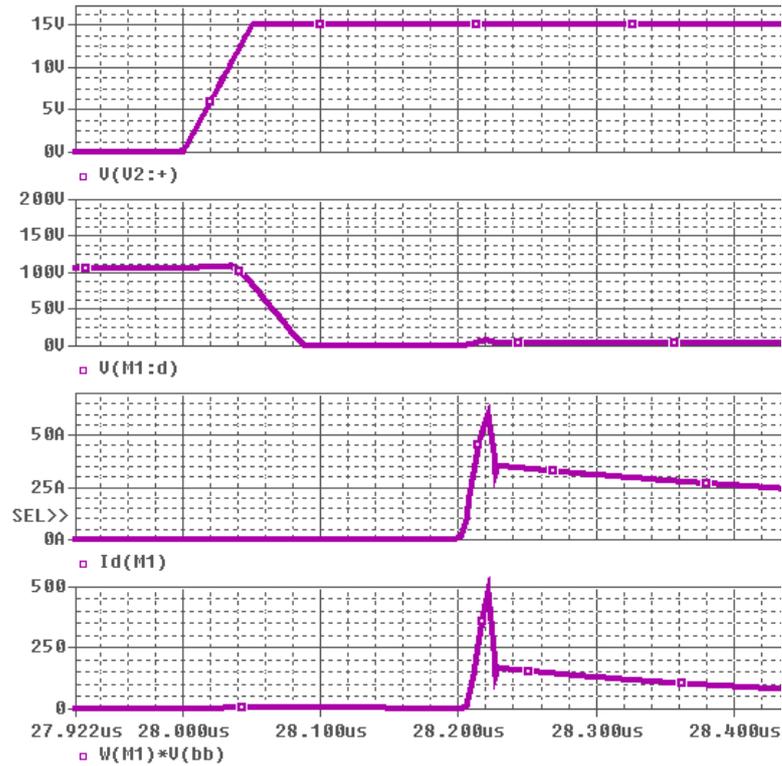


Рисунок 2.32 - Включение СТК в модели ККМ с ФТП на двух СТК.

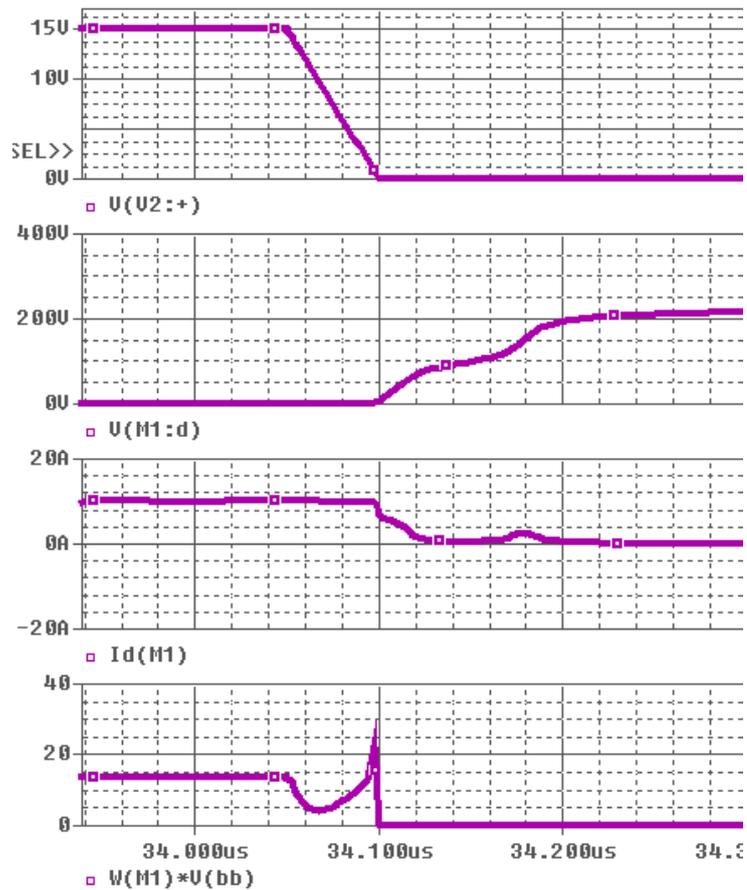


Рисунок 2.33 - Выключение СТК в модели ККМ с ФТП на двух СТК.

На Рисунке 2.34 представлена траектория переключения для рассматриваемого преобразователя, которая является практически идеальной.

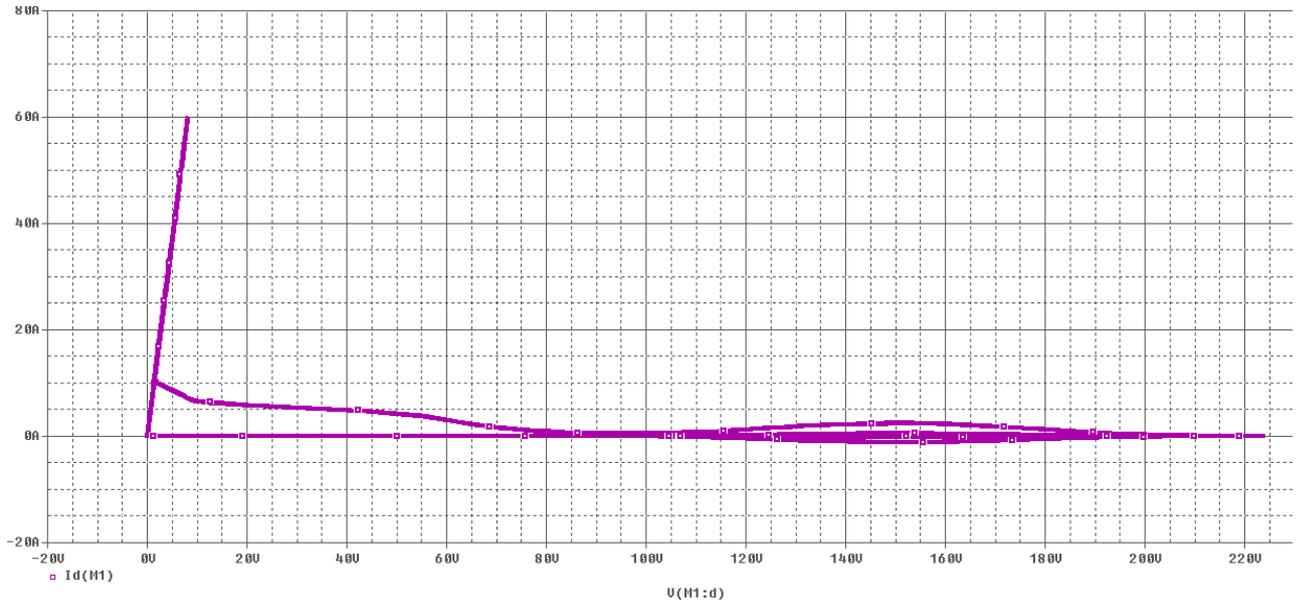


Рисунок 2.34 - Траектория переключения СТК в однофазном классическом ККМ с ФТП на двух СТК.

При включении СТК большое значение тока обусловлено разрядом конденсатора $C1$ через нелинейный дроссель. Данное значение тока не является критичным, так как его кратковременное протекание происходит при нулевом напряжении на СТК. Таким образом при той же мощности нагрузки в СТК выделяется мгновенная мощность 440 Вт на включении и 26 Вт на выключении.

Для определения значений емкости и индуктивности рассматриваемого преобразователя можно вывести аналитические соотношения, позволяющие подобрать требуемые параметры реактивных элементов в начальном приближении:

Рекомендуемые характеристики используемого сердечника:

Индуктивность намагничивания сердечника $B_s \uparrow$ должна быть как можно больше; коэрцитивная сила $H_c \downarrow$ должна быть как можно меньше; остаточная индукция намагничивания $B_r \downarrow$ должна быть как можно меньше, при этом магнитную проницаемость $\mu \uparrow$ сердечника необходимо выбирать как можно больше.

Задавшись основными характеристиками сердечника, а также зная принцип работы СТК можно составить систему уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{\text{задержки}} \geq t_{\text{вкл.}} \\ U_{\text{н}} = S_{\text{ст}} \cdot W \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t} \\ \Delta B = B_{\text{с}} - B_{\text{р}} \\ \Delta t = t_{\text{вкл.}} - t_{\text{задержки}} \\ E_{\text{упр.}} = R_{\text{затвор}} \cdot I_{\text{упр.}} \\ \frac{1}{2} \cdot I_{\text{упр.}} \cdot t_{\text{задержки}} = E_{\text{упр.}} \cdot C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}} \cdot (U_{\text{н}} + E_{\text{упр.}}) \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Где $t_{\text{задержки}}$ - время задержки нарастающего фронта тока СТК; $t_{\text{вкл.}}$ - время включения СТК; $U_{\text{н}}$ - значение выходного напряжения однофазного ККМ; $S_{\text{ст}}$ - площадь поперечного сечения магнитопровода; W - количество витков дросселя; $B_{\text{с}}$ - индукция насыщения сердечника; $B_{\text{р}}$ - остаточная индукция сердечника; $E_{\text{упр.}}$ - значение напряжения, подаваемое на затвор СТК; $R_{\text{затвор}}$ - активное сопротивление в цепи затвора СТК; $I_{\text{упр.}}$ - значение тока, протекающего в цепи затвора СТК; $C_{\text{зи}}$ - значение паразитной емкости между затвором и истоком СТК; $C_{\text{зс}}$ - значение паразитной емкости между затвором и стоком СТК.

Решая представленную систему алгебраических уравнений, необходимым и достаточным является определение требуемого поперечного сечения магнитопровода, а также нахождение количества витков.

Аналитический расчет конденсатора:

Для обеспечения задержки на выключении СТК необходимо применять конденсатор, обеспечивающий переключения СТК при малом значении напряжения.

Исходя из принципа работы СТК в рассматриваемых схемах, можно определить значение емкости требуемого конденсатора:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{\text{упр.}} \cdot R_{\text{затвор}} = E_{\text{упр.}} \\ \frac{1}{2} \cdot I_{\text{упр.}} \cdot t_{\text{выкл.}} = E_{\text{упр.}} \cdot (C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}) \\ I_{\text{заряда}} = 2 \cdot I_{\text{нагрузки}} \\ E_{\text{упр.}} \cdot C = t_{\text{выкл.}} \cdot 2 \cdot I_{\text{нагрузки}} \end{array} \right. \quad (2.20)$$

В заключении можно сказать, что применение ФТП позволяет уменьшить динамические потери не только в ККМ, но и в других типах AC/DC, DC/DC, DC/AC преобразователях. А также применение ФТП позволяет работать СТК по низкоэнергетической траектории, что повышает надежность работы, что в свою очередь повышает также и КПД, а уменьшение значений производных тока и напряжения повышает электромагнитную совместимость.

Несмотря на существенное уменьшение динамической составляющей мощности потерь, применение не диссипативного ФТП требует использование двух СТК, работающих синхронно. Это приведет к двукратному увеличению статической составляющей мощности потерь в СТК. Учитывая все особенности применения ФТП? результирующее значение мощности потерь представлено в Таблице 2.6.

ТАБЛИЦА 2.6 - РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА ПОТЕРЬ С ФТП И БЕЗ НЕГО

Параметр	Топология схемы	
	Без ФТП	С ФТП
$P_{VT(стат)}$, Вт	4.84	9.68
$P_{VT(дин.)}$, Вт	22.80	1.271
P_{VT} , Вт	27.64	10.951

В итоге, значение мощности потерь полупроводниковых элементов в классическом ККМ представлено в Таблице 2.7.

ТАБЛИЦА 2.7 - СРАВНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКИХ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА ПОТЕРЬ С УЧЕТОМ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ

Параметр	Топология схемы	
	Без улучшений	С улучшениями
$P_{мост}$, Вт	52.5	9.375
$P_{VT(стат)}$, Вт	4.84	9.68
$P_{VT(дин.)}$, Вт	22.80	1.271
P_{VT} , Вт	27.64	10.951
$P_{D(стат)}$, Вт	5.82	5.82
$P_{D(дин.)}$, Вт	7.48	7.48
P_D , Вт	13.3	13.3
$P_{общие}$, Вт	93.44	33.626

ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 2

1. В результате проведенных исследований составлена и представлена классификация однофазных корректоров коэффициента мощности, которая позволяет ввести дополнительные критерии сравнения силовых каскадов однофазных ККМ с однополярным и двухполярным выходным напряжением.

2. Проведен сопоставительный анализ достоинств и недостатков силовых каскадов однофазных ККМ в результате которого был выбран наиболее оптимальный силовой каскад однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением с дросселем постоянного тока и СТК постоянного тока.

3. В результате проведенных исследований была обнаружена энергетическая проблема на этапе включения СТК, справедливая для всех типов силовых каскадов однофазных ККМ.

4. Разработан ФТП на двух СТК, позволяющий устранить энергетическую проблему на этапе включения, а также значительно уменьшить динамическую составляющую мощности потерь в СТК однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением.

5. В результате проведенных исследований способов повышения энергоэффективности в различных преобразователях электроэнергии, был разработан синхронный выпрямитель, позволяющий уменьшить значение статической составляющей мощности потерь в сетевом выпрямителе, обладающий рядом преимуществ по сравнению с существующими зарубежными аналогами.

6. Предложенные способы повышения энергоэффективности в однофазном классическом ККМ позволяет уменьшить значение мощности потерь полупроводниковых элементов почти в 3 раза.

ГЛАВА 3. АНАЛИЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗЛИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ ОДНОФАЗНЫХ КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ.

Существуют различные силовые каскады ККМ со своими достоинствами и недостатками, при этом у каждого из них существует своя область применения [16,19]. Однако, алгоритмы управления одним и тем же силовым каскадом ККМ могут быть различные [40-44]. В зависимости от выбранного алгоритма работы силовой каскад ККМ может отличаться динамическими, энергетическими и регулировочными характеристиками, о чем нельзя забывать при проектировании ККМ. Поскольку существует множество различных силовых каскадов ККМ, в диссертационной работе будут рассмотрены алгоритмы управления на примере классического однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением, с дросселем постоянного тока и ключом постоянного тока. При этом все рассматриваемые алгоритмы применимы и к другим силовым каскадам.

3.1. Классификация систем управления и защиты однофазными ККМ.

Алгоритмы управления однофазными ККМ можно классифицировать по следующим свойствам: вид широтно-импульсной модуляции (ШИМ), способ синхронизации с сетью [45-46], способ регулирования, режим работы ККМ, форма потребляемого тока, размещение датчика тока, наличие датчика сетевого напряжения, наличие перемножителя. Возможные вариации этих свойств представлены на Рисунке 3.1 [47-49].

Одной из функции работы ККМ является формирование потребляемого тока таким образом, чтобы он был прямо пропорциональным с входным напряжением. Таким образом, рассматриваемые алгоритмы могут формировать различные формы потребляемого тока, показанные на Рисунке 3.2.

Также при проектировании однофазного ККМ и выборе алгоритма управления необходимо руководствоваться 2 основными критериями: коэффициентом мощности и коэффициентом гармоник. В зависимости от уровня потребляемой мощности требования к значениям этих коэффициентов изменяется, как показано в Главе 1 на Рисунке 3.2.

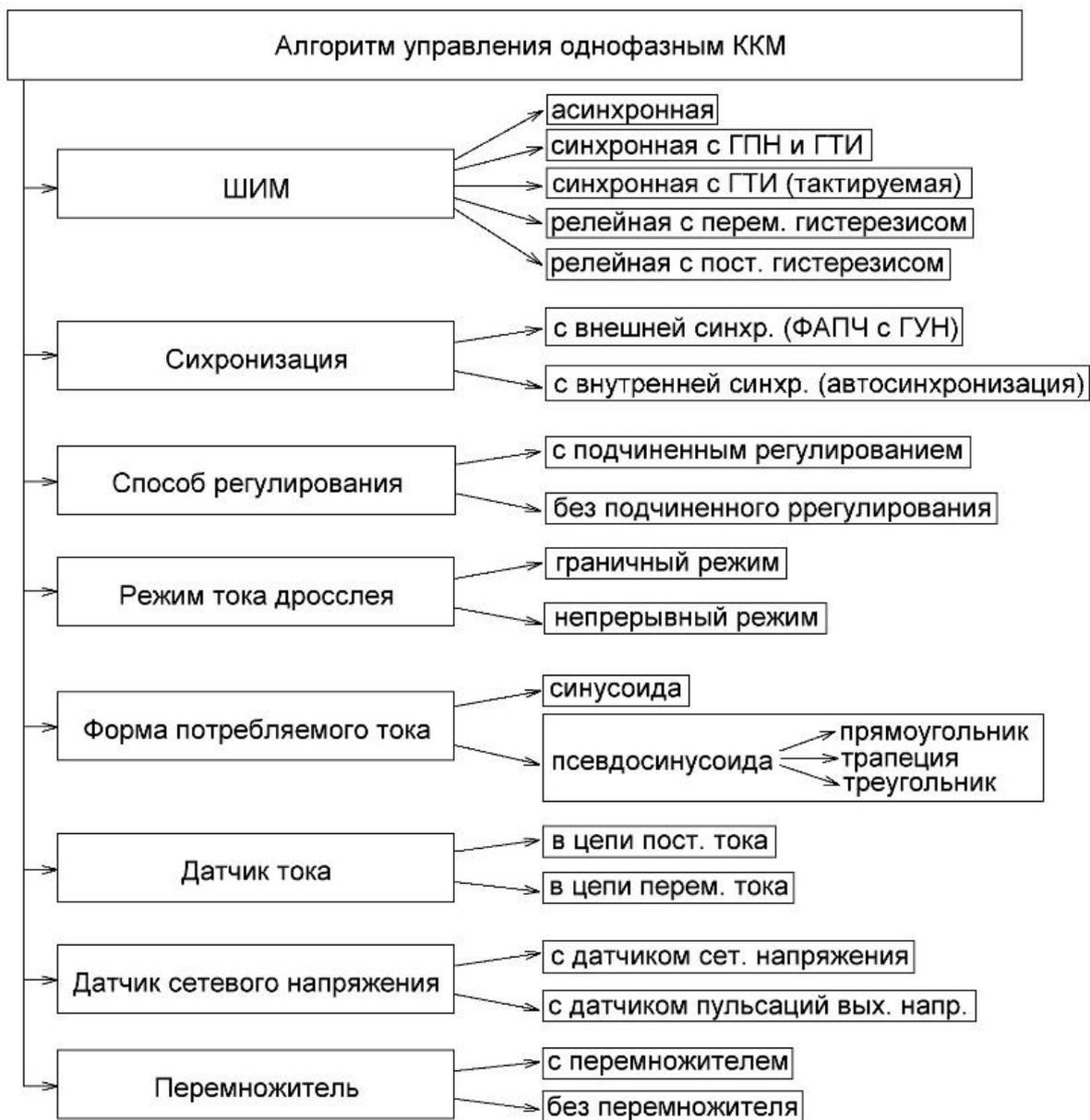


Рисунок 3.1 - Классификация алгоритмов управления однофазным ККМ.

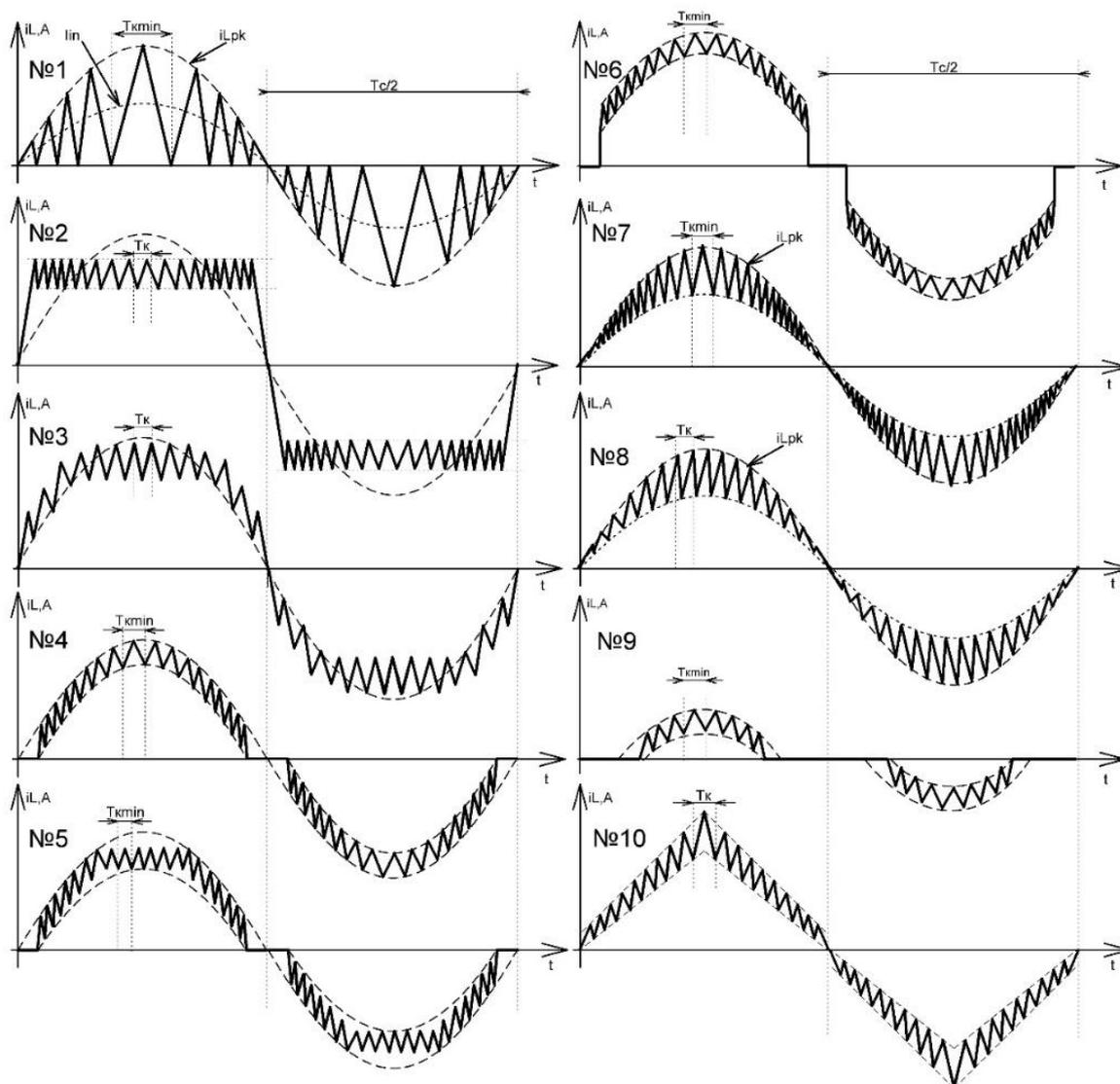


Рисунок 3.2 - Формы потребляемого тока однофазного ККМ.

Каждая из представленных форм входного тока обладает своими достоинствами и недостатками, а также своей степенью сложности и затрат при реализации.

Очевидно, что для определения наиболее оптимального и эффективного алгоритма управления необходимо провести сравнение, по каким-либо критериям. Универсальных критериев, подходящих под все виды ШИМ, не существует, так как у ряда из них изменяемая частота коммутации на периоде питающей сети. Полноту многообразия систем управления однофазными ККМ можно определить, используя представленную классификацию систем управления и защиты (СУЗ) на Рисунке 3.1, а также учитывая, что для каждой из них имеются свои особенности при выборе своего силового каскада.

3.2. Критерии оценивания качества потребляемой электроэнергии.

Количественными характеристиками формы потребляемого тока являются: коэффициент мощности, коэффициент гармоник, коэффициент искажения, коэффициент формы, коэффициент амплитуды [49].

Коэффициент мощности – это отношение активной мощности при несинусоидальных токах к полной мощности и обозначается как K_M . Коэффициент мощности определяется по формуле (3.1), где K_M – коэффициент мощности, U – действующее значение напряжения, I – действующее значение тока, i – мгновенное значение тока, u – мгновенное значение напряжения, P – активная (полезная мощность). При идеальной синусоиде $K_M = 1$.

$$K_M = \frac{P}{U \cdot I} = \frac{\int_0^T u \cdot i \cdot dt}{\sqrt{\int_0^T u^2 \cdot dt \cdot \int_0^T i^2 \cdot dt}} \quad (3.1)$$

Коэффициент гармоник – это отношение среднеквадратичной суммы токов высших гармоник, кроме первой, к току первой гармоники и обозначается K_G . Коэффициент гармоник потребляемого тока определяется по формуле (3.2), где K_G – коэффициент гармоник, I_n – значение тока n – ой гармоники. При идеальной синусоиде $K_G = 0\%$.

$$K_G = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\frac{I^2}{I_1^2} - 1} \quad (3.2)$$

Коэффициент искажения – это отношение тока первой гармоники к действующему значению тока и в данной статье обозначается K_i . Коэффициент искажения определяется по формуле (3.3), где K_i – коэффициент искажения, I – действующее значение тока, I_1 – значение тока первой гармоники. При идеальной синусоиде $K_i = 1$.

$$K_i = \frac{I_1}{I} \quad (3.3)$$

Коэффициент формы – это отношение действующего значения функции к среднему взятому по абсолютному значению и обозначается K_f . При идеальной синусоиде $K_f = 1,11$.

$$K_{\phi} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T f^2(t) \cdot dt}}{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T |f(t)| \cdot dt} \quad (3.4)$$

Коэффициент амплитуды – это отношение максимального значения функции к действующему значению и обозначается K_a . При идеальной синусоиде $K_a = 1,41$.

$$K_a = \frac{f_m}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T f^2(t) \cdot dt}} \quad (3.5)$$

Используя эти критерии, а также проведя моделирование различных структур СУЗ необходимо провести аналитическое сравнение различных алгоритмов управления на примере однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением с дросселем постоянного тока и СТК постоянного тока.

3.3. Структурные и функциональные схемы СУЗ однофазных ККМ.

Список сокращений при описании алгоритмов работы однофазным ККМ:

ДСН – датчик сетевого напряжения;

ДТ- датчик тока;

ДВН – датчик выходного напряжения;

ИОН – источник опорного напряжения;

КУ – корректирующее устройство;

УСР – усилитель сигнала рассогласования;

ГПН – генератор пилообразного напряжения;

ГТИ – генератор тактовых импульсов;

ВИП – времяимпульсный перемножитель;

1) Граничный режим работы

На Рисунке 3.3 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающего в режиме граничного тока. Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 1 (№1).

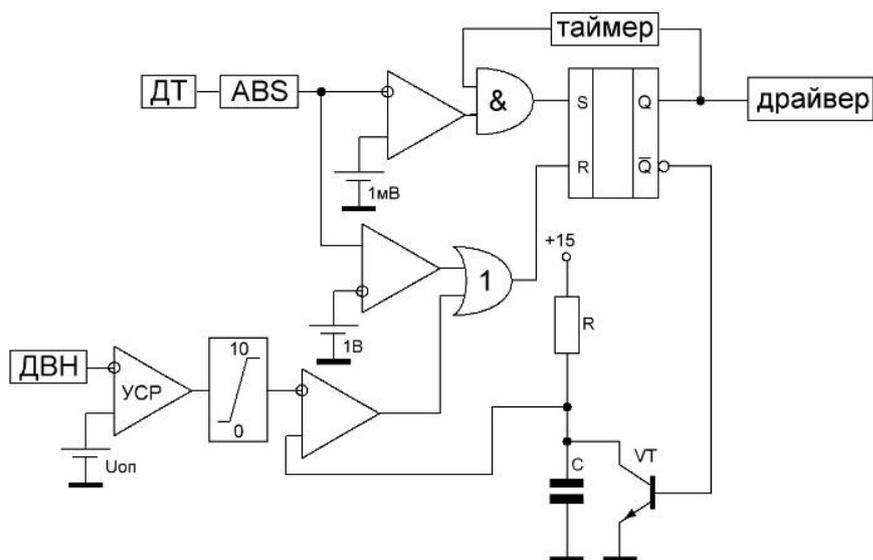


Рисунок 3.3 - Структурная схема №1. Граничный режим работы.

Достоинства:

- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Относительная простота схемы;
- Практически отсутствуют энергетические потери при включении силового транзистора;

Недостатки:

- Амплитуда тока в 2 раза больше среднего значения (большое значение статических потерь в силовом транзисторе и силовом диоде);
- Переменная частота коммутации;
- Относительно не большой K_m и относительно большой K_g ;
- Необходим таймер для исключения высокой частоты коммутации при малых значениях нагрузки;

На Рисунке 3.4 представлена компьютерная модель граничного режима работы однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.5.

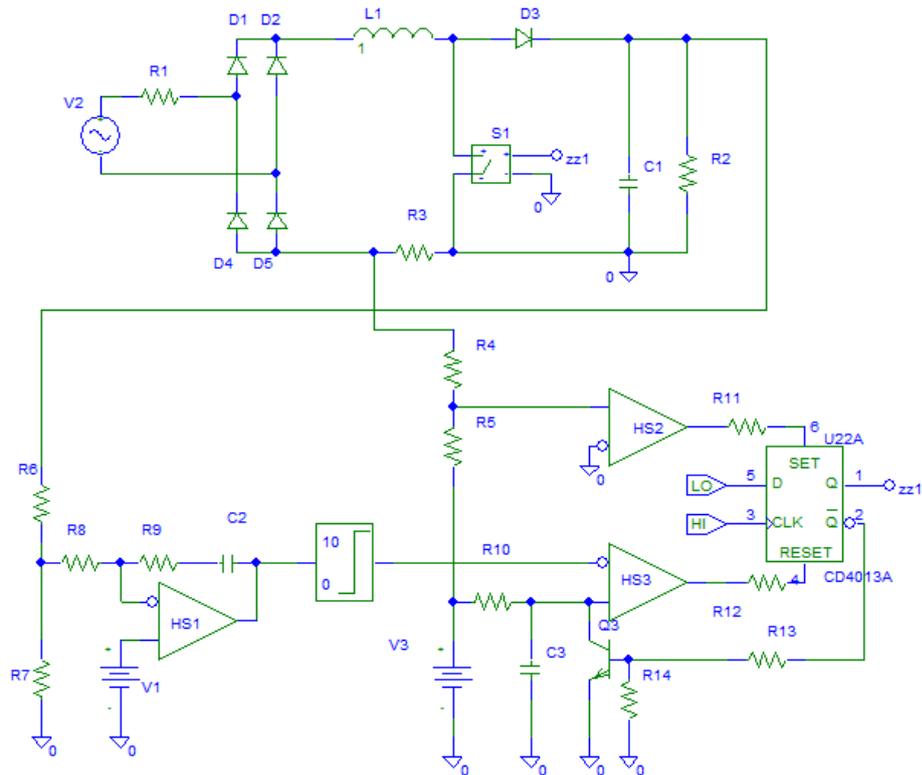


Рисунок 3.4 - Модель граничного режима работы.

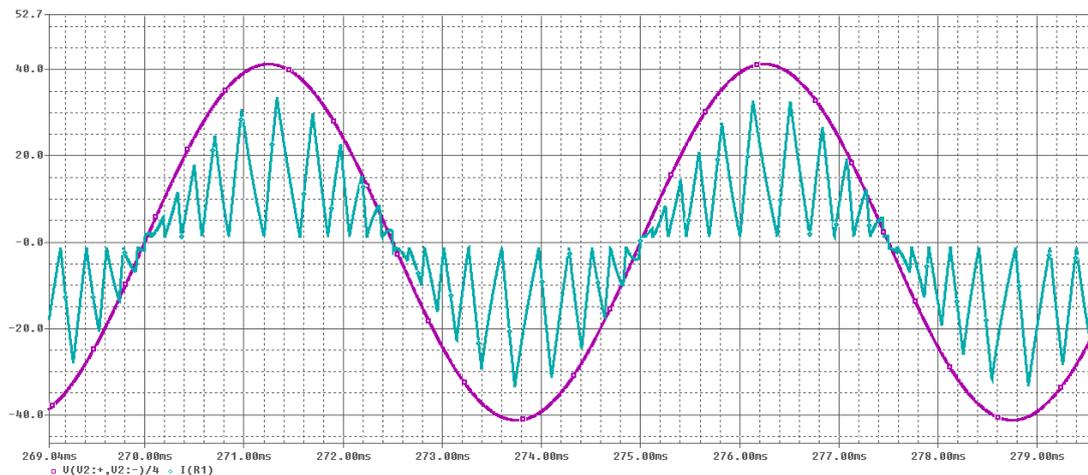


Рисунок 3.5 – Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме граничного тока.

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в граничном режиме, обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

2) Релейная ШИМ с переменным гистерезисом

На Рисунке 3.6 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая в режиме релейной ШИМ с переменным

гистерезисом. Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 7 (№7).

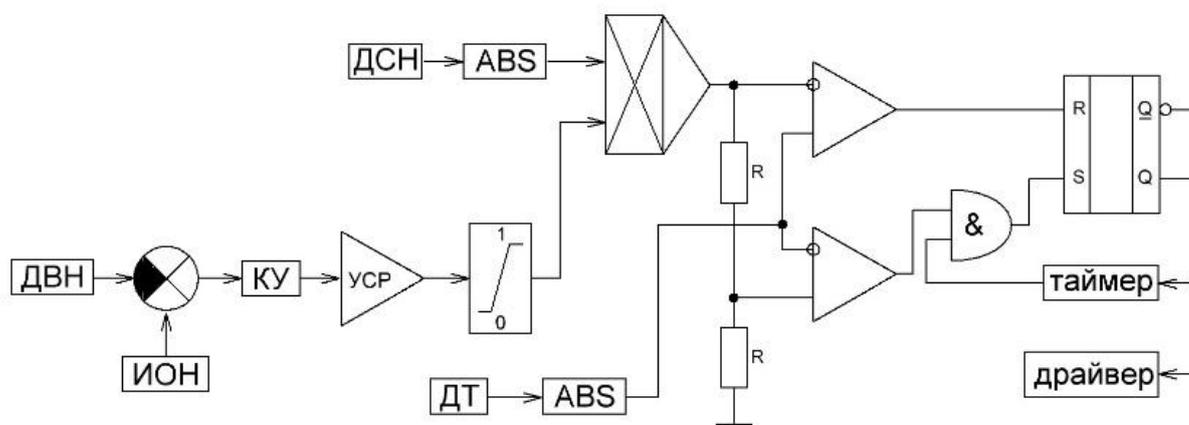


Рисунок 3.6 - Структурная схема №2. Релейная ШИМ с переменным гистерезисом.

Достоинства:

- Относительно высокий K_m и низкий K_g ;
- Относительная простота схемы;
- Амплитуда тока близка к среднему значению;
- Относительно малая частота коммутации (малые динамические потери);
- Хорошие динамические свойства системы;

Недостатки:

- Переменная частота коммутации;
- Наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования);
- Необходим таймер для исключения высокой частоты коммутации при малых значениях нагрузки;

На Рисунке 3.7 представлена компьютерная модель релейной ШИМ с переменным гистерезисом однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.8.

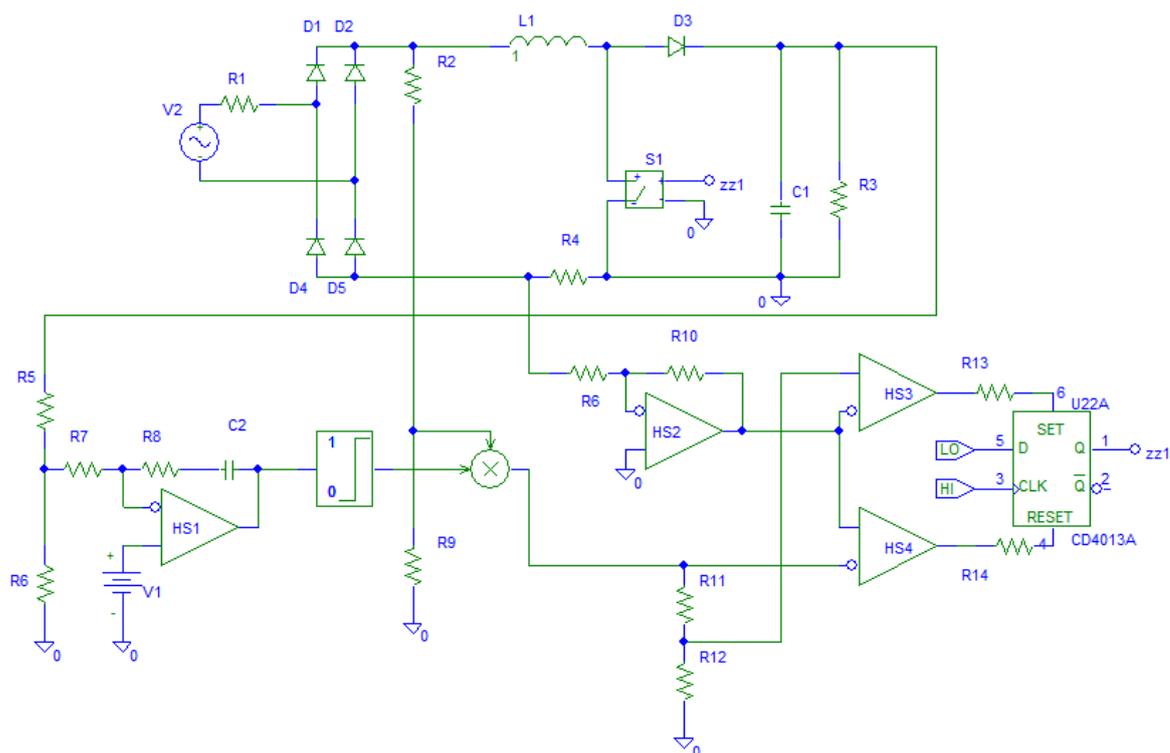


Рисунок 3.7 - Модель релейной ШИМ с переменным гистерезисом.

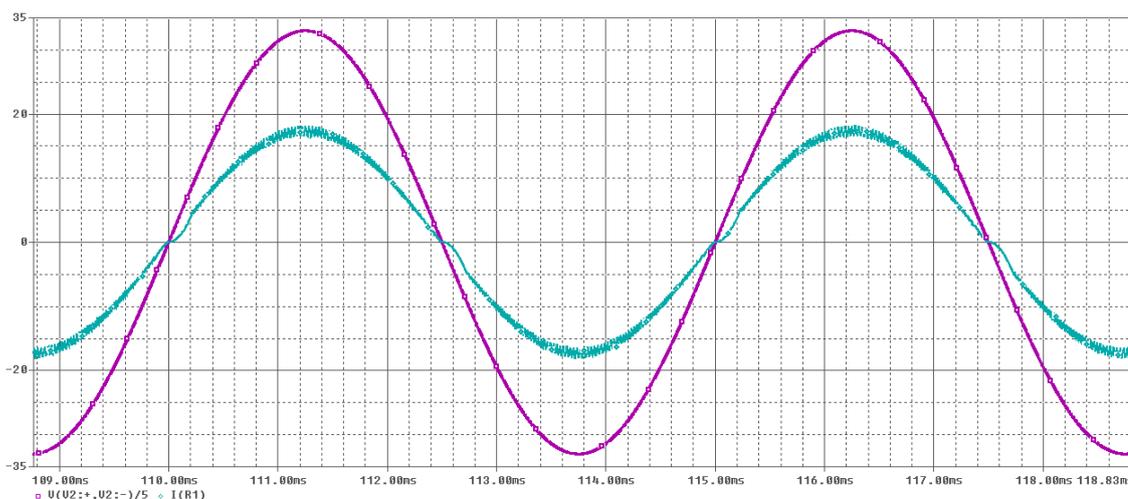


Рисунок 3.8 – Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме релейной ШИМ с переменным гистерезисом.

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме релейной ШИМ с переменным гистерезисом, обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

3) Релейная ШИМ с постоянным гистерезисом (синус)

На Рисунке 3.9 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (синус). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 4 (№4).

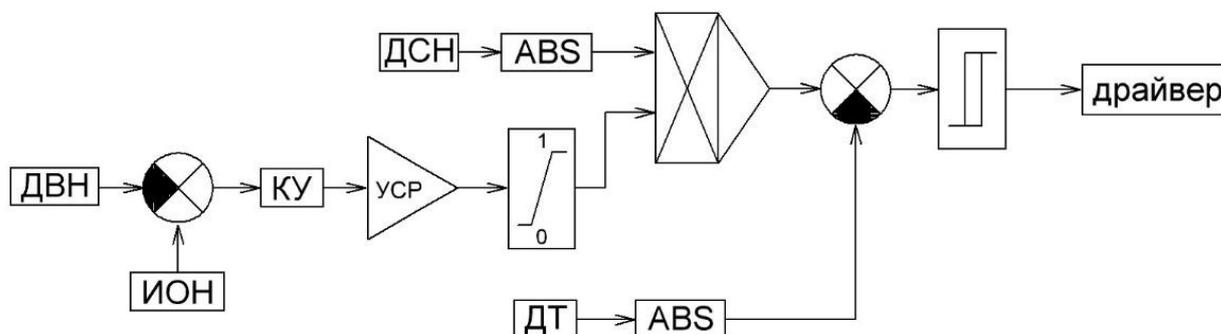


Рисунок 3.9 - Структурная схема №3. Релейная ШИМ с постоянным гистерезисом (синус).

Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Относительная простота схемы;
- Хорошие динамические свойства системы;
- Амплитуда тока близка к среднему значению;

Недостатки:

- Относительно не большой K_m и относительно большой K_T ;
- Наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования);
- Мертвая пауза тока в момент перехода через ноль;
- Переменная частота коммутации;

На Рисунке 3.10 представлена компьютерная модель релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (синус) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.11.

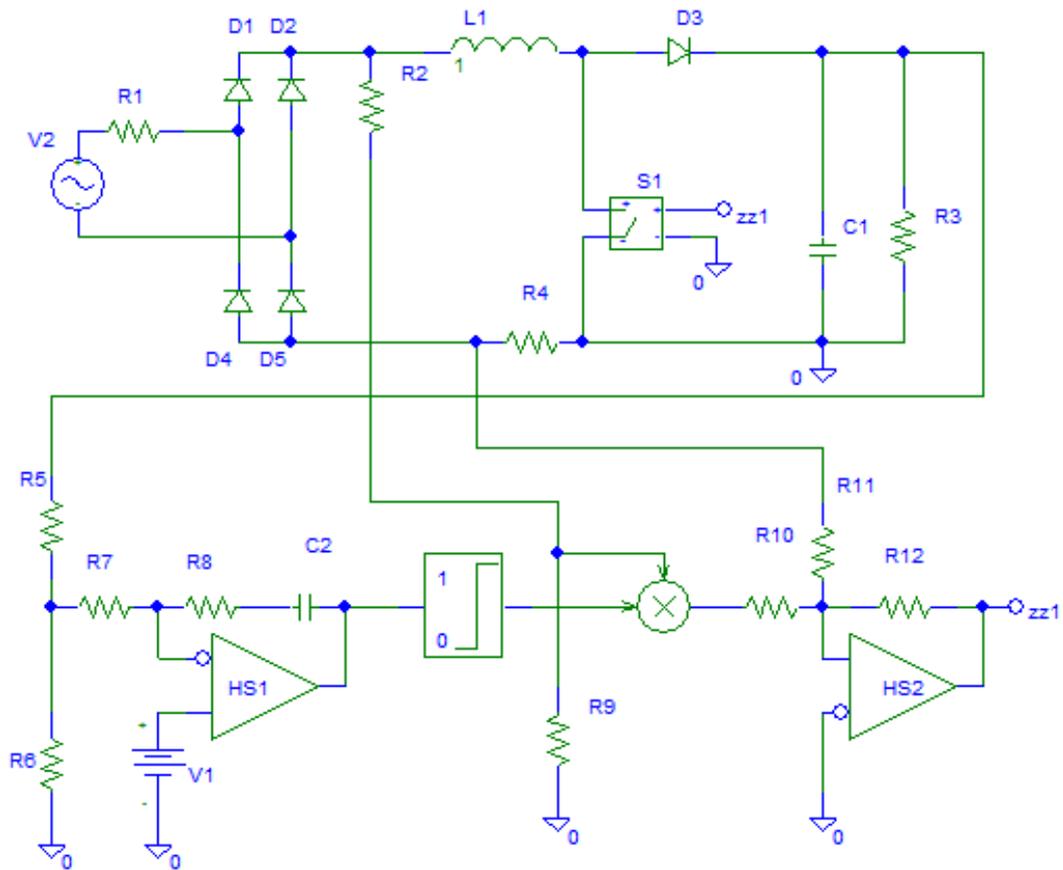


Рисунок 3.10 - Модель релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (синус).

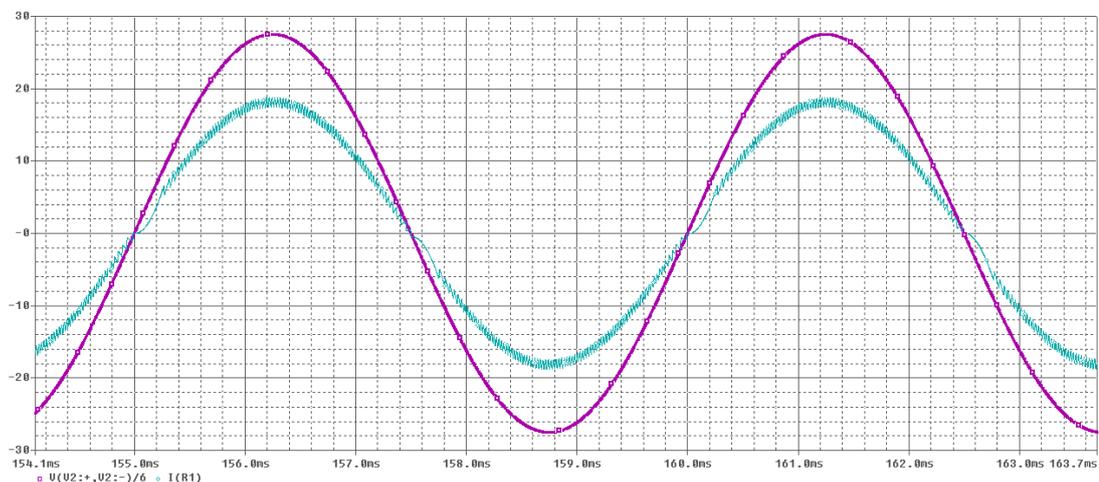


Рисунок 3.11 – Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (синус).

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (синус), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

4) Релейная ШИМ с постоянным гистерезисом (псевдосинус)

На Рисунке 3.12 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (псевдосинус). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 2 (№2).

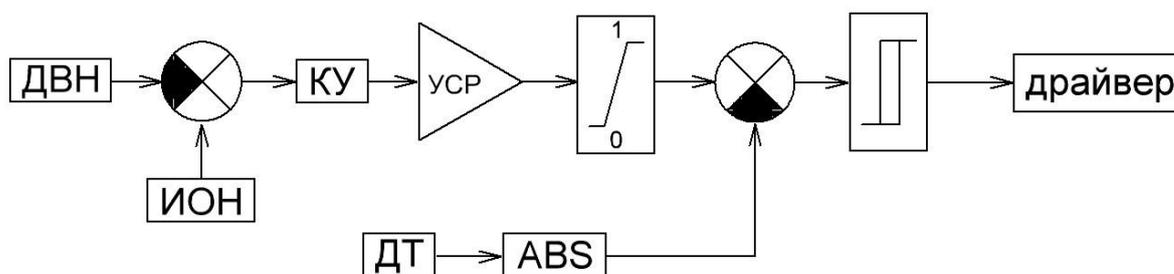


Рисунок 3.12 - Структурная схема №4. Релейная ШИМ с постоянным гистерезисом (псевдосинус).

Достоинства:

- Отсутствие множителя напряжения;
- Нет необходимости в таймере;
- Предельная простота схемы;
- Хорошие динамические свойства системы;

Недостатки:

- Амплитуда тока в 2 раза больше среднего значения (большое значение статических потерь в силовом транзисторе и силовом диоде);
- Переменная частота коммутации;
- Км не более 0.9 независимо от нагрузки;

На Рисунке 3.13 представлена компьютерная модель релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (синус) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.14.

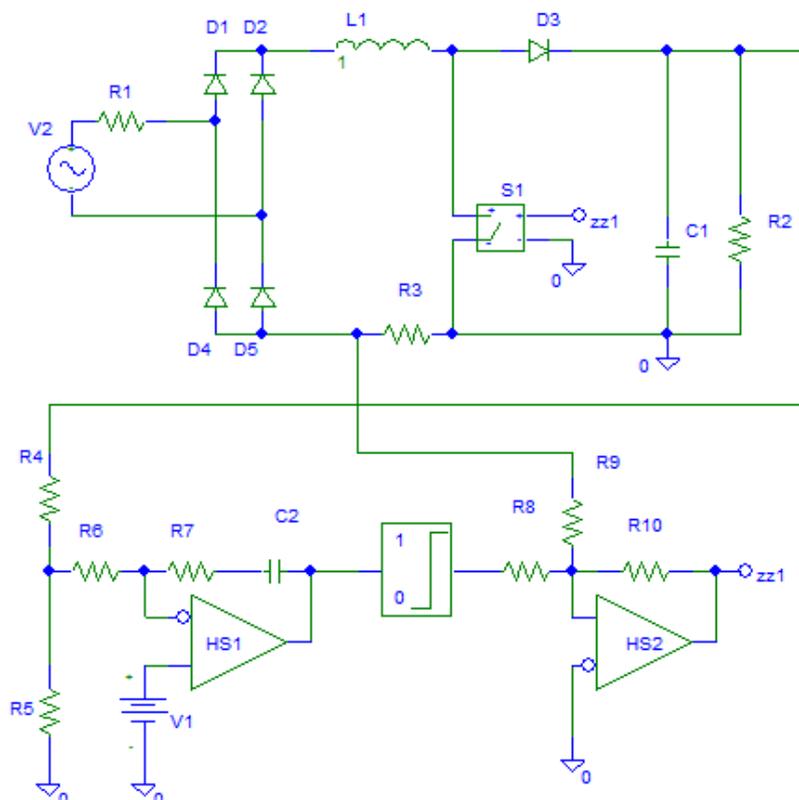


Рисунок 3.13 - Модель релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (псевдосинус).

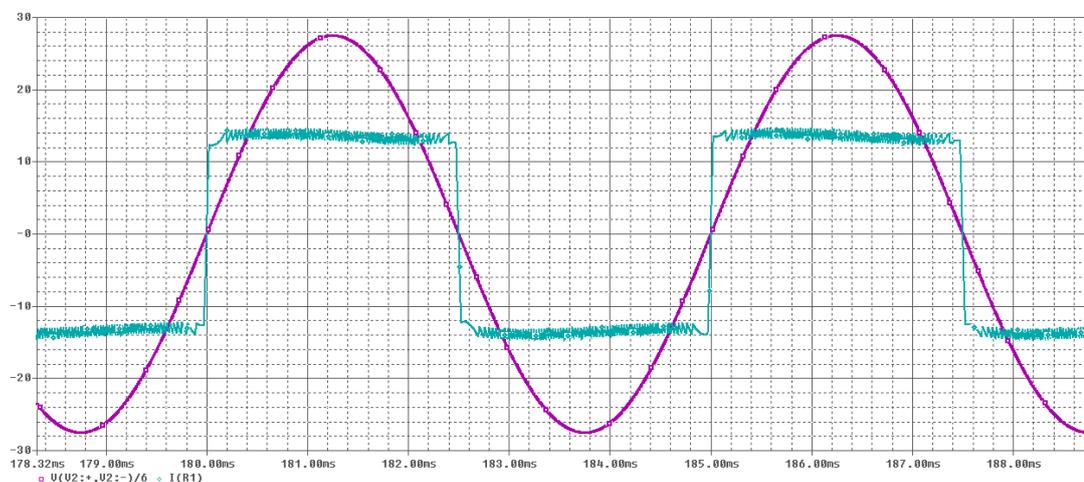


Рисунок 3.14 – Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (псевдосинус).

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (псевдосинус), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

5) Релейная ШИМ без множителя (вариант 1)

На Рисунке 3.15 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 1). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 4 (№4).

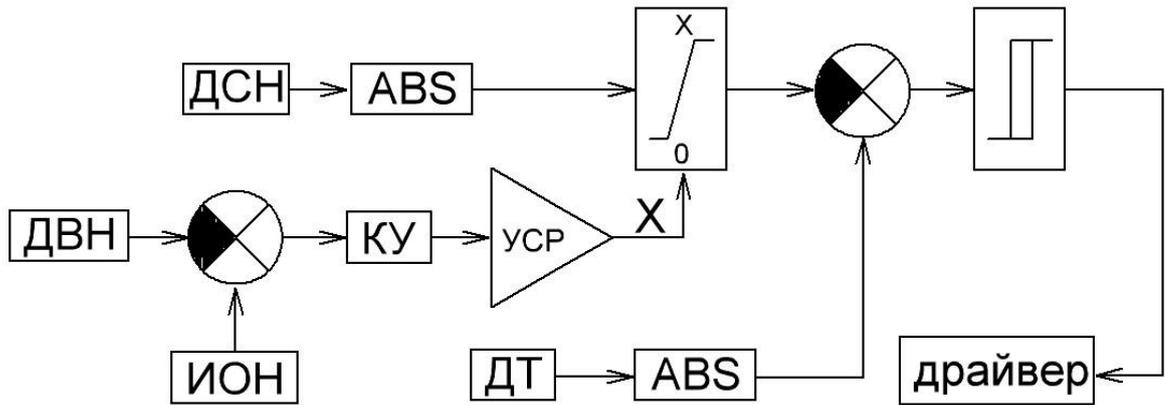


Рисунок 3.15 - Структурная схема №5. Релейная ШИМ без перемножителя (вариант 1).

Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Хорошие динамические свойства системы;
- Амплитуда тока близка к среднему значению;

Недостатки:

- Переменная частота коммутации;
- Необходимость управляемого ограничителя;
- Форма потребляемого тока зависит от величины нагрузки;

На Рисунке 3.16 представлена компьютерная модель релейной ШИМ без перемножителя (вариант 1) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.17.

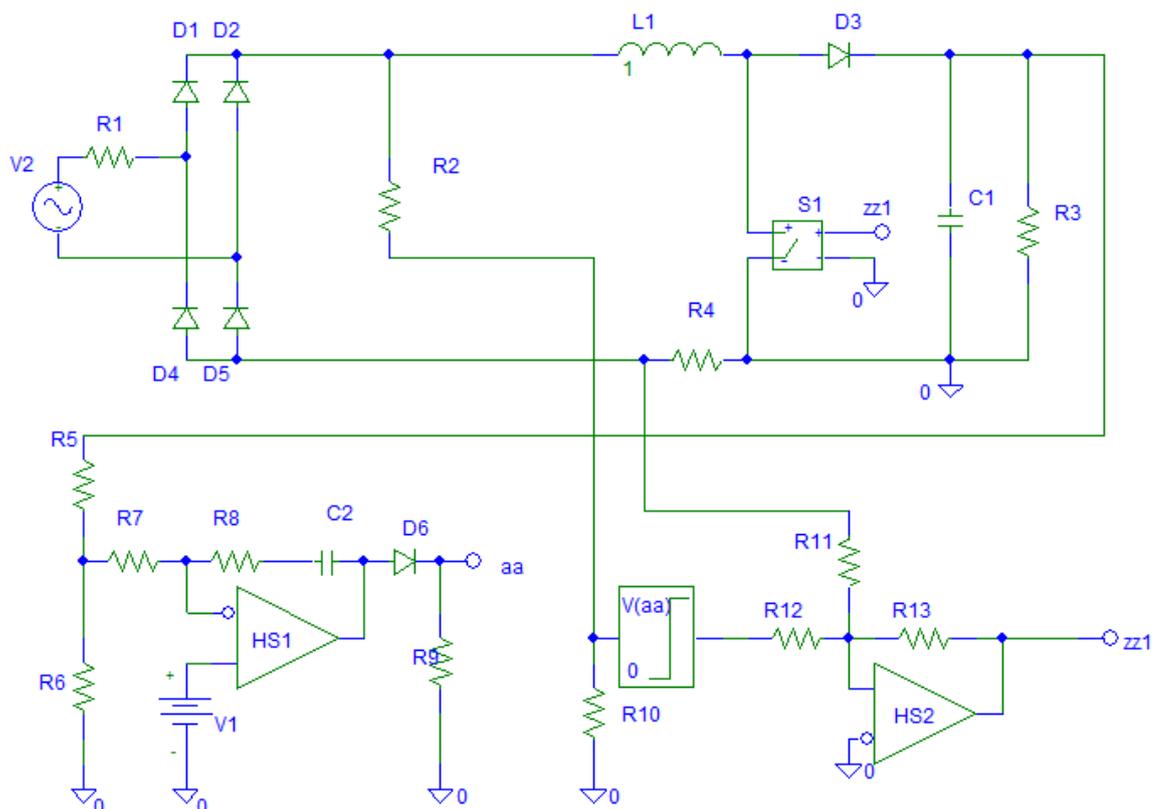


Рисунок 3.16 - Модель релейной ШИМ без перемножителя (вариант 1).

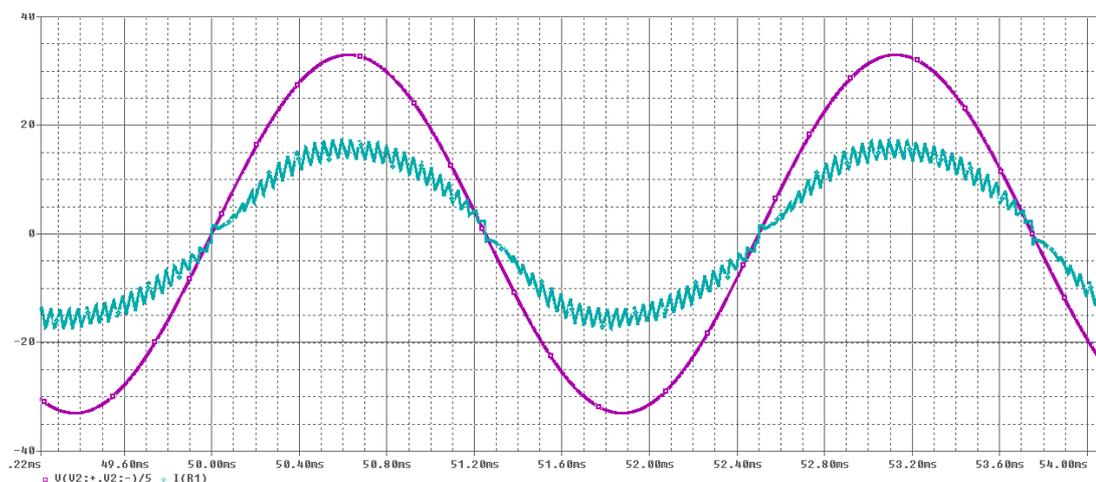


Рисунок 3.17 – Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 1).

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 1), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

б) Релейная ШИМ без перемножителя (вариант 2)

На Рисунке 3.18 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающего в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 2). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номерами 6,4,9 (№6, №4, №9), при этом все эти формы проявляются и зависят от уровня нагрузки.

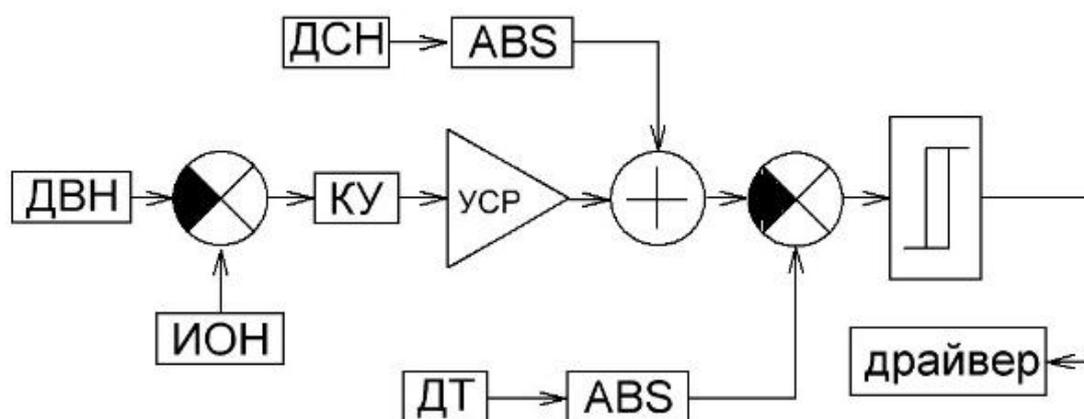


Рисунок 3.18 - Структурная схема №6. Релейная ШИМ без перемножителя (вариант 2).

Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Хорошие динамические свойства системы;
- Нет необходимости в управляемом ограничителе;
- Нет необходимости в таймере;

Недостатки:

- Переменная частота коммутации;
- Форма потребляемого тока сильно зависит от величины нагрузки;
- Мертвая пауза тока в момент перехода через ноль при определенной нагрузке;

На Рисунке 3.19 представлена компьютерная модель релейной ШИМ без перемножителя (вариант 2) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунках

3.20-3.22. Доказано, что в данной структуре форма потребляемого тока меняется в зависимости от тока нагрузки.

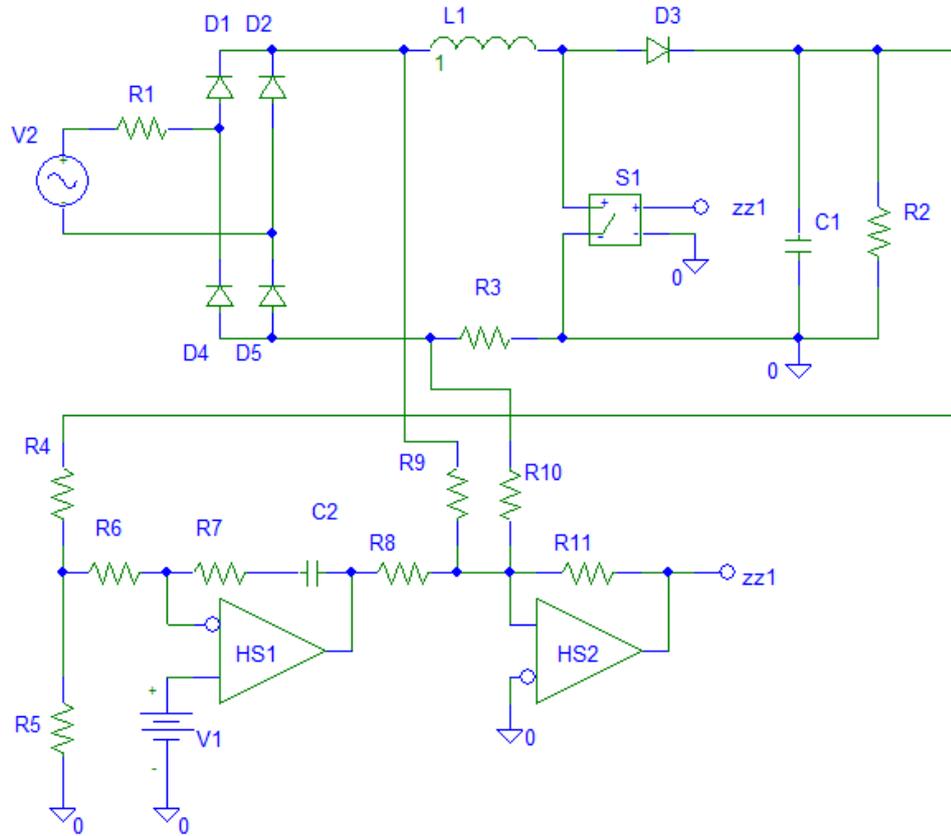


Рисунок 3.19 - Модель релейной ШИМ без перемножителя (вариант 2).

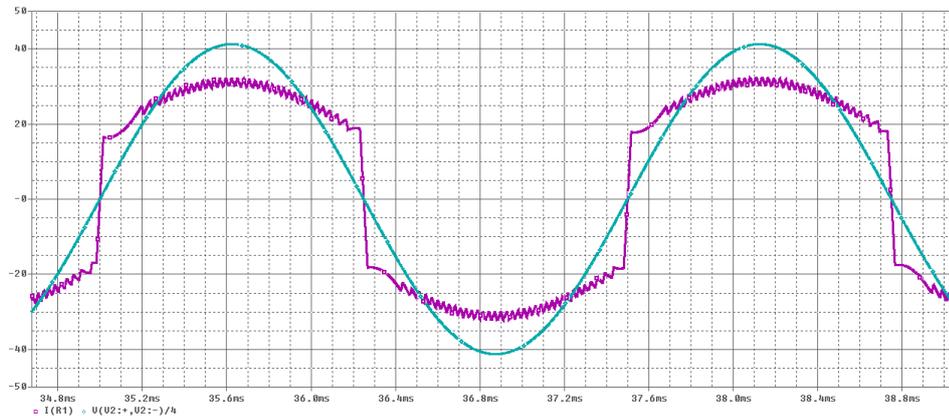


Рисунок 3.20 – Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 2) с удвоенным током нагрузки.

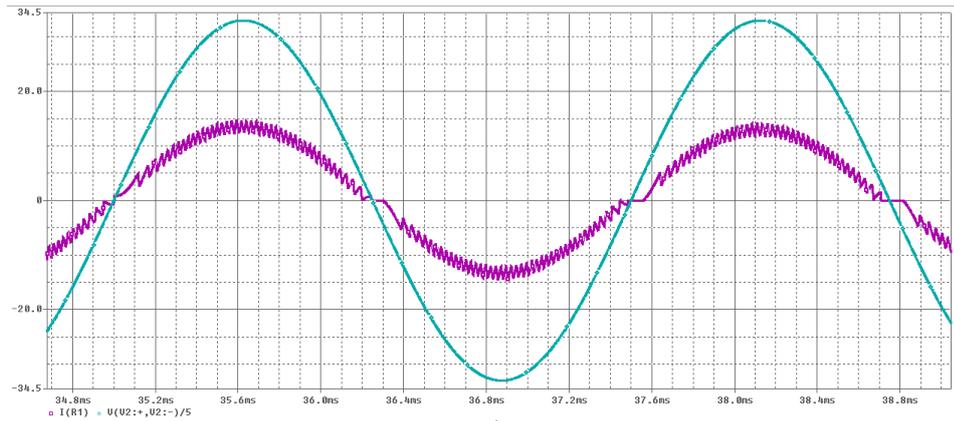


Рисунок 3.21 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 2) с номинальным током нагрузки.

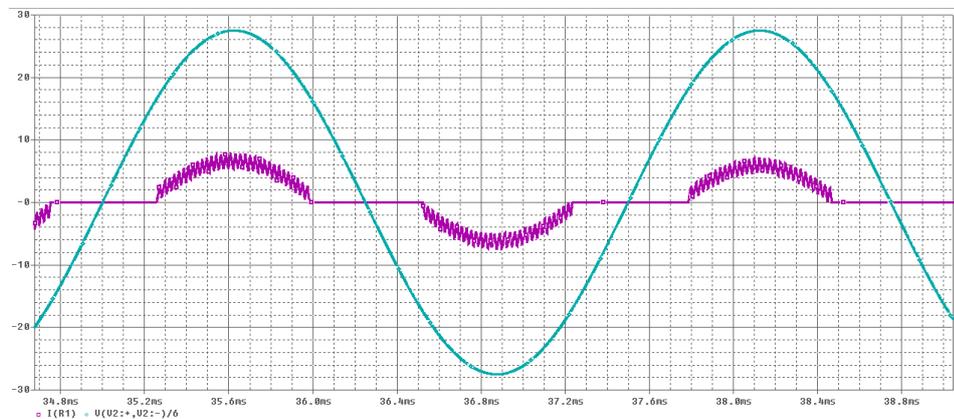


Рисунок 3.22 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 2) половина номинальной мощности нагрузки.

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 2), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

7) Релейная ШИМ без перемножителя (вариант 3)

На Рисунке 3.23 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающего в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 3). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 4 (№4).

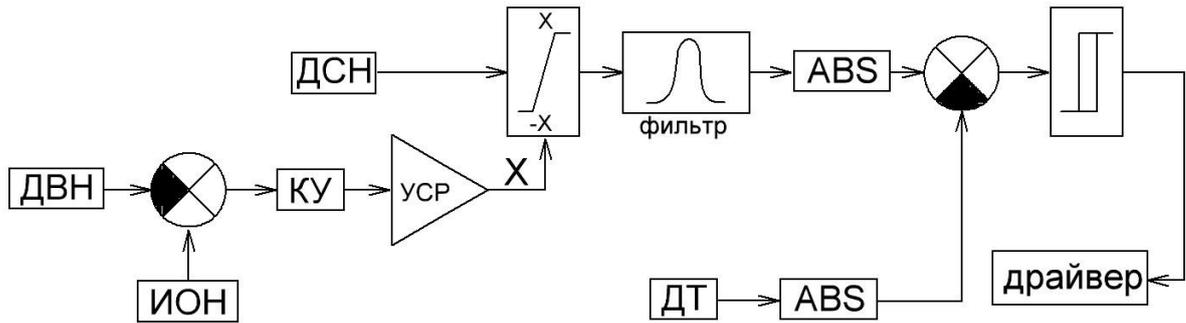


Рисунок 3.23 - Структурная схема №7. Релейная ШИМ без перемножителя (вариант 3).

Достоинства:

- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Нет необходимости в таймере;
- Постоянная частота коммутации;

Недостатки:

- Форма потребляемого тока сильно зависит от величины нагрузки;
- Относительная сложность схемы;
- Необходимость фильтра;
- Возможность работы в узком диапазоне частот сетевого напряжения;

На Рисунке 3.24 представлена компьютерная модель релейной ШИМ без перемножителя (вариант 3) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.25.

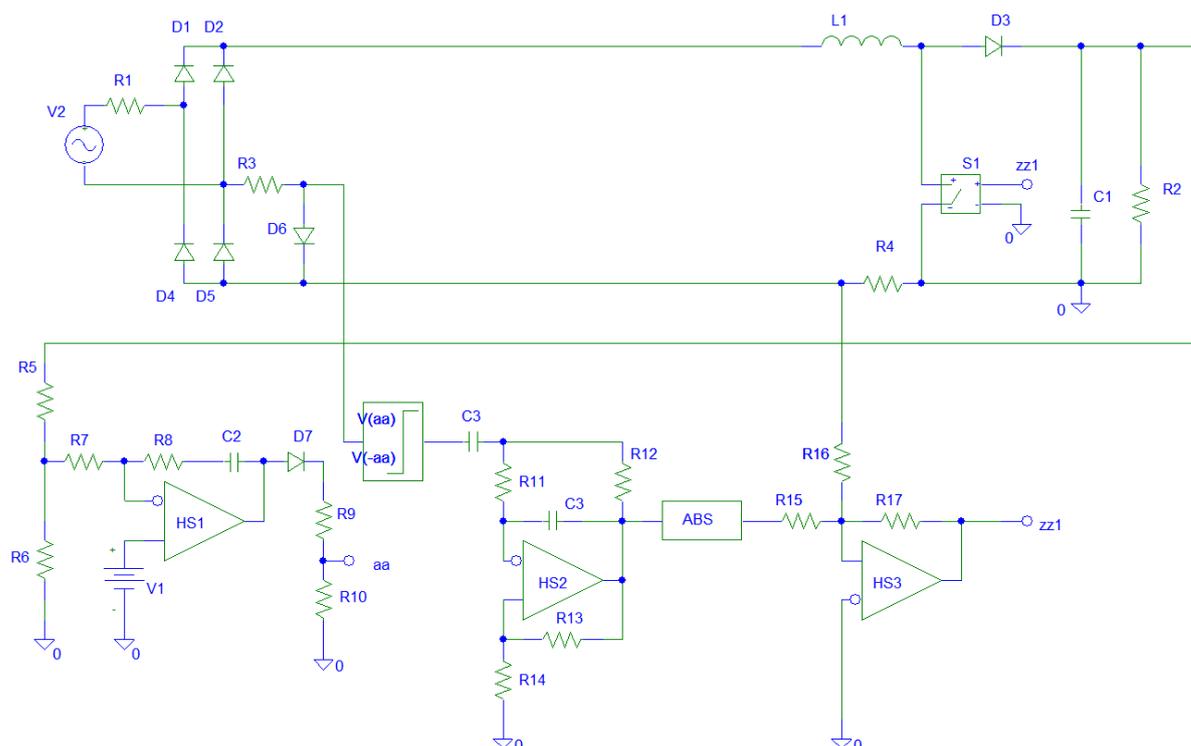


Рисунок 3.24 - Модель релейной ШИМ без перемножителя (вариант 3).

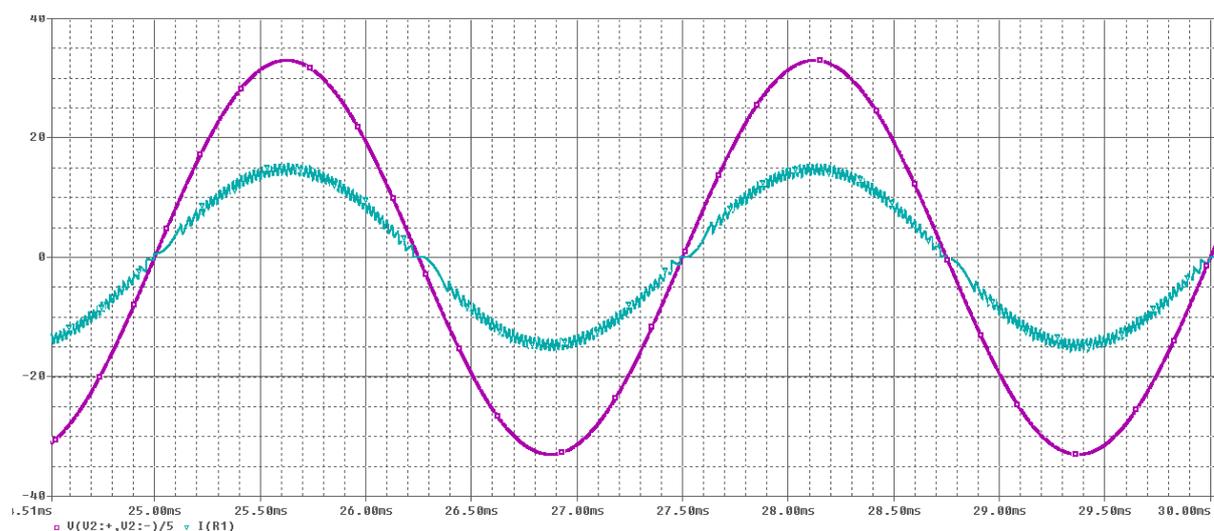


Рисунок 3.25 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 3).

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме релейной ШИМ без перемножителя (вариант 3), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

8) Асинхронная ШИМ (синус)

На Рисунке 3.26 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая в режиме асинхронной ШИМ (синус). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 8 (№8).

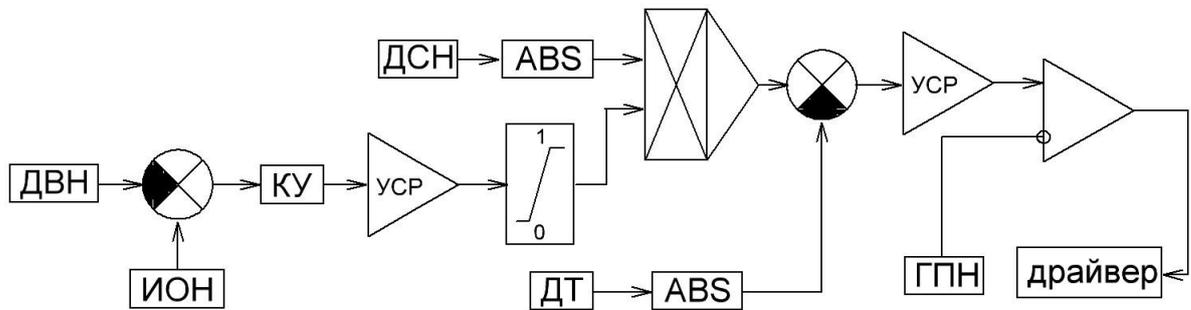


Рисунок 3.26 - Структурная схема №8. Асинхронная ШИМ (синус).
Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Нет необходимости в управляемом ограничителе;
- Синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- Возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
- Постоянная частота коммутации;

Недостатки:

- Плохие динамические свойства системы;
- Наличие 2 УСР;
- Наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования);
- Возможен режим многократной коммутации;

На Рисунке 3.27 представлена компьютерная модель асинхронной ШИМ (синус) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.28.

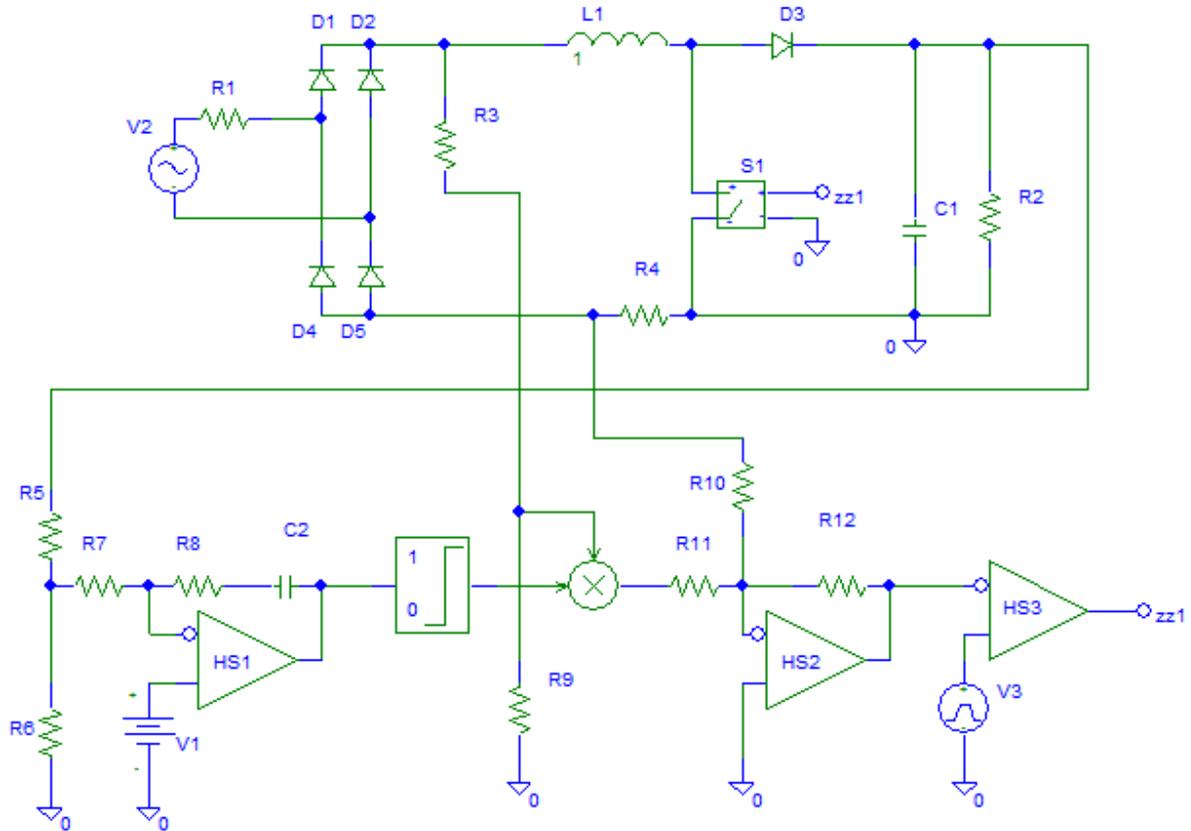


Рисунок 3.27 - Модель асинхронная ШИМ (синус).

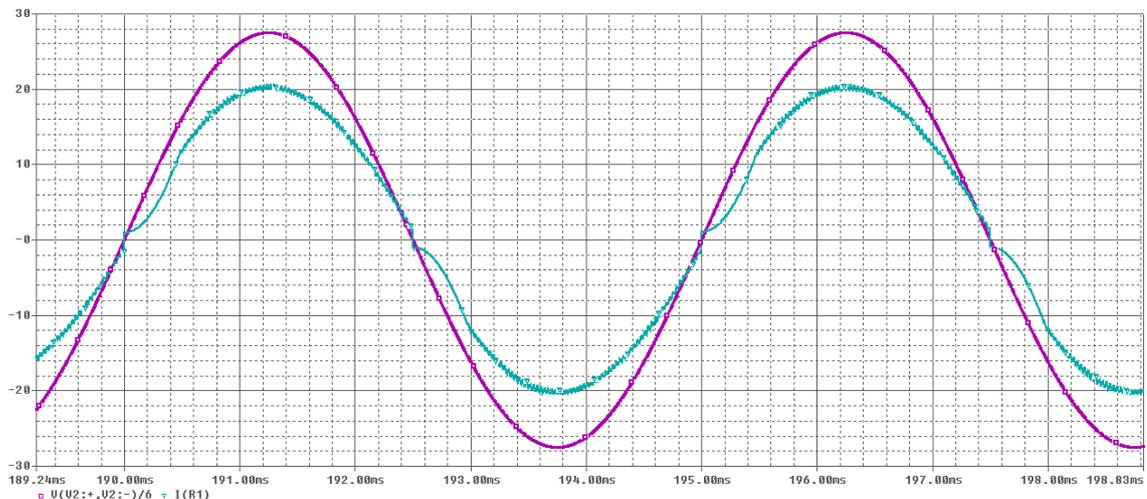


Рисунок 3.28 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме асинхронной ШИМ (синус).

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме асинхронной ШИМ (синус), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

9) Асинхронная ШИМ (псевдосинус)

На Рисунке 3.29 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая в режиме асинхронной ШИМ (псевдосинус). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 3,5 (№3, №5).

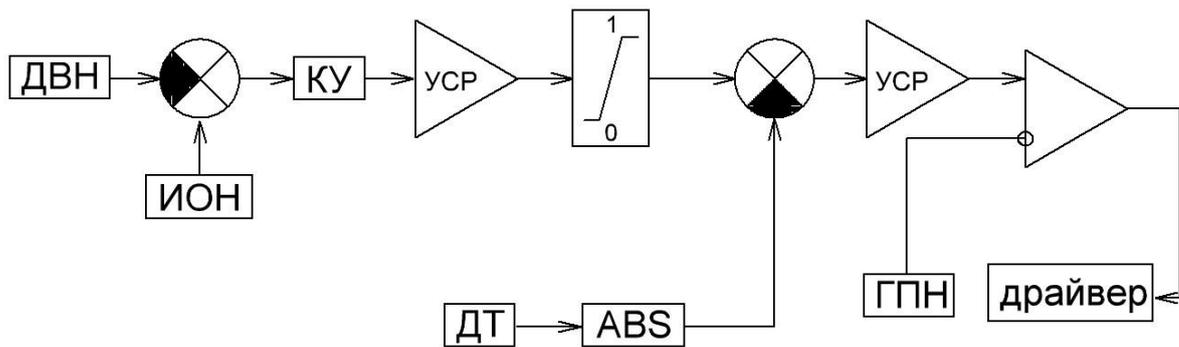


Рисунок 3.29 - Структурная схема №9. Асинхронная ШИМ (псевдосинус).

Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Нет необходимости в управляемом ограничителе;
- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Неизменная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- Возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
- Постоянная частота коммутации;

Недостатки:

- Плохие динамические свойства системы;
- Наличие 2 УСР;
- Возможен режим многократной коммутации;

На Рисунке 3.30 представлена компьютерная модель асинхронной ШИМ (псевдосинус) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.31.

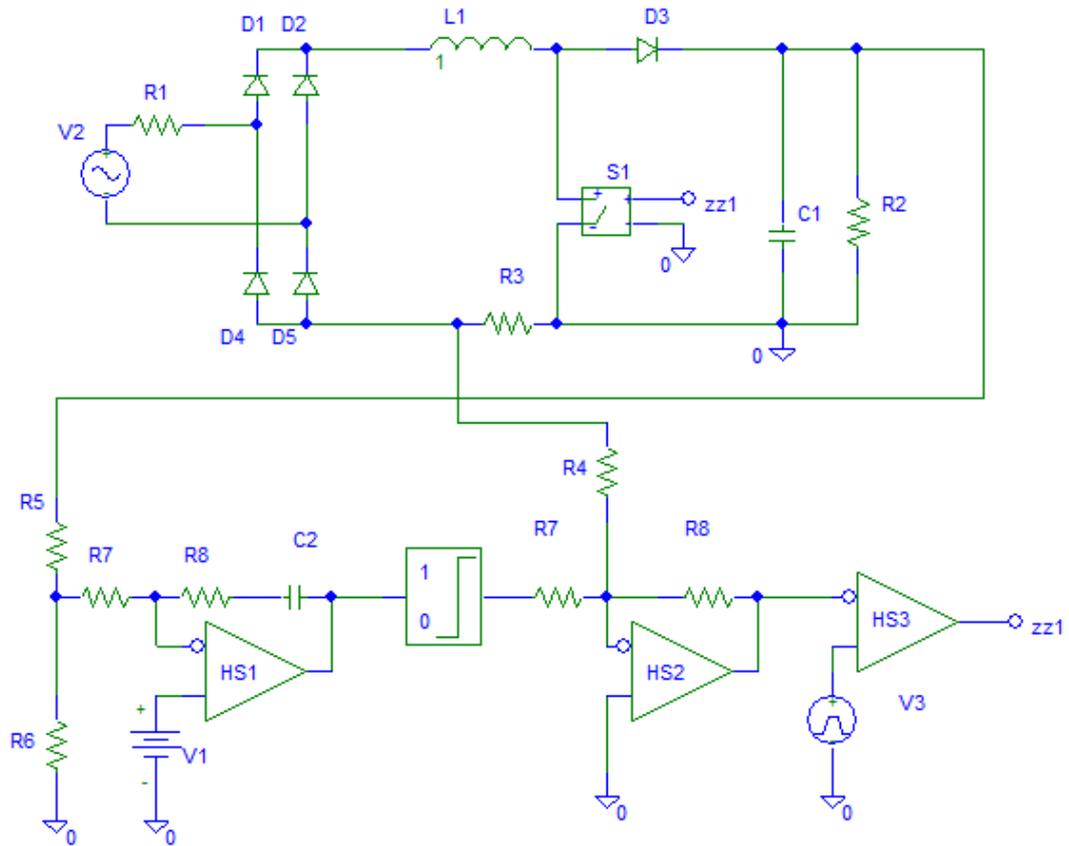


Рисунок 3.30 - Модель асинхронная ШИМ (псевдосинус).

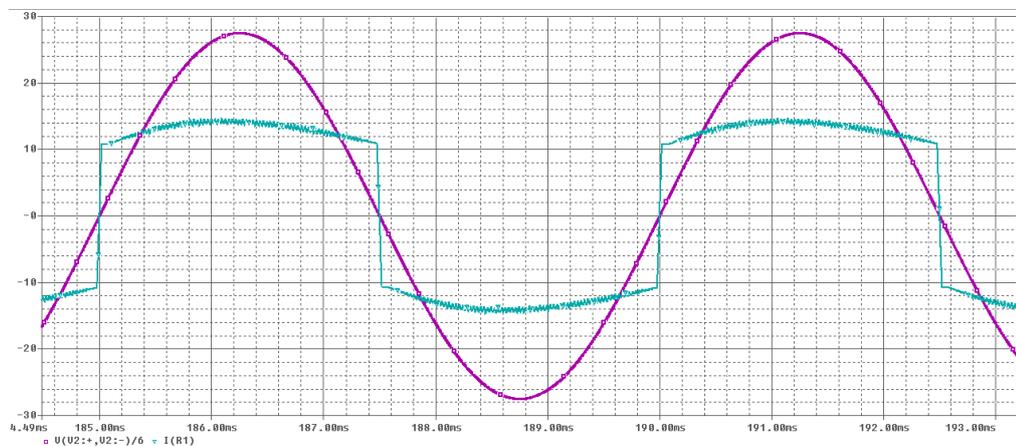


Рисунок 3.31 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения асинхронной ШИМ (псевдосинус).

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме асинхронной ШИМ (псевдосинус), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

10) Синхронная ШИМ (тактовая с ГТИ, без ГПН)

На Рисунке 3.32 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая в режиме синхронной ШИМ. Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рисунке 3.2 с номером 8 (№8).

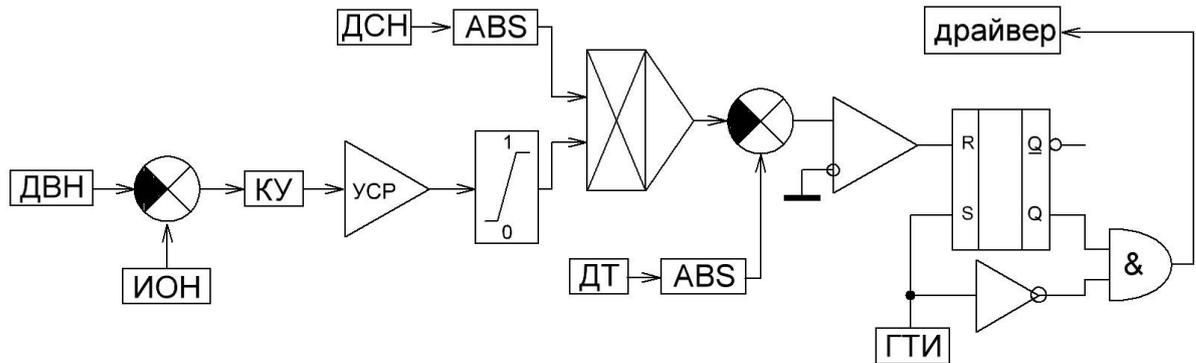


Рисунок 3.32 - Структурная схема №10. Синхронная ШИМ.

Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Нет необходимости в управляемом ограничителе;
- Синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- Возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
- Постоянная частота коммутации;
- Отсутствие многократных коммутаций;
- Отсутствует ГПН, необходим только ГТИ;

Недостатки:

- Относительно хорошие динамические свойства системы;
- Наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования);
- Большие динамические потери;

На Рисунке 3.33 представлена компьютерная модель синхронной ШИМ однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.34.

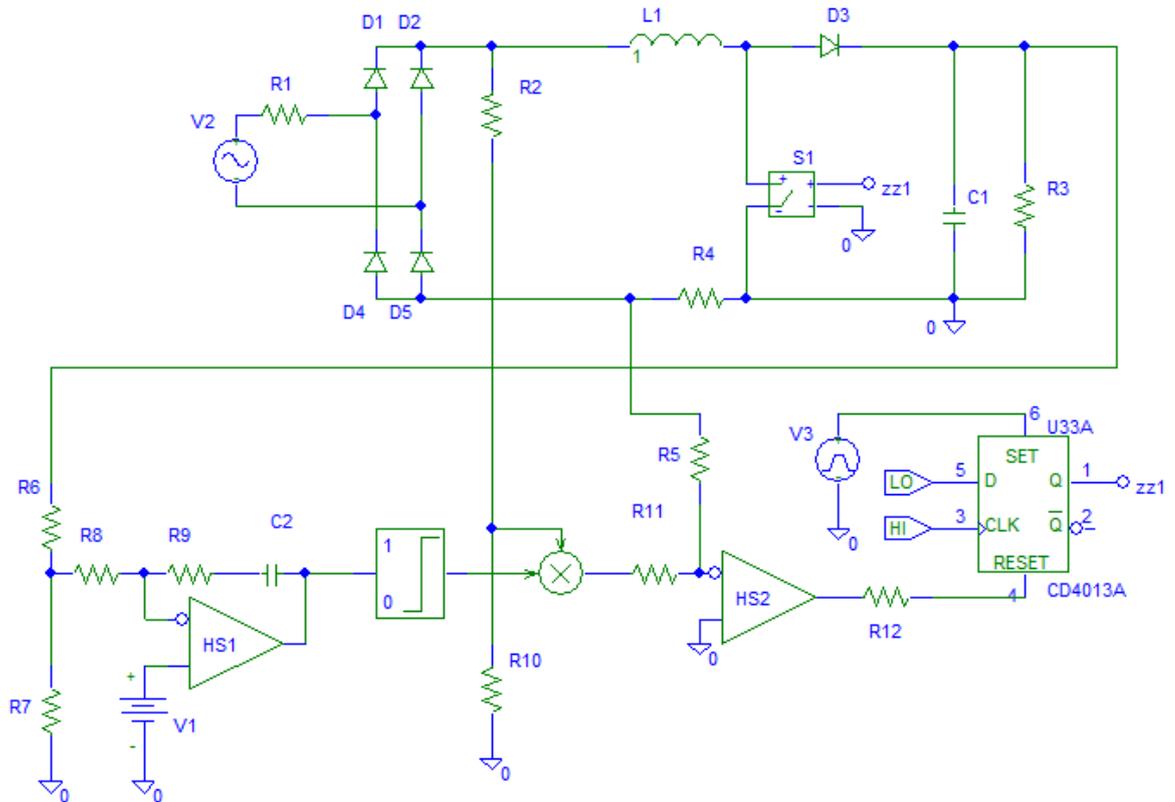


Рисунок 3.33 - Модель синхронной ШИМ.

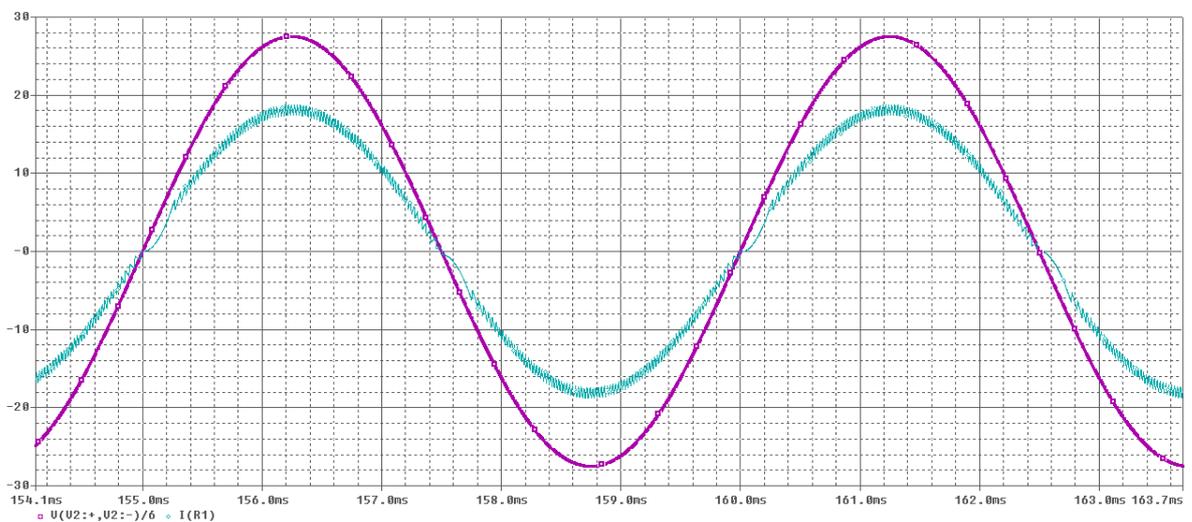


Рисунок 3.34 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме синхронной ШИМ.

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме синхронной ШИМ, обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

11) Тактируемая ШИМ

На Рисунке 3.35 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая в режиме тактируемой ШИМ. Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 8,5 (№8, №5).

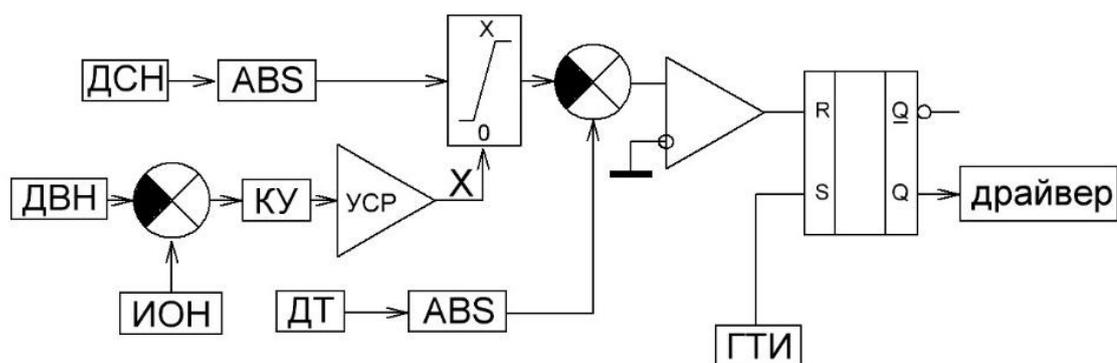


Рисунок 3.35 - Структурная схема №11. Тактируемая ШИМ.

Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
- Постоянная частота коммутации;
- Отсутствие многократных коммутаций;
- Отсутствует ГПН, необходим только ГТИ;
- Хорошие динамические свойства системы;

Недостатки:

- Большие динамические потери;
- Необходимость управляемого ограничителя;
- Форма потребляемого тока зависит от величины нагрузки;

На Рисунке 3.36 представлена компьютерная модель тактируемой ШИМ однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунках 3.37 и 3.38.

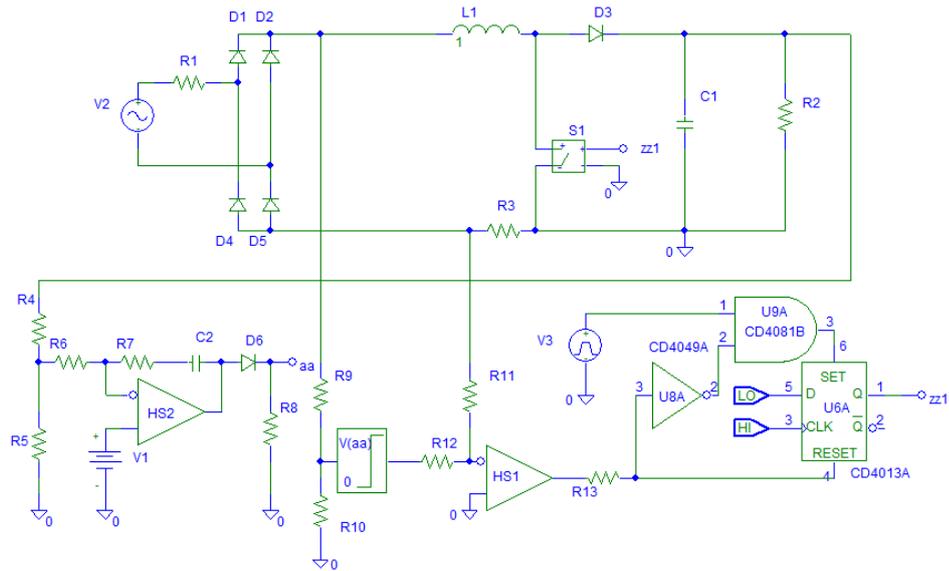


Рисунок 3.36 - Модель тактируемой ШИМ.

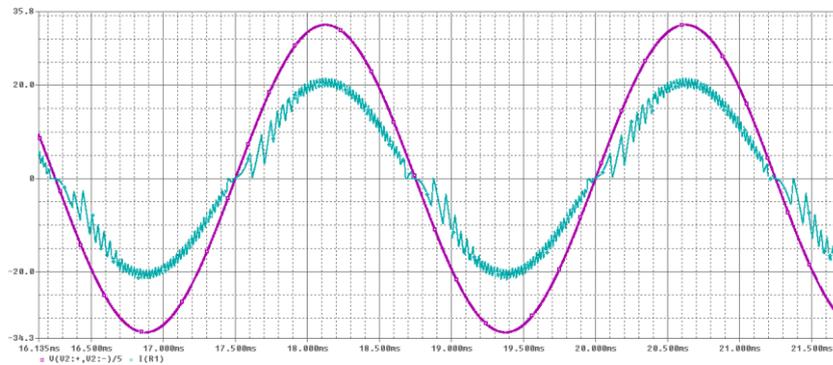


Рисунок 3.37 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме тактируемой ШИМ при номинальном токе нагрузки.

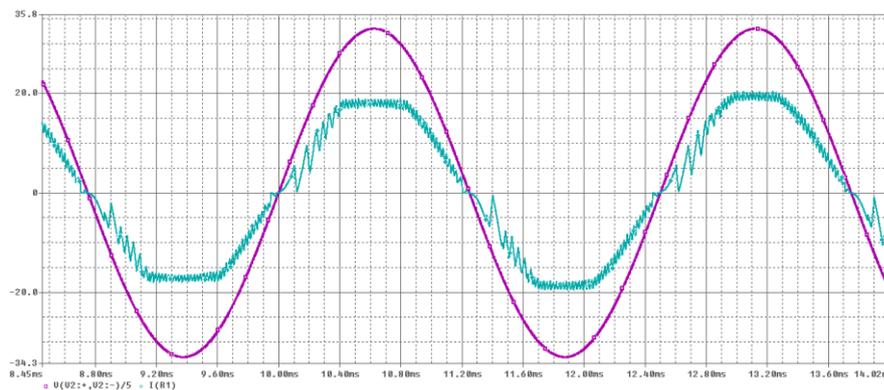


Рисунок 3.38 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме тактируемой ШИМ при повышенном токе нагрузки.

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме тактируемой ШИМ, обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

12) ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 1)

На Рисунке 3.39 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая на основе ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 1). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 8 (№8).

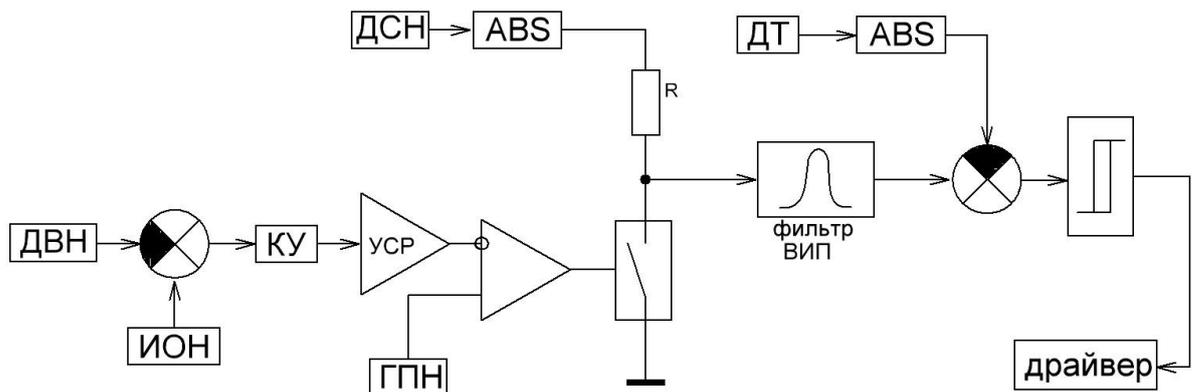


Рисунок 3.39 - Структурная схема №12. ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 1).

Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Нет необходимости в управляемом ограничителе;
- Синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- Возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
- Постоянная частота коммутации;
- Отсутствие многократных коммутаций;
- Относительно хорошие динамические свойства системы;
- Может быть построена на том же ГПН что и ШИМ;
- Устойчивость к помехам за счет фильтра;
- Запоздывание сигнала уменьшается при увеличении частоты коммутации;

Недостатки:

- Усложнение за счет фильтра ВИП;

- Для уменьшения запаздывания необходимо 2 генератора: СВЧ генератор для ВИП и ВЧ генератор для ШИМ;
- Наличие фильтра ВИП приводит к доп. запаздываниям, в связи с чем необходимо использовать ВЧ ГПН;

На Рисунке 3.40 представлена компьютерная модель ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 1) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.41.

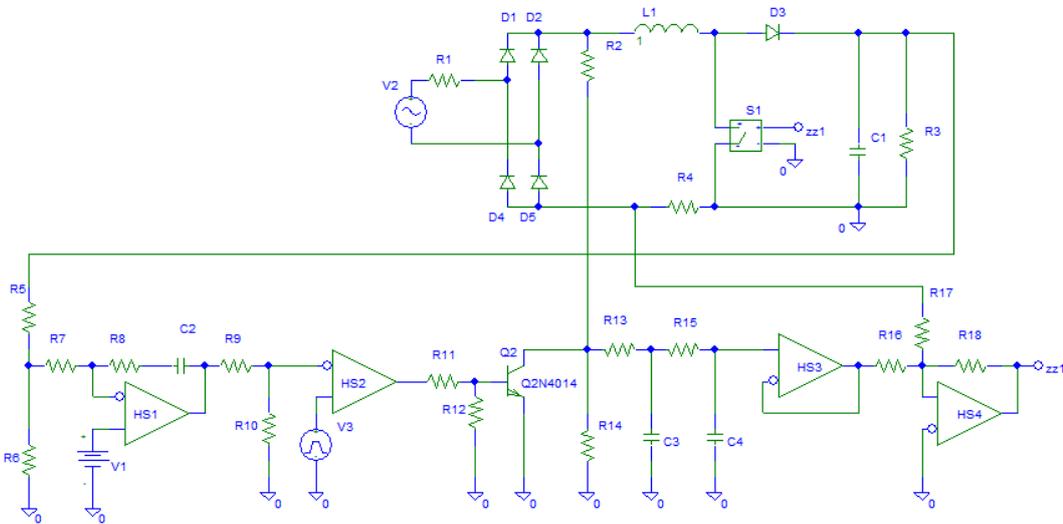


Рисунок 3.40 - Модель ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 1).

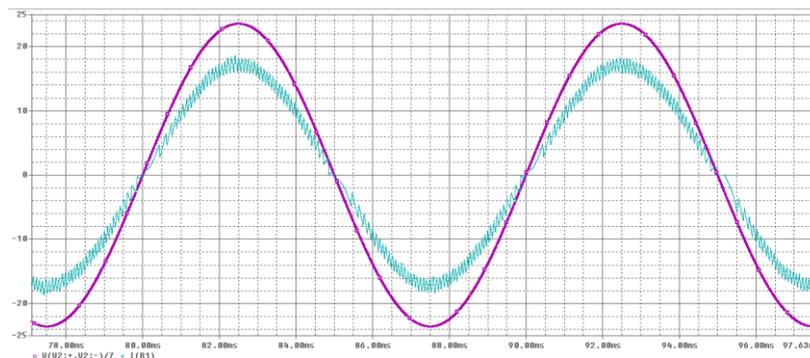


Рисунок 3.41 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 1).

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме ШИМ с время - импульсным перемножителем (вариант 1), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

13) ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 2)

На Рисунке 3.42 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая на основе ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 2). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 8 (№8).

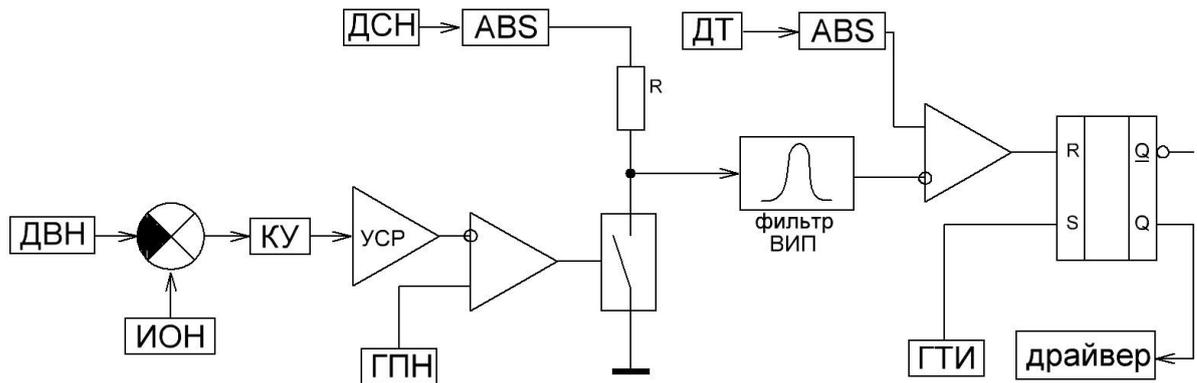


Рисунок 3.42 - Структурная схема №13. ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 2).

Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Нет необходимости в управляемом ограничителе;
- Синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- Возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
- Постоянная частота коммутации;
- Отсутствие многократных коммутаций;
- Относительно хорошие динамические свойства системы;
- Может быть построена на том же ГПН что и ШИМ;
- Устойчивость к помехам за счет фильтра;
- Запаздывание сигнала уменьшается при увеличении частоты коммутации;

Недостатки:

- Усложнение за счет фильтра ВИП;

- Для уменьшения запаздывания необходимо 2 генератора: СВЧ генератор для ВИП и ВЧ генератор для ШИМ;
- Наличие фильтра ВИП приводит к доп. Запаздываниям, в связи с чем необходимо использовать ВЧ ГПН;

На Рисунке 3.43 представлена компьютерная модель ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 2) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.44.

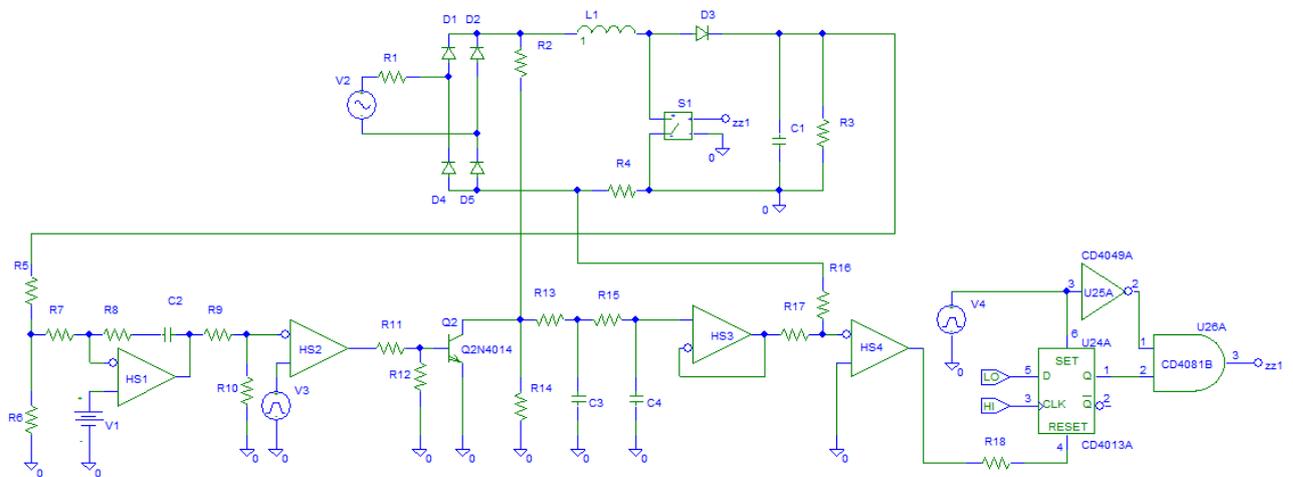


Рисунок 3.43 - Модель ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 2).

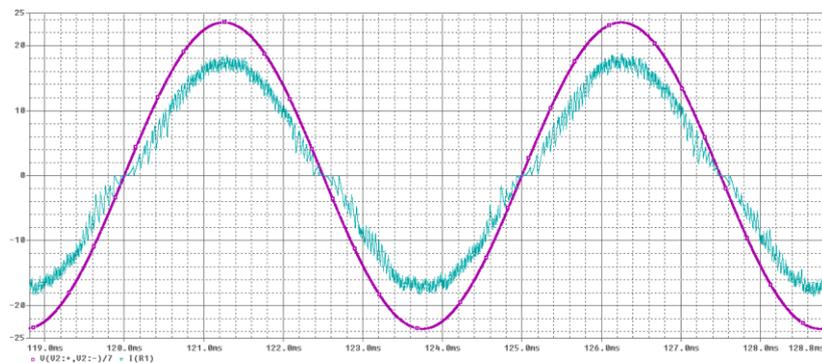


Рисунок 3.44 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 2).

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 2), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

14) ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 3)

На Рисунке 3.45 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ, работающая на основе ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 3). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на Рисунке 3.2 с номером 8 (№8).

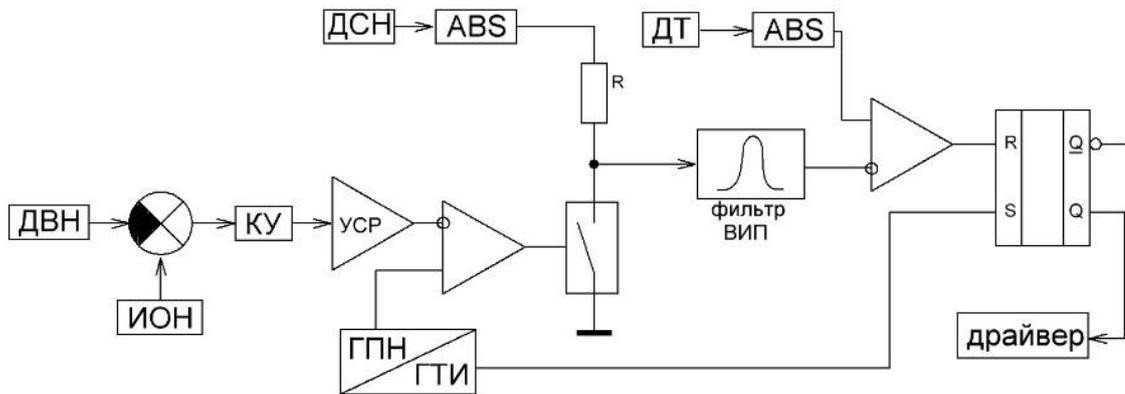


Рисунок 3.45 - Структурная схема №14. ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 3).

Достоинства:

- Нет необходимости в таймере;
- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Нет необходимости в управляемом ограничителе;
- Синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- Возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
- Постоянная частота коммутации;
- Отсутствие многократных коммутаций;
- Относительно хорошие динамические свойства системы;
- Может быть построена на том же ГПН что и ШИМ;
- Устойчивость к помехам за счет фильтра;
- Запоздывание сигнала уменьшается при увеличении частоты коммутации;

Недостатки:

- Усложнение за счет фильтра ВИП;
- Для уменьшения запаздывания необходимо 2 генератора: СВЧ генератор для ВИП и ВЧ генератор для ШИМ;

- Наличие фильтра ВИП приводит к доп. запаздываниям, в связи с чем необходимо использовать ВЧ ГПН;

На Рисунке 3.46 представлена компьютерная модель ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 3) однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением. Результаты моделирования представлены на Рисунке 3.47.

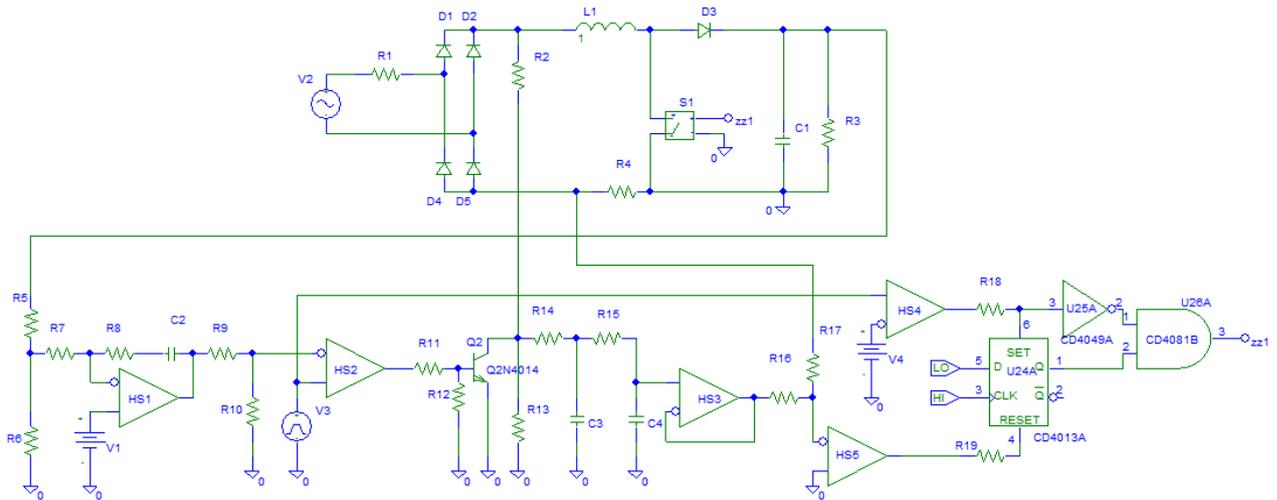


Рисунок 3.46 - Модель ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 3).

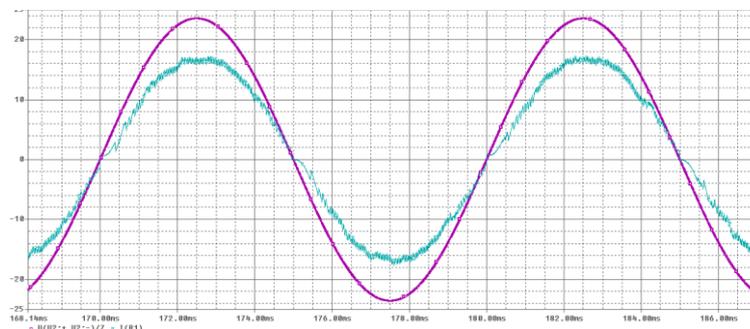


Рисунок 3.47 - Осциллограммы потребляемого тока и питающего напряжения в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 3).

Результаты моделирования подтверждают, что СУЗ, работающая в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (вариант 3), обеспечивает формирование заявленной формы потребляемого тока, а также подтверждает заявленные достоинства и недостатки.

Важно отметить, что все представленные структуры, кроме граничного режима, обладают автоматическим ограничением максимального потребляемого

тока за счет применения подчиненного регулирования по току, что позволяет не использовать дополнительных блоков токовой защиты.

3.4. Сравнение достоинств и недостатков различных СУЗ.

Рассмотрев различные структуры СУЗ, применимых к однофазному ККМ, а также проведя компьютерное моделирование этих режимов, можно провести аналитическое сравнение, используя введенные коэффициенты с целью определения наиболее подходящих систем управления для однофазного ЗУ.

Учитывая ярко выраженные недостатки, присущие некоторым структурам СУЗ однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением, проводить аналитическое сравнение всех рассмотренных структур СУЗ не имеет смысла. Более подробное аналитическое сравнение всех представленных структур есть в авторской статье [40].

Таким образом, структуры СУЗ, подлежащие аналитическому сравнению, обладают следующими свойствами:

- Амплитуда потребляемого тока не превышает его среднее значение.
- Структуры СУЗ, формирующие синусоидальную форму потребляемого тока во всем диапазоне регулирования.
- Размах пульсации потребляемого тока имеют огибающие в виде переменного гистерезиса.

Исключив заведомо малоэффективные структуры СУЗ при номинальной мощности 2 кВт, было проведено аналитическое сравнение достоинств и недостатков в комплексе с введенными критериями, следующих СУЗ однофазных ККМ:

- 1) Релейная ШИМ с переменным гистерезисом
- 2) Асинхронная ШИМ (синус)
- 3) Синхронная ШИМ
- 4) ШИМ с время – импульсным перемножителем

Для каждой структуры СУЗ были рассчитаны введенные коэффициенты, характеризующие количественную оценку формируемого потребляемого тока. Полученные результаты представлены в Таблице 3.1.

ТАБЛИЦА 3.1 - СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ ОДНОФАЗНЫХ ККМ

Схема	Достоинства	Недостатки	Км	Кг, %	Ки, %	Кф	Ка
№2	-Относительно высокий Км и низкий Кг; -Относительная простота схемы; -Амплитуда тока близка к среднему значению; -Относительно малая частота коммутации (малые динамические потери); -Хорошие динамические свойства системы;	-Переменная частота коммутации; -Наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования); -Необходим таймер для исключения высокой частоты коммутации при малых значениях тока нагрузки;	0.9-0.92	7-11	7-11	1.08-1.1	1.38-1.48
№8	-Нет необходимости в таймере; -Нет необходимости в управляемом ограничителе; -Синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки; -Возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения; -Постоянная частота коммутации;	-Плохие динамические свойства системы из-за наличия двух УСР; -Наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования); -Возможен энергетически опасный режим многократной коммутации на периоде ШИМ; -Относительно малая область устойчивой работы;	0.92-0.94	9-11	9-11	1.04-1.07	1.36-1.39
№10	-Нет необходимости в таймере; -Нет необходимости в управляемом ограничителе; -Синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки; -Возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения; -Постоянная частота коммутации; -Отсутствие многократных коммутаций; -Отсутствует ГПН, необходим только ГТИ; -Относительно хорошие динамические свойства системы;	-Наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования); -Большие динамические потери;	0.92-0.98	5-7	5-7	1.06-1.09	1.39-1.43
№12	-Нет необходимости в таймере; -Нет необходимости в управляемом ограничителе; -Синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки; -Возможность работы в широком диапазоне изменения частоты сетевого напряжения; -Постоянная частота коммутации; -Отсутствие многократных коммутаций; -Относительно хорошие динамические свойства системы; -Может быть построена на том же ГПН что и ШИМ; -Устойчивость к помехам за счет фильтра;	-Усложнение за счет ВИП и ФНЧ; -Для уменьшения запаздывания необходимо 2 генератора: ГПН для ВИП и ГТИ для ШИМ; -Наличие фильтра ВИП приводит к доп. запаздываниям, в связи с чем необходимо использовать ВЧ ГПН;	0.92-0.96	6-8	7-9	1.05-1.09	1.37-1.40

В результате проведенного аналитического сравнения различных структур СУЗ, с учетом достоинств и недостатков, получено, что наиболее эффективной структурой СУЗ для однофазного классического ККМ с однополярным выходным напряжением является синхронная ШИМ, а также ШИМ с времяимпульсным перемножителем.

Очевидно, что с точки зрения рассчитанных коэффициентов, показывающих количественную оценку любого СУЗ, применение синхронной ШИМ является более предпочтительной. По этой причине подобная ШИМ чаще всего применяется в устройствах средней и высокой мощности.

Однако если учитывать достоинства и недостатки структур этих двух СУЗ, то ШИМ с время- импульсным перемножителем, по сравнению с синхронной ШИМ, не нуждается в использовании классического перемножителя. Подобное преимущество делает структуру ШИМ с время – импульсным перемножителем конкурентоспособной, как при построении СУЗ на аналоговых элементах, так и при использовании программируемого микроконтроллера (МК). Так как в микропроцессорных системах операция умножения с учетом необходимости оцифровки нескольких каналов может занимать существенное время, за исключением специализированных МК, способных выполнять подобные операции за один такт.

Важно отметить, что все представленные и рассмотренные СУЗ можно реализовать с помощью программируемого МК, однако при этом могут возникнуть дополнительные преимущества и недостатки у каждой структуры.

3.5. Способы симметрирования выходного напряжения при несимметричной нагрузке однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением.

В ряде случаев, при проектировании ЗУ, работающих в низковольтных однофазных системах электропитания, или в случае использования автономных ККМ (системы СЭСЛА), наиболее эффективно использовать однофазные ККМ с двухполярным выходным напряжением. Подобное решение является наиболее эффективным, так как в низковольтных системах или системах с широким

диапазоном входного напряжения однофазные ККМ с двухполярным выходным напряжением обладают большим значением КПД, чем ККМ с однополярным выходным напряжением [19-20].

В подобных системах нагрузка для положительного и отрицательного выходного напряжения может быть несимметричной, что приводит к не симметрии выходного напряжения ККМ. Ситуация, при которой выходное напряжение однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением становится не симметричным является аварийной и недопустимой. На Рисунке 3.48 представлен однофазный ККМ с двухполярным выходным напряжением, работающий на не симметричную нагрузку.

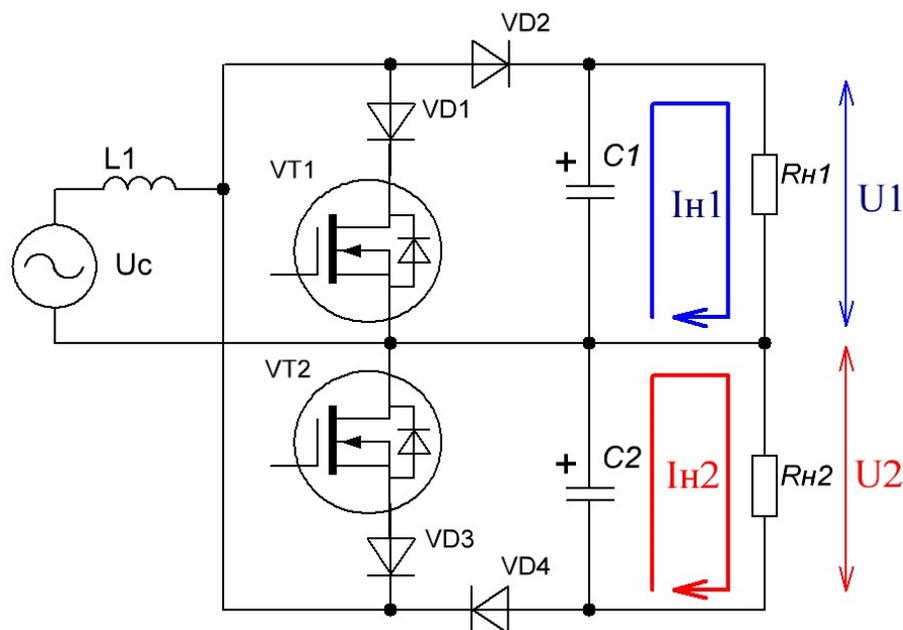


Рисунок 3.48 - Схема однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением.

Так как нагрузка не симметричная $R_{H1} \neq R_{H2}$, это приводит к неравенству токов нагрузки $I_{n1} \neq I_{n2}$ и как следствие значения выходного напряжения каналов $U1 \neq U2$. Задача симметрии выходного напряжения всегда сводится к достижению равенства выходного напряжения $U1 = U2$.

Для выполнения подобной задачи применяются различные схемотехнические решения, обеспечивающие симметрию выходного напряжения однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением. Однако при этом возникает проблема, связанная с симметрией потребляемого тока, обусловленная

тем, что от одного из двух полюсов выходного напряжения потребляется большая мощность и потребляемый ток на соответствующем полупериоде будет больше, чем на другом. Это приводит к тому, что по нейтральному проводнику протекает постоянная составляющая тока, которая на данный момент не регламентируется требованиями ГОСТ. Если говорить о трехфазных системах, то подобное явление, а именно присутствие большой постоянной составляющей тока нейтрали может приводить к аварийным ситуациям и к возникновению пожаров. На Рисунке 3.49 представлена осциллограмма потребляемого из сети тока при симметрировании выходного напряжения в однофазном ККМ [50-52].

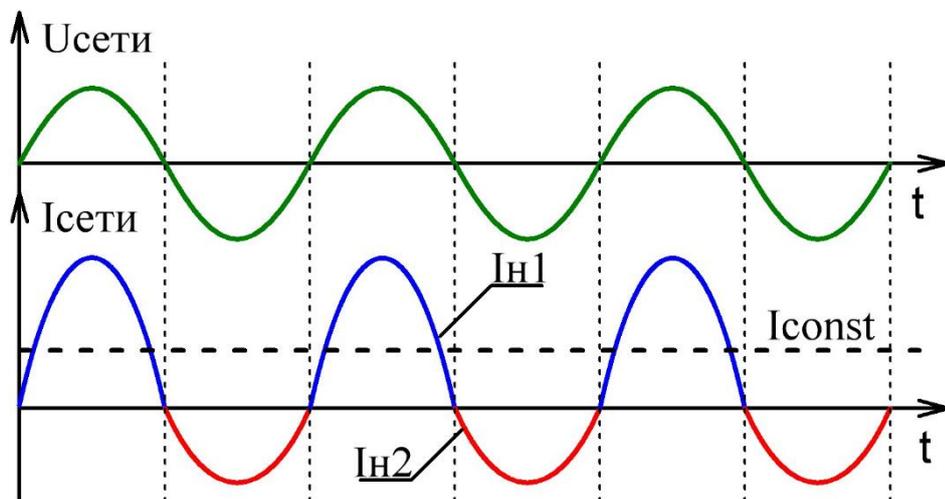


Рисунок 3.49 - Осциллограммы потребляемого тока при симметрировании выходного напряжения ККМ с двухполярным выходным напряжением.

Протекание тока по нейтральному проводу, среднее значение которого не равно нулю, является крайне нежелательным и очень опасным в трехфазных системах. Однако этого нельзя избежать при симметрировании выходного напряжения ККМ, независимо от структуры силового каскада и алгоритма управления.

Одним из основных способов симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ с несимметричной нагрузкой является независимая стабилизация выходного напряжения каждого из каналов ККМ. Этот метод симметрирования базируется на формировании сигнала рассогласования для каждого канала, соответствующего полуволне питающего напряжения, создавая

разные уставки для потребляемого тока. При этом сохраняя высокий коэффициент мощности за счет обеспечения прямо пропорциональной зависимости между током и напряжением сети для каждого соответствующего полупериода.

Такой способ может применяться в однофазных ККМ с дросселем переменного тока и заключается в использовании структуры с двумя независимыми СТК, один из которых работает на положительной полуволне, а другой на отрицательной полуволне питающего напряжения. Для увеличения КПД желательно применять в качестве СТК силовые ключи RBV (Revers blocking voltage).

На Рисунке 3.50 представлена структурная схема ККМ с симметрированием выходного напряжения с независимой стабилизацией выходного напряжения, содержащая: датчик тока (ДТ), драйвер СТК (ДРВ1), сетевое напряжение питания (ДСН), формирователь огибающей тока (ФОТ1), генератор пилообразного напряжения (ГПН), источник опорного напряжения (ИОН1), усилитель сигнала рассогласования (УСР1), датчик выходного напряжения (ДВН1).

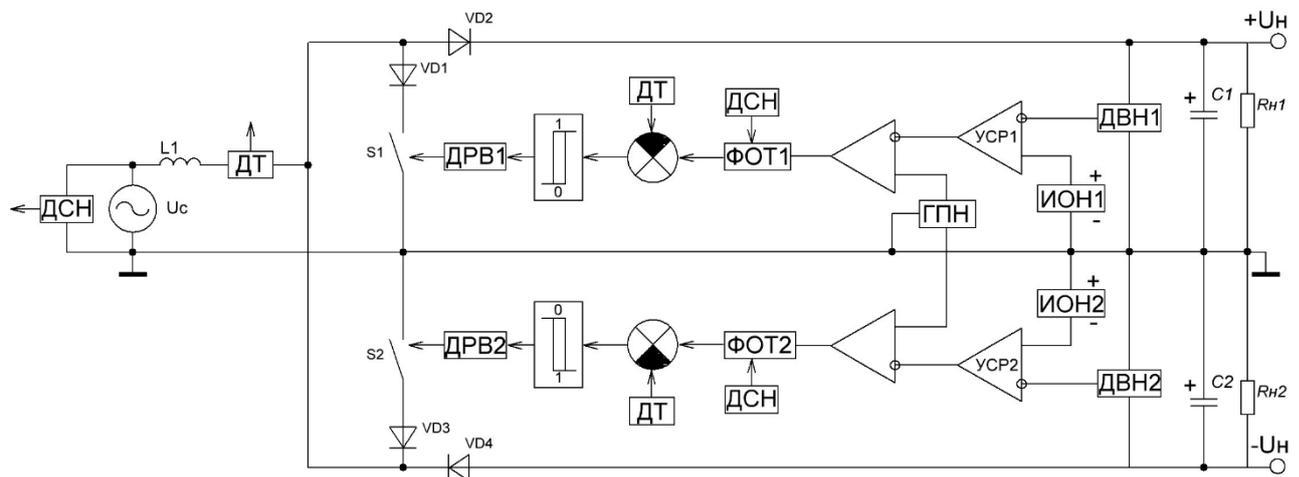


Рисунок 3.50 - Структура управления однофазным ККМ с независимой стабилизацией выходного напряжения.

Представленный метод симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ может быть реализован множеством различных схемотехнических способов.

На Рисунке 3.51 представлена авторская схмотехническая реализация рассмотренного метода в виде компьютерной модели, особенностью которой является построение ФОТ на основе времяимпульсного перемножителя, включающего в себя Q1, D7, R4, R10, R11, C3, HS3 для положительной полуволны.

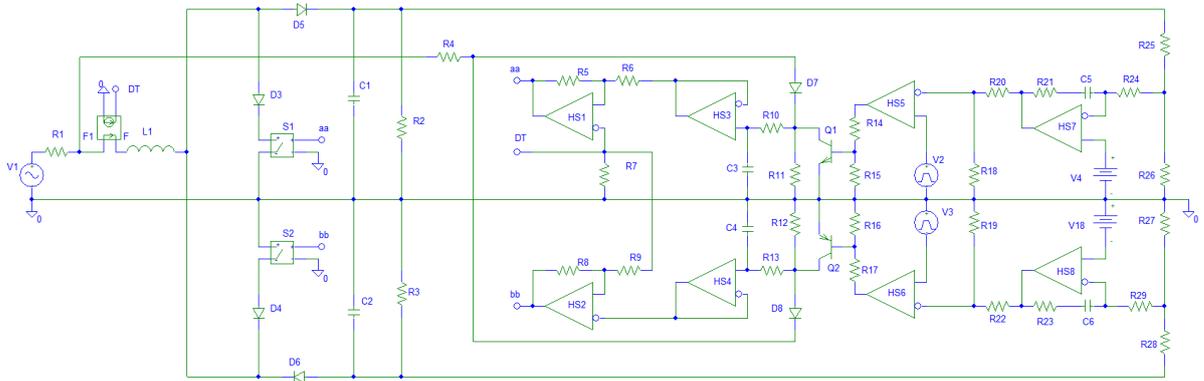


Рисунок 3.51 - Модель симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ с независимой стабилизацией.

На Рисунке 3.52 представлены результаты моделирования, демонстрирующие работу метода симметрирования выходного напряжения с независимой стабилизацией. В данном примере используется нагрузка отрицательного канала двукратно превышающая нагрузку положительного канала. Несмотря на это, предложенный способ симметрирования позволяет обеспечить равенство выходных напряжений, а также приемлемое качество потребляемого тока в каждом полупериоде.

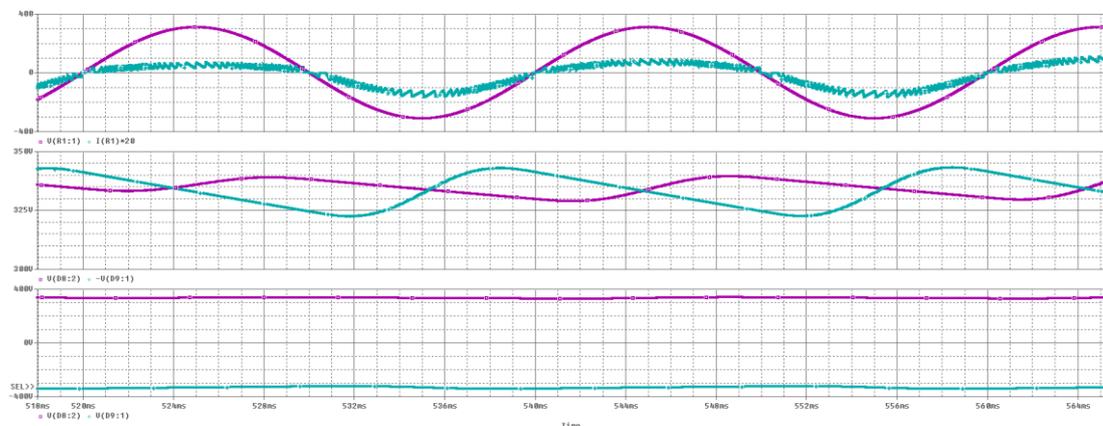


Рисунок 3.52 - Осциллограммы симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ с независимой стабилизацией.

Еще одним из основных способов симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ с несимметричной нагрузкой является принцип Master - Slave («ведущий- ведомый»), представленный на Рисунке 3.53. Этот принцип симметрирования базируется на формировании сигнала рассогласования для «ведущего» канала с помощью ИОН1, ДВН1, УСР1 и ФОТ1. При этом уставка потребляемого тока «ведущего» канала формируется ФОТ1 для положительного полупериода сетевого напряжения. При этом ДВН2 для отрицательного канала включается между U^+ и U^- и представляет собой делитель напряжения с одинаковыми сопротивлениями. В тоже время опорное напряжение для «ведомого» канала задается нулевым, а уставка тока формируется ФОТ2 для отрицательного полупериода сетевого напряжения.

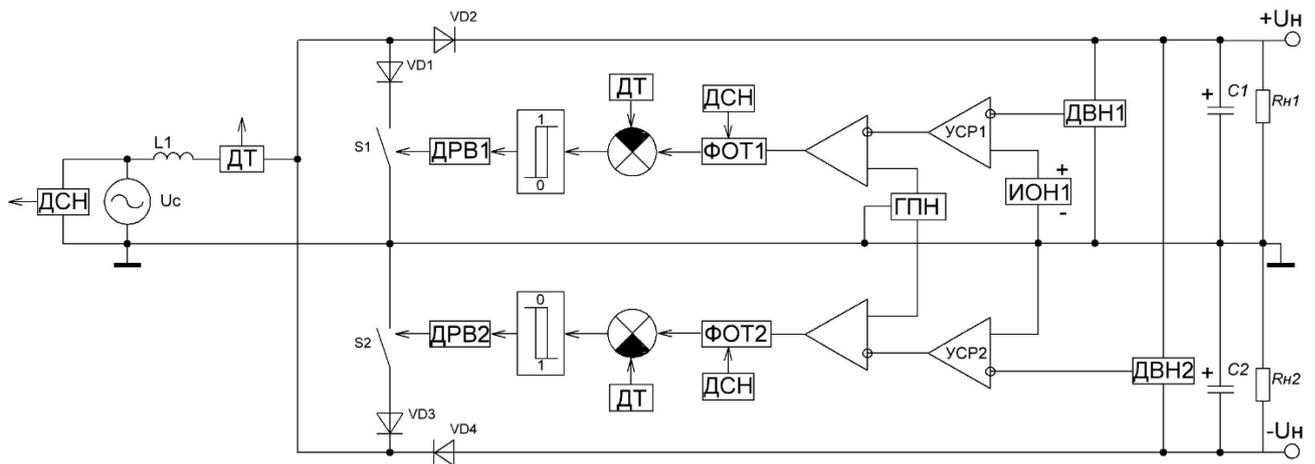


Рисунок 3.53 - Структура управления однофазным ККМ с симметрированием выходного напряжения по принципу «ведущий - ведомый».

На Рисунке 3.54 представлена авторская схмотехническая реализация рассмотренного принципа в виде компьютерной модели модели.

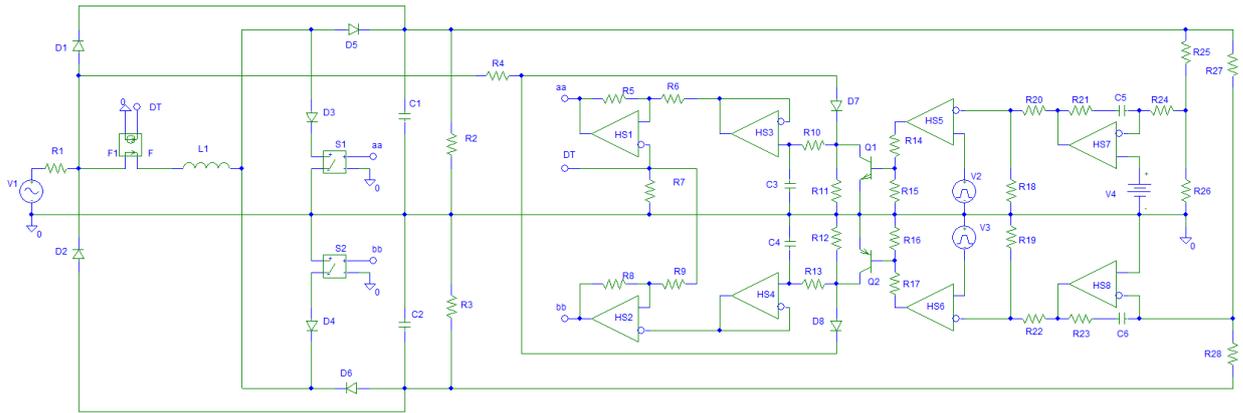


Рисунок 3.54 - Модель симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ по принципу «ведущий – ведомый».

Особенностью данной схемотехнической реализации является применение зарядных диодов D1 и D2, которые в момент подключения устройства к сети заряжают выходные конденсаторы, что позволяет исключить переходные перенапряжения на выходе ККМ.

На Рисунке 3.55 представлены осциллограммы, демонстрирующие работу метода симметрирования выходного напряжения по принципу «ведущий – ведомый». В данном примере нагрузка отрицательного канала двукратно превышает нагрузку положительного канала. Несмотря на это, применение предложенного способа позволяет практически полностью симметрировать выходные напряжения, сохраняя при этом приемлемое качество потребляемого тока для каждого полупериода, что подтверждается результатами компьютерного моделирования.

Таким образом, применение предложенных методов симметрирования позволяет стабилизировать положительный и отрицательный каналы выходного напряжения двухполярного ККМ с несимметричной нагрузкой с точностью до 5%, в то время как без применения подобных методов разница напряжений на выходных каналах достигает 50%, что подтверждается результатами моделирования.

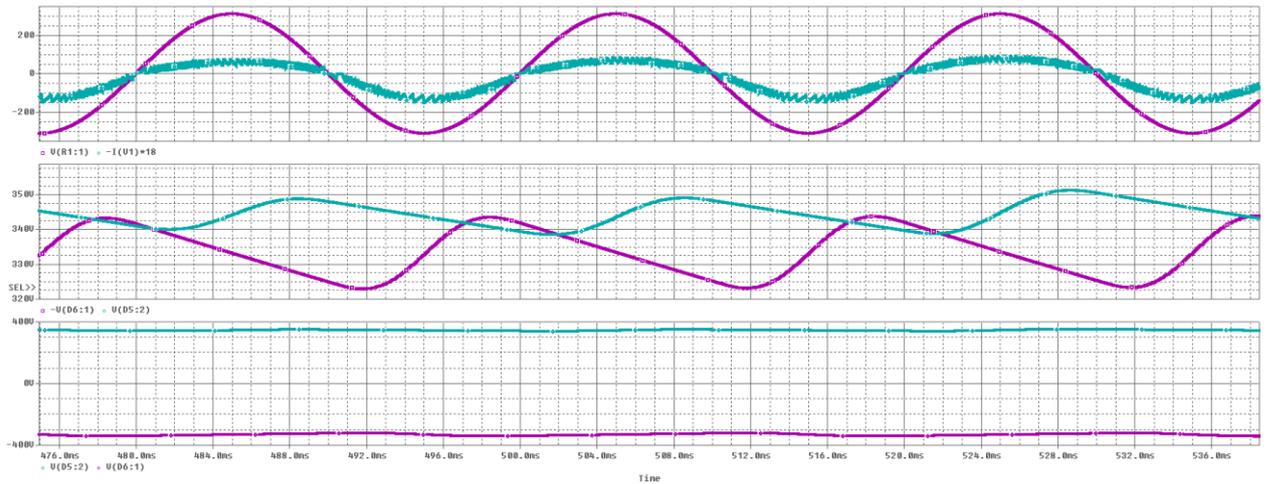


Рисунок 3.55 - Осциллограммы симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ по принципу «ведущий – ведомый».

Проблема симметрирования выходного напряжения ККМ аналогична проблеме симметрирования напряжения на емкостном делителе полу мостовых DC-DC преобразователей, но способы решения этих проблем принципиально различны.

ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 3

1. На основании проведенного анализа различных систем управления однофазными ККМ предложена классификация СУЗ.
2. Проведено аналитическое сравнение, а также сравнение достоинств и недостатков различных структур СУЗ однофазных ККМ, в том числе авторских, а также проведена верификация представленных данных при помощи компьютерного моделирования.
3. На основании анализа достоинств и недостатков различных структур СУЗ однофазных ККМ, с учетом введенных допущений для однофазного ЗУ, с номинальной мощностью 2 кВт, выявлено, что структура синхронной ШИМ, как и авторская ШИМ с время – импульсным перемножителем, наиболее предпочтительны в применении к однофазному классическому ККМ с однополярным выходным напряжением.

4. В результате проведенных исследований однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением сформулирована проблема симметрии выходного напряжения при асимметричной нагрузке.

5. Рассмотрены различные способы симметрирования выходного напряжения однофазного ККМ с двухполярным выходным напряжением, а также предложены авторские схемотехнические решения, проверенные на компьютерном моделировании.

ГЛАВА 4. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ППН. ОСНОВНЫЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ.

На сегодняшний день резонансные ППН являются наиболее предпочтительным выбором при проектировании большинства преобразователей, в силу своих высоких энергетических показателей [53-58]. Несмотря на это, класс резонансных преобразователей не лишен недостатков, значительно сказывающихся при использовании в однофазных ЗУ, а также в подобных видах преобразователей, например, преобразователи для телекоммуникационных устройств. Отличительной особенностью подобных ППН является необходимость регулирования выходного тока в широком диапазоне.

По этой причине, при проектировании однофазного высокоэффективного ЗУ, необходимо использовать другой вид ППН, удовлетворяющий всем предъявляемым требованиям. Что и является одной из задач, поставленных в диссертационной работе.

4.1. Классификация различных видов ППН.

Вторым силовым каскадом однофазного ЗУ является ППН. Существует множество различных силовых каскадов, каждый из которых обладает своими достоинствами и недостатками. При этом у каждого вида или класса ППН существует своя область применения. На Рисунке 4.1 представлена классификация различных видов ППН.

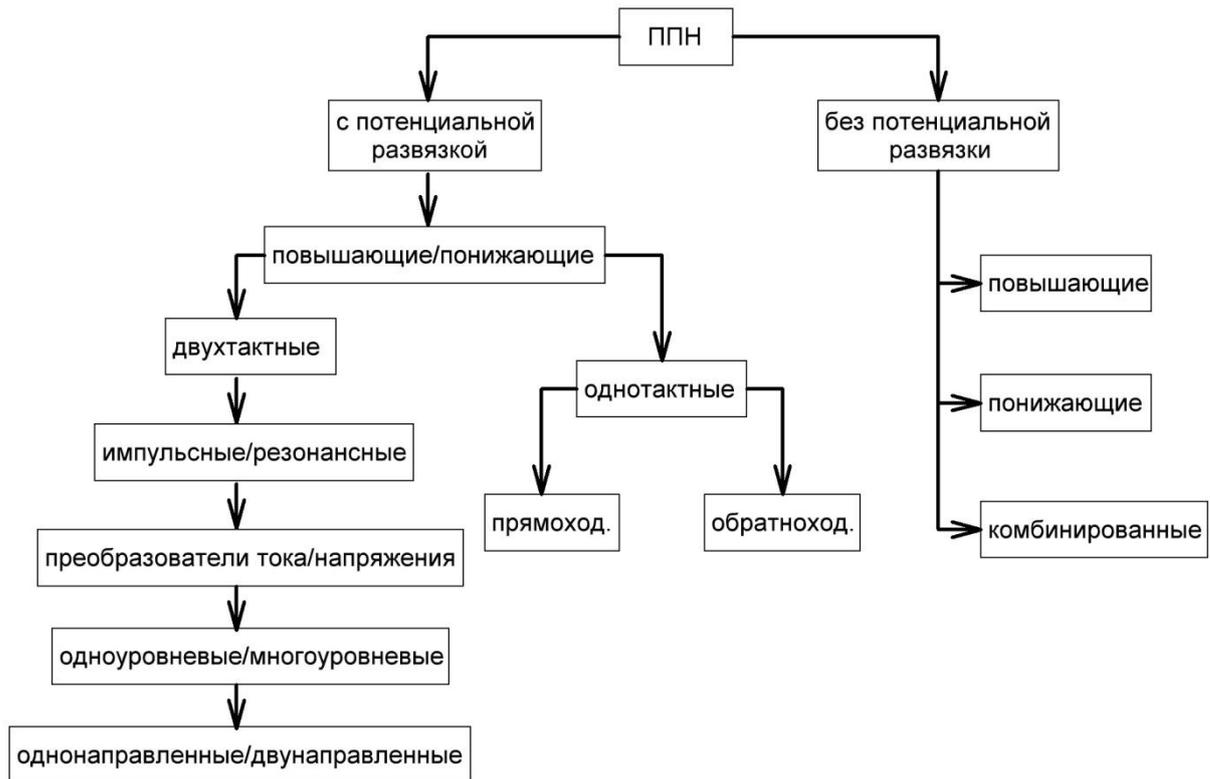


Рисунок 4.1 - Классификация основных видов ППН.

Одним из основных свойств ППН является наличие потенциальной развязки или ее отсутствие. В данной диссертационной работе не будут рассматриваться ППН без потенциальной развязки, так как одним из основных требований к однофазному ЗУ является обеспечение потенциальной (гальванической развязки). На данный момент тенденция развития всей преобразовательной техники нацелена на уменьшение массогабаритных показателей. По этой причине обеспечение гальванической развязки в преобразователях средней и высокой мощности основывается на передаче энергии с помощью магнитного потока, чаще всего за счет применения импульсных трансформаторов.

За счет применения различных конструктивных особенностей, используемых импульсных трансформаторов, ППН может быть повышающего или понижающего типа. В случае проектирования однофазного ЗУ для тяговых Li-ion АКБ используют исключительно понижающие преобразователи.

По принципу работы или передаче энергии все ППН разделяются на однотактные и двухтактные. Работа двухтактного ППН заключается в передаче

энергии на этапе импульса и этапе паузы. Однотактные ППН, в отличие от двухтактных передают энергию в нагрузку на этапе импульса или этапе паузы. Именно по этому критерию однотактные преобразователи разделяются на прямоходовые и обратногоходовые. Из-за недостатков однотактных ППН, а также ограниченной выходной мощности подобных преобразователей, в однофазных ЗУ целесообразно применение лишь двухтактных силовых каскадов ППН.

Также силовые каскады отличаются по способу управления. Существуют резонансные ППН, управление которого осуществляется частотным регулированием, для чего необходим основополагающий резонансный контур [59-60]. Альтернативными преобразователями по способу управления являются импульсные ППН. В подобных ППН регулирование осуществляется за счет изменения длительности импульса, без изменения частоты коммутации СТК.

С точки зрения формы напряжения, ППН можно разделить на одноуровневые и многоуровневые. Многоуровневые ППН формируют напряжение на первичной обмотке трансформатора в несколько ступеней разной амплитуды. Значение амплитудного напряжения каждой ступени зависит от количества СТК, входящих в силовую структуру ППН. Подобные ППН применяют в случае большого значения питающего напряжения.

Наконец, с точки зрения направления передачи энергии ППН могут быть однонаправленными или двунаправленными. Двунаправленные ППН способны передавать энергию от источника к нагрузке и от нагрузки к источнику. В особых случаях, подобные ППН применяют в качестве силового каскада, входящего в ЗУ для разряда АКБ.

Исходя из представленной классификации силовых каскадов ППН, в диссертационной работе будут рассматриваться двухтактные импульсные ППН с потенциальной развязкой.

4.2. Особенности двухтактной обратно прямоходовой структуры ППН.

В результате анализа различных доступных научных публикаций был выявлен наиболее подходящий силовой каскад ППН, изображенный на Рисунке 4.2.

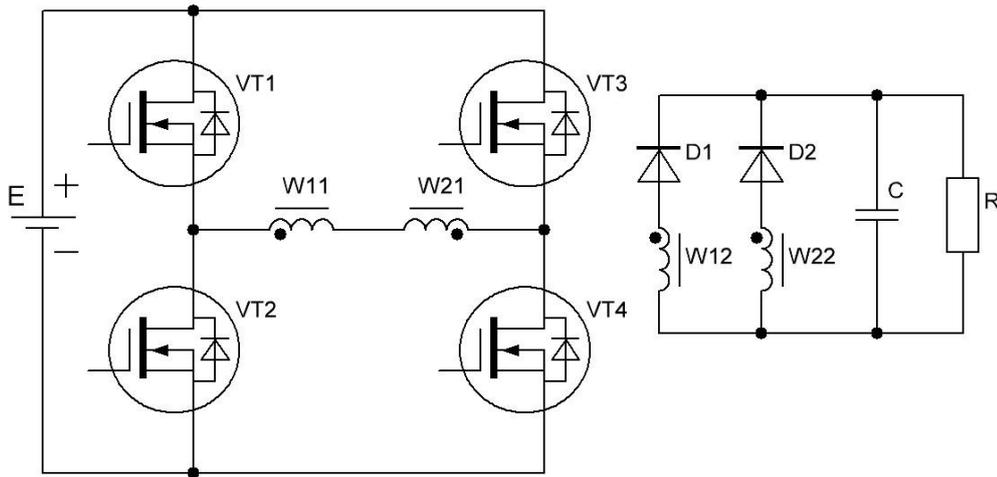


Рисунок 4.2 - Силовая структура ППН однофазного ЗУ.

В узких кругах подобная схема получила название «схема Царенко» в честь автора, к.т.н., доцента А. И. Царенко.[61] Рассматриваемая схема имеет малое количество публикаций в силу применения не стандартныхмоточных элементов, а также недостатка подробного описания физических процессов в схеме [62-65].

Схема Царенко – это двухтактный обратно прямоходовой ППН с двумя одинаковыми дроссель - трансформаторами, работающими в противофазе, сердечники которых перемагничиваются по частной не симметричной петле гистерезиса без захода в область насыщения.

Особенностью схемы является отсутствие сглаживающего дросселя в выходном сглаживающем фильтре и относительно небольшие пульсации тока через выходной сглаживающий конденсатор. Помимо этого представленная схема технологична, так как в ней используются одинаковые моточные элементы.

Важно отметить, что при прочих равных условиях, массогабаритные показатели представленного силового каскада меньше, чем в классических импульсных мостовых преобразователях.

Помимо мостовой силовой структуры существуют и другие, представленные на Рисунке 4.3, где а) полумостовая силовая схема, б) мостовая силовая схема, в) многоуровневая силовая схема с низковольтными СТК, г) многоуровневая силовая схема с высоковольтными СТК.

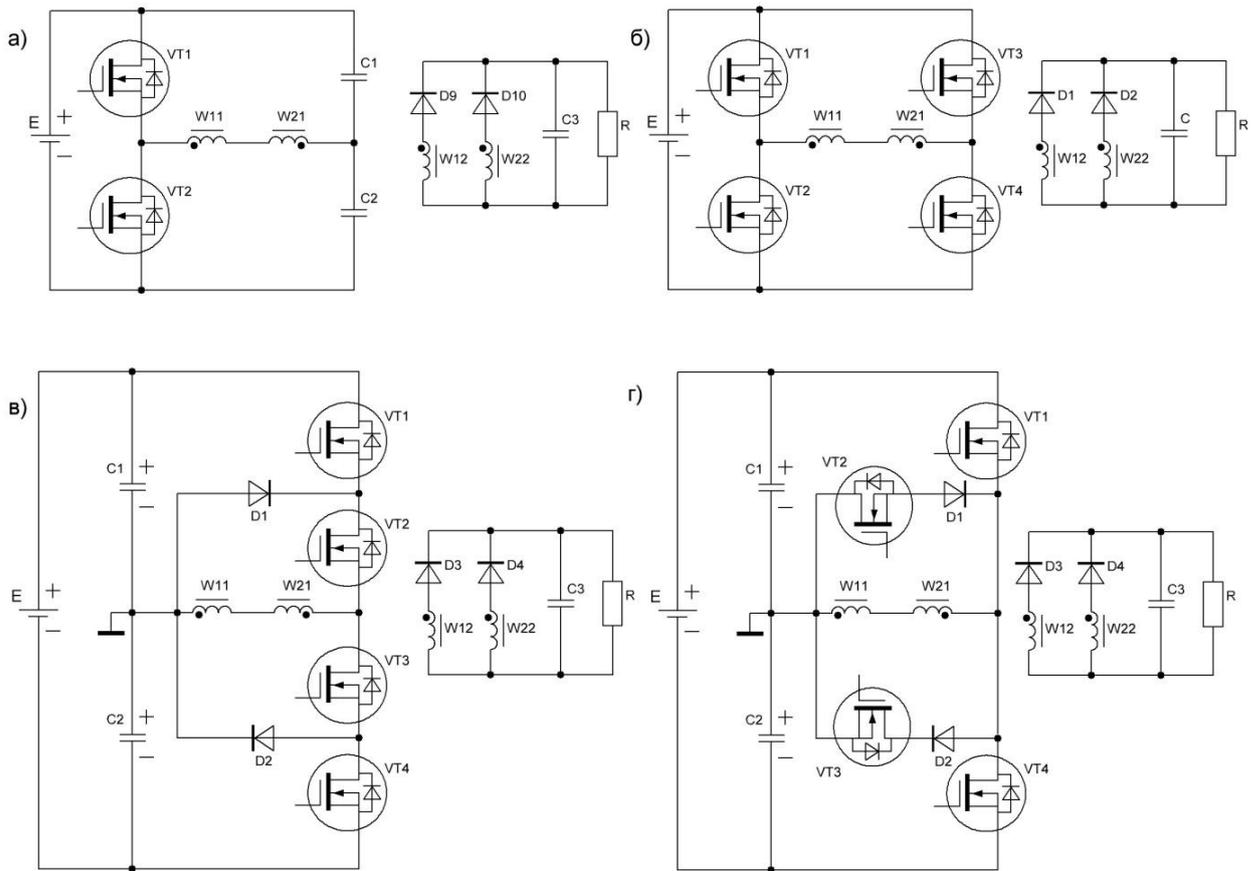


Рисунок 4.3 - Различные силовые каскады ППН двухтактной обратно прямоходовой структуры.

4.3. Применение фазной ШИМ для регулирования схемы ППН.

В результате проведенного анализа было установлено, что наибольшую эффективность представленная схема имеет в режиме управления фазовой ШИМ (Phase Shift) с комбинированным управлением по току и напряжению, причем с подчиненным регулированием по току [66-67]. При таком способе управления обеспечиваются наилучшие динамические и энергетические характеристики схемы, а также симметрирование режимов работы силовых дросселей – трансформаторов.

Кроме того, при таком способе управления схемой обеспечивается симметрирование режима работы входного конденсаторного делителя напряжения в полумостовых и многоуровневых силовых каскадах.

Принцип работы мостовой двухтактной обратно прямоходовой схемы представлен на Рисунке 4.4. Особенностью работы схемы является то, что на

одном полупериоде один из моточных элементов работает как дроссель, а другой как трансформатор, на втором полупериоде они меняются ролями. Такой режим работы позволяет при прочих равных условиях уменьшить пульсации выходного напряжения и как следствие уменьшить объем выходных сглаживающих реактивных элементов. Также следует отметить, что данная схема может работать с различными алгоритмами управления, При этом каждый дроссель – трансформатор преобразует половинную мощность. При этом сердечники перематываются по частной не симметричной петле гистерезиса от V_m до V_r . На этапе импульса индукция в сердечнике «трансформатора» уменьшается, а в сердечнике «дросселя» возрастает. На этапе паузы индукция в обоих сердечниках снижается. На этапе импульса происходит передача энергии во вторичную обмотку «трансформатора» и накопление энергии в сердечнике «дросселя». На этапе паузы происходит передача энергии во вторичную цепь от обоих сердечников. Также в момент паузы сердечник «дросселя» по своей вторичной обмотке частично трансформирует энергию в нагрузку, а другую часть энергии перекачивает в первичную обмотку «трансформатора», который полученную энергию и свою оставшуюся также перекачивает в нагрузку. Таким образом, получается, что на этапе паузы происходит энергообмен между сердечниками «трансформатора» и «дросселя» через их первичные обмотки [68].

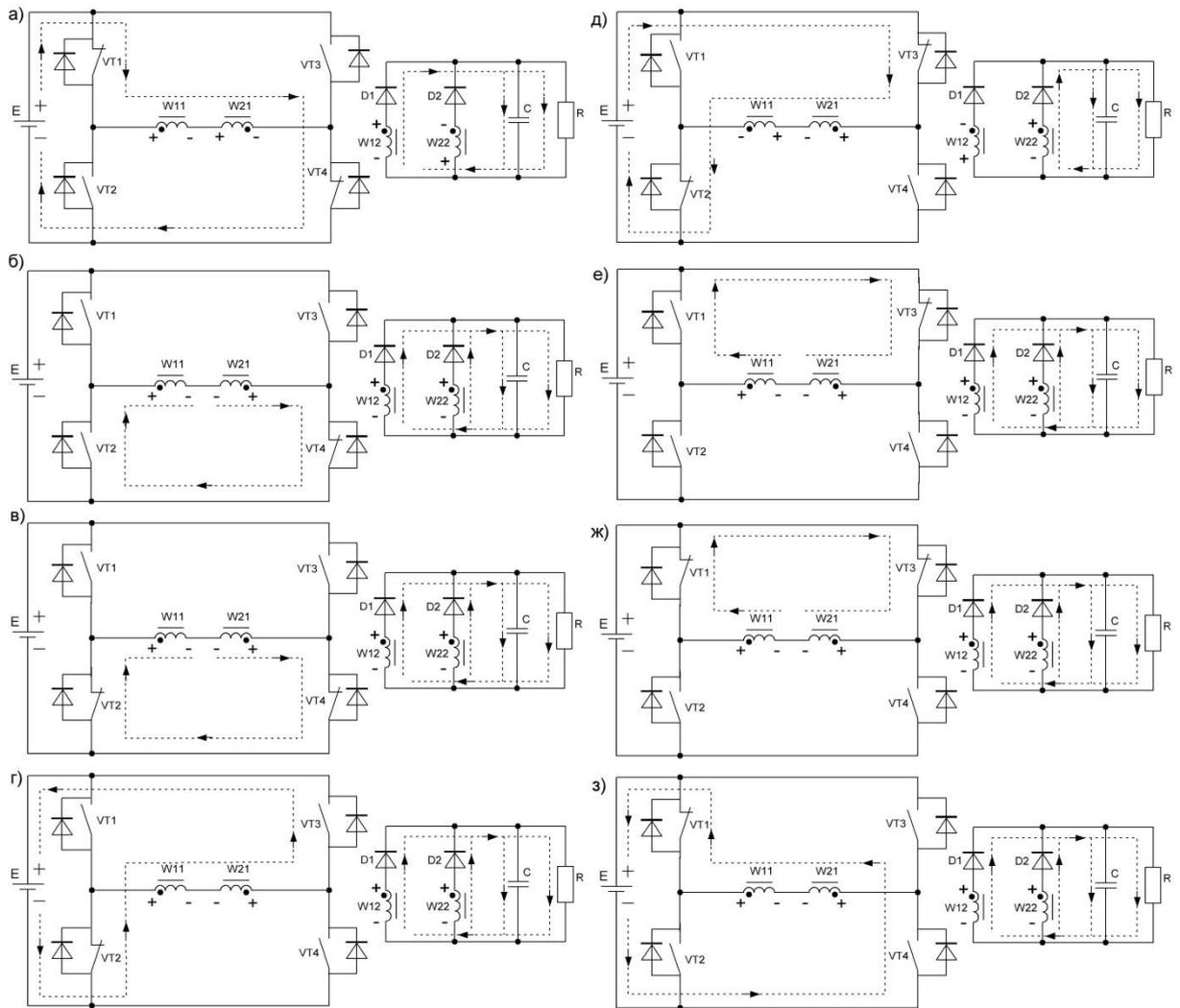


Рисунок 4.4 - Принцип работы мостовой двухтактной обратно
прямоходовой структуры.

а) этап импульса: СТК VT1 и VT4 находятся в открытом, проводящем состоянии, а СТК VT2 и VT3 в закрытом, не проводящем состоянии. Диод D1 проводит силовой ток, а диод D2 заперт напряжением на вторичной обмотке дроссель - трансформатора. На данном интервале дроссель- трансформатор T1, имеющий первичную обмотку W11 и вторичную обмотку W12, работает как трансформатор и передает энергию. Дроссель – трансформатор T2, имеющий первичную обмотку W21 и вторичную обмотку W22, работает как накопитель энергии, сдерживая нарастание тока в первичной цепи. Из-за того, что диод D2 заперт, отсутствует ток вторичной обмотки дроссель – трансформатора W22. Это означает, что ток первичной обмотки также будет нулевым. При этом

напряжение на первичной обмотке дроссель – трансформатора T1 не совпадает с направлением силового тока, протекающего в ней, поэтому ток индуктивности намагничивания I_{m1} будет спадать, а ток индуктивности намагничивая I_{m2} дроссель – трансформатора T2 будет возрастать.

б) по окончании этапа импульса закрывается СТК VT1, наступает короткая пауза. При этом контур протекания силового тока на первичной стороне ППН остается, не меняя своего направления, за счет протекания силового тока через внутренний диод СТК VT2. Суммарное напряжение на первичных обмотках дроссель – трансформаторов равно нулю, по этой причине полярность напряжения на обмотке W21, а также индуктивности намагничивая дроссель – трансформатора T2 меняется на обратную. В следствие этого диод D2 переходит в проводящее состояние. Начинается процесс энергообмена между дроссель – трансформаторами T1 и T2. При этом ток в индуктивности намагничивания дроссель – трансформатора T1 продолжает спадать, при этом начинает спадать и ток индуктивности намагничивания дроссель – трансформатора T2, поскольку к первичной обмотке W21, а следовательно и к индуктивности намагничивания, прикладывается пересчитанное напряжение с вторичной стороны, причем в полярности, противоположной изначальной. Из сказанного следует, что ток, протекающий по первичной стороне ППН, должен скачкообразно снизиться.

в) после окончания паузы, необходимой для исключения возникновения сквозных токов в стойке СТК. Открывается СТК VT2, не изменяя контура протекания силового тока. При этом физические процессы в силовой схеме не изменяются по сравнению с этапом времени б).

г) на данном этапе осуществляется закрытие СТК VT4. Наступает кратковременная пауза, необходимая для исключения возникновения сквозного тока в стойке силовых СТК. При этом контур силового тока, протекающего по первичной стороне ППН, не изменяется, а его протекание обеспечивается за счет внутреннего диода СТК VT3.

д) после закрытия СТК VT4 и открытия СТК VT3 первичные обмотки дроссель – трансформаторов подключены к источнику E с полярностью,

противоположной интервалу а). На данном этапе дроссель – трансформатор Т2 осуществляет передачу энергии на вторичную сторону ППН, а дроссель – трансформатор Т1 накапливает энергию и работает как дроссель. Ток во вторичной цепи ППН протекает через диод D2, а диод D1 находится в запертом состоянии. С точки зрения физических процессов данный этап работы ППН идентичен этапу а).

е) по окончании обратного импульса закрывается СТК VT2. Направление силового тока первичной стороны ППН не меняет направления за счет работы внутреннего диода СТК VT1. Рассматриваемый интервал времени аналогичен интервалу б).

ж) происходит открытие СТК VT1. При этом физические процессы, протекающие в схеме ППН, не изменяются. Интервал аналогичен интервалу в).

з) на данном интервале происходит выключение СТК VT2, при этом не нарушается направление протекания силового тока по первичной стороне ППН, за счет работы внутреннего диода СТК VT4. По окончании этого этапа цикл работы силового ППН завершается.

Осциллограммы, отображающие принцип работы рассматриваемой схемы представлены на Рисунке 4.5, с учетом допущений, что длительность мертвой паузы (этапы б, г, е, з) кратковременны и не будут отображаться на осциллограммах [69].

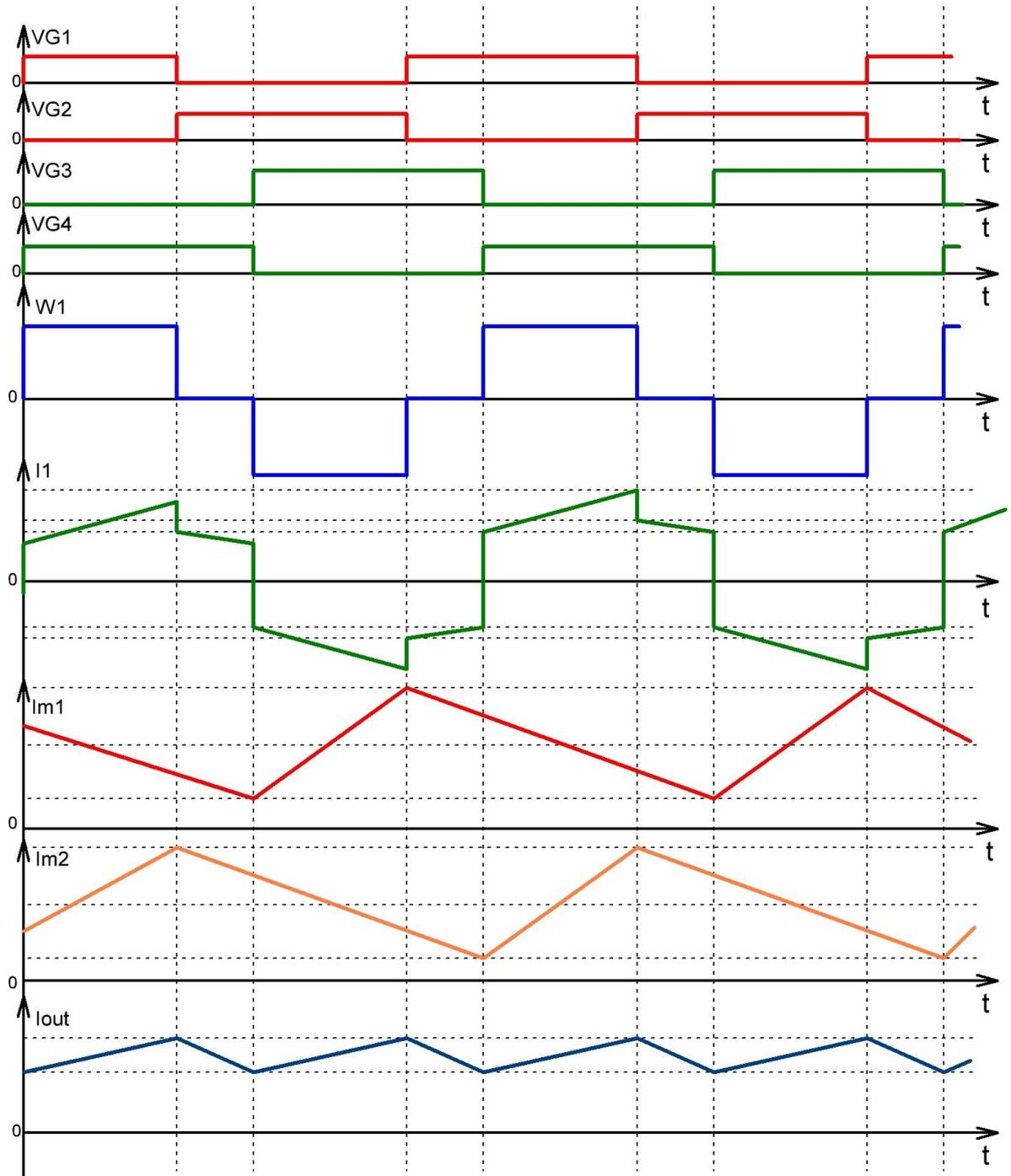


Рисунок 4.5 - Осциллограммы двухтактной обратно прямоходовой структуры.

Регулировочная характеристика предложенного ППН описывается соотношением (4.1).

$$U_H = \frac{1}{2} \cdot K_{\text{тр}} \cdot E \cdot \gamma \quad (4.1)$$

В качестве системы управления, реализующей предложенный алгоритм работы можно использовать существующие ШИМ контроллеры UCC1895,

UCC2895, UCC3895, OZ964AGN, производимые зарубежными компаниями Texas Instruments или O2Micro. Однако, в техническом описании не раскрывается полностью принцип работы и реализацию этих ШИМ контроллеров, защищая интеллектуальную собственность и коммерческую тайну. Именно по этой причине невозможно производство отечественных контроллеров, использующих подобную реализацию.

При реализации рассматриваемого алгоритма на программируемом МК также возникают сложности при создании программного кода из –за нехватки части информации..

В связи с этим, в данной работе предлагается одна из возможных реализаций алгоритма фазной ШИМ (Phase Shift). Схема аппаратной реализации, предлагаемая автором, представлена на Рисунке 4.6.

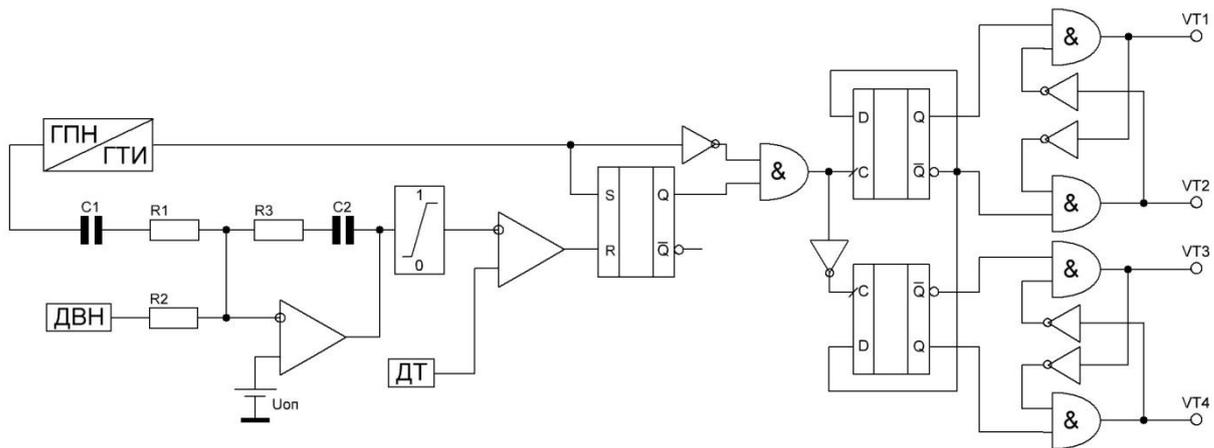


Рисунок 4.6 - Аппаратная реализация фазной ШИМ (Phase Shift).

Отличительными особенностями данной реализации являются: комбинированное управление по току и напряжению, что позволяет обеспечить симметрирование перемагничивания сердечника трансформатора, а также режима симметрирования напряжений на конденсаторном делителе при использовании полумостовой схемы. Кроме того, представленное автором решение исключает возможность сквозных токов первого рода в транзисторных стойках и устраняет проблемы «логических гонок» и состязаний.

4.4. Методика расчета дроссель – трансформатора.

Расчет дроссель – трансформатора является много итерационной задачей, также как и расчет любого точного элемента [70-74]. Это связано с тем, что выполнение одной ступени расчета может привести к необходимости вернуться на несколько ступеней в силу невозможности заложить все возможно допустимые требования к дроссель – трансформатору на начальном этапе. Чаще всего это происходит при нехватке площади окна сердечника или допустимой температуры внутри магнитопровода.

Проектирование дроссель - трансформаторов основано на использовании двух фундаментальных законов: Закон сохранения энергии, Закон электромагнитной индукции Фарадея.

Исходными данными для проектирования дроссель – трансформатора в любом силовом каскаде являются:

P_n – номинальная мощность нагрузки;

f - частота коммутации (переключения);

$E_{питmin}$, $E_{питmax}$ – диапазон напряжения питания;

U_n – напряжение на нагрузке;

1) Выбираем материал магнитопровода, задавшись относительной магнитной проницаемостью материала сердечника, в соответствии с графиком, представленном на Рисунке 4.7. Этот график получен на основании анализа различных публикаций по проектированию электро – магнитных элементов для различных типов статических преобразователей электроэнергии (например аморфное железо ГМ54ДС30) [75-81].

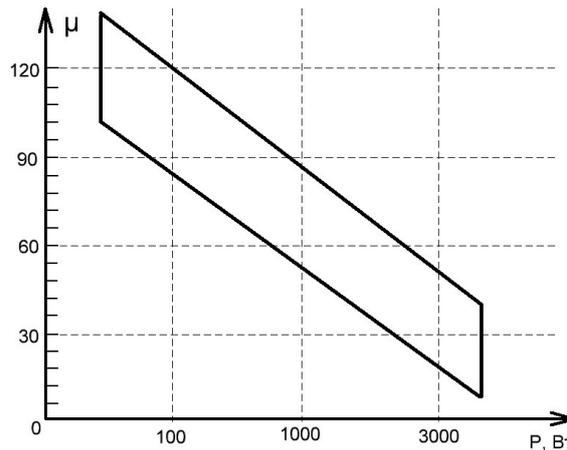


Рисунок 4.7 - Зависимость относительной магнитной проницаемости сердечника от мощности нагрузки.

2) В соответствии с законом сохранения энергии получается выражение (4.2)

$$\frac{P_H}{2} \cdot \frac{1}{\eta} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B_m^2 - B_r^2}{\mu \cdot \mu_0} \cdot V \cdot f \quad (4.2)$$

Где P_H – мощность нагрузки, η – ориентировочный коэффициент полезного действия (КПД), B_m – максимальная рабочая индукция сердечника ($B_m \approx 0.8 \div 0.9$ Vs), B_s – индукция насыщения, B_r – остаточная индукция, μ – относительная магнитная проницаемость, μ_0 – магнитная постоянная, V – требуемый объем сердечника, f – частота коммутации $f = 1/T$, где T – период широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Из формулы (4.2) определяем минимально необходимый объем сердечника V .

$$V = \frac{\frac{P_H}{2} \cdot \frac{1}{\eta}}{\frac{1}{2} \cdot \frac{B_m^2 - B_r^2}{\mu \cdot \mu_0} \cdot f} = \frac{P_H \cdot \mu \cdot \mu_0}{\eta \cdot (B_m^2 - B_r^2) \cdot f} \quad (4.3)$$

3) По справочнику из стандартного ряда выбираем типоразмер сердечника, имеющего ближайший больший объем к требуемому. После выбора сердечника нам известны геометрические параметры: $S_{стали}$ – эффективная площадь поперечного сечения сердечника, $S_{окна}$ – площадь окна сердечника, l –

средняя длина силовой магнитной линии, p_0 – удельные потери в сердечнике, α и β – параметры удельных потерь.

4) Определяем число витков первичной обмотки W_1 на основании закона электромагнитной индукции из выражения (4.4).

$$\frac{E_{min}}{2} = S_{ст} \cdot W_1 \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t} \quad (4.4)$$

Где W_1 - число витков первичной обмотки, $\Delta B = (B_m - B_r)$, $\Delta t = \frac{T}{2}$.

5) Определяем число витков вторичной обмотки W_2 из соотношения (4.5).

$$U_H = S_{ст} \cdot W_2 \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t} \quad (4.5)$$

6) Определяем площадь поперечного сечения обмоток $S_{пров.1}$ и $S_{пров.2}$ по формулам (4.6) и (4.7).

$$S_{пров.1} = \frac{I_{W1}}{J} \quad (4.6)$$

$$S_{пров.2} = \frac{I_{W2}}{J} \quad (4.7)$$

Где I_{w1} , I_{w2} – действующие значения токов – определяются по соотношениям (4.8) и (4.9).

$$I_{W1} = \frac{P_H \cdot K_\phi}{E_{min}} \quad (4.8)$$

$$I_{W2} = \frac{P_H \cdot K_\phi}{E_{min} \cdot 2} \quad (4.9)$$

Где K_ϕ – коэффициент формы, равный отношению действующего значения к среднему значению.

7) Проверочный расчет помещаются ли обмотки в окно сердечника. Должно выполняться следующее условие.

$$S_{пров.1} \cdot W_1 + S_{пров.2} \cdot W_2 \leq S_{окна} \cdot K_з \quad (4.10)$$

Где $K_з$ – коэффициент заполнения окна, зависящий от технологии намотки (0.5÷0.8). На данном этапе может возникнуть ситуация, при которой площадь окна сердечника окажется меньше, чем требуемая с учетом $K_з$. В таком случае

необходимо возвращаться к пункту 4, предложенной методики, выбрав магнитопровод, обладающий большей площадью окна. Альтернативным вариантом является поиск способов уменьшения K_3 за счет применения других технологий намотки, что зависит от производства.

8) Проверка перегрева дроссель- трансформатора:

Температура любогомоточного элемента имеет две составляющие. Первой составляющей является температура сердечника, напрямую связанная с мощностью потерь, выделяемой в сердечнике, определяемая по формуле (4.11).

$$P_{\text{сер.}} = P_0 \cdot B_a^\alpha \cdot f^\beta \cdot V \quad (4.11)$$

Где B_a – амплитуда переменной составляющей индукции в сердечнике. В худшем случае для данной схемы справедливо выражение (4.12).

$$B_a = \frac{B_m - B_r}{2} \quad (4.12)$$

Второй составляющей является температура обмотокмоточного элемента. Температура обмотки зависит от мощности потерь в первичной и вторичной обмотке, которые зависят от значения тока, протекающего в обмотке, а также сечения проводника. Значение мощности потерь, выделяемых на обмоткемоточного элемента можно определить из соотношения (4.13).

$$P_W = \left(I_{W1}^2 \cdot \frac{W1}{S_{\text{пров.1}}} + I_{W2}^2 \cdot \frac{W2}{S_{\text{пров.2}}} \right) \cdot \rho \cdot l_0 \cdot kf \cdot kt \quad (4.13)$$

Где ρ – удельное сопротивление меди, l_0 – длина одного витка, kf – коэффициент, учитывающий скин эффект и эффект близости ($kf = 2 \dots 5$), который зависит от технологии намотки, kt – коэффициент учитывающий изменение удельного сопротивления проводов меди от температуры ($kt = 1.2 \dots 1.3$).

9) Определяем максимальную температуру трансформатора из формулы (4.14).

$$T_{\text{max}} = T_{\text{среды max}} + \frac{(P_{\text{сер.}} + P_W)}{\alpha_{\text{охл.}} \cdot S_{\text{охл.}}} \quad (4.14)$$

Где $\alpha_{\text{охл.}}$ – коэффициент охлаждения, зависящий от условий теплоотвода ($10 \div 30$) Вт/м², $S_{\text{охл.}}$ – площадь поверхности с которой производится отвод тепла.

10) Проверяем выполнение условий (4.15) и (4.16):

$$T_{max} < T_{доп.W} \quad (4.15)$$

$$T_{max} < T_{доп.сер.} \quad (4.16)$$

Где $T_{доп.W}$ – максимально допустимая температура провода, $T_{доп.сер.}$ – максимально допустимая температура сердечника. На данном этапе может быть ситуация, при которой максимальная температура сердечника или обмотки превышает допустимое значение. В случае, если значение температуры выходит за рамки допустимого, то не обходимо вернуться к пункту 1, используя меньшее значение плотности тока в обмотке, а затем вернуться к пункту 9. В случае, если значение температуры сердечника превышает допустимое значения, то существуют следующие пути решения:

- Использовать другой материал сердечника, обладающий меньшим значением удельных потерь, а также коэффициентами удельных потерь, что возвращает к пункту 4.
- Уменьшить значение частоты коммутации, не изменяя при этом объем магнитопровода, однако, при этом необходимо пересматривать амплитуду переменной составляющей индукции в сердечнике B_a , что будет не эффективно с точки зрения массогабаритных показателей.

Альтернативой данным способам является изменение параметров и способов охлаждения моточных элементов. Подобное решение не позволяет уменьшить значение мощности потерь, а лишь улучшает процесс отведения тепла от моточных элементов.

11) Наконец, если эти условия выполняются, рассчитываем индуктивность обмоток по формуле (4.17).

$$L = \mu \cdot \mu_0 \cdot W^2 \cdot \frac{S_{ст}}{l_{ст}} \quad (4.17)$$

12) При этом минимальные и максимальные мгновенные значения тока в первичной обмотке будут связаны с индукцией в сердечнике следующим соотношением (4.18).

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{(B_m^2 - B_r^2)}{\mu \cdot \mu_0} \cdot V = L1 \cdot \frac{I_{max}^2 - I_{min}^2}{2} \quad (4.18)$$

I_{max} – наибольшее значение тока в обмотке, I_{min} – наименьшее значение тока в обмотке

Стоит обратить внимание, что пункты 12 и 13 не являются обязательными для проектирования дроссель – трансформаторов. Отличительной особенностью предлагаемой методики является ее простота, заключающаяся в соотношениях (4.2), (4.4), (4.5). Предлагаемая методика применима к дроссель – трансформаторам, которые используются в силовых каскадах, представленных на Рисунке 4.3.

4.5 Исследование возможности мягкой коммутации в двухтактном обратно прямоходовом ППН.

Одним из способов повышения энергоэффективности предлагаемой схемы ППН является обеспечение мягкой коммутации СТК. Под мягкой коммутации подразумевается переключение силового СТК при минимальном значении тока или напряжения, существенно уменьшая значение динамической составляющей мощности потерь. Обеспечение мягкой коммутации достигается за счет применения реактивных элементов, таких как конденсатор и индуктивность, обеспечивая квазирезонансный процесс в моменты коммутации.

В представленной схеме наиболее эффективно обеспечение квазирезонансных процессов за счет паразитных составляющих применяемых компонентов. Таким образом, используя индуктивность рассеяния дроссель – трансформаторов, которая является неотъемлемой составляющей любогомоточного элемента и приносит негативный эффект, а также дополнительный конденсатор, значение емкости которого мало, можно достичь коммутации СТК при нулевом напряжении. Таким образом, получается, что используя негативные составляющие ППН, удастся достигнуть положительных эффектов. Также, подобного эффекта можно достигнуть, используя паразитные емкости СТК и индуктивность рассеяния дроссель – трансформаторов, не применяя дополнительных элементов, однако подобный способ накладывает

дополнительные условия при выборе СТК, а также особенности в проектировании дроссель – трансформаторов.

В результате исследований различных доступных научных публикаций были составлены различные схемы мостового двухтактного обратно прямоходового ППН с дроссель – трансформаторами, работающие в режиме мягкой коммутации. Особенностью рассматриваемого класса преобразователей является возможность обеспечения мягкой коммутации при нулевом значении напряжения на СТК или при нулевом значении тока через СТК. Причем, в случае мостового двухтактного обратно прямоходового преобразователя с дроссель трансформаторами, наиболее эффективным является обеспечение мягкой коммутации при нулевом значении напряжения. Это обосновывается процессом перезаряда конденсаторов, стоящих параллельно СТК, как показано на Рисунке 4.8.

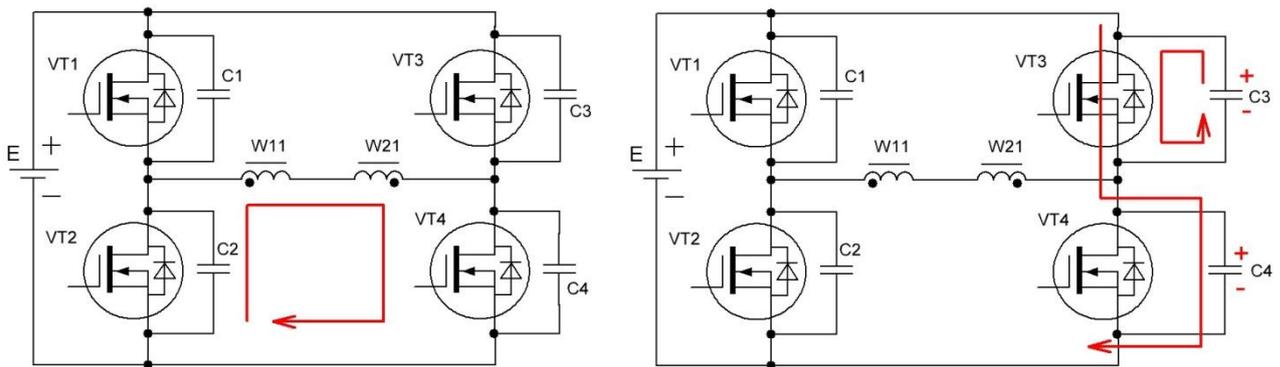


Рисунок 4.8 - Проблема мягкой коммутации при нулевом значении тока через СТК.

Исходя из принципа работы схемы в момент паузы ток, протекающий через первичные обмотки дроссель-трансформаторов, не прерывается, а обмотки закорочены силовыми ключами VT4 и VT2, находящимися в проводящем состоянии. В следующий интервал времени, когда ток первичной обмотки станет равным нулю, происходит переход VT4 в не проводящее состояние и затем переход в проводящее состояние транзистора VT3. В этот момент конденсатор C3, накопивший заряд, начинает разряжаться через открытый канал VT3. В этот же момент, силовой ток, помимо протекания через первичные обмотки дроссель-

трансформаторов заряжает конденсатор С4. Процессы перезаряда этих емкостей сопровождаются выделением мощности потерь. Значение этой мощности можно определить следующим выражением:

$$P_C = \frac{C \cdot E^2}{2} \cdot 2 \cdot f_k \quad (4.19)$$

Где P_C - значение мощности потерь; C – значение емкости конденсатора; E – значение входного напряжения; f_k - частота коммутации СТК.

При $E = 400$ В, $C = 2$ нФ и $f_k = 100$ кГц значение мощности потерь составит более 30 Вт, что существенно снижает энергоэффективность. По этой причине обеспечение режима мягкой коммутации СТК при нулевом значении тока актуально при малом значении частоты коммутации.

Для обеспечения режима мягкой коммутации СТК при нулевом значении напряжения необходимо правильно подобрать значение емкости конденсаторов, опираясь на режим работы схемы.

Методика расчета требуемой емкости основывается на законе сохранения энергии и законе сохранения заряда:

$$\frac{C_0 \cdot U_C^2}{2} + \frac{L_0 \cdot I_0^2}{2} = \frac{C_0 \cdot U_C^2}{2} + E \cdot q \quad (4.20)$$

Где L_0 – суммарная индуктивность первичной стороны преобразователя; q – заряд, накопленный в конденсаторе; E – значение входного напряжения, I_0 – остаточное значение тока на первичной стороне преобразователя.

$$q = U_C \cdot C_0 = E \cdot C_0 \quad (4.21)$$

Упростив выражение (4.20) получаем:

$$\frac{L_0 \cdot I_0^2}{2} = E \cdot E \cdot C_0 = E^2 \cdot C_0 \quad (4.22)$$

При этом в случае использования двух дроссель-трансформаторов известно:

$$L_0 = L_{\mu 1} + L_{S1} + L_{\mu 2} + L_{S2} = 2 \cdot (L_{\mu} + L_S) \quad (4.23)$$

Где L_{μ} - значение индуктивности намагничивания; L_S – значение индуктивности рассеяния.

$$C_0 = 2 \cdot (C + C_{СИ}) \quad (4.24)$$

Где C – значение емкости конденсатора; $C_{СИ}$ - значение емкости транзистора между стоком и истоком.

Определив значение требуемой емкости, а также зная индуктивность первичной стороны, исходя из расчета дроссель-трансформатора, для исключения возникновения сквозных токов необходимо учитывать соотношение:

$$t_{\text{задержки вкл.}} > \tau + t_{\text{задержки выкл.}} \quad (4.25)$$

$$\tau = \frac{1}{4} \cdot T \quad (4.26)$$

$$T = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0} \quad (4.27)$$

Отличительным свойством данной схемы при заданном алгоритме работы является обеспечение режима мягкой коммутации в широком диапазоне регулирования выходного тока, в режиме безразрывных токов.

Основным методом исследования предлагаемых схем является имитационно компьютерное моделирование. Модель предлагаемой схемы ППН, работающей в квазирезонансном режиме представлена на Рисунке 4.9.

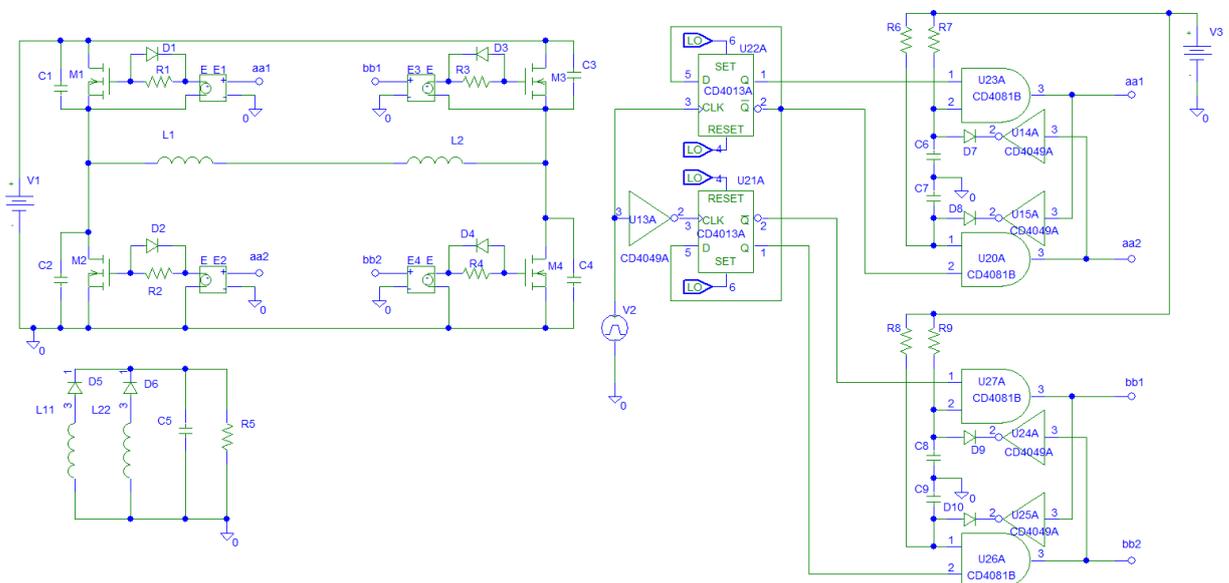


Рисунок 4.9 - Модель двухтактного обратно прямоходового ППН с мягкой коммутацией СТК.

Данная модель используется для исследования процессов обеспечения мягкой коммутации, по этой причине данную модель можно рассматривать при любых заданных параметрах. В данном случае источник напряжения $V1 = 48$ В. В

качестве нагрузки используется активное сопротивление $R5 = 2 \text{ Ом}$. Коэффициенты трансформации дроссель-трансформаторов равны 1, а также не введены ООС для упрощения процесса моделирования. Таким образом рассматриваемая модель преобразователя работает в статичном режиме работы на номинальную мощность 200 Вт.

Для обеспечения мягкой коммутации в рассматриваемом преобразователе необходимо обеспечение быстрого вывода заряда из затворной емкости силовых транзисторов VT1-VT4. В данном случае это осуществляется за счет разрядных диодов D1-D4. Другим необходимым условием обеспечения мягкой коммутации является наличие индуктивности рассеяния дроссель-трансформатора, в данном случае она задается коэффициентом связи (K_s) между первичными и вторичными обмотками моточных элементов.

В качестве алгоритма управления данным преобразователем используется фазная ШИМ с максимальным сдвигом, что эквивалентно максимальному коэффициенту заполнения или предельной мощности. Алгоритм переключения транзисторами VT1-VT4 представлен на Рисунке 4.10.

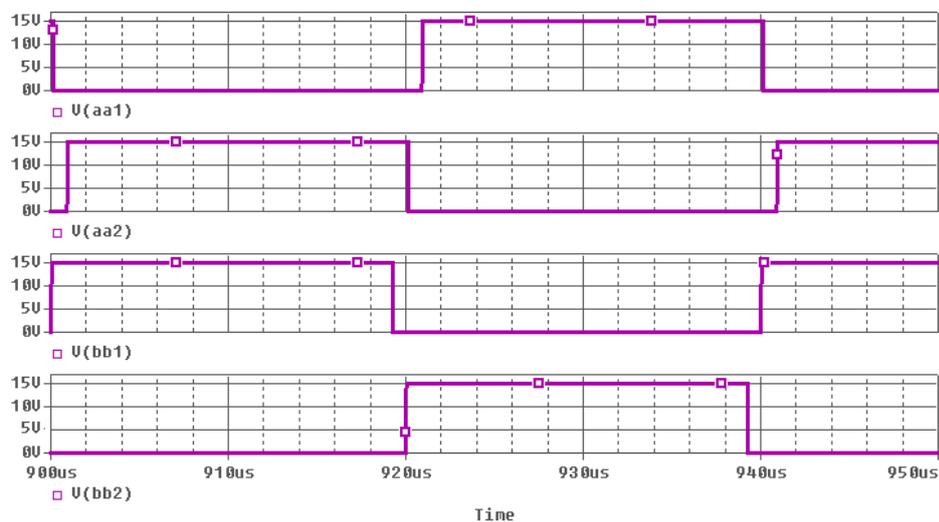


Рисунок 4.10 - Сигналы управления транзисторами VT1-VT4

Использование перекрестных связей в предложенной аппаратной реализации фазной ШИМ обеспечивает исключение возникновения сквозных токов в транзисторной стойке, что можно наблюдать в виде временных задержек между сигналами aa1 и aa2, также как и между bb1 и bb2.

Осциллограммы напряжения, приложенного к первичной стороне дроссель-трансформаторов, а также ток, протекающий через них представлен на Рисунке 4.11.

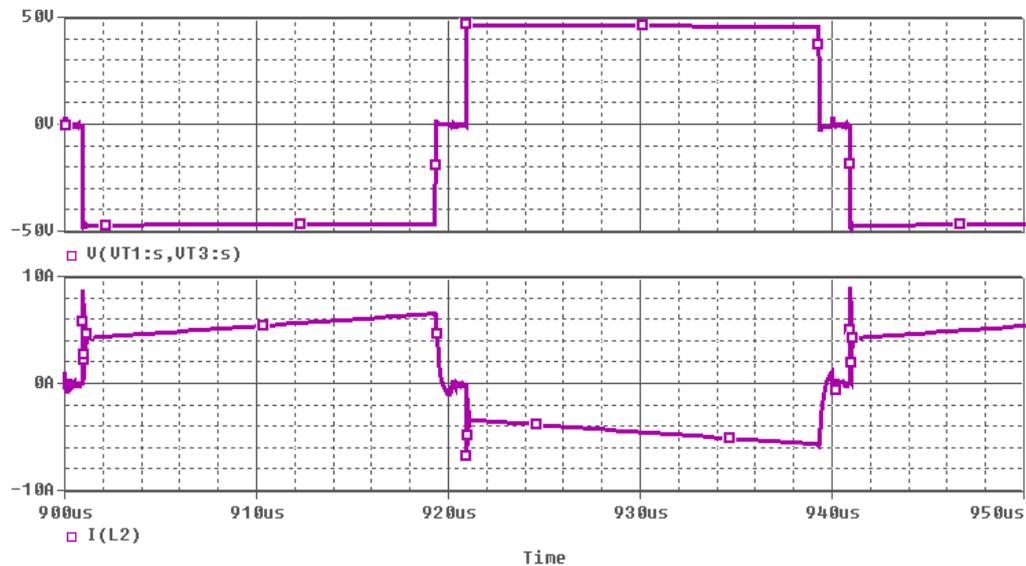


Рисунок 4.11 - Осциллограммы напряжения и тока на дроссель-трансформаторах при $K_c = 0.9999$.

Данные, представленные на Рисунках 4.10 и 4.11, подтверждают корректность работы компьютерной модели, учитывая форму напряжения, прикладываемого к первичной стороне дроссель-трансформаторов, а также форму тока, протекающего через них.

На Рисунке 4.12 представлены осциллограммы, демонстрирующие включение силового транзистора VT4. На осциллограммах видно, что напряжение, приложенное к транзистору $U(VT4:d)$ спадает до нуля еще до подачи сигнала управления $U(R4:1)$. В этот момент значение тока $I_d(VT4)$ имеет отрицательное значение, это говорит о том, что в этот момент ток вытекает из паразитных емкостей силового транзистора, а также из конденсатора C4. В этот момент мгновенное значение мощности достигает 36 Вт, однако в этот момент канал силового транзистора находится в запертом состоянии. В момент подачи сигнала управления на затвор силового транзистора, значение напряжения, приложенного к нему, равно 0, к тому же за счет индуктивностей дроссель-трансформаторов силовой ток через канал еще не начинает протекать, а имеет некоторую задержку по времени. Это свидетельствует о том, что фронты спада

напряжения и нарастания тока, в момент перехода силового транзистора VT4 в проводящее состояние, имеют задержки. Это говорит о том, что обеспечивается режим мягкой коммутации.

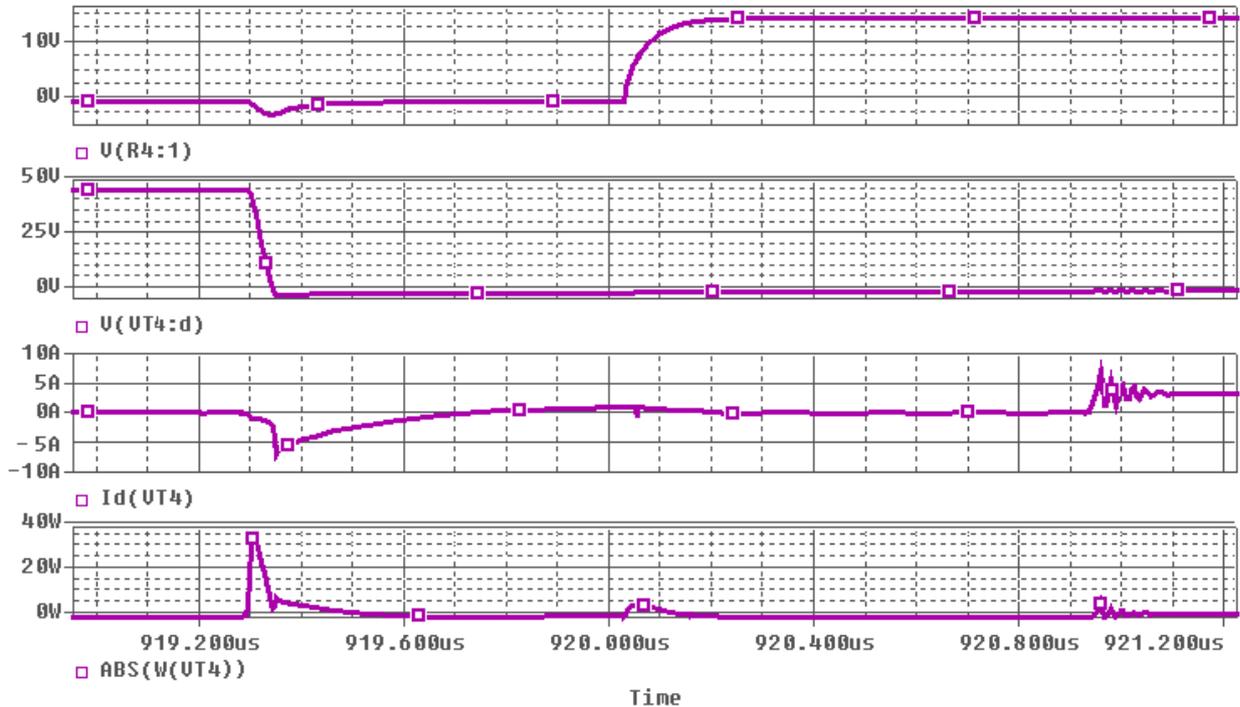


Рисунок 4.12 - Осциллограммы включения силового транзистора VT4 при $K_c = 0.9999$.

На Рисунке 4.13 представлены осциллограммы, демонстрирующие выключение силового транзистора VT4. На осциллограммах видно, что в момент снятия сигнала управления $U(R4:1)$ напряжение на силовом транзисторе $U(VT4:d)$ равно нулю. В этот момент времени канал силового транзистора VT4 закрывается, однако ток $I_d(VT4)$ продолжает протекать, заряжая паразитную емкость транзистора, а также конденсатор C4. Этот процесс явно виден на осциллограммах, значение тока снижается с большой производной, затем происходит плавное уменьшение тока, при котором начинает возрастать напряжение, приложенное к транзистору $U(VT4:d)$. В этот момент мгновенное значение мощности на транзисторе VT4 достигает 29 Вт, несмотря на то, что канал уже находится в запертом состоянии, это говорит о том, что обеспечивается мягкая коммутация при выключении силового транзистора VT4.

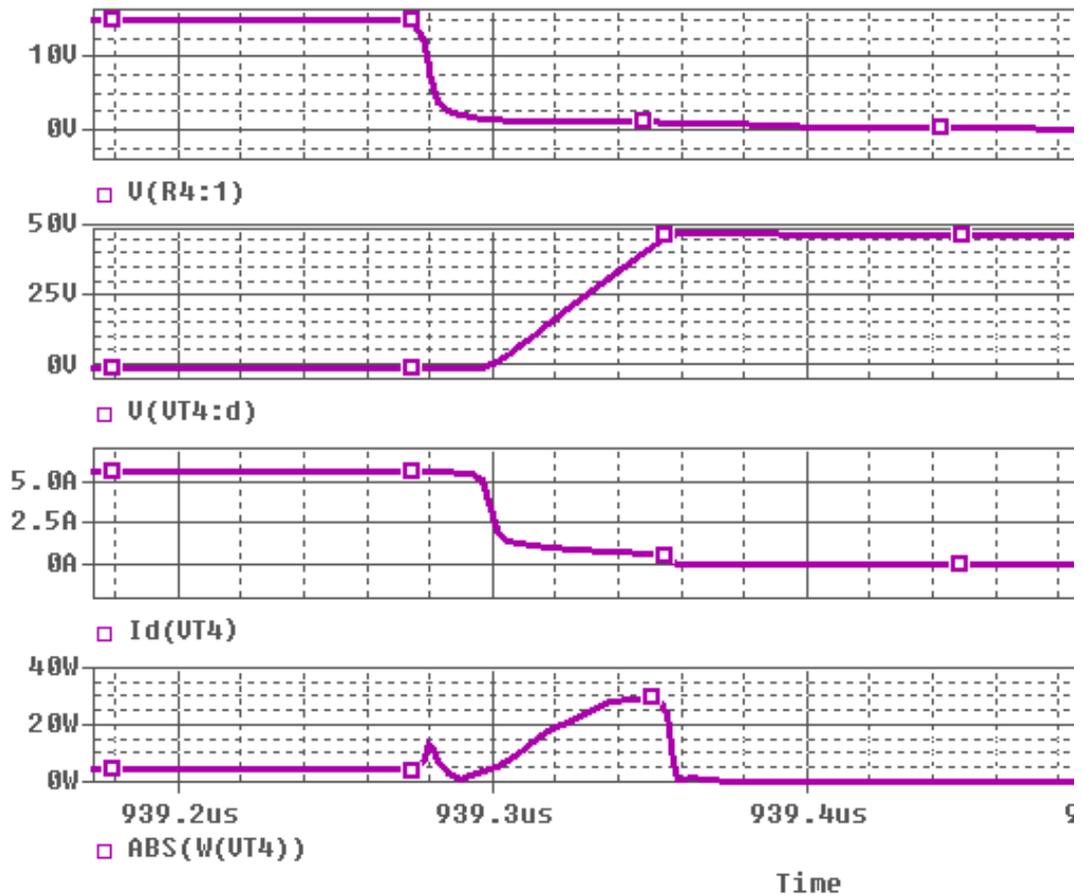


Рисунок 4.13 - Осциллограммы выключения силового транзистора VT4 при $K_c = 0.9999$.

На основании результатов моделирования можно сказать, что в двухтактном обратно прямоходовом преобразователе обеспечивается режим мягкой коммутации, как на включении, так и выключении силовых транзисторов. Однако процессы переключения силовых транзисторов зависят от значения индуктивности рассеяния дроссель-трансформаторов, по этой причине необходимо рассмотреть модель преобразователя, обладающей меньшим значением K_c .

На Рисунках 4.14 и 4.15 представлены осциллограммы, демонстрирующие процесс включения силового транзистора при $K_c = 0.997$. Из осциллограммы тока $I_d(VT4)$ видно, что увеличение значения индуктивности рассеяния существенно повлияло на динамику переключения силового транзистора. При этом наблюдается относительно длительный интервал времени, при котором значение тока имеет отрицательное значение. Это свидетельствует о работе внутреннего

диода транзистора VT4, что по принципу работы схемы и должно происходить при большом значении индуктивности рассеяния. Несмотря на это значение напряжения на силовом транзисторе

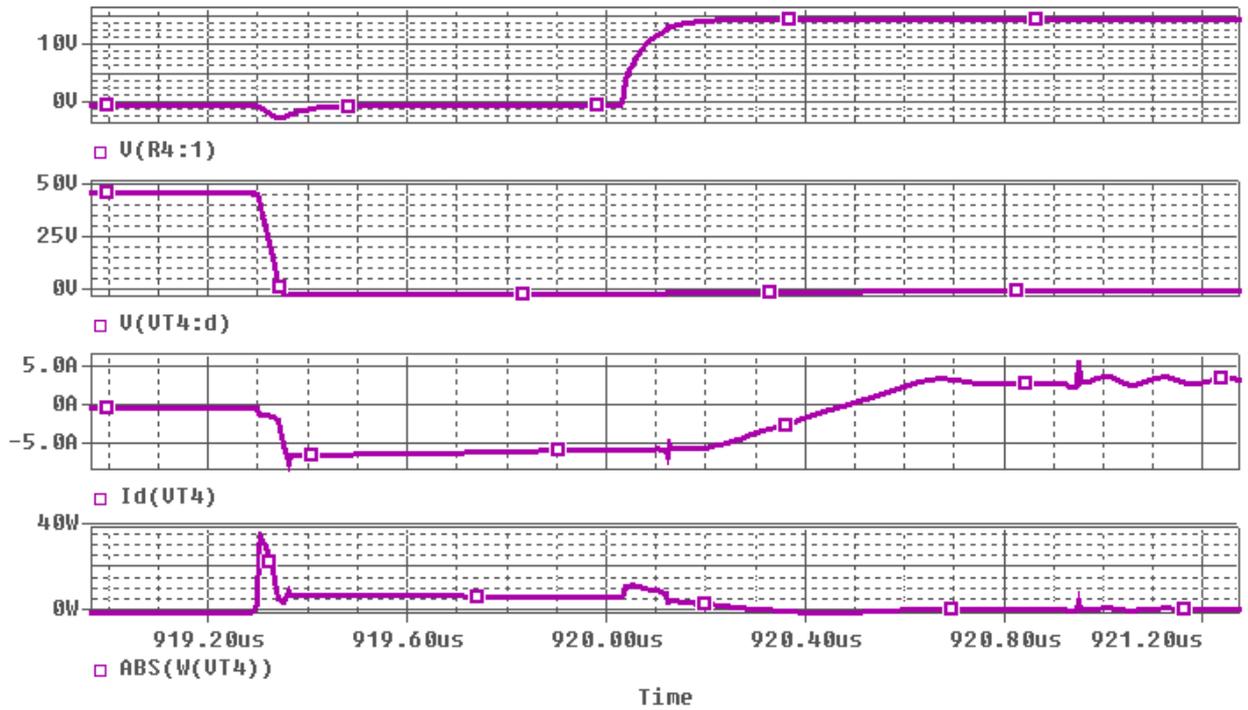


Рисунок 4.14 - Осциллограммы включения силового транзистора VT4 при $K_c = 0.997$.

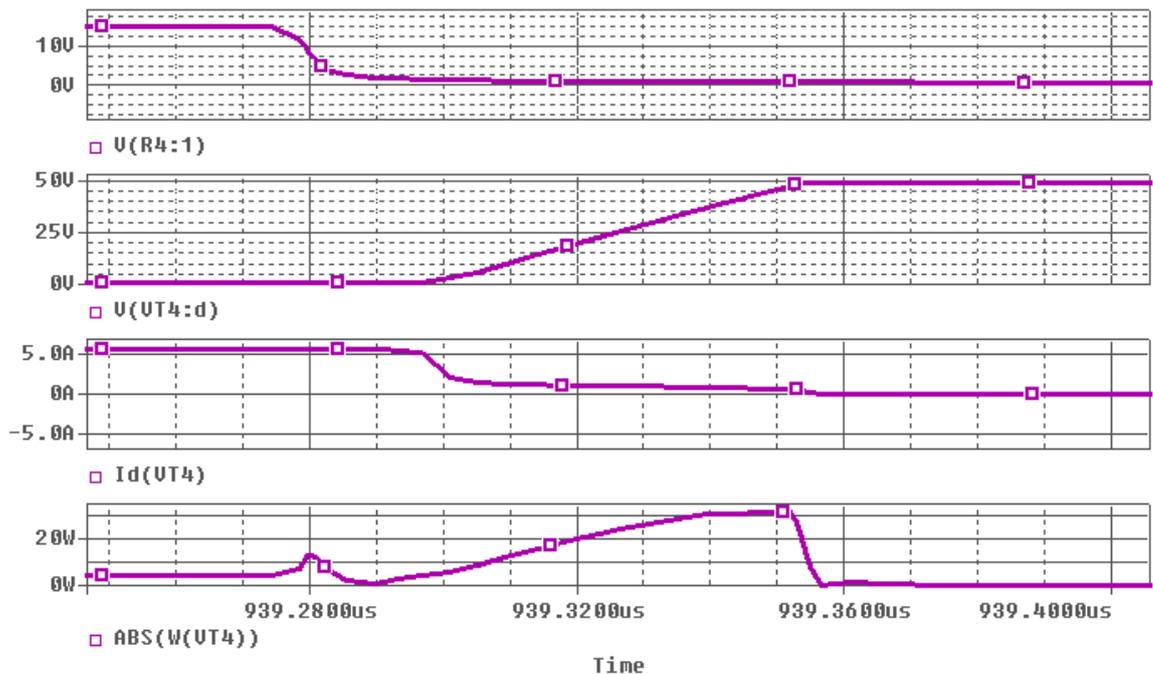


Рисунок 4.15 - Осциллограммы выключения силового транзистора VT4 при $K_c = 0.997$.

4.6. Условие совместной устойчивой работы однофазного ККМ и ППН

Одной из проблем проектирования однофазного ЗУ является обеспечение устойчивой совместной работы ККМ и ППН. Если по отдельности каждое устройство работает устойчиво, то это является необходимым, но не достаточным условием совместной устойчивой работы. По этой причине необходимо проводить дополнительное исследование, позволяющее определить, при каких условиях будет обеспечиваться устойчивая совместная работа [5].

Существуют способы, позволяющие обеспечить устойчивость совместной работы. Одним из таких способов является применение буферной емкости между силовыми каскадами. Эта емкость также является выходной емкостью однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением и входной емкостью для ППН.

Значение этой емкости первоначально рассчитывают исходя из уровня допустимых пульсаций на выходе ККМ, однако этого значения может быть недостаточно при работе на импульсную нелинейную нагрузку, которой является ППН.

Так как система совместной работы двух силовых каскадов является нелинейной и импульсной, то провести аналитический расчет чрезвычайно сложно, так как подобная система описывается системой дифференциальных уравнений высокого порядка. К тому же решение подобной системы можно осуществить лишь при ряде допущений, дающих лишь первое начальное приближение требуемой емкости. Структурная схема совместной работы ККМ и ППН представлена на Рисунке 4.16.

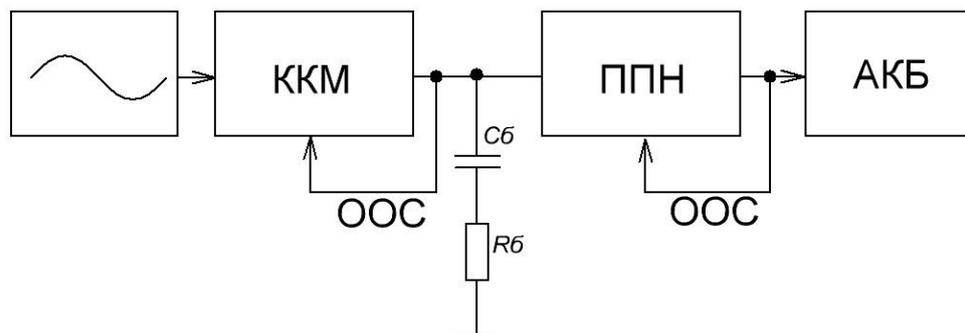


Рисунок 4.16 – Структурная схема совместной работы ККМ и ППН.

В представленной структуре значение входного сопротивления ППН является отрицательным и дифференциальным (4.28), как показано на Рисунке 4.17.

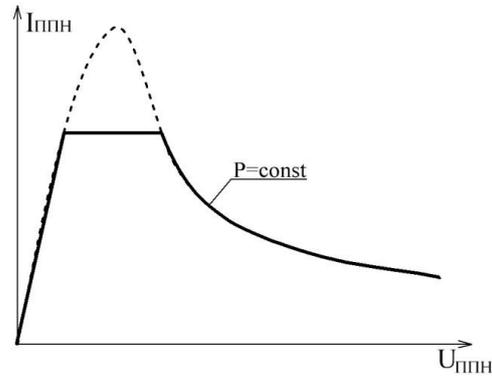


Рисунок 4.17 – Изменение входного сопротивления ППН.

$$R_{\text{вх ППН}} = \frac{dU_{\text{вх ППН}}}{dI_{\text{вх ППН}}} < 0 \quad (4.28)$$

Учитывая все эти факторы, применяя методы линеаризации Ляпунова были выведены соотношения, применимые исключительно как первое приближение, используя упрощенную схему совместной работы, представленную на Рисунке 4.18.

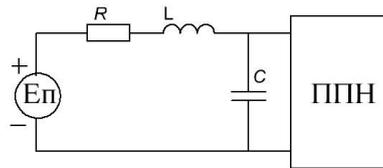


Рисунок 4.18 – Упрощенная схема ЗУ.

$$\begin{cases} E = I \cdot R + L \cdot \frac{dI}{dt} + U \\ I = C \cdot \frac{dU}{dt} + \frac{P}{U} \end{cases} \quad (4.29)$$

$$e = L \cdot C \left(1 - \frac{P}{U^2}\right) \ddot{U} + \left(RC \left(1 - \frac{P}{U^2}\right) - \frac{LP}{U^2}\right) \dot{U} + \left(1 - P \frac{R}{U^2}\right) U \quad (4.30)$$

Из выражения (4.30) получаем ряд условий:

$$P < \frac{E^2}{4R} C \quad (4.31)$$

$$C > \frac{LP}{U^2 R} U \quad (4.32)$$

$$U = \frac{E + \sqrt{E^2 - 4PR}}{2} \quad (4.33)$$

Несмотря на полученные условия, основным методом исследования устойчивой совместной работы двух силовых каскадов является компьютерное моделирование. На Рисунке 4.18 показаны результаты компьютерного моделирования совместной работы.

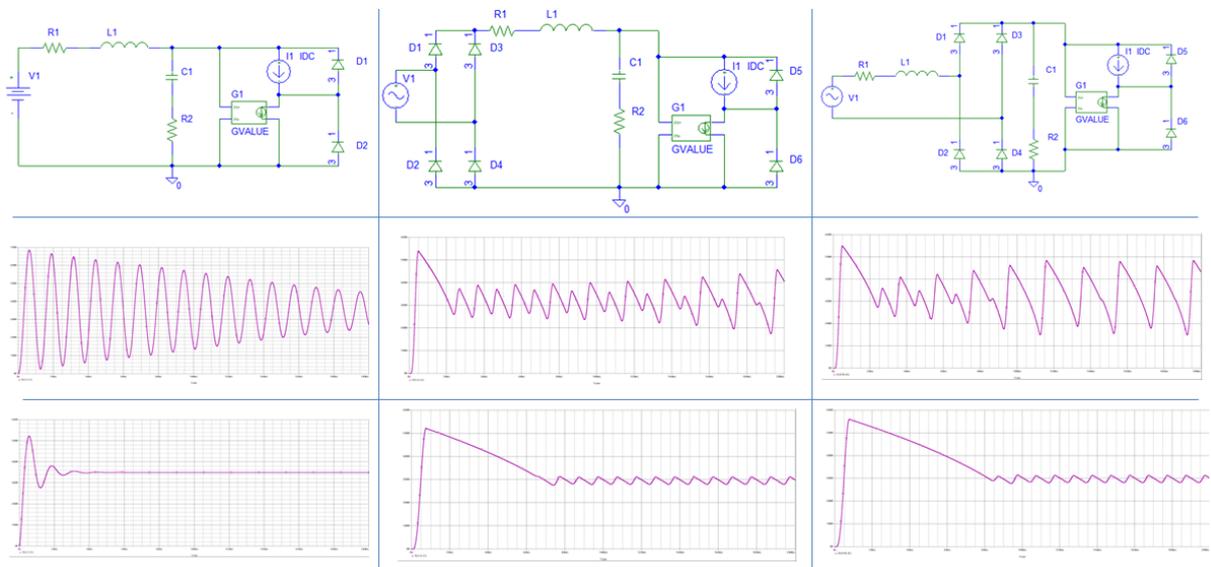


Рисунок 4.18 – Моделирование совместной устойчивой работы ККМ и ППН.

Из результатов моделирования было получено, что применение дросселя переменного тока в силовом каскаде ККМ позволяет добиться устойчивой совместной работы при меньшем значении буферной емкости. Также в процессе исследования, было получено, что значение выходной емкости однофазного ККМ необходимо выбирать не только исходя из заданных пульсаций выходного напряжения, но и исходя из условий совместной устойчивой работы, а также учитывая допустимое значение выходного тока конденсатора. Зависимость требуемой выходной емкости однофазного ККМ от значения номинальной мощности представлено на Рисунке 4.19.

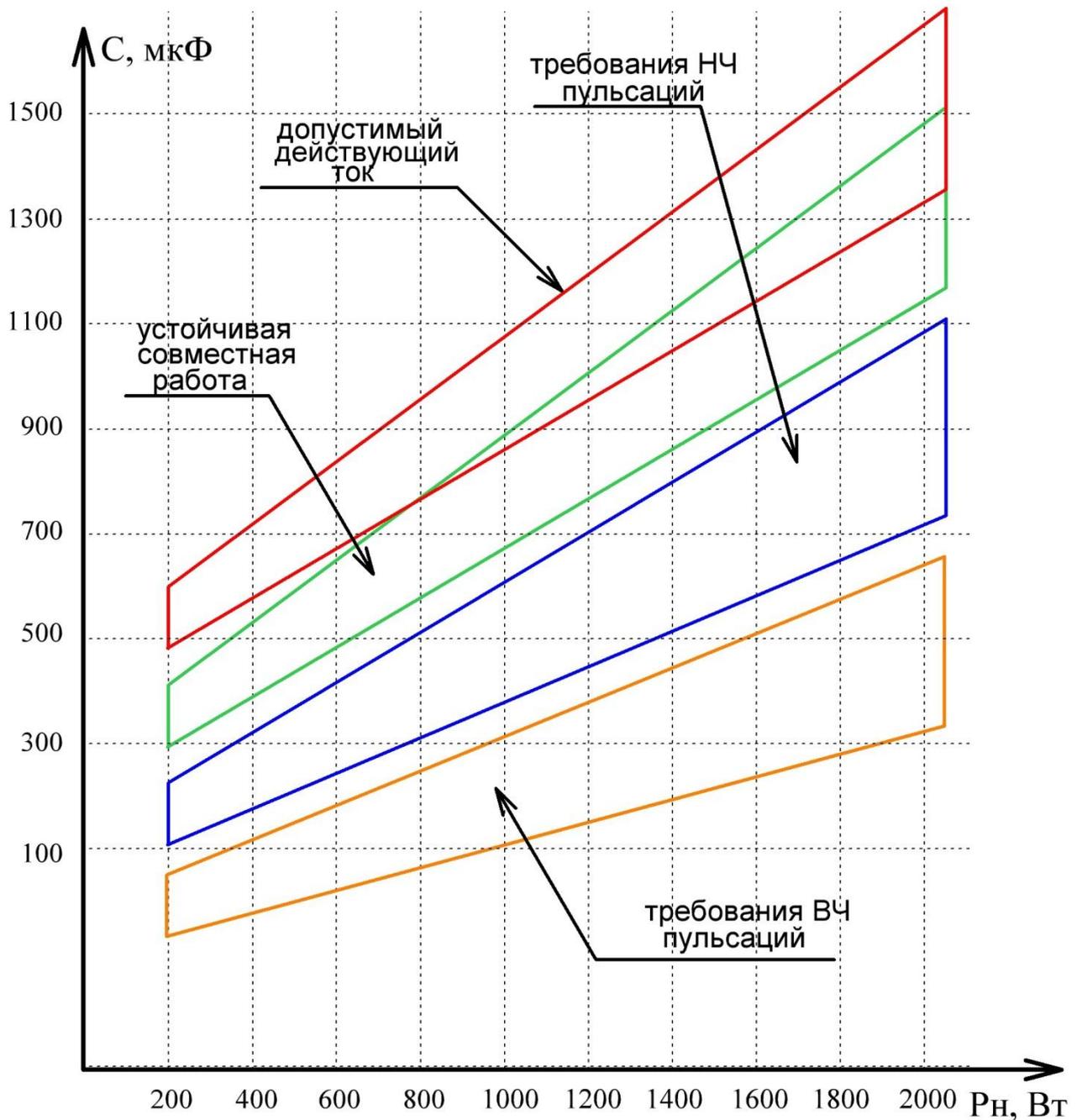


Рисунок 4.19 – Зависимость значения выходной емкости ККМ от значения номинальной мощности устройства.

ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 4

1. В результате исследований различных силовых каскадов преобразователей постоянного напряжения с потенциальной развязкой получено, что в составе однофазного зарядного устройства, которому требуется малое

значение пульсаций выходного тока, актуально применение двухтактных обратно прямоходовых преобразователей с дроссель - трансформаторами.

2. Для семейства предложенных преобразователей постоянного напряжения разработана методика расчета моточных элементов, основанная на принципе работы преобразователя.

3. Предложена схемотехническая реализация алгоритма управления фазной ШИМ, исключающая возможность протекания сквозных токов.

4. Предложена и описана методика расчета дроссель – трансформаторов, основанная на принципе работы преобразователя.

5. Использование паразитных параметров силовой схемы позволило обеспечить режим мягкой коммутации силовых транзисторов, что повысило энергоэффективность преобразователя.

6. Исследование совместной устойчивой работы силовых каскадов ППН позволило вывести зависимость требуемой промежуточной емкости конденсатора от значения номинальной мощности однофазного зарядного устройства.

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА.

6.1. Алгоритм проектирования однофазного высокоэффективного ЗУ с функцией корректора коэффициента мощности для литий-ионного АКБ.

На основании результатов проведенных исследований можно составить алгоритм проектирования однофазных высокоэффективных ЗУ. Предлагаемый алгоритм проектирования подразумевает использование двух силовых каскадов в составе высокоэффективного зарядного устройства для литий-ионных АКБ.

1. Первым пунктом предлагаемого алгоритма является изучение выдвигаемых требований к однофазному ЗУ: диапазон изменения входного напряжения, номинальное значение входного напряжения, а также основные выходные параметры однофазного ЗУ.

2. Определение топологии силового каскада однофазного ККМ на основании заданного значения номинальной мощности, а также диапазона сетевого напряжения. В случае проектирования однофазного высокоэффективного ЗУ мощностью 2кВт, работающего от общепромышленной сети был выбран классический силовой каскад однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением с дросселем постоянного тока и СТК постоянного тока. (Страница).

3. Определив топологию силового каскада ККМ необходимо определить способы повышения энергоэффективности для выбранного силового каскада, применимые к нему. В рассматриваемом случае используется предложенный ФТП, а также синхронный выпрямитель. (Страница).

4. Исходя из требований, продиктованных ГОСТ, к качеству потребляемой энергии определяется требуемое значение K_m и K_g (Страница), на основании значений требуемых параметров выбирается алгоритм управления силовым каскадом ККМ. В случае использования силового каскада с двухполярным выходным напряжением целесообразно применять способы симметрирования выходного напряжения (Страница). В рассматриваемом

примере наиболее эффективно применять алгоритм управления ШИМ с время импульсным перемножителем (Страница).

5. На основании выбранного силового каскада однофазного ККМ, а также требуемых выходных параметров ЗУ определяется тип силового каскада двухтактного обратно прямоходового ППН с дроссель – трансформаторами (Страница). В рассматриваемом случае был выбран мостовой двухтактный обратно прямоходовой ППН с дроссель – трансформаторами (Страница).

6. Определив топологию силового каскада ППН, рассчитываются дроссель – трансформаторы по предложенной методике расчета (Страница).

7. Выбор алгоритма управления выбранным силовым каскадом. Для двухтактных обратно прямоходовых ППН наиболее эффективно применение алгоритма фазной ШИМ с мягкой коммутацией СТК, необходимое значение емкости конденсаторов для этого рассчитываются по предложенным аналитическим выражениям (Страница).

8. На основании результата аналитического расчета выходной емкости ККМ, а также проведенных исследований совместной устойчивой работы и допустимого значения протекаемого тока определяется значение емкости буферного конденсатора (Страница).

5.2 Результаты экспериментальных исследований составных частей высокоэффективного зарядного устройства.

С целью проведения верификации теоретических положений, а также результатов компьютерного моделирования электрических процессов был изготовлен макетный образец однофазного высокоэффективного зарядного устройства для литий-ионных аккумуляторов. В Таблице 5.1 представлены заданные электрические параметры, которые использовались при проектировании.

ТАБЛИЦА 5.1 - ЗНАЧЕНИЯ ИСХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ.

№	Наименование параметра	Значение
1	Номинальное значение выходной мощности, Вт	2000
2	Номинальное значение входного напряжения, В	220
3	Минимальное значение входного напряжения, В	160
4	Максимальное значение входного напряжения, В	260
5	Диапазон регулирования выходного напряжения, В	22 – 32
6	Диапазон регулирования выходного тока, А	5-60
7	Коэффициента мощности, не менее	0.99
8	Коэффициент полезного действия устройства	0.94
9	Коэффициент гармонических составляющих входного тока с учетом 40-ой гармонической составляющей, %, не более	5
10	Диапазон изменения частоты входного напряжения, Гц	50-60

При проектировании макетного образца было принято, что максимальная температура окружающей среды не превышает 30°C , а допустимое значение температуры кристалла полупроводниковых элементов не должно превышать 90°C . Для обеспечения этих тепловых режимов все полупроводниковые элементы были установлены на 3 охладителя АВМ – 026 с учетом активного охлаждения лишь на вторичной стороне ППН.

Основываясь на описанных теоретических данных и результатах моделирования раздела 2.6.1. «Применение синхронного выпрямителя для улучшения энергоэффективности в однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением» был спроектирован синхронный выпрямитель. В качестве силовых транзисторов, работающих в инверсном режиме, использовались IPW65R019C7FKSA1, сопротивление открытого канала которых составляет 19

мОм. Осциллограммы работы синхронного выпрямителя представлены на Рисунке 5.1 при работе от сети 230 В, 50Гц. На осциллограмме показано напряжение, приложенное к силовому транзистору в закрытом состоянии (синий), а также сигнал управления (красный).

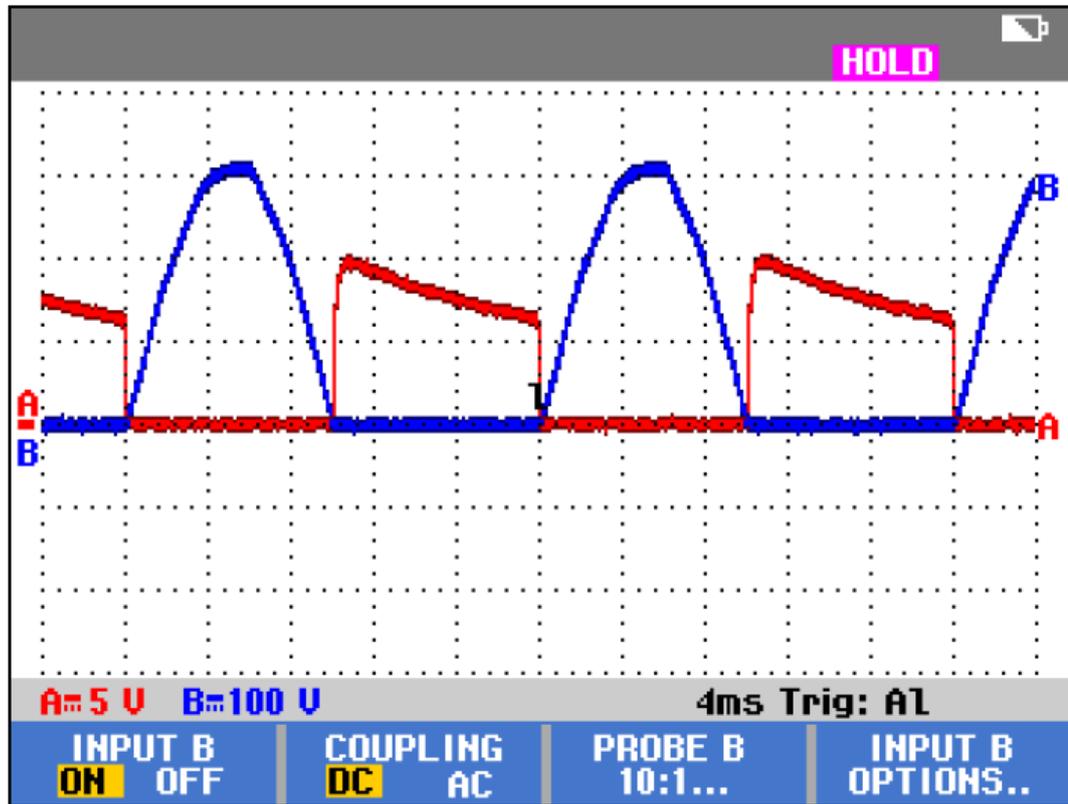


Рисунок 5.1 – Осциллограммы работы силового транзистора в синхронном выпрямителе.

Полученный результат подтверждает работоспособность синхронного выпрямителя. Исходя из параметров выбранного силового транзистора, действующее значение напряжения, падающего на нем в открытом проводящем состоянии определяется по выражению (5.1).

$$U_{VT(on)} = \frac{P_H}{U_{\text{сети}}} \cdot R_{DS(on)} = \frac{2000}{230} \cdot 0.019 = 0.165 \text{ В} \quad (5.1)$$

На Рисунке 5.2 представлены осциллограммы синхронного выпрямителя, причем одним каналом показано выходное выпрямленное напряжение (красный), а другим каналом показано напряжение, падающее на силовом транзисторе (синий).

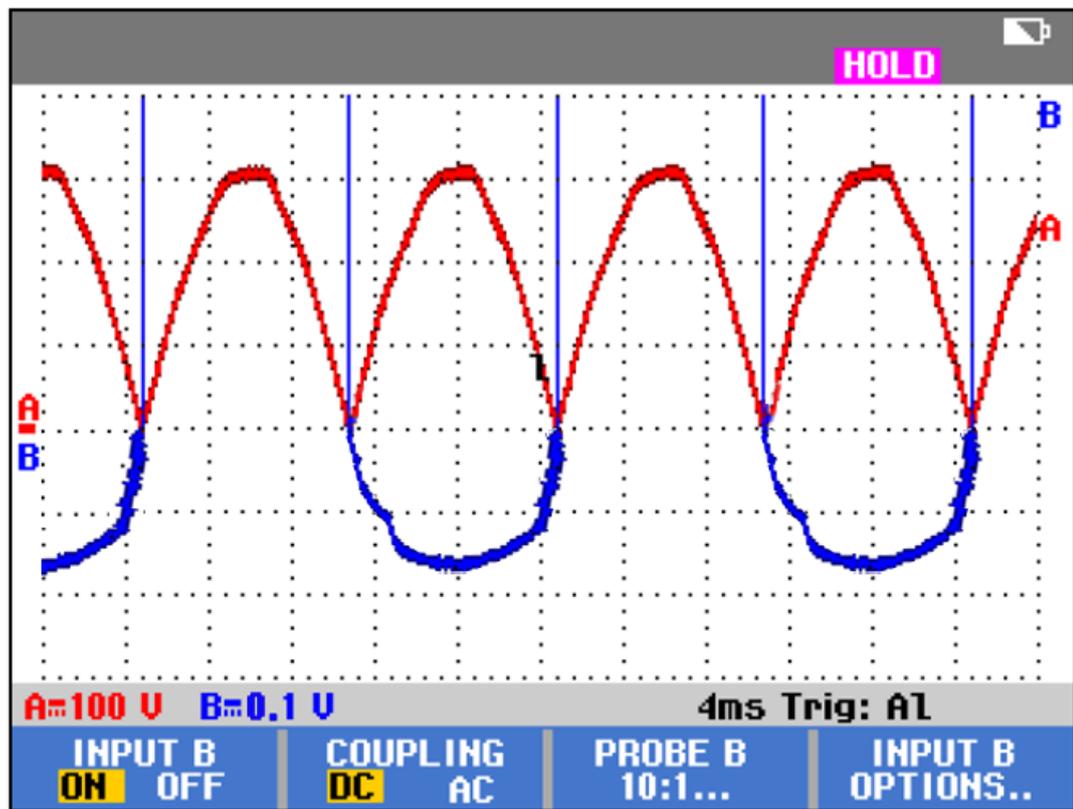


Рисунок 5.2 – Осциллограммы выходного напряжения и прямого падения напряжения на силовом транзисторе синхронного выпрямителя.

Осциллограммы электрических процессов получены при помощи осциллографа FLUKE 190-102 с двумя потенциально развязанными каналами.

Значение мощности потерь, выделяющейся на одном силовом транзисторе, определяется из соотношения (5.2)

$$P_{VT} = \left(\frac{P_H}{U_{\text{сети}}} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} = \left(\frac{2 \cdot 10^3}{230} \right)^2 \cdot 0.019 = 1.43 \text{ Вт} \quad (5.2)$$

Также была получена термограмма синхронного выпрямителя в установившемся тепловом режиме с помощью тепловизора Testo 875-2i, представленная на Рисунке 5.3, подтверждающая отсутствие температурных перегревов в процессе работы в номинальном режиме.

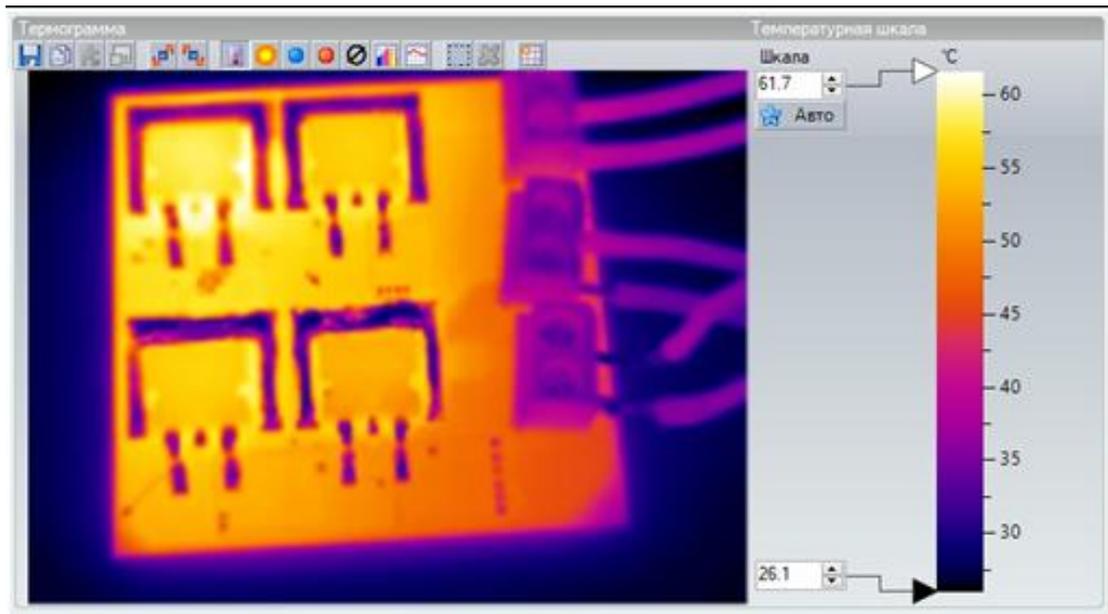


Рисунок 5.3 – Термограмма синхронного выпрямителя в установившемся тепловом режиме.

Исходя из заданных параметров, по выражениям (4.2) – (4.16) были рассчитаны и спроектированы дроссель – трансформаторы, причем для достижения коэффициента трансформации близкого к единице расчет производился для четырех дроссель - трансформаторов. По результатам расчета коэффициент трансформации составил 2.64, в качестве сердечников использовались B65646A0250A027 компании EPCOS. Внешний вид дроссель – трансформатора представлен на Рисунке 5.4.



Рисунок 5.4 – Внешний вид дроссель - трансформатора.

Используя спроектированные дроссель – трансформаторы, а также силовые транзисторные ключи IPW60R031CFD7XKSA1 компании Infineon Technologies и выходные силовые диоды STPS60SM200CW компании STMicroelectronics был

спроектирован мостовой двухтактный обратнопрямоходовой преобразователь постоянного напряжения. В качестве источника питания использовался автотрансформатор с последующим выпрямителем и емкостным сглаживающим фильтром для имитации работы однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением. На Рисунке 5.5 представлены осциллограммы, подтверждающие описанный принцип работы с заданным алгоритмом управления фазной ШИМ. На осциллограмме показано напряжение первичной обмотки дроссель – трансформатора (синий), а также ток, протекающий через первичные обмотки четырех дроссель – трансформаторов (красный). Причем форма тока, представленная на осциллограмме, получена с дополнительного резистивного шунта, сопротивлением 5 мОм, подключенного последовательно дроссель – трансформаторам.

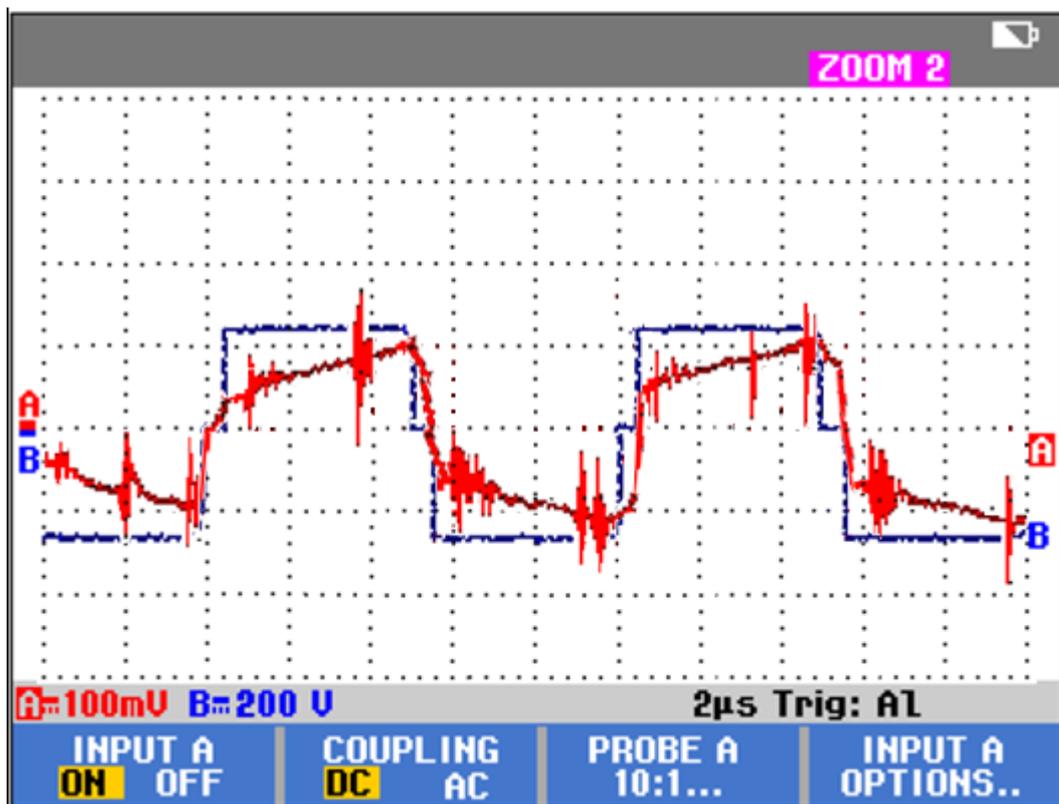


Рисунок 5.5 – Осциллограммы напряжения и тока дроссель – трансформатора.

Подтвердив отдельную работу составляющих высокоэффективного зарядного устройства, был спроектирован и реализован макет высокоэффективного зарядного устройства, внешний вид которого представлен на Рисунке 5.6 и 5.7.



Рисунок 5.6 – Внешний вид макета однофазного зарядного устройства с функцией корректора коэффициента мощности (вид1).



Рисунок 5.6 – Внешний вид макета однофазного зарядного устройства с функцией корректора коэффициента мощности (вид2).

5.2. Технические характеристики макетного образца высокоэффективного ЗУ.

С целью подтверждения выполнения заявленных требований к однофазным зарядным устройствам представленный макет эксплуатировался в два этапа:

- 1) На активную нагрузку с целью проверки совместной работы всех функциональных узлов макетного образца;

2) На литий-ионный аккумулятор 24В 120А·ч компании EnSol, предназначенного для складской и клининговой техники, представленный на Рисунке 5.7.



Рисунок 5.7 – Внешний вид литий-ионного АКБ.

Основные функциональные узлы зарядного устройства были проверены на активную нагрузку, питаюсь от однофазной сети. Для проверки заявленных технических характеристик преобразователя использовались следующие приборы:

- Измеритель электрической мощности цифровой GPM-78213, 00-000003, 23.09.2019, 62 200.00;
- Анализатор спектра АКПП-4205/3, 00-000008, 19.12.2019, 108 753.33;
- Эквивалент сети R&S, 00-000006, 18.10.2019, 102 469.07;
- Для измерения значения выходной мощности преобразователя использовался стрелочный амперметр с шунтом 75 мВ.

Осциллограмма потребляемого из сети тока и питающего напряжения представлена на Рисунке 5.8. На осциллограмме видно, что форма тока (красный), полученная с резистивного датчика тока сопротивлением 10мОм, и форма напряжения (синий), с делителем 2:1, совпадают по фазе, что говорит о корректной работе однофазного ККМ.

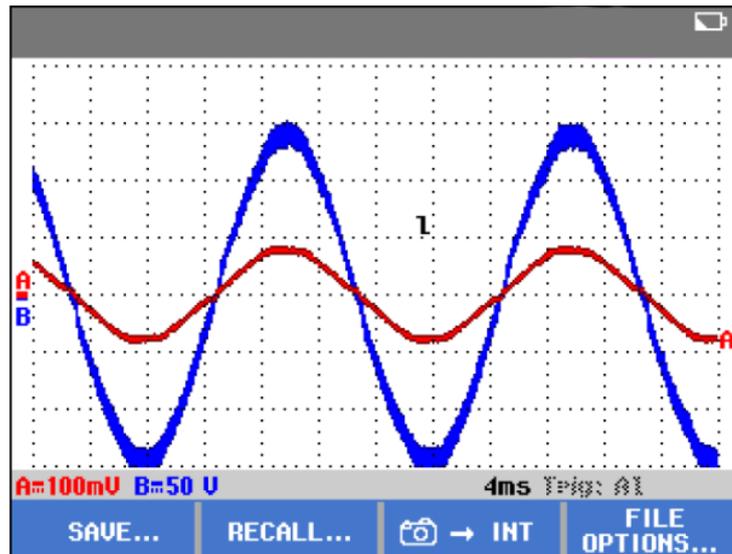


Рисунок 5.8 – Осциллограмма потребляемого тока и питающего напряжения.

Внешний вид работы высокоэффективного зарядного устройства представлен на Рисунке 5.9.

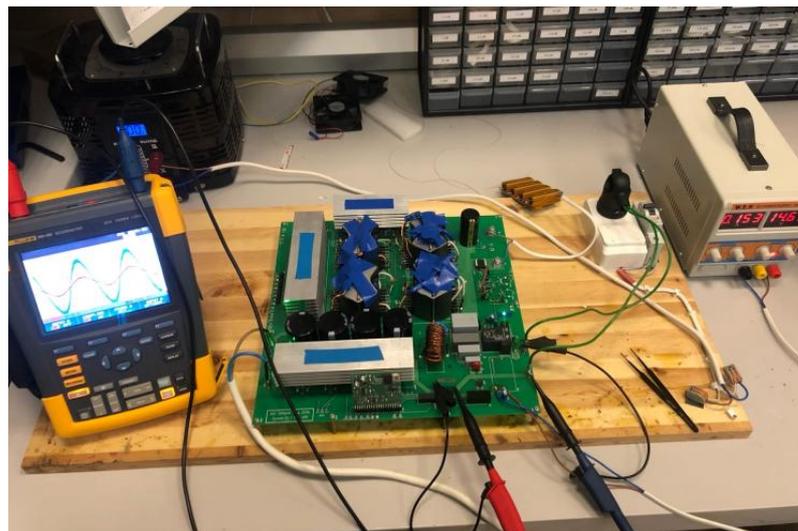


Рисунок 5.9 – Внешний вид работы высокоэффективного зарядного устройства.

Для проверки корректности формирования зарядной характеристики использовалась длительная запись показаний осциллографа FLUKE 190-102 с последующей компьютерной обработкой в программе FlukeView Forms измеренных показаний за длительное время. Результирующая зарядная характеристика представлена на Рисунке 5.10.

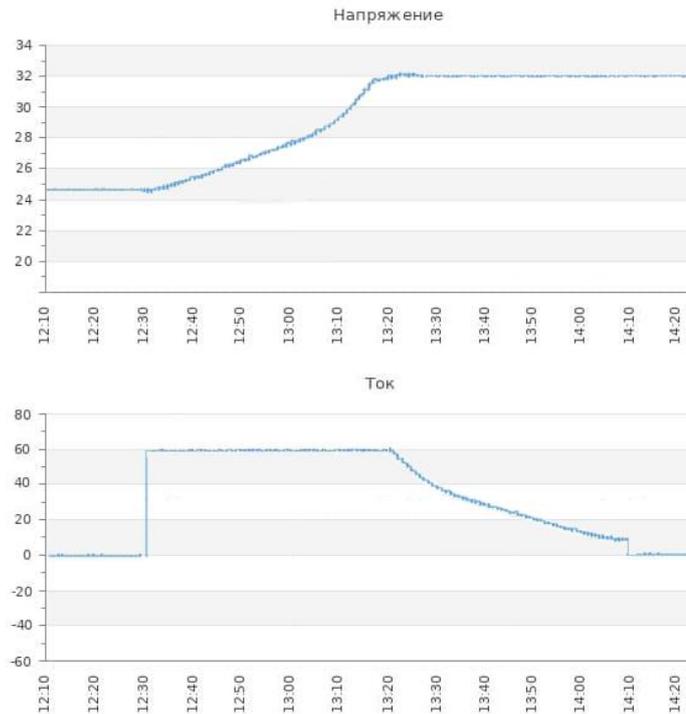


Рисунок 5.10 – Зарядная характеристика литий-ионного АКБ.

В результате проведенных экспериментов были получены технические характеристики макетного образца однофазного высокоэффективного зарядного устройства для литий-ионных АКБ, представленные в Таблице 5.2.

ТАБЛИЦА 5.1 - ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ.

№	Наименование параметра	Исходное значение	Полученное значение
1	Номинальное значение выходной мощности, Вт	2000	2000
2	Номинальное значение входного напряжения, В	220	220
3	Минимальное значение входного напряжения, В	160	160
4	Максимальное значение входного напряжения, В	260	260
5	Диапазон регулирования выходного напряжения, В	22 – 32	22-32
6	Диапазон регулирования выходного тока, А	5-60	7-60
7	Коэффициента мощности, не менее	0.99	0.97
8	Коэффициент полезного действия устройства	0.94	0.90-0.92
9	Коэффициент гармонических составляющих входного тока с учетом 40-ой гармонической составляющей, %, не более	3	5
10	Диапазон изменения частоты входного напряжения, Гц	50-60	50-60

Таким образом экспериментальные исследования подтвердили основные теоретические положения диссертационной работы, а также результаты компьютерного моделирования и работоспособность однофазного зарядного устройства для литий-ионных АКБ с функцией корректора коэффициента мощности. При этом расхождение теоретически заявленных данных и результатов компьютерного моделирования расходятся с экспериментально полученными не более чем на 8%, что допустимо при инженерных расчетах таких сложных электрических устройств.

Заключение

В диссертационной работе получены следующие основные научные и практические результаты:

1. Предложен алгоритм проектирования однофазных высокоэффективных зарядных устройств с функции корректора коэффициента мощности для литий-ионных АКБ, позволяющий упростить начальный этап проектирования.

2. На основании требований ГОСТ к качеству потребляемого тока выведены и представлены зависимости коэффициента мощности и коэффициента гармоник от величины преобразуемой мощности для однофазной сети переменного тока.

3. Разработанная имитационно компьютерная модель однофазного зарядного устройства с функцией коррекции коэффициента мощности позволяет корректно проводить исследование установившихся, переходных и аварийных режимов работы.

4. Проведенное сопоставительное сравнение по предложенным критериям силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности с однополярным и двухполярным выходным напряжением, в совокупности с представленными сравнительным анализом функциональных схем различных систем управления по основным коэффициентам качества потребляемого тока, позволяет систематизировать и упростить процесс проектирования однофазного корректора коэффициента мощности для конкретного применения.

5. Разработанная имитационно-компьютерная модель мостового ППН с дроссель трансформаторами в комплексе с системой управления фазной ШИМ с подчиненным регулированием по току позволяет проводить исследование установившихся режимы, избегая проблем логических гонок и сквозных токов.

6. На основании анализа процессов в силовой схеме двухтактного обратно прямоходового ППН, разработана методика расчета дроссель-трансформатора, позволяющая провести расчет магнитопровода и параметров обмотки в полном диапазоне мощностей схемы.

7. Использование предложенного автономного синхронного выпрямителя в составе однофазных корректоров коэффициента мощности как альтернатива диодным выпрямителям позволяет существенно снизить значение статических потерь, особенно в высокомоощных системах с широким диапазоном питающего напряжения.

8. Предложен формирователь траектории переключения в однофазном корректоре коэффициента мощности, который позволяет минимизировать значение динамических потерь в силовом транзисторном ключе, осуществляя низкоэнергетическое переключение при любом алгоритме управления, не влияя на него.

9. Проведенные экспериментальные исследования электрических процессов на разработанном макетном образце подтвердили достоверность полученных теоретических положений диссертационной работы, а также точность имитационных компьютерных моделей. При этом расхождение теоретически заявленных данных и результатов компьютерного моделирования расходятся с экспериментально полученными не более чем на 8%, что допустимо при инженерных расчетах таких сложных электрических устройств.

В целом, разработанный алгоритм построения и проектирования однофазных высокоэффективных устройств, предложенные соответствующие ему теоретические положения и имитационно компьютерные модели, исследованные рабочие электрические процессы являются весьма актуальными и востребованными при проектировании источников питания для телекоммуникационных устройств, трехфазных зарядных устройств, а также электротехнических комплексов, содержащих ветро – энергетические установки, что определяют народно - хозяйственное значение диссертационной работы и повышения надежности при использовании заряда литий-ионных АКБ.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. Рощупкин Г.В., Шевцов Д.А., Новиков М.А. Анализ энергоэффективности корректоров коэффициента мощности в автономных системах питания с широким диапазоном входного напряжения. Статья. // Практическая силовая электроника. – М.: 2019, №2(74) - с. 26-33.
2. Рощупкин Г.В., Шевцов Д.А., Новиков М.А. Спецификация и классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности. Статья. // Практическая силовая электроника. – М.: 2019, №3(75) - с. 8-19.
3. Рощупкин Г.В., Шевцов Д.А., Калимуллин А.М. Алгоритмы управления однофазными корректорами коэффициента мощности. Статья. // Практическая силовая электроника. – М.: 2019, №4(76) - с. 40-48.
4. Рощупкин Г.В., Шевцов Д.А., Калимуллин А.М. Методика расчета дроссель-трансформатора для статических преобразователей. Статья. // Практическая силовая электроника. – М.: 2020, №1(77) - с. 22-28.
5. Рощупкин Г.В. Формирователи траектории переключения для однофазного корректора коэффициента мощности. Статья. // Практическая силовая электроника. – М.: 2020, №4(80) - с. 20-28.
6. Рощупкин Г.В. Методы симметрирования выходного напряжения однофазных двухполупериодных корректоров коэффициента мощности при несимметричной нагрузке. Статья. // Практическая силовая электроника. – М.: 2020, №4(80) - с. 32-37.
7. Georgiy Roschupkin, Mikhail Novikov, Daniil Shevtsov. Analysis of PFC converters efficiency in low voltage power systems. International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), 2019? Print on Demand(PoD) ISBN: 978-1-7281-1744-7.
8. Рощупкин Г.В., Новиков М.А., Однокаскадный ас-дс преобразователь с коррекцией коэффициента мощности // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика. Тез. докл. XIX междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: В 3-х т. М.: Издательский дом МЭИ, 2017. С. 165.

9. Рощупкин Г.В., Новиков М.А., Шевцов Д.А., Аналитическое исследование границ применимости различных способов управления ключами в корректоре коэффициента мощности // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика. Тез. докл. XXV междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: В 3-х т. М.: Издательский дом МЭИ, 2019. С. 127.

10. Рощупкин Г.В., Новиков М.А., Шевцов Д.А., Аналитическое исследование энергетических характеристик силовых каскадов dc-dc преобразователей при высоком входном напряжении // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика. Тез. докл. XXVI междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: В 3-х т. М.: Издательский дом МЭИ, 2020. С.109.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Handbook of batteries/David Linden, Thomas B. Reddy. – 3d ed. P. cm. Rev.ed. of: Handbook of batteries/David Linden, editor in chief. 2nd c1995. Includes bibliographical references and index. ISBN 0-07-135978-8.
2. ГОСТ Р 54364-2011 Низковольтные источники питания постоянного тока. Эксплуатационные характеристики.
3. ГОСТ 13109-97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
4. ГОСТ ИЕС 61000-3-2-2017 Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 3-2. Нормы. Нормы эмиссии гармонических составляющих тока (оборудование с входным током не более 16 А в одной фазе).
5. Шевцов Д.А., Исследование и формирование динамических свойств импульсных регуляторов и преобразователей электроэнергии: Учебное пособие. – М.: Изд-во МАИ, 2004. – 68с.: ил.
6. Tokuo Ohnishi, Masahide Hojo, DC Voltage Sensorless Single-Phase PFC Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.19, №.2., March 2004.
7. Pratap Ranjan Mohanty, Anup Kumar Panda, Dhiman Das, An active PFC boost converter topology for power factor correction, 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON).
8. M. Gopinath, Prabakaran, S. ramareddy, A brief analysis on bridgeless boost PFC converter, International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011).
9. M. Gopinath, V. Sheela, Efficiency analysis of bridgeless Cuk converter for PFC applications, 2013 International Conference on Information Communication and Embedded Systems (ICICES).
10. Jianyu Hu, Wenxun Xiao, Bo Zhang, Dongyuan Qiu, Carl Ngai Man Ho, A Single Phase Hybrid Interleaved Parallel Boost PFC Converter, 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).

11. M. Ramezani, S. M. Madani, A new series-inductance-interval PFC with reduced redundant power processing, North American Power Symposium 2010.
12. Fahad Alhuwaishel, SinanAl-Obaidi, Nabil A. Ahmed, Analysis of quasi-Z source PFC convertor and its comparison with traditional flyback, 2017 IEEE International Workshop On Integrated Power Packaging (IWIPP).
13. M. Gopinath, Prabakaran, S. ramareddy, A brief analysis on bridgeless boost PFC converter, International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011).
14. Wu Ding, IGBT5 based power module for high efficient PFC and inverter applications, PCIM Asia 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.
15. Pratap Ranjan Mohanty, Anup Kumar Panda, Dhiman Das, An active PFC boost converter topology for power factor correction, 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON).
16. Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков, Спецификация и классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности. – Практическая силовая электроника, 2019, №3(75) С. 8-19.
17. Золотухин И. В., Физические свойства аморфных металлических материалов., М.:Металлургия, 1992. 248с.
18. Стародубцев Ю.Н., Белозеров В. Я., Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов., Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2002.
19. Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков, Анализ энергоэффективности корректоров коэффициента мощности в автономных системах питания с широким диапазоном входного напряжения. – Практическая силовая электроника, 2019, №2(74) С. 26-33.
20. Georgiy Roschupkin, Mikhail Novikov, Daniil Shevtsov, Analysis of PFC Converters Efficiency in Low Voltage Power Systems, 2019 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon).

21. Omid Alavi, Abbas Hooshmand Viki, A three-phase/level unity-power-factor AC-AC converter for wind energy conversion systems, 2016 21st Conference on Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC).

22. Kazuhiro Kajiwara, Satoshi Kuboyama, Tsuyoshi Higuchi, Johann W. Kolar, Fujio Kurokawa, A new digital current control AC-DC converter for wind turbine, 2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA).

23. Noriyuki Kimura, Tomoyuki Hamada, Makoto Sonoda, Toshimitsu Morizane, Katsunori Taniguchi, Yasuyuki Nishida, Suppression of current peak of PFC converter connected to induction generator for wind power generation excited by voltage source converter, 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference.

24. T.A. Stuart, Shaoyan Ye, Computer simulation of IGBT losses in PFC circuits, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (Volume: 31 , Issue: 3 , Jul 1995).

25. Wei Wu, 1.5 kW Digital Totem Pole PFC Design for Air-Conditioner and Performance Comparison Using IGBT, SiC and GaN, PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.

26. Е. А. Нестеренко, М. А. Новиков, И. А. Ошурков, Аналитическое нахождение оптимального режима работы корректора коэффициента мощности при различной мощности нагрузки. – Практическая силовая электроника, 2020, №4(80) С.50-56.

27. Г. В. Рощупкин, Формирователи траектории переключения для однофазного корректора коэффициента мощности – Практическая силовая электроника, 2020, №4(80) С. 20-28.

28. Andreycaк W. Power Factor Correction using the UC3852 Controlled On-Time Zero Current Switching Technique//Application Note V-132. – Texas Instruments Incorporated, 1999. -17pp.

29. Qiang Gao, Lei Fei, The cascade buck-boost PFC converter with soft switching, 2009 World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference.
30. Stefan Daraban, Dorin Petreus, Cristian Orian, Control topology for high efficiency small scale wind energy conversion systems, 2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM).
31. Волкович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств, 2-е изд., испр. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. – 528с., ил.
32. Ф. И. Букашев, Д. П. Никитин, Исследование синхронного выпрямителя повышенной радиационной стойкости. – Вестник Новгородского государственного университета, 2017, №6(104) С.10-12.
33. Jeffrey Boylan. The Future Belongs to Synchronous Rectifiers. Technical Paper. – <http://www.powerpulse.net>.
34. Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев, Синхронные выпрямители преобразователей постоянного напряжения. – Практическая силовая электроника, 2013, №1(49) С. 23-26.
35. В. Калашник, Синхронный выпрямитель на электронном ключе – Радиомир, 2013, № 8. - С. 14-15
36. А. Щерба, Сдвоенный контроллер синхронного выпрямителя MP6922 от Monolithic Power Systems - Силовая электроника ,2015, №6 (57) С. 51-53.
37. Jian Xu, Xin Cao, Zhenyang Hao, A Droop Control Strategy Based on Synchronous Rectifier to Modulate the Frequency and Voltage in AC Microgrid, 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS).
38. Godwin Kwun Yuan Ho, Ruiyang Yu, Bryan Man Hay Pong, Current driven synchronous rectifier for LLC resonant converter with a novel integrated current transformer, 6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012).
39. Po-Yuan Chen, Masahito Jinno, Yu-Min Shie, Research on the Reverse Conduction of Synchronous Rectifiers, IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume: 55, Issue: 4, April 2008).

40. Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, А. М. Калимуллин, Алгоритмы управления однофазными корректорами коэффициента мощности. - Практическая силовая электроника 2019, №4(76) С. 40-48.
41. Мелешин В. И. Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011. – 584 с., ил.
42. Daniel Miller, Ralph Kennel, Manfred Reddig, Manfred Schlenk, High Efficient Digital Controlled Bridgeless Boost PFC without Direct Current Sensing, Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.
43. Hrishikesh Nene, Chen Jiang, Shamim Choudhury, Digital controller with integrated valley switching control for light load efficiency and THD improvements in PFC converter, 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).
44. Chao Huang, Wei-ming Lin, Xiao-jun Guo, One-Cycle Control of single-phase PFC rectifiers with fast dynamic response and low distortion, Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference.
45. Проф. К. А. Круг. Основы электротехники в двух томах, том второй. Теория переменных токов. Государственное энергетическое издательство Москва 1946 г.
46. Волкович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств, 2-е изд., испр. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. – 528с., ил.
47. Д. Шейнголд. Справочник по нелинейным схемам: Проектирование устройств на базе аналоговых функциональных модулей и интегральных схем. Москва: Издательство «Мир». Редакция литературы по новой технике, 1977г.
48. Солодовников В. В., Плотников В. Н., Яковлев А. В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. Учебное пособие для вузов – М.: Машиностроение, 1985. – 556с.

49. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. В 3-х ч. Ч.1 Линейные электрические цепи: Учебник для вузов. – 5-е изд., испр. И доп. -М.: Энергия, 1978-592с. Ил.
50. Г. В. Рощупкин, Методы симметрирования выходного напряжения однофазных двухполупериодных корректоров коэффициента мощности при несимметричной нагрузке. – Практическая силовая электроника, 2020, №4(80) С. 32-37.
51. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов, Классификация и сравнительный анализ методов симметрирования двух- тактных транзисторных преобразователей с ШИМ-регулируемым. – Проектирование и изготовление аэрокосмических аппаратов. Сборник научных статей под ред. Ю.Ю. Комарова, М.: Издательство МАИ, 2006, С. 163-166.
52. Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Особенности работы конверторов с конденсаторными делителями входного напряжения. – Практическая силовая электроника, 2007, №(24) С. 18-27.
53. Antony K Peter, Jaison Mathew, A Three-Level Half-Bridge Flying Capacitor Topology for Single-Stage AC-DC LLC Resonant Converter, 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES).
54. Li Junkai; Yan Ge, Mingming Liu, Yundong Yang, Qiong Wu, Zhirong Cheng, Research on a New Control Strategy for Reducing Hard-switching Work Range of the Three-phase Interleaved LLC Resonant Converter, 2018 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC).
55. Yucen Li, Shuai Shao, Hui Chen, Junming Zhang, Kuang Sheng, High-gain high-efficiency IPOS LLC converter with coupled transformer and current sharing capability, CPSS Transactions on Power Electronics and Applications (Volume: 5, Issue: 1, March 2020).
56. Xiang Li, Haibing Hu, Liuniu Guo, Rongyan Zou, A Matrix-Converter-Based Single-Stage AC-DC Converter with a LLC Resonant Tank to Realize Soft Switching, 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia).

57. Antony K. Peter, P. M. Amalraj, Bobby Philip, Jaison Mathew, Design and analysis of an AC-DC LLC resonant converter with new bus voltage stabilization technique, 2017 IEEE Transportation Electrification Conference (ITEC-India).
58. Ching-Shan Leu, Pin-Yu Huang, Wei-Kai Wang, LLC converter with Taiwan Tech center-tapped rectifier (LLC-TCT) for solar power conversion applications, 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC).
59. John Lam, Praveen K. Jain, A high efficient medium voltage step-up DC/DC converter with zero voltage switching (ZVS) and low voltage stress for offshore wind energy systems, 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications.
60. Erickson R. W., D. Maksimovic Fundamentals of Power Electronics// University of Colorado Boulder, 2004/ - 883 с.
61. Царенко А. И. Ноникашвили А. Д. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное. АС СССР № 1541726. Кл. Н 04 М 3/315, 3/337. 1990.Д.
62. Krupsky L., Meleshin V., Nemchinov A. Unified Model of the Asymmetrical Half-Bridge Converter for three Important Topological Variations. INTELEC`99. 1999.
63. Панфилов Д. И., Сафанюк В. С. Двухтактный преобразователь постоянного напряжения. АС СССР № 1796082А3. Кл. Н 04 М 3/335. 1993.
64. Wittenbreder E. H. High Efficiency Coupled Inductor Soft Switching Power Converters. Патент США № 3272023В1. 2001.
65. Глебов Б. А. Двухтактный DC-DC преобразователь напряжения для систем электропитания // Практическая силовая электроника. 2004. № 13.
66. Sanjida Moury, John Lam, Modular isolated high frequency medium voltage (MV) step-up resonant DC/DC converters with high-gain rectifier for wind energy systems, 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).
67. Gwan-Bon Koo, Gun-Woo Moon, Myung-Joong Youn, Analysis and Design of Phase Shift Full Bridge Converter with Series-Connected Two Transformers, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.19, №.2., March 2004.

68. Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, А. М. Калимуллин, Методика расчета дроссель-трансформатора для статических преобразователей. - Практическая силовая электроника 2020, №1(77) С. 22-27.
69. Гусев Б. А., Овчинников Д. А., Транзисторный двухтрансформаторный мостовой преобразователь постоянного напряжения. – Силовая электроника, 2005 (№2) С.48-52.
70. Стародубцев Ю.Н. Теория и расчет трансформаторов малой мощности. (Москва: ИП РадиоСофт, 2005).
71. Афанасьев Ю.В., Студенцов Н.В., Хорев В.Н., Чечурина Е.Н., Щелкин А.П. Средства измерений параметров магнитного поля, Л.: Энергия. Ленинградское отделение, 1979. — 320 с.
72. Черкашин Ю. Расчет дросселей с магнитопроводом при произвольной форме тока., М. Силовая электроника, №3'2008.
73. Стернин В. Г., Карпенский А. К. Токоограничивающие реакторы. М.: Энергия, 1965.
74. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов, реакторов. М.: Энергия, 1981.
75. Хек К., Магнитные материалы и их техническое применение. М.: Энергия, 1974, 304 с.
76. Тикадзуми С. Физика ферромагнетизма. Магнитные характеристики и практические применения. М.:Мир, 1987. 422с.
77. Мишин Д. Д., Магнитные материалы. М.: Высш. шк., 1991. 384 с.
78. Дунаев Ф. Н., О потерях энергии при перемагничивании ферромагнетиков. Физика металлов и металловедение. 1970. Т.29, №5. С. 937-946.
79. Поливанов К. М., Ферромагнетики. М.; Л.: ГЭИ, 1957. 256 с.
80. Стародубцев Ю.Н., Белозеров В.Я., Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2002.

81. Таблица 2. Масса и геометрические параметры кольцевых магнитопроводов типа ДС [Электронный ресурс] // Сайт производителя ГАММАМЕТ. URL: <http://gammamet.ru/ru/gm54dc.htm>, файл table2_DS.xls.



ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

**«МОСКОВСКИЙ
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»
(МАИ)**

**Институт № 3
«Системы управления, информатика и
электроэнергетика»**

Волоколамское ш., дом 4
Москва, А-80, ГСП-3 125993
Факс: (499)158-29-77
Телефон: (499)158-00-02, 158-58-70
Телефон дирекции: (499)158-27-21

Электронная почта: mai@mai.ru
Электронная почта института: dean3@mai.ru

«31» марта 2021 г.

Per. № 300-14/150

АКТ №11/12

о внедрении в учебный процесс кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» результатов диссертационной работы Рощупкина Георгия Вячеславовича «ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОЕ ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО С ФУНКЦИЕЙ КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ДЛЯ ЛИТИЙ-ИОННЫХ АККУМУЛЯТОРОВ»

Результаты диссертационной работы Рощупкина Георгия Вячеславовича «ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОЕ ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО С ФУНКЦИЕЙ КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ДЛЯ ЛИТИЙ-ИОННЫХ АККУМУЛЯТОРОВ», в частности:

- выявленные критерии сравнения и классификационные признаки силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности с однополярным и двухполярным выходным напряжением;
 - выведенные формулы для определения мощности потерь в сердечнике входного дросселя постоянного и переменного тока в однофазных корректорах коэффициента мощности с однополярным и двухполярным выходным напряжением;
 - предложенные структуры систем управления различными силовыми каскадами однофазных корректоров коэффициента мощности с однополярным и двухполярным выходным напряжением;
 - выведенные аналитические соотношения для электрического, энергетического и теплового расчета дроссель-трансформатора в мостовых и полумостовых силовых каскадах двухтактного обратно-прямоходового преобразователя постоянного напряжения,
- используются в учебных курсах лекций и практических занятий по дисциплинам «Силовая электроника» и «Статические преобразователи энергии систем электроснабжения летательных аппаратов», а также при курсовом и дипломном проектировании для студентов электроэнергетических специальностей кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы».

Директор дирекции института

«Системы управления, информатика и электроэнергетика»

Заведующий кафедрой «Электроэнергетические,

Электромеханические и биотехнические системы»



Следков Ю. Г.

Ковалев К. Л.



<p>Общество с ограниченной ответственностью «РЭСТАР»</p> <p>Москва, 125080, Волоколамское ш, д.2, цок. эт., пом. I, комн. 137</p> <p>ИНН/КПП 7743034958/774301001 ОГРН 1157746014293 тел./факс (499) 640-13-11, (916) 1-746-746 e-mail: rstart@mail.ru</p> <p>Исх. № <u>12</u> от <u>08.04.2021</u></p>

АКТ № 2

о внедрении результатов диссертационной работы Рощупкина Георгия Вячеславовича

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук «Высокоэффективное зарядное устройство с функцией корректора коэффициента мощности для литий-ионных аккумуляторов» выполненной Рощупкиным Георгием Вячеславовичем используются в разработках ООО «РЭСТАР».

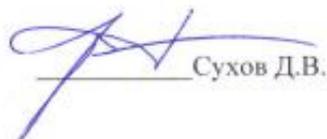
Перечень внедренных результатов:

1. Структурная схема симметрирования выходного напряжения однофазного корректора коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением при несимметричной нагрузке.
2. Методы повышения энергоэффективности однофазных корректоров коэффициента мощности.
3. Имитационно компьютерные модели однофазных корректоров коэффициента мощности с однополярным и двухполярным выходным напряжением.

Полученные результаты диссертационной работы Рощупкина Георгия Вячеславовича использованы при разработке и проектировании «Разработка и изготовление синхронного генератора для демонстратора СЭС БЭС», что позволило уменьшить статическую и динамическую составляющие мощности потерь в полупроводниковых элементах. Также обеспечить стабилизацию выходного напряжения в системах с двухполярным выходным напряжением при несимметричной нагрузке. Заведомо исследовать различные статические динамические и переходные процессы различных алгоритмов управления однофазными корректорами коэффициента мощности.



Генеральный директор


Сухов Д.В.

ООО «ТРАНСКОНВЕРТЕР»

119071, г. Москва, ул. Малая Калужская 15, стр.17, Э 2, пом. X, комн. 16,

тел.: +7 (495) 955-93-70, факс: +7 (499) 753-93-70

Р/с 407 028 100 000 106 626 65 в АО «ЮниКредит Банк» г. Москва, к/с 301 018 103 000 000 005 45,

БИК 044525545, ИНН 7733541959, КПП 772501001, ОКПО 77451428, ОГРН 1057746715047

« 19 » апреля 2021 г.

г. Москва

А К Т №4/04-2021

о практическом использовании результатов диссертационной работы
Рощупкина Георгия Вячеславовича «Высокоэффективное зарядное устройство с
функцией корректора коэффициента мощности для литий-ионных аккумуляторов»
на предприятии ООО «Трансконвертер»

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук «Высокоэффективное зарядное устройство с функцией корректора коэффициента мощности для литий-ионных аккумуляторов» Рощупкина Георгия Вячеславовича были использованы при проектировании «Автоматического многофункционального устройства контроля и заряда аккумуляторной батареи ЗУ 400/48» (ООО «Трансконвертер», Москва).

Результаты диссертационной работы Рощупкина Г. В., а именно:

- разработанная схема мостового двухтактного обратно прямоходового DC-DC преобразователя с дроссель-трансформаторами;

- предложенная система управления разработанной силовой схемы, обеспечивающей режим мягкой коммутации силовых транзисторов;

- разработанная структура формирователя траектории переключения силовым транзисторным ключом в однофазном корректоре коэффициента мощности, позволяющей существенно уменьшить динамическую составляющую потерь мощности в силовом транзисторе,

внесло практический вклад в успешное завершение разработки указанного автоматического многофункционального устройства ЗУ 400/48, серийный выпуск которого запланирован на 2022 г.

Практическое использование указанных результатов диссертационной работы обеспечило малое значение пульсаций выходного тока без использования громоздких индуктивных фильтров на выходе устройства. При этом, предложенный режим мягкой коммутации силовых транзисторов позволил повысить энергоэффективность многофункционального устройства ЗУ 400/48.

Начальник конструкторского бюро

Ю. Ю. Скороход

Генеральный директор

С. И. Вольский



ZERT Система менеджмента качества сертифицирована на соответствие требованиям ISO 9001:2015
Zertifiziert D-ZM-16083-01-00-ISO9001-2014-0002-004



Общество с ограниченной ответственностью
«Парус электро»

127422, г. Москва, ул. Тимирязевская, д. 2/3, эт.4, пом.129
Тел./Факс: (495) 518-92-92, 8 (800) 301-05-23
ИНН 7713724182; КПП 771301001; ОГРН 1117746147859
E-mail: info@parus-electro.ru; Web: www.parus-electro.ru

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

Рощупкина Георгия Вячеславовича

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук «Высокоэффективное зарядное устройство с функцией корректора коэффициента мощности для литий-ионных аккумуляторов» выполненной Рощупкиным Г.В. используются в разработках ООО «Парус электро», в частности при разработке линейки источника бесперебойного питания номинальной мощностью 6 кВт.

Перечень внедренных результатов:

1. Силовые схемы DC-DC преобразователей без использования выходных индуктивных фильтров.
2. Результаты сравнительного анализа однофазных корректоров коэффициента мощности.
3. Универсальный синхронный выпрямитель.

Применение результатов работ позволило провести обоснованный выбор применяемой топологии корректора коэффициента мощности и значительно увеличить коэффициент полезного действия каскада заряда буферной аккумуляторной батареи источника бесперебойного питания.

Заместитель генерального директора

15.04.20201



Павлюк Д.А.



ООО «ЭЛМАНК»
 Юр. Адрес: 214000, г Смоленск, ул. Тухачевского дом 3-А
 ИНН/КПП: 6732125464/673201001
 ОГРН: 1166733060251
 Тел: 8(495)317-14-00
 www.elmank.com
 info@elmank.com

ИСК: №АКТ04/21-01 от 12.04.2021
 Тема: Акт о внедрении результатов работ

АКТ №04-21-01 от 12.04.2021

о внедрении результатов диссертационной работы Рощупкина Георгия Вячеславовича

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук «Высокоэффективное зарядное устройство с функцией корректора коэффициента мощности для литий-ионных аккумуляторов» выполненной Рощупкиным Георгием Вячеславовичем использовались при реализации договора НИОКР №08-2020/3 «Разработка линейки зарядных устройств для литий-ионных аккумуляторов клининговой техники» выполненного ООО «Элманк» по заказу ООО «Клин Пауэр».

Перечень внедренных результатов:

1. Оригинальный силовой каскад однофазного корректора коэффициента мощности с двухполярным выходным напряжением, обладающий минимальным количеством полупроводниковых элементов.
2. Силовой каскад многоуровневого двухтактного обратно прямоходового преобразователя со средней точкой.

Внедрение результатов работы Рощупкина Г.В. при разработке однофазного зарядного устройства для литий-ионных аккумуляторов с номинальным напряжением 24В и емкостью более 80А*ч позволило уменьшить потери на преобразовании, а также уменьшить габариты устройства и снизить его себестоимость.

Генеральный директор
 ООО «ЭЛМАНК»
 к.т.н.



М.П.

Новиков М.А.