

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
образования
Московский автомобильно-дорожный государственный технический университет
(МАДИ)

На правах рукописи

ГУЛЯМОВ КАМОЛ ХИКМАТОВИЧ

**ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ С СИСТЕМОЙ
МНОГОКАНАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПОСТОЯННОГО
НАПРЯЖЕНИЯ**

Специальность 05.09.03 –
«Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
д-р техн. наук, профессор Ютт В.Е.

Москва – 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ РАЗРАБОТОК ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	15
1.1. Изолированные двунаправленные преобразователи постоянного напряжения	15
1.1.1. Обратногоходовой импульсный преобразователь	17
1.1.2. Прямоходовой импульсный преобразователь.....	18
1.1.3. Преобразователи с двухтактным выходом.....	21
1.1.4. Преобразователи с полумостовым выходом (half bridge converter).....	23
1.1.5. Преобразователи с мостовым выходом (full bridge converter)	25
1.2. Неизолированные двунаправленные преобразователи постоянного напряжения	26
1.2.1. Повышающий преобразователь постоянного напряжения.....	27
1.2.2. Понижающий импульсный преобразователь	28
1.2.3. Преобразователь с изменением полярности выходного напряжения	30
1.2.4. Преобразователь с любым выходным напряжением.....	31
1.3. Улучшение тяговых характеристик электромобиля повышением питающего напряжения	34
1.3.1. Анализ тяговой характеристики электродвигателя при повышении напряжения источника.....	34
1.3.2. Применение двунаправленного преобразователя постоянного напряжения для повышения напряжения питания тягового электрооборудования ЭТС.....	36
1.3.3. Выбор структуры преобразователя постоянного напряжения для применения в системе тяговой установки ЭТС	38
1.3.4. Анализ режимов работы трехканального ОППН	42
1.4. Выводы по главе.....	49
ГЛАВА 2. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТЯГОВЫЙ РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ	52

2.1. Требуемые входные и выходные параметры ОППН в составе силового тягового электрооборудования ЭТС	52
2.2. Основные исходные данные транспортного средства и тяговый расчет электромобиля	53
2.3. Определение входных и выходных параметров обратимого преобразователя постоянного напряжения в составе СТЭО ЭТС.....	57
2.4. Расчет и выбор элементов обратимого преобразователя. Расчет индуктивности дросселя.....	60
2.5. Выбор силовых полупроводниковых ключей.....	62
2.6. Система управления ключевыми элементами преобразователя.....	68
2.7. Выводы по главе.....	72
ГЛАВА 3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЯГОВОЙ СИСТЕМЫ ЭТС	74
3.1. Математическая модель тяговой аккумуляторной батареи.....	74
3.2. Математическая модель синхронного электродвигателя с постоянными магнитами.....	77
3.3. Математическая модель системы векторного управления трехфазного инвертора и синхронного двигателя с постоянными магнитами.....	83
3.3.1. Принцип векторного управления	83
3.3.2. Структурная схема системы регулирования трехфазного инвертора и синхронного двигателя с постоянными магнитами	84
3.3.3. Векторная широтно-импульсная модуляция.....	87
3.4. Математическая модель трехканального преобразователя постоянного напряжения	91
3.5. Выводы по главе.....	95
ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ДВУНАПРАВЛЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ ТЯГОВОЙ СИСТЕМЫ ЭТС	97
4.1. Средства имитационного моделирования	97
4.2. Исходные данные для моделирования.....	98
4.3. Построение имитационной модели тяговой системы электромобиля	100
4.3.1. Имитационная модель аккумуляторной батареи в среде Matlab/Simulink .	100
4.3.2. Имитационная модель синхронного двигателя с постоянными магнитами в среде Matlab/Simulink	101

4.3.3. Имитационная модель трехфазного инвертора	102
4.3.4. Построение имитационной модели системы управления «инвертор-двигатель»	103
4.3.5. Построение имитационной модели трехканального преобразователя постоянного напряжения в Matlab/Simulink.....	105
4.4. Результаты моделирования в Matlab/Simulink	108
4.4.1. Экспериментальное исследование имитационной модели электромобиля с применением ОППН в силовой цепи	108
4.4.2. Анализ результатов исследования.....	119
4.5. Выводы по главе.....	120
ГЛАВА 5. РАЗРАБОТКА ФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ	122
5.1. Описание физической модели повышающего преобразователя.....	122
5.2. Разработка принципиальной схемы и расчет параметров преобразователя..	123
5.3. Разработка системы управления преобразователя на базе программируемого микроконтроллера.....	124
5.4. Результаты экспериментальных работ.....	125
5.5. Сравнение результатов моделирования преобразователя постоянного напряжения с результатами испытания на физической модели	127
5.6. Проблемы электробезопасности при эксплуатации электромобилей с высоковольтным источником энергии.....	133
5.7. Выводы по главе.....	136
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	137
СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ	140
ЛИТЕРАТУРА	141
ПРИЛОЖЕНИЯ	152
ПРИЛОЖЕНИЕ А	152
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	154
ПРИЛОЖЕНИЕ В	156

ВВЕДЕНИЕ

Вопросы экономии топлива транспортными средствами и улучшения экологического состояния окружающей среды становятся все более актуальными, что в свою очередь способствует появлению новых видов альтернативных источников топлива. Одним из способов решения указанных проблем является применение перспективных видов транспортных средств, в том числе электромобилей, использующих электрическую энергию в качестве источника энергии, и гибридных автомобилей, объединяющих в себе преимущества электромобиля и обычного автомобиля с двигателем внутреннего сгорания (ДВС). Электромобили имеют большие преимущества по сравнению с автомобилями на основе ДВС с точки зрения бесшумности и экологии. В последние годы развитие автотранспортной отрасли отличается стремительностью, и при условии дальнейшей разработки и улучшения технических характеристик электромобили и автомобили с гибридными энергоустановками могут стать альтернативой автомобилям традиционной конструкции. В связи с этим ведущие мировые автопроизводители вкладывают значительные средства в развитие и совершенствование технических характеристик электромобилей и автомобилей с комбинированными энергоустановками (КЭУ) [74,108].

Результатом усилий автопроизводителей можно считать снижение цен на литий-ионные аккумуляторные батареи (АБ), являющиеся одним из сложных и дорогостоящих компонентов электрических транспортных средств (ЭТС). По статистическим подсчетам с 2007 по 2014 гг. цены на данные типы АБ снизились с \$1000 до \$410 за кВт·ч, а для таких производителей как, Nissan и Tesla Motors, еще ниже – до \$300 за кВт·ч, и эта тенденция к снижению сохраняется до сегодняшнего дня. По прогнозам до 2020 года цена таких типов АБ составит около \$200 за кВт·ч.

Согласно прогнозам Bloomberg New Energy Finance (BNEF), к 2040 году рынок электромобилей во всем мире составит 35% от общего парка новых автомобилей. Однако при массовом производстве автомобилей на электрической

тяге возникает проблема создания инфраструктуры зарядных станций и генерации электроэнергии для обеспечения питания электромобилей.

На сегодняшний день вопросы инфраструктуры станций быстрой зарядки в таких промышленно развитых странах, как США, Япония, Китай и ряде европейских стран успешно решается, и проблем по обеспечению электроэнергией зарядных станций не возникает из-за незначительного потребления в сравнении с общей генерируемой электроэнергией во всем мире. В качестве примера можно привести огромную сеть сверхбыстрой зарядки TESLA Supercharger, созданную компанией Tesla Motors для зарядки электромобилей Tesla. Мощность каждой из этих станций составляет 120 кВт, и она может за 20 минут зарядить до 50% общей емкости АБ, а для полного заряда потребуется полтора часа.

Основная проблема обеспечения электроэнергией может возникнуть, когда доля электромобилей в автомобильном парке станет существенной. Согласно прогнозам BNEF, к 2040 году электромобили будут потреблять 1900 ТВт*ч электроэнергии, что составляет около 7,5% от общего объема мирового производства электроэнергии в 2015 г.

Другая проблема заключается в том, что во многих развитых странах, не имеющих доступ к большим объемам возобновляемых источников энергии (гидро- и ветроэнергетика), большая часть электроэнергии производится на атомных (АЭС) и тепловых (ТЭЦ) электростанциях. Этот факт снижает привлекательность электромобилей с точки зрения экологичности. Однако, несмотря на все существующие проблемы, автомобили на электрической тяге развиваются и совершенствуются.

Несмотря на большие достижения в области производства электромобилей, на пути массового производства электротранспорта (ЭТ) стоят серьезные технические и экономические препятствия. Одна из основных проблем – большой вес и неудовлетворительные габаритные размеры аккумуляторных батарей, длительное время заряда и низкий ресурс этих накопителей энергии.

Актуальность темы диссертационной работы

Известно, что за счет увеличения питающего напряжения трехфазного инвертора и соответственно тягового электродвигателя (ТЭД), при условии постоянства потребляемой мощности, во-первых, повышаются тяговые характеристики электропривода, во-вторых, снижаются токовые нагрузки на силовые цепи и обмотки электрической машины (при использовании двигателя с более высоким номинальным напряжением).

Необходимость к снижению токовых нагрузок может появиться при использовании тяговой электрической машины большой мощности (от 50-70 кВт и выше). Тенденция к повышению тяговых характеристик особенно наблюдается в современных электромобилях, когда с развитием электроники и появлением новых источников энергии производители еще больше повышают требования к тяговым характеристикам выпускаемых автомобилей на электрической тяге. При больших мощностях в пиковые моменты нагрузки по обмоткам двигателя и силовым цепям, в том числе по ключевым транзисторам инвертора, будут протекать большие токи. Увеличение токовых нагрузок связано с дополнительными потерями энергии, увеличением сечения проводников, организацией более интенсивного теплоотвода системой охлаждения и, как следствие, к ухудшению массогабаритных показателей компонентов системы тягового электрооборудования. В конечном итоге данные обстоятельства приводят к снижению эффективности силовой установки и ухудшению технических показателей транспортного средства.

Одним из возможных вариантов повышения питающего напряжения инвертора и соответственно электрической машины при использовании тяговой аккумуляторной батареи (ТАБ) с более низким напряжением, и без существенного усложнения силовой установки электромобиля, является применение промежуточного обратимого преобразователя постоянного напряжения (ОППН). Данный преобразователь включается во входную силовую цепь постоянного тока тягового инвертора и может быть интегрирован в конструкцию последнего.

Основная задача такого преобразователя - повышение постоянного напряжения ТАБ в постоянное напряжение на входе инвертора.

Повышение напряжения силового тягового электрооборудования ЭТС при использовании преобразователя постоянного напряжения позволяет достичь улучшения следующих показателей:

- ✓ появляется возможность использовать двигатели с более высоким напряжением и низкими номинальными токами;
- ✓ повышается крутящий момент электродвигателя и соответственно тяговые характеристики электрического транспортного средства;
- ✓ улучшаются массогабаритные показатели силовой установки и соответственно массогабаритные показатели ЭТС;
- ✓ снижаются потери энергии в переходных режимах и повышается эффективность системы тягового электрооборудования;
- ✓ используется ТАБ с относительно низкими значениями номинального напряжения с меньшим количеством единичных аккумуляторов.

Положительный эффект от реализации подобной системы нивелирует недостатки ТАБ в сравнении с изменением конструкции тяговой аккумуляторной батареи, и поэтому можно говорить о целесообразности данного решения. Таким образом, разработка методики расчета преобразователя постоянного напряжения транспортного назначения, назначение которого является повышение напряжения аккумуляторной батареи, является актуальной задачей.

Целью диссертационной работы является повышение эффективности электропривода и улучшение массогабаритных показателей электрического транспортного средства.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие основные задачи:

1. Проанализировать существующие преобразователи постоянного напряжения, их преимущества и недостатки, выбрать оптимальную структуру и схему преобразователя для электроприводов большой мощности транспортного назначения.

2. Разработать методику определения и расчета параметров основных компонентов обратимого преобразователя постоянного напряжения для системы тягового электрооборудования электрического транспортного средства.

3. Разработать комплексную математическую модель преобразователя постоянного напряжения в составе системы тягового электрооборудования электрического транспортного средства.

4. Исследовать повышение эффективности электропривода и улучшение массогабаритных показателей электрического транспортного средства с применением преобразователя постоянного напряжения.

5. Техническая реализация исследуемого преобразователя постоянного напряжения и проведение экспериментальных исследований при различных условиях и режимах работы.

Объектом исследования является система тягового электрооборудования электрического транспортного средства.

Предметом исследования является обратимый преобразователь постоянного напряжения, интегрированный в конструкцию силовой установки электрического транспортного средства.

Методы и средства выполнения исследований

Для решения поставленных задач использованы методы, основанные на теории импульсного преобразования энергии, методы электромеханического преобразования энергии и методы математического моделирования. Проверка разработанной математической модели осуществлялась методами компьютерного и физического моделирования.

На защиту выносятся:

1. Методика определения и расчета параметров основных компонентов обратимого преобразователя постоянного напряжения в составе системы тягового электрооборудования ЭТС.

2. Результаты расчетных и экспериментальных исследований технических характеристик тягового электрооборудования ЭТС с применением ОППН, полученные в результате математического моделирования.

3. Комплекс технических решений по реализации системы тягового электрооборудования электромобиля, в том числе ОППН, интегрированного в силовую установку ЭТС.

4. Результаты экспериментальных исследований движения ЭМ с применением ОППН в силовой установке в условиях городского и загородного движения с использованием средств имитационного моделирования.

Научная новизна

1. Определена рациональная структура и схема ОППН для электроприводов транспортного назначения.

2. Разработана методика определения и расчета параметров основных компонентов ОППН для системы тягового электрооборудования ЭТС.

3. Разработана математическая модель ОППН в составе системы тягового электрооборудования электрического транспортного средства.

4. Определена эффективность применения высоковольтного электропривода с применением ОППН в силовой установке ЭТС с использованием расчетных и экспериментальных исследований.

Практическая значимость работы

1. Предложенная методика расчета может быть использована при проектировании повышающего преобразователя постоянного напряжения для применения в состав силовой установки электрического транспортного средства (СУ ЭТС).

2. Разработанная математическая модель ОППН в составе СУ ЭТС может быть использована для анализа и оценки тяговых и энергетических характеристик транспортных средств на электрической тяге.

3. Результаты компьютерного моделирования разработанной имитационной модели электромобиля с применением ОППН во входной цепи постоянного тока, позволяют осуществлять подробный анализ характеристик ЭТС с целью дальнейшей технической реализации.

Реализация результатов работы

Результаты выполненных исследований нашли отражение в учебном процессе кафедры «Электротехника и электрооборудование» МАДИ:

1. При формировании лекционных материалов по курсу «Автотранспортные средства с комбинированными установками» для студентов старших курсов и магистрантов.

2. При выполнении курсовых и дипломных работ студентов старших курсов и в научно-исследовательских работах магистрантов и аспирантов.

Результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс в Таджикском техническом университете имени академика М.С. Осими на кафедре «Автоматизированный электропривод и электрические машины» в рамках дисциплины «Электрооборудование автомобилей».

Разработанный в рамках диссертационной работы экспериментальный образец внедрен в предприятие ОАО «Авторем» и используются специалистами при работе с электрооборудованием транспортных средств. Результаты внедрения подтверждается соответствующими актами.

Степень достоверности

Достоверность полученных результатов и выводов в диссертационной работе подтверждена сопоставлением результатов цифрового моделирования и результатами экспериментов на физической модели.

Апробация работы

Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы эксплуатации

автомобильного транспорта и пути их решения на основе современных информационно-коммуникационных и энергосберегающих технологий» (ФГБОУ ВО «ВГЛУ», Воронеж, 2016 г.); Республиканской научно – практической конференции «Электроэнергетика, гидроэнергетика, надёжность и безопасность» (ТТУ им. М.С. Осими, Душанбе, 2016 г.); III Международной научно – практической конференции «Наука России: цели и задачи»; (Международная научно-исследовательская федерация «Общественная наука», Екатеринбург, 2017 г.); Международной научно-практической конференции «Современные проблемы науки, технологий, инновационной деятельности» (Агентство перспективных научных исследований «АПНИ», Белгород, 2017 г.); С 74-й по 76-ю научно-методических и научно-исследовательских конференциях МАДИ, 2016 - 2018 гг.

Публикации

По теме диссертации опубликованы 9 печатных работ, в том числе 5 статей в рецензируемых журналах и изданиях из перечня ВАК РФ.

Личный вклад автора

В научных работах, опубликованных в соавторстве с научным руководителем, описанные расчетные исследования, выполненные автором. Разработана методика определения параметров основных компонентов преобразователя, а также анализ полученных результатов математического и физического моделирования. Автором обоснована эффективность применения преобразователя постоянного напряжения в составе тягового электрооборудования ЭТС.

Автором самостоятельно спроектирован и собран физический образец преобразователя постоянного напряжения для проведения экспериментов.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, 5 глав, заключения, списка принятых сокращений, списка литературы и приложений. Основная часть работы изложена на 151 страницах машинописного текста, содержит 90 рисунков, 7 таблиц и 5 страниц приложений.

В первой главе диссертационной работы описывается устройство и принцип работы преобразователя постоянного напряжения. Приводится обзор существующих схем преобразователей постоянного напряжения с учетом назначения и области применения, а также осуществлён анализ преимуществ и недостатков. В данной главе приводятся результаты теоретических исследований, в том числе выявленного преимущества применения двунаправленного преобразователя постоянного напряжения в тяговой системе электрического транспортного средства. Кроме этого, осуществлён выбор оптимальной структуры и схемы преобразователя постоянного напряжения для применения в состав электроприводов транспортного назначения, а также выбор системы управления ключевыми элементами обратимого преобразователя. Проанализированы режимы работы и принцип действия выбранного преобразователя.

Вторая глава диссертационной работы посвящена методике определения и расчета параметров основных компонентов преобразователя постоянного напряжения для системы тягового электрооборудования электрического транспортного средства. Проведен тяговый расчет электромобиля с целью определения требуемых характеристик основных компонентов тяговой системы.

Третья глава диссертационной работы посвящена описанию математической модели энергетической силовой установки электрического транспортного средства. Для описания математической модели энергетической силовой установки ЭТС исследованы математические модели отдельных элементов системы тягового электрооборудования, такие как: аккумуляторная батарея, тяговый электродвигатель, трехфазный инвертор и преобразователь постоянного напряжения трехканального типа.

Четвертая глава диссертационной работы посвящена разработке и исследованию имитационной модели тяговой системы электрического транспортного средства с применением обратимого преобразователя постоянного напряжения. Для реализации данной задачи применены современные методы компьютерного моделирования в среде Matlab/Simulink. В данной главе для

построения имитационной модели энергетической силовой установки ЭТС за основу были взяты математические модели отдельных силовых компонентов, описание которых представлены в третьей главе настоящей работы. В данной части работы проведен ряд экспериментальных исследований на построенной компьютерной модели с различными условиями для подтверждения эффективности применения ОППН в составе силовой установки ЭТС.

В пятой главе диссертационной работы приведены результаты проектирования физической модели повышающего преобразователя постоянного напряжения с применением современных систем управления на основе программируемого микроконтроллера, на котором был проведен ряд натурных экспериментов для подтверждения теоретических исследований и компьютерного моделирования.

ГЛАВА 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ РАЗРАБОТОК ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

1.1. Изолированные двунаправленные преобразователи постоянного напряжения

Изолированные преобразователи в основном используются в устройствах, где требуется гальваническая развязка источника от нагрузки. Гальваническая развязка в бортовой системе электромобиля необходима для обеспечения электробезопасности, так как аккумуляторная батарея с напряжением, являющаяся источником энергии, представляет опасность для человека. В изолированном двунаправленном преобразователе постоянного напряжения электрическая развязка обеспечивается высокочастотным трансформатором (ВТ). Несмотря на то что использование трансформатора приведет к увеличению потерь и ухудшению массогабаритных показателей преобразователя, трансформатор обеспечивает электрическую изоляцию высоковольтного источника от низковольтной нагрузки. Данный тип преобразователя может быть применен для электроснабжения бортовых потребителей напряжением 12 В, а также для заряда буферного аккумулятора ЭТС. При этом нет необходимости в обратном преобразовании энергии, что упрощает структуру и схему преобразователя. Поскольку масса и габариты трансформатора обратно пропорциональны частоте, то использование напряжения с высокой частотой позволяет уменьшить массу и габариты преобразователя напряжения. Используя данное преимущество, размеры современных ферритовых трансформаторов сведены к минимуму при рабочих частотах от нескольких сотен килогерц до одной мегагерц. При большом повышении или понижении напряжения использование трансформатора может быть лучшим техническим решением с точки зрения оптимизации и повышения эффективности преобразователя. При использовании трансформатора напряжение и токи нагрузки, наложенные на транзисторы и диоды, могут быть минимизированы, что приведет к снижению стоимости преобразователя.

Использование трансформатора дает возможность получить несколько выходов постоянного напряжения, добавив несколько вторичных обмоток и конвертор вторичной цепи. Количество витков вторичной обмотки и коэффициент трансформации выбирается таким образом, чтобы получить желаемое выходное напряжение. Пример использования трансформатора с двумя вторичными обмотками показан на рисунке 1.1.

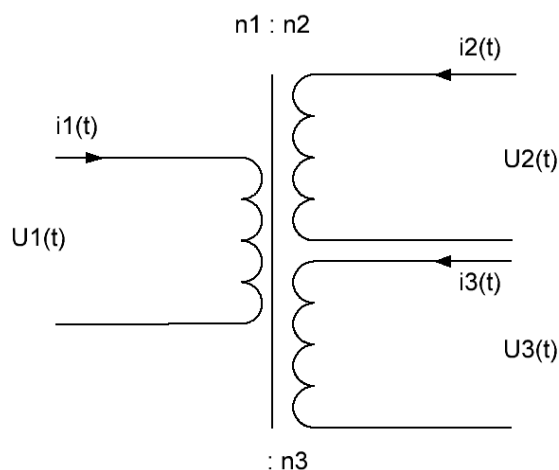


Рисунок 1.1 – Трансформатор с двумя вторичными обмотками

Существует несколько топологий преобразователей постоянного напряжения с изолированным трансформатором:

- обратноходовые импульсные преобразователи (flyback converter);
- прямоходовые импульсные преобразователи (forward converter);
- преобразователи с двухтактным выходом (push-pull);
- преобразователи с полумостовым выходом (halfbridge converter);
- преобразователь с мостовым выходом (full bridge converter).

Таблица 1.1 – Оценка сложности схем ППН в зависимости от типа

Схема	Диапазон мощностей	Относительная сложность
Обратноходовая	1...100 Вт	Низкая
Прямоходовая	1...200 Вт	Средняя
Двухтактная	200...500 Вт	Средняя
Полумостовая	200...500 Вт	Высокая
Мостовая	500...2000 Вт	Очень высокая

Все преобразователи могут быть использованы за пределами диапазона мощностей, показанного в таблице 1.1, но в этом случае снижается эффективность и усложняется проектирование преобразователей [76-77,79-80].

1.1.1. Обратноходовой импульсный преобразователь

На рисунке 1.2 представлена схема обратноходового импульсного преобразователя (англ. Flyback converter), которая получила широкое распространение в радиоэлектронных устройствах мощностью до 100 Вт. Обратноходовые импульсные преобразователи в основном используются в диапазоне мощностей от 30 до 250 Вт.

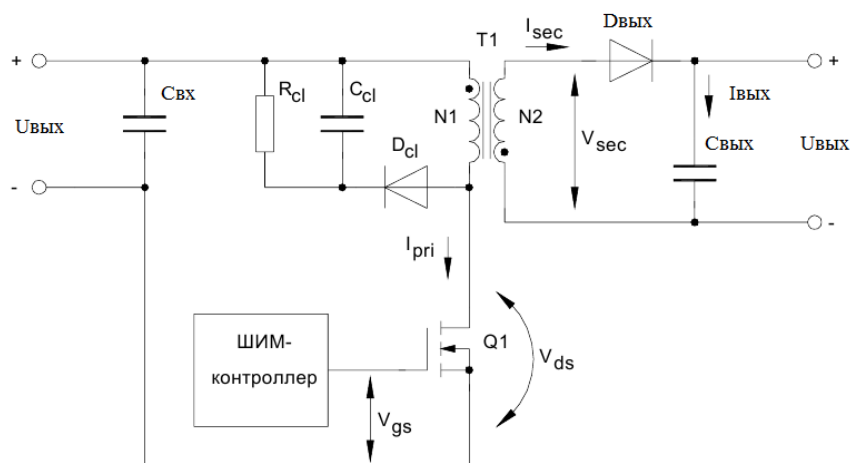


Рисунок 1.2 – Обратноходовой преобразователь постоянного напряжения

Эти преобразователи являются недорогими и имеют много выводов. По причине отсутствия дополнительных элементов индуктивности, данный тип импульсных преобразователей имеет легкую конструкцию, из-за чего он получил широкое распространение в радиоэлектронике. Однако этот вид преобразователя значительно уступает по своим рабочим характеристикам другим видам преобразователей. Обратноходовые преобразователи, в плане взаимосвязанности всех процессов, являются уникальной топологией, и оптимизация преобразователя практически невозможна без компромиссных решений. Например, расчет трансформатора для прямоходового преобразователя (англ. forward) достаточно линейный, и при однозначно определенном коэффициенте трансформации ВТ

сводится к минимизации потерь. Однако в обратноходовом преобразователе при расчете параметров выбор коэффициента трансформации ВТ далеко не очевиден и приходится учитывать многие параметры и переменные.

Недостатком данной топологии можно считать то, что со снижением выходного напряжения появляются большие импульсные токи на выходе, что приводит к дополнительным потерям в обмотках ВТ, выпрямителя и конденсаторах фильтра. Кроме этого появляется проблема выбора сглаживающего фильтра, способного выдерживать такие большие импульсные токи.

При низких напряжениях желательно использовать синхронный выпрямитель, но он эффективен только в преобразователях прямоходовой топологии. Для обратноходовой топологии реализация такого выпрямителя получается сложнее и эффективность его намного ниже. К преимуществу обратноходового преобразователя можно отнести формирование нескольких выходных напряжений, которые практически не добавляют к схеме никаких сложностей. Данное преимущество особенно практично, когда на нагрузке требуется несколько источников питания с разным напряжением.

Учитывая все вышеуказанное, можно сделать вывод что обратноходовой преобразователь постоянного напряжения (ППН) целесообразно использовать в диапазоне мощностей от 30-40 до 150-200 Вт. Что касается выходного напряжения, то используя обратноходовую топологию, можно проектировать ППН с высоким выходным напряжением, до нескольких киловольт. Однако использование этой топологии для приводов большой мощности (от 50 – 150 кВт) нецелесообразно по причине низкой эффективности и усложнения схем для преобразователей больших мощностей.

1.1.2. Прямоходовой импульсный преобразователь

Прямоходовые импульсные преобразователи (англ. forward converter) в основном используются в автономных источниках и в блоках питания маломощной электроники мощностью ниже 200 Вт. Простота и малое количество элементов

делают преобразователи данной топологии альтернативой обратноходовому преобразователю.

Особенностью преобразователя данной топологии является способность выдерживать большие токи на выходе и изоляция входного напряжения от выходного. На рисунке 1.3 (а) и (б) показана схема прямоходового преобразователя и временные диаграммы параметров ППН.

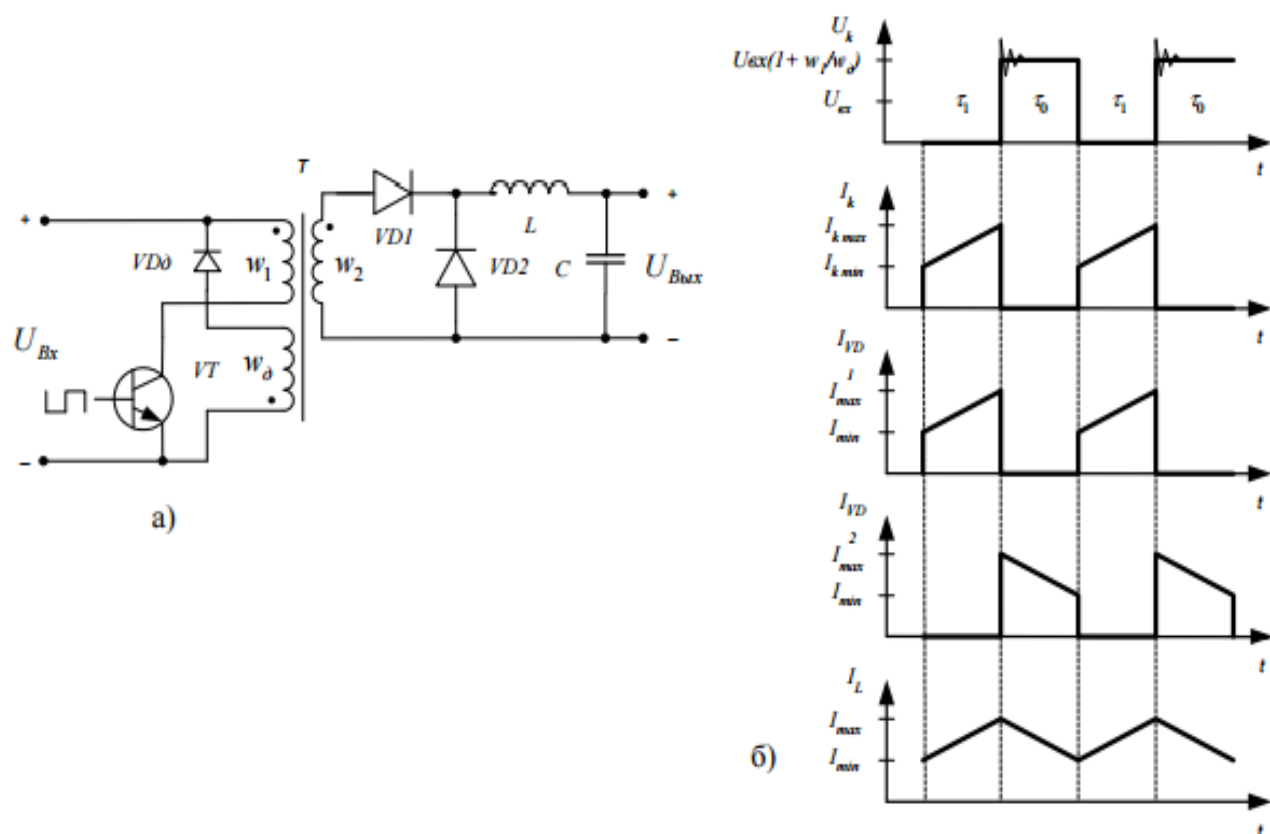


Рисунок 1.3 – Схема (а) и временные диаграммы работы (б) прямоходового преобразователя

Принципиальное различие прямоходового преобразователя от обратноходового заключается в том, что первичный источник подключается к нагрузке через трансформатор T , и нагрузка получает энергию во время замкнутого состояния ключа VT . Отсюда и название прямоходовой преобразователь с прямым включением диода.

Выходное напряжение преобразователя данной топологии связано с входным напряжением следующим соотношением:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} * \frac{\tau_1}{\tau_0 + \tau_1} * \frac{1}{k} = U_{\text{ВХ}} * \frac{\gamma}{k}, \quad (1.1)$$

где $k = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ – коэффициент трансформации трансформатора, ω_1, ω_2 – число витков первичной и вторичной обмотки, τ_1, τ_0 – время работы и паузы преобразователя соответственно.

Таким образом, за счет выбора коэффициента трансформации трансформатора k можно найти оптимальное соотношение амплитуды тока и напряжения на ключевом устройстве.

В отличие от обратного преобразователя, энергия, накопившаяся в магнитном поле сердечника трансформатора прямоходового преобразователя за время τ_1 , в нагрузку не поступает. Данная накопленная энергия до начала следующего цикла должна быть выведена из сердечника, в противном случае энергия, полученная в следующем цикле, суммируется с предыдущей, и сердечник войдет в режим насыщения, что является недопустимым. Для решения данной проблемы в прямоходовом ППН используется дополнительная размагничивающая обмотка ω_d и диод VDd. Этот диод отпирается, когда ключ VT закрыт и обеспечивает протекание тока намагничивания, тем самым возвращает накопленную энергию сердечника в первичный источник. Этот процесс должен произойти за время паузы τ_0 , а для этого должно выполняться неравенство: $\frac{\tau_1}{\omega_1} < \frac{\tau_0}{\omega_d}$, где ω_d – количество витков дополнительной обмотки. Однако это приведет к ограничению использования коэффициента заполнения: $\gamma < \frac{\omega_1}{\omega_1 + \omega_d}$.

ППН данной топологии является одноктактным, т.е. за один период работы в нагрузку может поступать только один импульс тока. Также процессы преобразования и передачи энергии в нагрузку и размагничивания сердечника трансформатора для следующего цикла происходят последовательно. При этом паузы в процессе работы преобразователя являются обязательными, несмотря на то что это приводит к снижению выходной мощности.

К преимуществам преобразователя данной топологии можно отнести следующие:

- более эффективный режим работы;
- простота схемной реализации, поскольку используется только один ключ.

К недостаткам данной схемы преобразования можно отнести однополярное намагничивание сердечника трансформатора, приводящее к недоиспользованию возможностей магнитного материала. Если использовать весь возможный диапазон перемагничивания сердечника трансформатора от $-V_{\min}$ до V_{\max} в место $0 \dots V_{\max}$, который используется в ППН прямоходовой топологии, то при определенных условиях можно сократить частоту переключения вдвое, что может привести к сокращению динамических потерь на ключевых устройствах.

1.1.3. Преобразователи с двухтактным выходом

Схема ППН с двухтактным выходом (англ. Push-pull) показана на рисунке 1.4. Первичная цепь состоит из источника E , первичной обмотки трансформатора w_{11} , w_{12} и ключей K_1 , K_2 . Ключи замыкаются на половину периода, что исключает возможность насыщения сердечника трансформатора.

Вторичная цепь, как показано на рисунке 1.4, представляет собой двухполупериодный выпрямитель со встроенным сглаживающим фильтром.

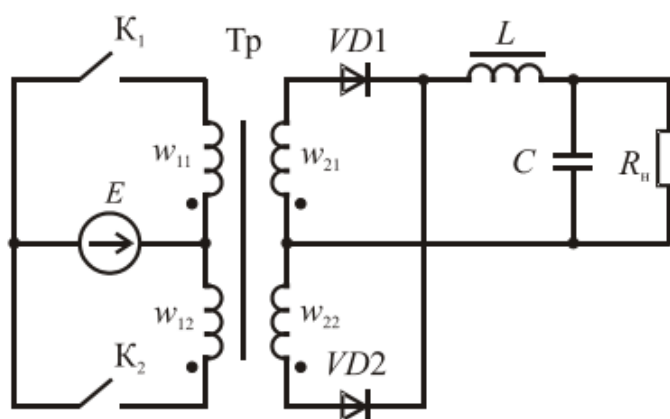


Рисунок 1.4 – ППН с двухтактным выходом

Преимуществом преобразователя данной топологии по сравнению с однотактным преобразователем является более эффективное использование магнитного материала трансформатора.

В двухтактном ППН диапазон изменения магнитной индукции находится в диапазоне от $-B_{\max}$ до $+B_{\max}$, тогда как изменение магнитной индукции в однотактном преобразователе лежит в диапазоне от 0 до $+B_{\max}$. По этой причине для наведения такой же ЭДС, как в однотактном преобразователе, для двухтактного ППН требуется магнитопровод меньшего сечения, чем в однотактном преобразователе. По этой причине двухтактные ППН по сравнению с однотактными имеют значительно выше КПД и меньшие размеры трансформатора и сглаживающего фильтра. Кроме того, транзисторные ключи в ППН данной топологии работают в более легком режиме [82,86].

ППН с двухтактным выходом являются эффективными в диапазоне мощностей от 100 до 250 Вт. На практике КПД такого преобразователя достигает 80-85%.

Регулировочная характеристика преобразователя данной топологии определяется следующим соотношением:

$$U_H = 2n_{21}\gamma U_0 \quad (1.2)$$

Для упрощения конструкции и увеличения эффективности преобразователи данной топологии выполняются с пассивным охлаждением, т.е. используется радиатор без охлаждающего вентилятора.

В преобразователе используется схема обратной связи, активно изменяющая выходное напряжение и коэффициент заполнения на первичной обмотке при увеличении тока нагрузки, обеспечивая таким образом стабильное напряжение на выходе преобразователя. Для обеспечения полной изоляции обратная связь имеет оптическую или магнитную связь.

Преимуществом преобразователя данной топологии являются меньшие помехи по сравнению с обратноходовым преобразователем, так как имеет меньшие пиковые токи. Однако данный тип преобразователя имеет ряд недостатков, которые ограничивают его использование в широких пределах, а именно: сложное управление ключевыми элементами (транзисторами), наличие сквозных токов и одностороннее насыщение трансформатора.

1.1.4. Преобразователи с полумостовым выходом (half bridge converter)

Преобразователь данной топологии используется в устройствах, где напряжение питания $U_{\text{пит}}$ более 100 В, а мощность от 100 до 500 Вт. На рисунке 1.5 представлена схема полумостового двухтактного ППН.

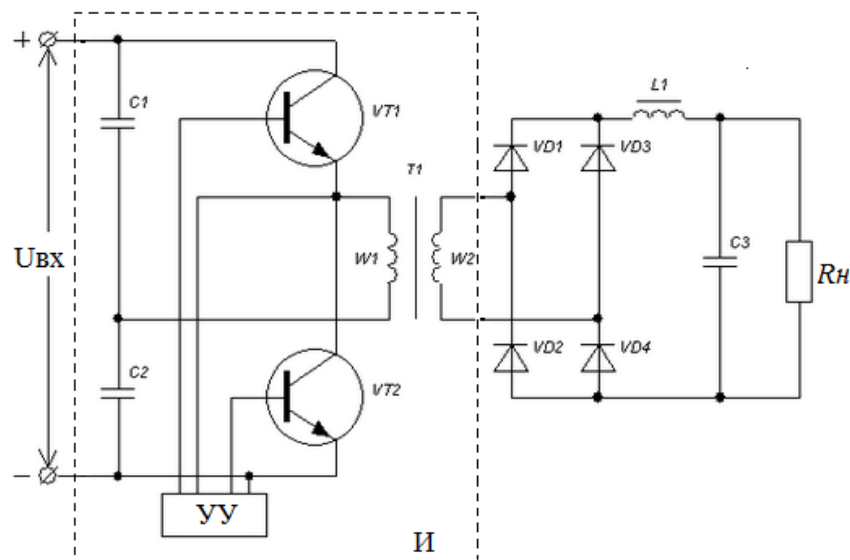


Рисунок 1.5 – Принципиальная схема двухтактного полумостового ППН: И – инвертор с повышающим высокочастотным трансформатором, УУ – устройство управления транзисторными ключами, VD1-VD4 – мостовой выпрямитель и C3, L1 – фильтрующие элементы.

Примером использования преобразователя данной топологии являются источники питания персональных компьютеров, напряжение питания которых составляет 220 В, а выходное напряжение 5 В и 12 В. Мощность преобразования этих источников питания составляет от 150 до 1000 Вт.

По сравнению с другими типами преобразователей максимальное напряжение между эмиттером и коллектором транзисторов VT1 и VT2 равно напряжению питания. Данный факт обусловлен тем, что первичная обмотка трансформатора T1 посредством транзисторных ключей VT1 и VT2, управляемых через УУ, подключается к разным полюсам источника через конденсаторы C1 и C2. Напряжение питания подается на конденсаторы C1 и C2, которые имеют достаточно большую емкость и образуют емкостной делитель напряжения. Таким образом, на первичной обмотке подается переменное напряжение прямоугольной формы, амплитуда которого равна половине напряжению питания $U_{\text{пит}}$. Это делает возможным использование в качестве ключевых элементов транзисторов VT1 и VT2 с меньшим напряжением между коллектором и эмиттером ($U_{\text{кэ,мах}}$).

На вторичной обмотке трансформатора T1 напряжение по форме точно повторяет напряжение первичной обмотки и отличается лишь амплитудой этого напряжения. Величина амплитуды напряжения на вторичной обмотке зависит от коэффициента трансформации трансформатора $K_{\text{тр}}$. Переменное напряжение вторичной обмотки трансформатора T1 выпрямляется диодным мостом VD1-VD4. Фильтрующие элементы L1 и C3 предназначены для сглаживания пульсации выходного выпрямленного напряжения.

Регулирование выходного напряжения осуществляется путем изменения коэффициента заполнения импульсов. Коэффициент заполнения — это относительная величина времени открытого состояния t_{VT1} и t_{VT2} по отношению к периоду преобразования T.

$$K_3 = \frac{t_{\text{VT1}} + t_{\text{VT2}}}{T}. \quad (1.3)$$

Устройство управления транзисторными ключами, как правило, выполняется на базе микросхем и должно обеспечивать надежное закрывание и открывание ключей. В качестве ключей VT1 и VT2 используются биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) или полевые транзисторы типа MOSFET.

1.1.5. Преобразователи с мостовым выходом (full bridge converter)

Полномостовой преобразователь постоянного напряжения относится к высокочастотным преобразователям постоянного напряжения с гальванической развязкой цепей и может быть использован в различных схемах источников питания. На рисунке 1.6 представлена схема полномостового ППН. Принципиальное отличие полномостового ППН от прочих состоит в том, что инвертор образован из четырех ключевых элементов VT1-VT4, тогда как в полумостовой схеме инвертор состоит из двух транзисторных ключей и двух емкостных конденсаторов – делителей напряжения.

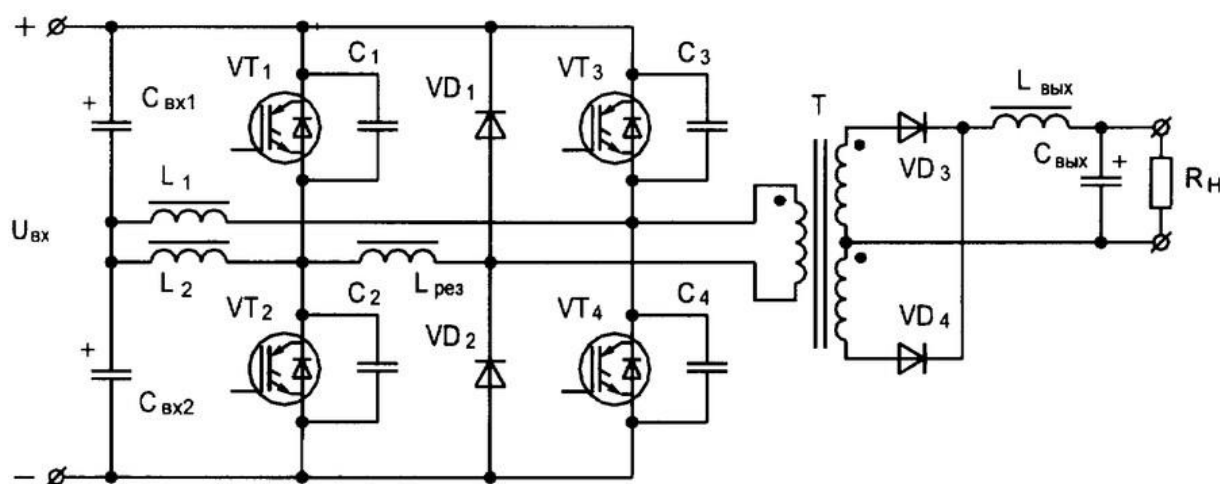


Рисунок 1.6 – Полномостовой преобразователь постоянного напряжения

Выходная часть преобразователя состоит из двухполупериодного выпрямителя и фильтрующих элементов C , L . Использование транзисторного моста VT1-VT4 в качестве ключевых элементов дает возможность путем коммутирования полного преобразования входного напряжения, тем самым получение большей мощности на выходе ППН. В качестве ключевых элементов могут быть использованы транзисторы типа MOSFET. В промежутке между закрытием одного ключа и открытием следующего в плече моста существует небольшая пауза, так называемое «мертвое время». Данная пауза необходима для того, чтобы не появились сквозные токи. Такой алгоритм переключения ключей с

небольшим сдвигом фаз обеспечивает работу преобразователя в режиме мягкого переключения во всем диапазоне нагрузки.

Недостатком данной схемы является увеличение потерь при входном напряжении выше 500 В и мощности преобразования выше 10 кВт. Эти потери обусловлены увеличением токов дополнительных индуктивных элементов, обеспечивающих мягкое переключение силовых ключей, и эти токи прямо пропорциональны входному напряжению.

Потери в силовых ключах можно определить следующим соотношением:

$$\Delta P_{\text{кл}} = \frac{V_{in}V_{sat}}{16L} \left(\frac{T_s}{2} - t_d \right), \quad (1.4)$$

где V_{in} – напряжение на входе, V_{sat} – падение напряжения на силовом ключе, находящемся в открытом состоянии, L – индуктивность дополнительного индуктивного элемента, T_s – период коммутации, t_d – «мертвое время».

Эти потери ухудшают условия охлаждения и требуют увеличения габаритов охладителя и в конечном итоге способствуют понижению КПД преобразователя. Кроме того, требуется применение в качестве ключей транзисторов с большим запасом по максимальному току и это соответственно увеличивает стоимость преобразователя.

1.2. Неизолированные двунаправленные преобразователи постоянного напряжения

Неизолированные обратимые (двунаправленные) преобразователи постоянного напряжения (ОППН) могут быть собраны из однонаправленных преобразователей постоянного напряжения путем изменения однонаправленной проводимости стандартных преобразователей на двунаправленную. Стандартные преобразователи из-за наличия диодов в схемах не имеют возможности передачи мощности в двух направлениях. Однако это ограничение может быть снято введением в схему мощных биполярных транзисторов с изолированным затвором как двунаправленных переключателей. Неизолированные преобразователи, как

правило, более эффективны по сравнению с изолированными из-за отсутствия высокочастотного трансформатора. Они более легкие, компактные и имеют меньшие габариты по сравнению с изолированными ППН. Неизолированные ППН используются в летательных и космических аппаратах, в высокотехнологическом оборудовании где вес и габариты ограничены.

В настоящее время в электроприводах различных электроустановок нашли применение многоканальные преобразователи постоянного напряжения (МППН) с высокой плотностью мощности. Многоканальные преобразователи постоянного напряжения имеют преимущество по сравнению с одноканальными, так как состоят из нескольких отдельных, параллельно работающих на общую нагрузку ППН. Такая схема преобразования позволяет распределить мощность нагрузки на несколько отдельных, параллельно работающих преобразователей, что в конечном счете увеличивает плотность мощности преобразователя. При этом пульсация тока на общей шине станет относительно низкой, и небольшой емкости конденсатора фильтра достаточно для сглаживания пульсации напряжения [91].

1.2.1. Повышающий преобразователь постоянного напряжения

Схема повышающего преобразователя постоянного напряжения (англ. Step-up или boost) и характеристика зависимости коэффициента преобразования от коэффициента заполнения показаны на рисунке 1.7 (а,б).

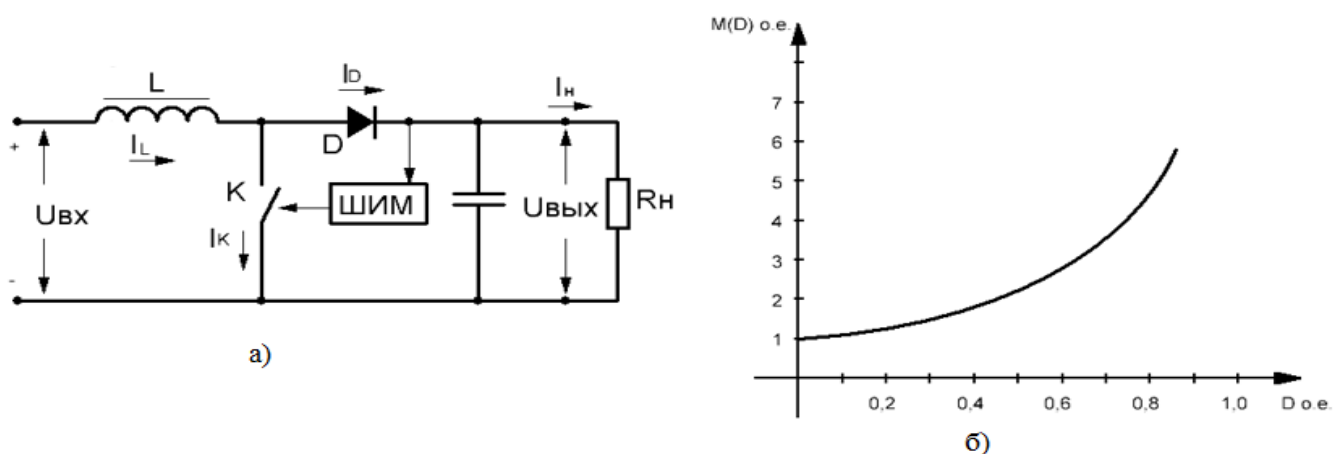


Рисунок 1.7 – Схема ППН (а) и зависимость коэффициента преобразования от коэффициента заполнения (б)

Этот преобразователь выдает выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, которое по величине больше, чем входное $U_{\text{ВХ}}$.

Коэффициент преобразования этой схемы определяется как:

$$M(D) = 1 / (1 - D). \quad (1.5)$$

Выходное напряжение преобразователя зависит от индуктивности катушки и от времени заряда конденсатора. Чем больше время заряда конденсатора, тем выше выходное напряжение. Однако выходное напряжение ограничено и не может превышать более чем в два-три раза входного напряжения. Чем больше выходное напряжение, тем меньше время включения транзистора.

Для получения большой мощности и более высокого напряжения на выходе необходимо использовать дроссель и элементы, работающие с высоким напряжением.

1.2.2. Понижающий импульсный преобразователь

Схема понижающего преобразователя постоянного напряжения (англ. Step-down или buck) показана на рисунке 1.8.

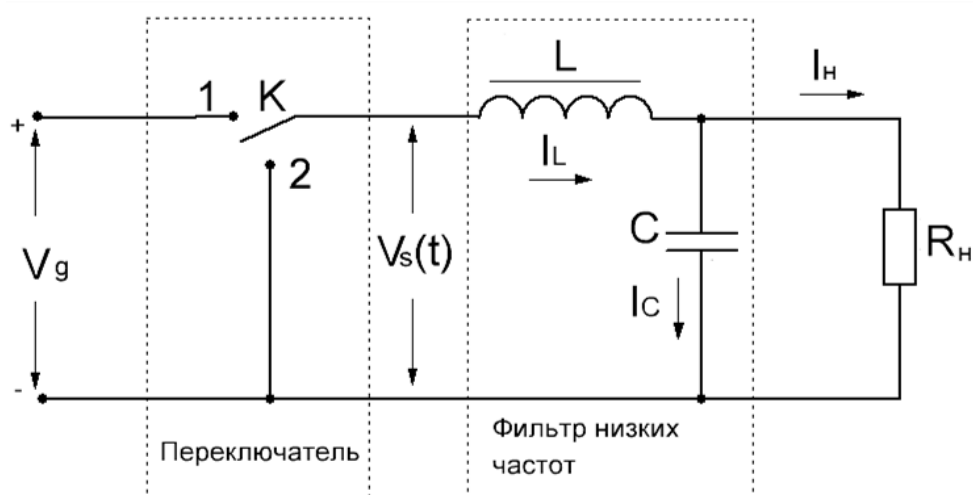


Рисунок 1.8 – Принципиальная схема понижающего ППН: L – дроссель, C – конденсатор фильтра, R – сопротивление нагрузки, V_g – источник постоянного напряжения и K – переключатель

Понижающий преобразователь состоит из переключателя К и фильтра низких частот LC, снижающего высокочастотные гармоники.

Коэффициент преобразования этой схемы (рисунок 1.8) равен:

$$M(D) = D \quad (1.6)$$

Переключающий ключ установлен на входе источника с постоянным напряжением V_g . Напряжение на выходе переключателя $V_s(t)$ равно V_g , когда переключатель находится в положении 1, и равно нулю, когда переключатель находится в положении 2. Переключение происходит с такой периодичностью, что на выходе получается прямоугольный сигнал, имеющий период T_s и рабочий цикл D (рисунок 1.9).

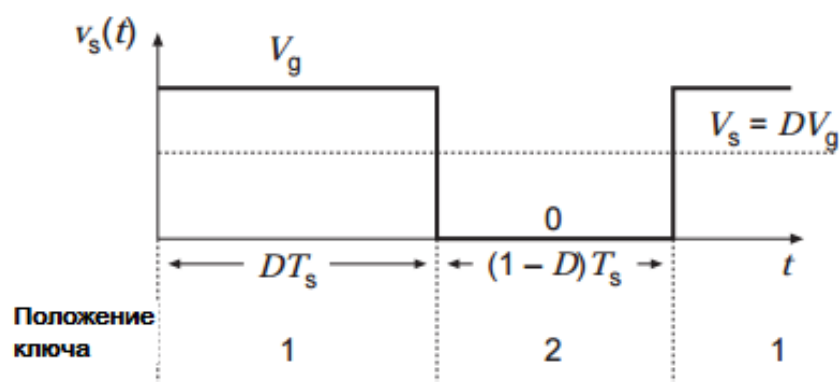


Рисунок 1.9 – Вид сигнала на выходе преобразователя

Рабочий цикл равен отрезке времени, когда переключатель находится в положении 1 и, следовательно, $0 \leq D \leq 1$. Частота переключения f_s равна $1 / T_s$.

На практике переключатель реализуется с использованием полупроводниковых устройств, таких как силовые IGBT-транзисторы, биполярные транзисторы или тиристоры.

Частота переключения находится в диапазоне от 1 кГц до 1 МГц и зависит от быстродействия полупроводниковых устройств. Действующее значение выходного напряжения определяется по выражению:

$$V_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_s(t) dt = DV_g. \quad (1.7)$$

Из этого уравнения видно, что действующее значение напряжения равно площади импульса или высоте V_g , умноженной на время DT_s .

Переключением ключа K обеспечивается изменение действующего значения напряжения на величину, равную коэффициенту заполнения D . Поскольку $0 \leq D \leq 1$, действующее значение V_s меньше или равно V_g .

1.2.3. Преобразователь с изменением полярности выходного напряжения

На практике большинство промышленных устройств и оборудования требует на входе напряжения питания с постоянным током различного уровня. Это могут быть блоки питания портативных устройств или бытовые электроприборы, промышленные или телекоммуникационное оборудование. Преобразователи в блоках питания должны преобразовывать напряжение высокого уровня на один или несколько источников более низкого напряжения для питания отдельных элементов. В некоторых случаях требуется изменение полярности входного напряжения, например, в аудио-усилителях, приемниках или приборах усиления сигналов. Для решения данной задачи преобразователь можно настроить на инвертирующий режим понижения или повышения напряжения, где полярность выходного напряжения противоположна полярности входного напряжения. Преобразователь с изменением полярности напряжения (англ. Inverting converter) показан на рисунке 1.10.

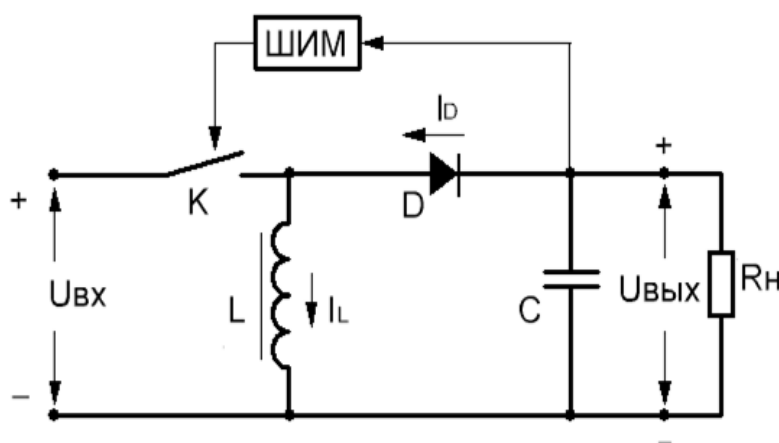


Рисунок 1.10 – Преобразователь с изменением полярности напряжения

1.2.4. Преобразователь с любым выходным напряжением

На рисунке 1.11 показана схема преобразователя, которая на выходе имеет как высокое, так и низкое напряжение (англ. step-up/step-down или buck/boost) по отношению к входному, а на рисунке 1.12 – характеристика зависимости коэффициента преобразования от коэффициента заполнения.

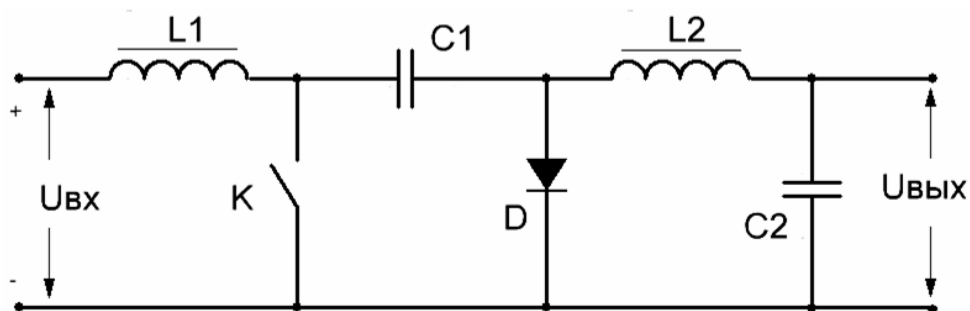


Рисунок 1.11 – Схема преобразователя с любым выходным напряжением

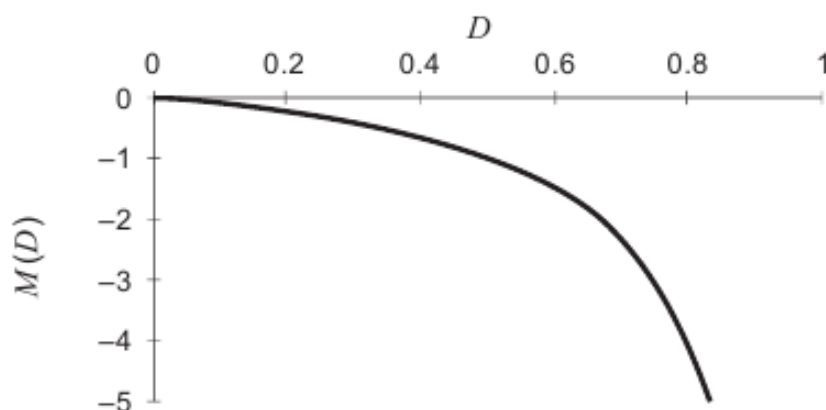


Рисунок 1.12 – Характеристика зависимости коэффициента преобразования от коэффициента заполнения

Данный преобразователь может изменить полярность напряжения и увеличивать или уменьшать величину напряжения на выходе.

Коэффициент преобразования этой схемы определяется как:

$$M(D) = -D / (1-D). \quad (1.8)$$

В качестве примера данного ППН может служить устройство, питающееся от аккумуляторной батареи. Вначале аккумуляторная батарея имеет максимальное

напряжение, и по мере потребления электроэнергии нагрузкой напряжение аккумуляторной батареи снижается. Преобразователь плавно переходит от режима понижения в режим повышения напряжения и обеспечивает стабильное номинальное напряжение на нагрузке. Однако в зависимости от режима работы преобразователя, схема управления может усложняться.

На рисунке 1.13 показана практическая реализация понижающего и повышающего ППН с системой управления на базе контроллера LM 5118, двойного режима от Texas Instrument.

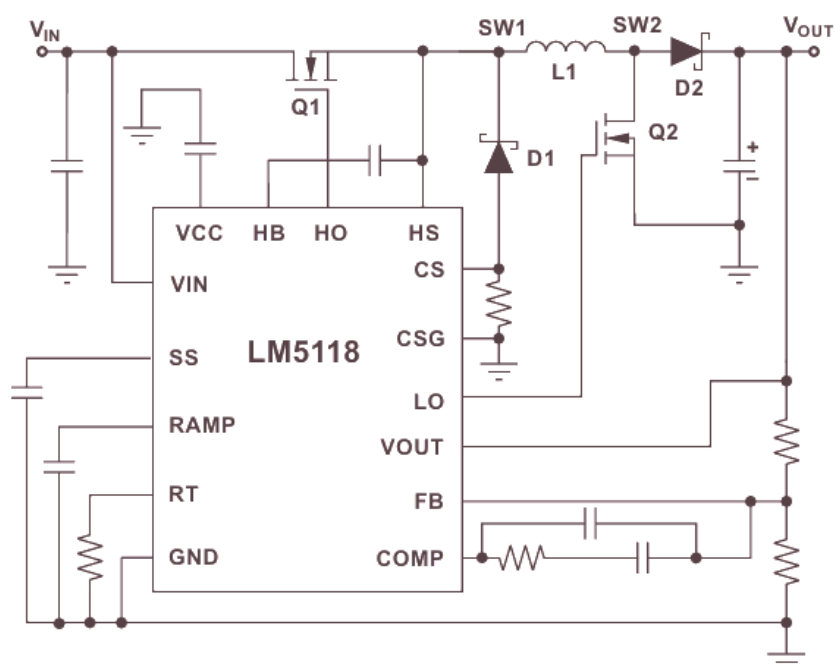


Рисунок 1.13 – Двухключевой преобразователь постоянного напряжения

По мере снижения входного напряжения преобразователь переходит из режима понижения в режим повышения. Когда входное и выходное напряжение примерно одинаковое, ни понижающий, ни повышающий режимы по отдельности не могут обеспечить стабильное выходное напряжение. Одним из возможных действий преобразователя является переключение из одного режима работы в другой при определенном уровне входного напряжения.

Для устойчивой работы преобразователя пороговое напряжение задается с некоторым запаздыванием. Такие виды преобразователей постоянного тока имеют

топологию Cuk-а и Sepic. Данные типы ППН имеют два дросселя и два конденсатора. В преобразователях данной топологии снижены потери проводимости и потери переключения. Потери проводимости снижены путем замены диода МОП-транзистором, а потери переключения – путем введения вспомогательной цепи. Данная преобразовательная система работает на основе методов мягкого переключения. Эти методы обеспечивают плавное преобразование напряжения и токов. Cuk – преобразователь имеет значительное преимущество по сравнению с другими типами преобразователей, так как на выходе преобразователя напряжение имеет значительно низкую пульсацию.

На рисунке 1.14 (а) показана схема преобразователя sepic (англ. Single Ended Primary Inductor Converter), который может также увеличивать и уменьшать величину напряжения, но отличается от предыдущей схемы тем, что не имеет возможности изменить полярность напряжения. Соответствующая данной схеме зависимость коэффициента преобразования от коэффициента заполнения приведена на рисунке 1.14 (б).

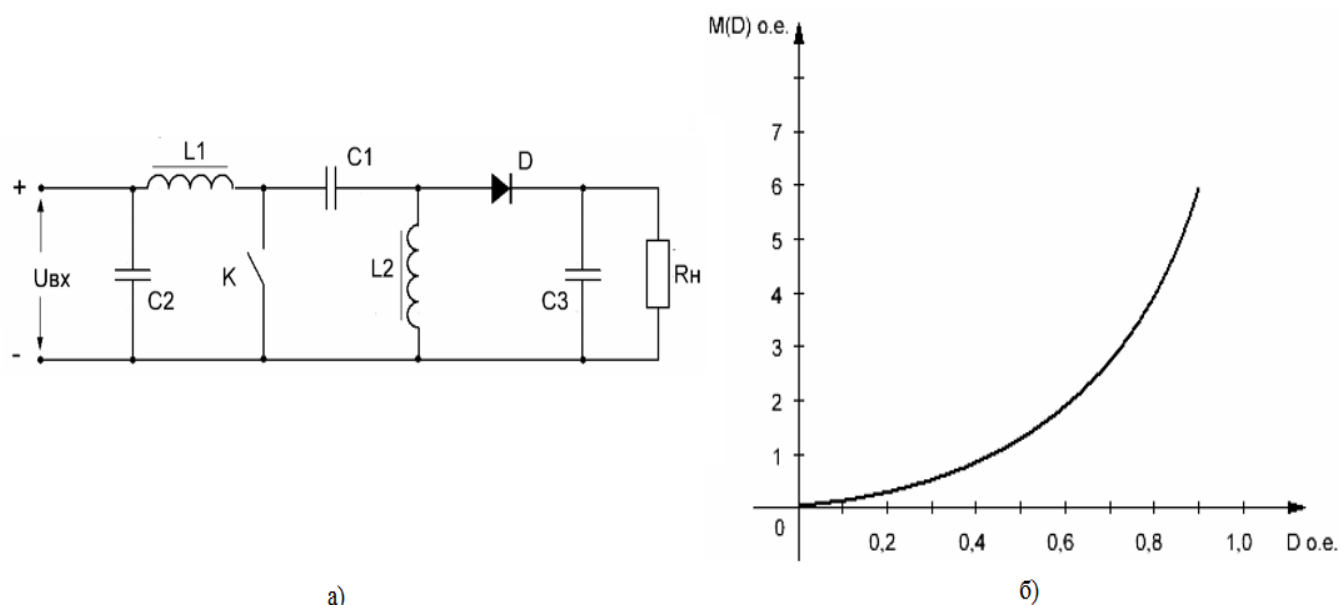


Рисунок 1.14 – Характеристика и схема ППН топологии Sepic

Коэффициент преобразования ППН данной топологии определяется по формуле:

$$M(D) = D/(1-D). \quad (1.9)$$

Принцип действия этой схемы преобразователя подобна схеме Cuk-а, но отличается тем, что обмотка дросселей L_1 , и L_2 реализована на одном сердечнике, что позволяет экономить место и снижает стоимость преобразователя. Вместо диодов Шоттки можно использовать полевые транзисторы, которые можно синхронно регулировать с помощью дополнительного сигнала от генератора. Таким образом нормальное функционирование преобразователя топологии Sepic в режиме понижения напряжения обеспечивается конденсатором C_1 и дросселем L_2 .

1.3. Улучшение тяговых характеристик электромобиля повышением питающего напряжения

1.3.1. Анализ тяговой характеристики электродвигателя при повышении напряжения источника

Одними из основных компонентов электропривода электромобиля являются тяговый электродвигатель (ТЭД) и силовой преобразователь напряжения (СПН). Задача СПН (инвертора) заключается в преобразовании напряжения источника постоянного тока в трехфазное переменное напряжение с возможностью изменять частоту и величину выходного напряжения для питания и регулирования частоты вращения ТЭД. К силовым преобразователям предъявляются требования высокой перегрузочной способности и плавности регулирования выходного напряжения.

В качестве аккумуляторных батарей в электромобилях могут быть использованы различные типы химических источников тока. При этом самым распространенным типом аккумуляторов, используемых в качестве тяговых источников тока для ЭТС, являются литий-ионные, т.к. они имеют более высокие показатели удельной мощности и большой срок службы.

В качестве ТЭД для ЭТС могут быть применены асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором или синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов мощностью от 30-150 кВт и напряжением питания от 150-750 В.

Следует отметить, что несмотря на высокую эффективность СПН, по силовым цепям протекают значительные токи нагрузки, и эти токи, особенно в переходных процессах, создают дополнительные потери мощности. Зависимость тяговых характеристик электрической машины от величины входного напряжения (U_d) СПН на примере синхронного двигателя Remy HVH250 (США) представлена на рисунке 1.15.

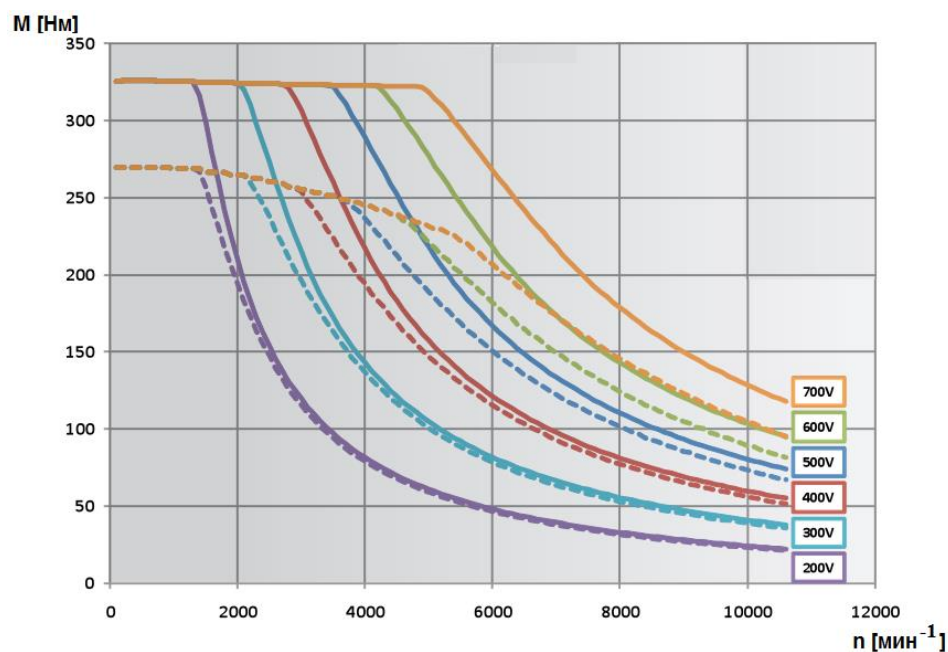


Рисунок 1.15 – Серия механических характеристик двигателя HVH250 в зависимости от питаемого напряжения: штриховая линия – продолжительный режим, сплошная линия – пиковый режим в течении 60 сек.

Исследуя данные характеристики, можно обнаружить нелинейную зависимость крутящего момента двигателя от величины входного напряжения U_d . Из рассмотренных характеристик видно, что крутящий момент двигателя, при скорости 4000 об/мин и напряжении на входе инвертора $U_d = 200$ В, имеет значение 80 Нм. Постепенным увеличением напряжения питания U_d до величины 400 В двигатель развивает крутящий момент, равный 220 Нм. Отсюда можно сделать вывод, что увеличение напряжения питания двигателя в два раза обеспечивает увеличение его крутящего момента в три раза [36,49].

1.3.2. Применение двунаправленного преобразователя постоянного напряжения для повышения напряжения питания тягового электрооборудования ЭТС

При разработке высоковольтных АБ увеличение напряжения достигается за счет увеличения количества последовательно соединенных единичных аккумуляторов в пакете аккумуляторной батареи. Это соответственно усложняет систему контроля состояния АБ и снижает её надежность. С одной стороны, увеличение рабочего напряжения ТЭД за счет увеличения количества батарей в АБ создает благоприятные условия для получения улучшенных тяговых характеристик, так как снижаются токовые нагрузки и увеличивается крутящий момент двигателя, с другой стороны, увеличивается сложность системы контроля за батареями и ухудшаются массогабаритные показатели АБ. По результатам теоретических исследований было выявлено, что напряжение АБ, выпускаемых на данный момент электромобилей, в среднем находится в диапазоне 250-400 В. Считая данный диапазон напряжения АБ, выпускаемых на сегодняшний день оптимальным, с точки зрения соотношения массогабаритных показателей и стоимости, для питания высоковольтной системы ЭТС без существенного усложнения силового электрооборудования предлагается использовать обратимый преобразователь постоянного напряжения. Задачей данного ОППН является преобразование низкого напряжения постоянного тока АБ в высокое напряжение постоянного тока. Это дает возможность использовать двигатели с высоким напряжением и более широким диапазоном тяговых и скоростных характеристик. Увеличение рабочего напряжения приведет к снижению токовых нагрузок и к улучшению массогабаритных показателей, так как сечение проводов обмоток электродвигателей зависит от протекающего тока на этой обмотке [23,25]. Кроме того, стабильное выходное напряжение преобразователя постоянного напряжения обеспечивает независимость тяговых характеристик электродвигателя и соответственно электромобиля от снижения напряжения аккумуляторной батареи. Структура СУ ЭТС с использованием ОППН показана на рисунке 1.16.

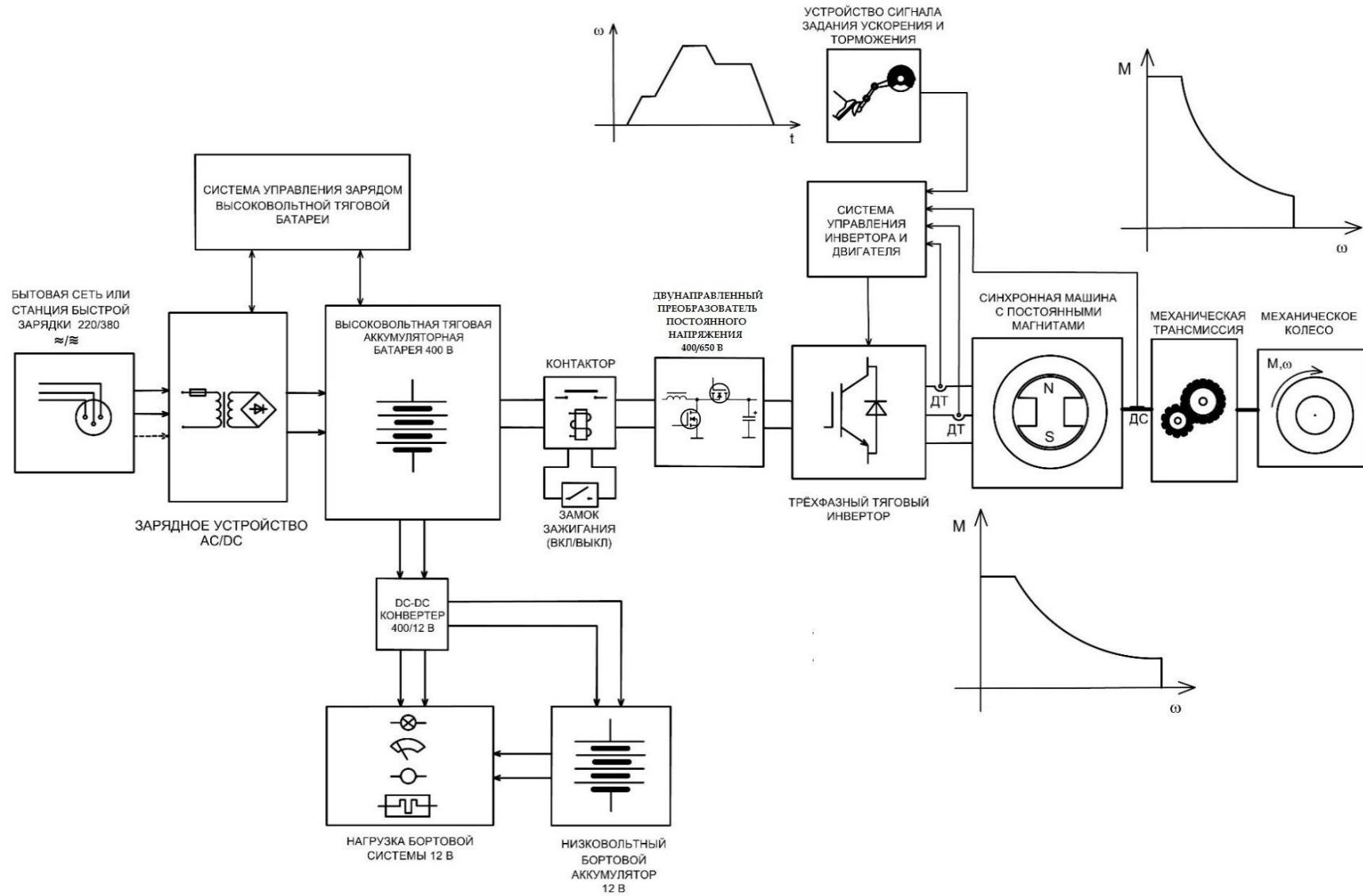


Рисунок 1.16 – Структура силовой установки ЭТС с использованием ОПН

Важным свойством данных преобразователей является обратимость, которая передает мощность рекуперации, вырабатываемую двигателем, обратно на аккумуляторную батарею.

1.3.3. Выбор структуры преобразователя постоянного напряжения для применения в системе тяговой установки ЭТС

Выбор структуры и схемы ОПН производится исходя из требований, предъявляемых к ОПН в составе СТЭО ЭТС. На рисунке 1.17 показана классификация импульсных преобразователей.

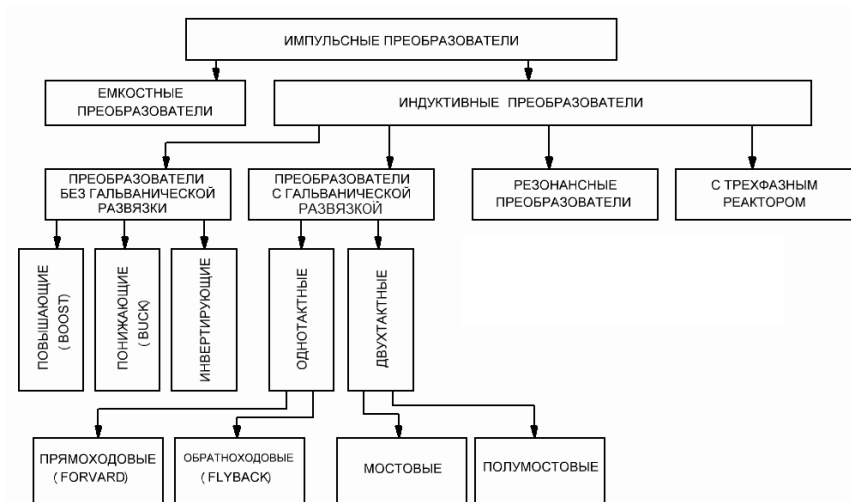


Рисунок 1.17 – Классификация импульсных ППН

Двунаправленность ППН обеспечивает обратную передачу мощности, вырабатываемой ТЭД при рекуперации в АБ для аккумуляции и дальнейшего использования накопленной энергии [61,92,98]. Следует отметить, что обратное накопление мощности рекуперации является одним из основных преимуществ ЭТС. Функциональная схема двунаправленного преобразователя показана на рисунке 1.18.

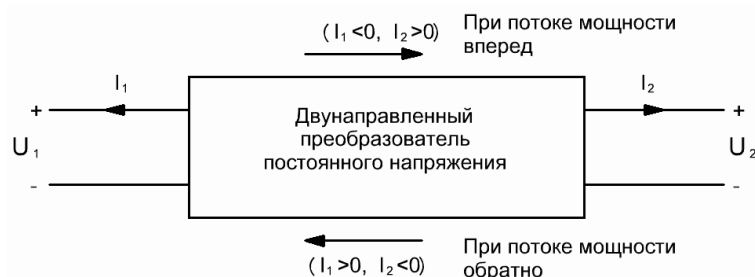


Рисунок 1.18 – Функциональная схема ОПН

Выбор типа преобразователя в зависимости от мощности нагрузки является важной частью проектируемого ППН, и для решения данной задачи можно ориентировочно воспользоваться диаграммой, приведенной на рисунке 1.19.

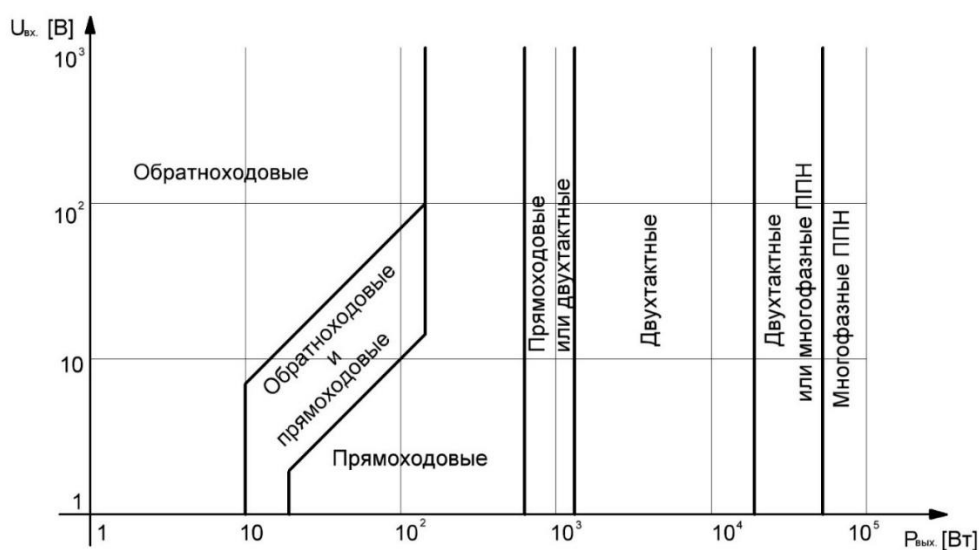


Рисунок 1.19 – Выбор типа преобразователя в зависимости от входного напряжения и выходной мощности

Согласно диаграмме, для ППН мощностью $P_{П} \geq 1000$ Вт соответствует схема с двухтактным преобразованием. Однако для ППН мощностью, близкой к 50 кВт и больше, использование преобразователя с трехканальной структурой является более целесообразным [20,35,100,101,110], т.к. данный вид преобразователя имеет большое преимущество по сравнению с двухтактным преобразователем.

На рисунках 1.20-1.22 представлены примеры схем двухтактных полумостовых и мостовых преобразователей, а также преобразователь с трехканальной структурой, который может быть использован в установках большой мощности.

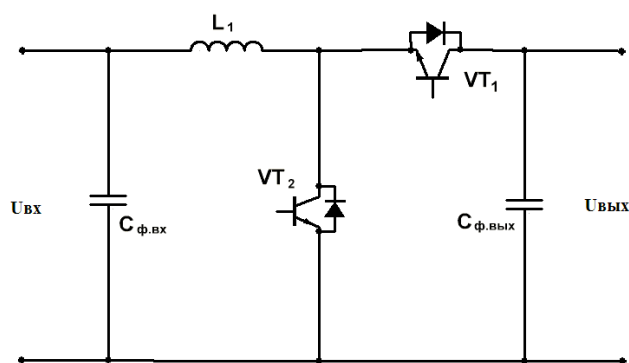


Рисунок 1.20 – Полумостовой двунаправленный преобразователь

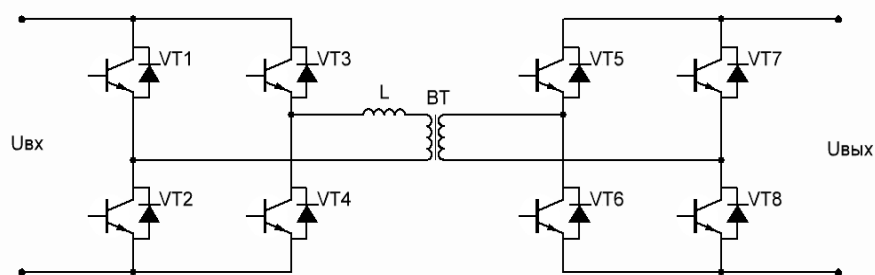


Рисунок 1.21 – Мостовой изолированный преобразователь с ВТ

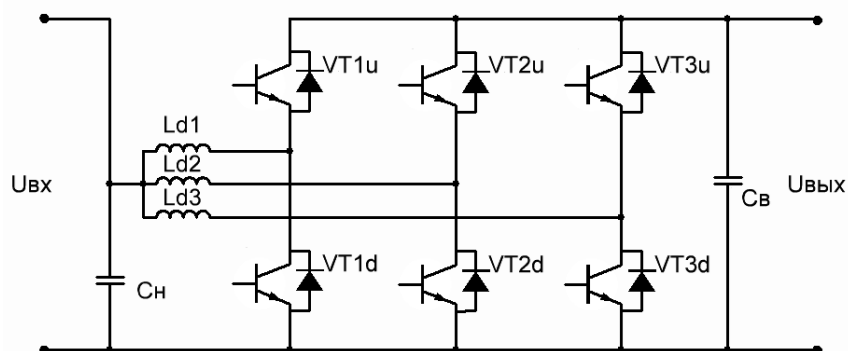


Рисунок 1.22 – Преобразователь постоянного напряжения с трехканальной структурой

Выбор схемы ППН также производится с учетом результата анализа всех возможных вариантов схем и особенностей этих преобразователей. На основе проведенных анализов можно сформулировать следующие рекомендации.

- Обратоходовые преобразователи, относящиеся к семейству однотоктных преобразователей, следует использовать в устройствах, мощность которых не превышает 10-20 Вт. Область применения данных типов преобразователей ограничивается применением в качестве источников питания для маломощных радиоприборов и миниатюрных схем.
- Прямоходовые преобразователи следует использовать в качестве преобразователей постоянного напряжения, где мощность нагрузки не превышает несколько сотен ватт. Следует отметить, что с ростом мощности нагрузки необходимо увеличивать входное напряжение преобразователя во избежание чрезмерного увеличения токов нагрузки.
- Мостовые и полумостовые преобразователи, входящие в семейство двухтактных преобразователей, находят широкое применение в различных устройствах в

качестве преобразователя постоянного напряжения мощностью до десятков киловатт. Данные виды преобразователей по своим техническим характеристикам могут быть использованы в тяговых электроприводах, а также для электроснабжения бортовых потребителей ЭТС.

- Другим оптимальным вариантом схемы преобразования для системы СТЭО ЭТС может быть преобразователь постоянного напряжения с трехканальной структурой, который по своим техническим характеристикам имеет преимущества над двухтактным мостовым и полумостовым преобразователями. Данный вид схемы преобразования работает по принципу чередования каналов. Преобразователь с трехканальной структурой можно использовать в устройствах и приводах, где мощность нагрузки может достигать от десятков до сотен киловатт.

Один из возможных вариантов преобразователя постоянного напряжения многоканальной структуры представлен на рисунке 1.23. Данный вид преобразователя представляет собой каскад из нескольких преобразователей, соединённых между собой параллельно, образующий один большой преобразователь постоянного напряжения с общим входом и выходом [90,103].

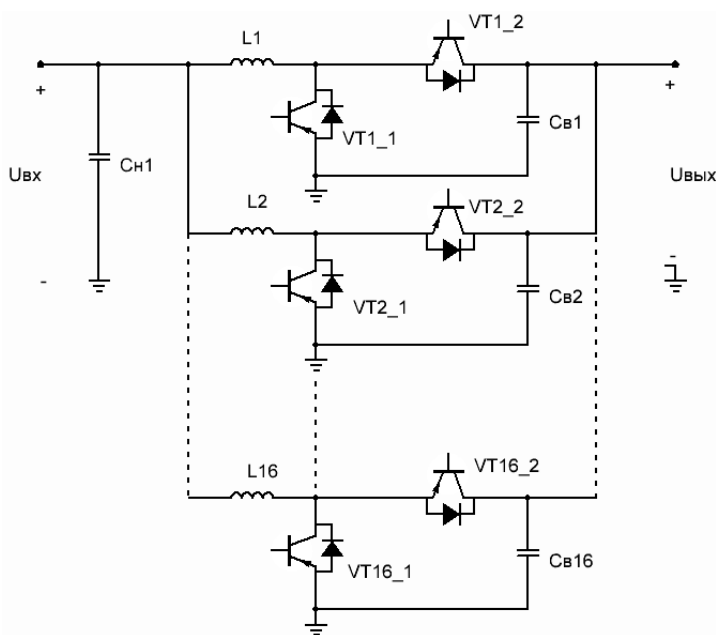


Рисунок 1.23 – Силовой каскад многофазного ОПН

Следует отметить, что выбор структуры преобразователя на основании диаграммы, приведенной на рисунке 1.19, является ориентировочным. На выбор типа преобразователя могут также влиять и другие факторы, такие как сложность схемы, высокая стоимость и т.д. [35,37,88].

Анализируя диаграмму выбора преобразователя в зависимости от входного и выходного напряжения и мощности (рисунок 1.19), можно сделать вывод о том, что для СТЭО ЭТС мощностью более 50 кВт и напряжением АБ $U_{AB}=400$ В рекомендуется использовать многоканальный преобразователь, пример которого показан на рисунке 1.22.

1.3.4. Анализ режимов работы трехканального ОПН

Преобразователь состоит из трех параллельно включенных составных преобразователей с одинаковыми входными и выходными параметрами. Режимы работы этих преобразователей, работающих на одинаковых частотах, отличаются сдвигом по фазе управляющих импульсов U_y . Таким образом, ОПН трехканальной структуры работает по принципу чередования каналов, т.е. переключение катушек индуктивностей $L1-L3$ происходит поочередно, при помощи силовых ключей $VT1d...VT3d$ в режиме повышения (boost) и $VT1u...VT3u$ в режиме понижения (buck) напряжения (рисунок 1.25).

Фазовый сдвиг импульсов управления ОПН определяется как:

$$\Phi_{сд} = 2\pi/n, \quad (1.10)$$

где n – число параллельно работающих преобразователей.

В схеме, представленной на рисунке 1.22, количество параллельно включенных преобразователей равно трем и соответственно фазовый сдвиг импульсов управления составляет 120° .

Для увеличения максимальной эффективности ОПН каждый из n совместно работающих преобразователей должен быть оптимизирован по отдельности с учетом следующих ограничений:

- максимальный выходной ток I_{MAX} ограничен числом параллельно включенных преобразователей и минимальным выходным напряжением. Учитывая данные ограничения, максимальный выходной ток каждого преобразователя равен $I_{MAX.M} = P_{MAX} / n * V_{MIN}$;
- общая мощность нагрузки должна быть равномерно распределена на n совместно работающих преобразователей.

На рисунке 1.24 графически показаны ограничения по параметрам для каждого отдельного преобразователя.

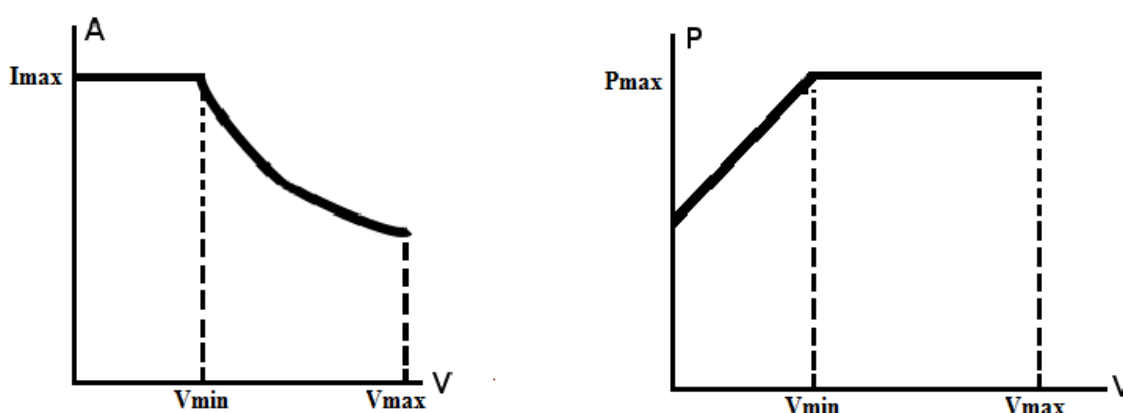


Рисунок 1.24 Графическое представление ограничений выходных параметров для отдельного преобразователя: V_{MAX} , V_{MIN} – максимальное и минимальное выходное напряжение преобразователя; $V_{MAX.M}$, $I_{MAX.M}$ – максимальное напряжение и ток одного канала преобразователя, P_{MAX} – максимальная выходная мощность преобразователя

На рисунке 1.24 видно, что увеличение тока выше I_{MAX} невозможно при минимальном значении напряжения V_{MIN} . Максимальный ток ограничен в целях минимизации токовых нагрузок в коммутирующих элементах и обеспечения устойчивого режима работы преобразователя [102,104].

Несмотря на сложность управления многоканальным преобразователем, совместная работа нескольких составных преобразователей обеспечивает значительное снижение токовых нагрузок на силовые ключи, так как общая нагрузка равномерно распределяется на количество совместно работающих преобразователей. Соответственно для отдельного преобразователя в

трехканальной схеме требуются ключевые элементы меньшей мощности по сравнению с преобразователем с одноканальной схемой [11,24,38]. Суммарный ток нагрузки трехканального преобразователя равен:

$$I_{L\Sigma} = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}. \quad (1.11)$$

Для того чтобы исследовать принцип работы обратимого преобразователя с трехканальной структурой, для начала представим полную схему и временные диаграммы токов индуктивностей каждой фазы, которые показаны на рисунках 1.25 и 1.26 [4,6,7,30].

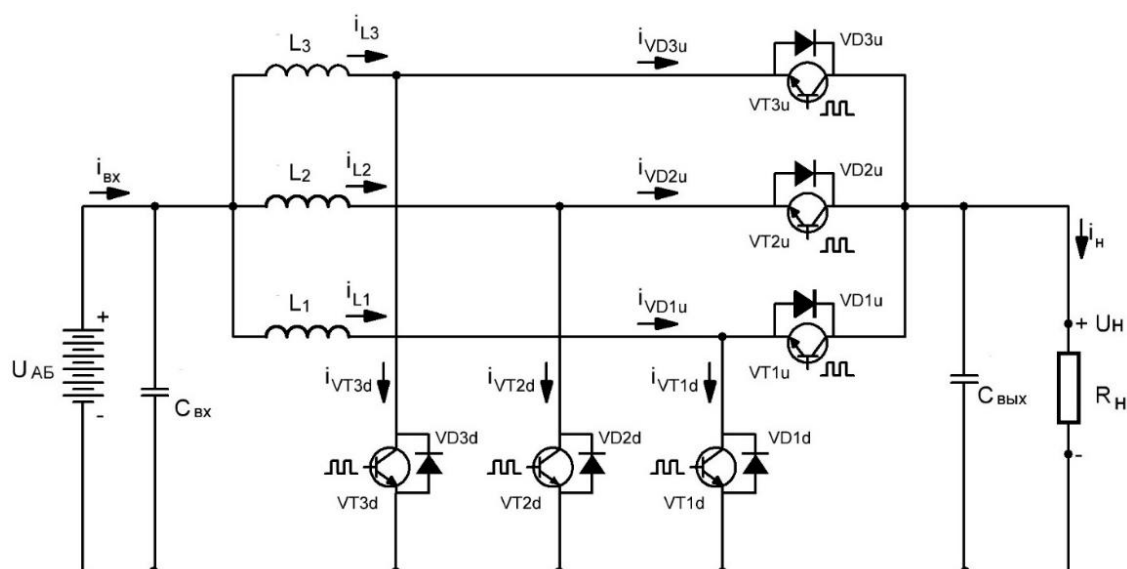


Рисунок 1.25 – Обратимый преобразователь постоянного напряжения трехканальной структуры: U_{AB} – напряжение аккумуляторной батареи; $C_{вх}$, $C_{вых}$ – входные и выходные конденсаторы фильтров; L_1 - L_3 – катушки индуктивности; VT_{1U} - VT_{3U} , и VT_{1d} - VT_{3d} – силовые транзисторные ключи, работающие соответственно в режимах повышения и понижения; VD_{1U} - VD_{3U} и VD_{1d} - VD_{3d} – обратные диоды, соответственно работающие в режимах повышения и понижения; R_H – сопротивление нагрузки

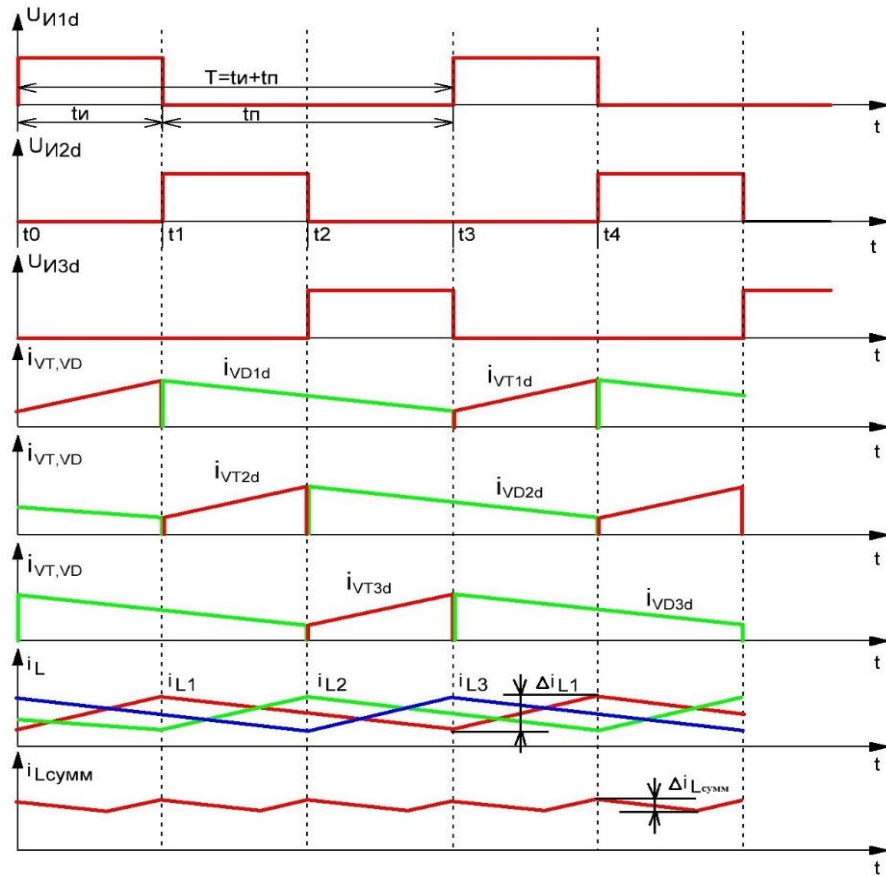


Рисунок 1.26 – Временные диаграммы работы ОПИН трехканальной структуры

В момент времени t_0 транзистор VT_{1d} открывается, и катушка индуктивности L_1 окажется под напряжением и начнет накапливать в себе энергию в виде магнитного поля. Цепь протекания тока в промежутке времени (t_0-t_1) показана на рисунке 1.27.

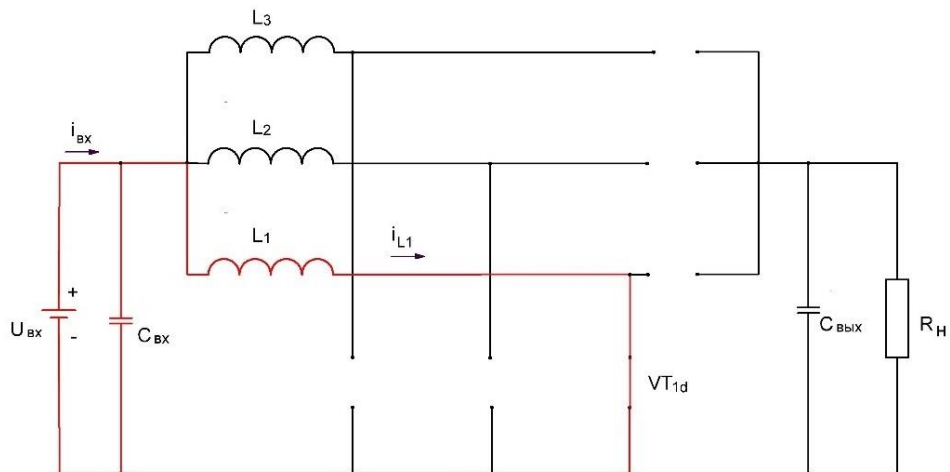


Рисунок 1.27 – Принцип работы преобразователя

При достижении момента времени t_1 транзистор VT_{1d} закрывается, и через обратный диод VD_{1u} ток будет протекать по цепи $U_{вх} - L_1 - R_{н}$ (рисунок 1.28).

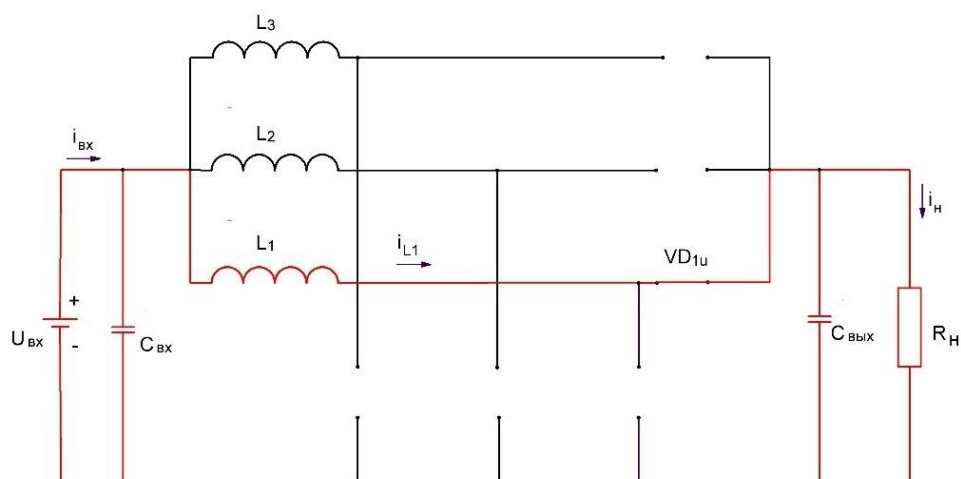


Рисунок 1.28 – Принцип работы преобразователя

В момент времени t_1 при закрывании транзистора VT_{1d} одновременно открывается транзистор VT_{2d} второго канала. В результате под напряжением окажется катушка L_2 , (рисунок 1.29). При этом по цепи катушки L_1 и нагрузке продолжает течь ток.

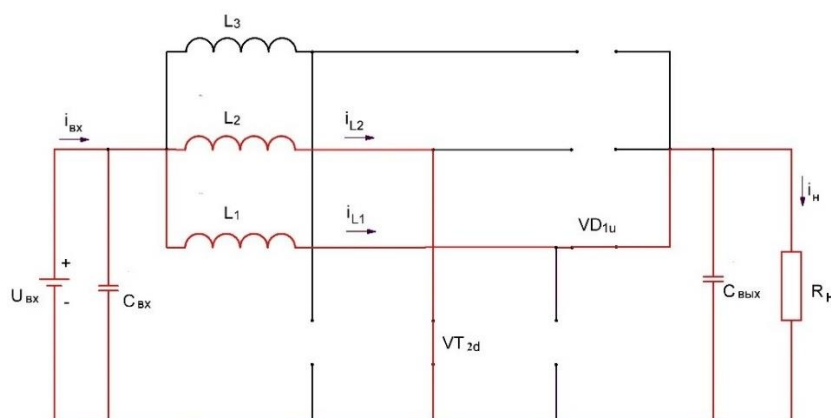


Рисунок 1.29 – Принцип работы преобразователя

По достижении времени t_2 закрывается транзистор VT_{2d} , и ток будет протекать по обратному диоду VD_{2u} цепи $U_{вх} - L_2 - R_н$ и суммироваться с током катушки L_1 (рисунок 1.30).

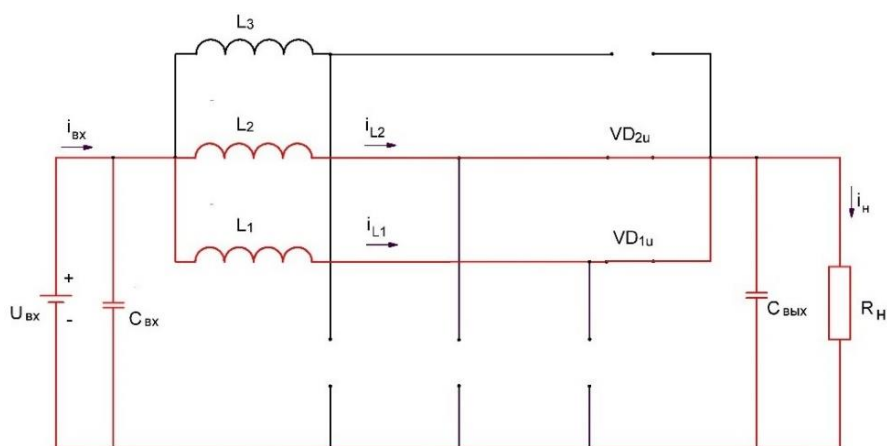


Рисунок 1.30 – Принцип работы преобразователя

Одновременно с закрытием транзистора VT_{2d} открывается транзистор VT_{3d} (рисунок 1.31), и катушка L_3 окажется под напряжением. При этом по цепям катушек L_1 и L_2 продолжает течь ток в нагрузку.

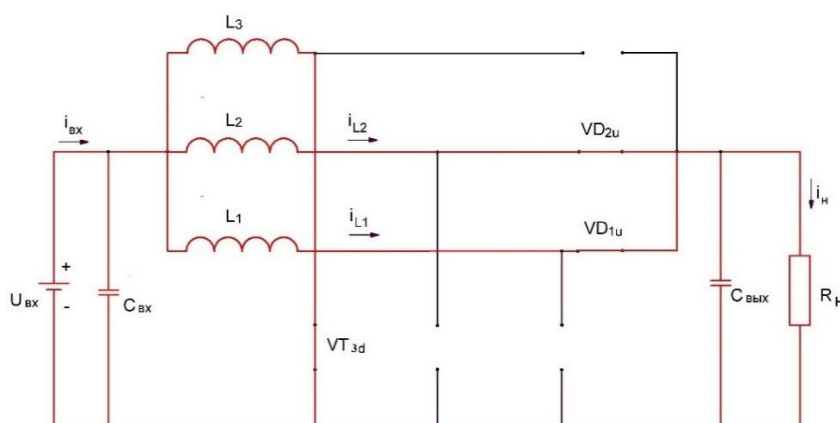


Рисунок 1.31 – Принцип работы преобразователя

При достижении момента времени t_3 транзистор VT_{3d} закрывается, и ток будет протекать через обратный диод VD_{3u} по цепи $U_{вх} - L_3 - R_н$ и суммироваться с токами i_{L2} и i_{L1} (рисунок 1.32).

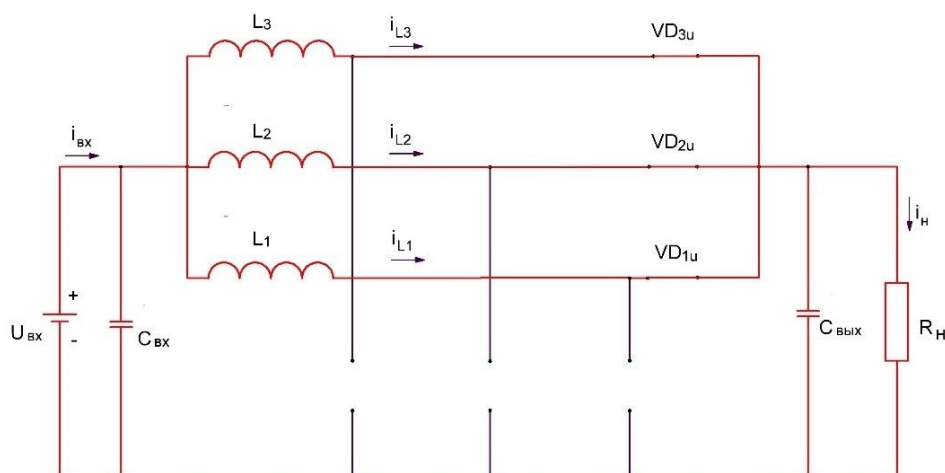


Рисунок 1.32 – Принцип работы преобразователя

Одновременно при достижении момента времени t_3 транзистор VT_{1d} открывается, и катушка L_1 опять окажется под напряжением источника и начнет накапливать энергию в виде магнитного поля (рисунок 1.33). Таким образом цикл повторяется. Преимущество данной схемы по сравнению с одноканальной заключается в том, что при снижении тока первого канала, не достигая нуля появляется ток второго канала, а при снижении тока второго, появляется ток третьего. Таким образом ток нагрузки при работе преобразователя никогда не достигнет нулевого значения, а размах пульсации значительно снизится, что дает возможность снизить мощность фильтрующих конденсаторов.

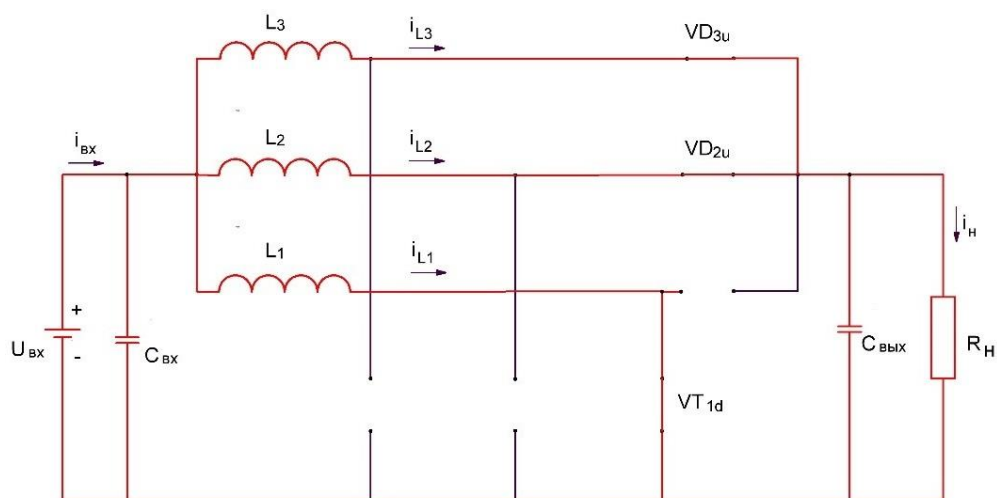


Рисунок 1.33 – Принцип работы преобразователя

Основным режимом работы ППН является режим широтно-импульсной модуляции (ШИМ). При работе ШИМ частота импульсов поддерживается постоянной, а длительность импульсов изменяется, регулируя выходное

напряжение. При этом среднее выходное напряжение преобразователя прямо пропорционально коэффициенту заполнения импульсов.

Коэффициент заполнения импульсов — это относительная длительность управляющих импульсов, которая может быть определена по выражению:

$$D = \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}, \quad (1.12)$$

где $U_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$ — напряжение на входе и выходе преобразователя.

Из-за фазового сдвига выходное напряжение и токи каналов преобразователей сдвинуты во времени, и соответственно частота напряжения на нагрузке в три раза больше, чем в одном преобразователе. Анализируя диаграммы выходных параметров трехканального ППН (рисунок 1.26), можно видеть, что размах пульсации суммарного выходного тока при трехканальном преобразовании меньше, чем при одноканальном. В результате этого сглаживание суммарного выходного тока происходит легче, чем в отдельном преобразователе [30,42,62].

1.4. Выводы по главе

Увеличение напряжения источника питания является одним из путей решения задачи повышения эффективности и улучшения массогабаритных показателей электромобиля, и для решения этой задачи предложено применение повышающего двунаправленного преобразователя постоянного напряжения. Наличие обратимости ППН дает возможность преобразования напряжения аккумуляторной батареи в высоковольтное, тем самым обеспечивая питание СПН и соответственно тягового ЭДГ, а также обратного преобразования энергии рекуперации ЭДГ в тормозных режимах.

При использовании двунаправленных ППН в системе силовой установки электромобиля важным этапом проектирования остается выбор количества параллельно работающих каналов преобразователя. Это обусловлено тем, что мощность электроприводов современных электромобилей достаточно большая, и при использовании одноканального ППН может появиться проблема недопустимого увеличения габаритных размеров индуктивной катушки, ключевых

устройств и фильтрующих конденсаторов. Другая возможная проблема использования одноканальных преобразователей в электроприводах большой мощности — это возможное ограничение коэффициента передачи, по напряжению, которое может возникнуть при проектировании. Поэтому, учитывая большую мощность электроприводов современных электромобилей, в данной работе при проектировании и дальнейших исследованиях был выбран трехканальный метод преобразования.

Преимущества многоканальных ППН заключаются в следующем:

- снижение токовой нагрузки на компоненты преобразователя путем разделения общей мощности на несколько параллельно работающих преобразователей;
- из-за увеличения суммарной выходной частоты снижены пульсации тока на нагрузке и, как следствие, снижены габариты фильтрующих компонентов;
- разделение преобразователя на несколько составных преобразователей снижает мощность и габаритные размеры ключевых устройств, что с экономической точки зрения является более целесообразным, т.к. стоимость транзисторов меньшей мощности намного ниже транзисторов большой мощности;
- при разделении общей мощности преобразователя на несколько составных преобразователей облегчается задача охлаждения ключевых компонентов т.к. тепловыделение не будет сосредоточено на нескольких устройствах коммутации, а распределена на множества ключевых транзисторов.

К недостаткам многоканальных преобразователей можно отнести сложность управления большим количеством транзисторов и возможное появление несбалансированности токов между каналами, однако современные цифровые контроллеры дают возможность вырабатывать достаточно точные сигналы управления с очень большой частотой, что минимизирует возникновение перечисленных проблем и исключает использование замкнутых схем управления в каналах, что значительно упрощает схему преобразователя.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что повышение напряжения источника питания применением многоканального преобразователя постоянного напряжения, с одной стороны, повышает тяговые характеристики электропривода и улучшает массогабаритные показатели ЭТС, с другой стороны, обеспечивает оптимальное соотношение между напряжением тягового источника тока, количеством единичных аккумуляторов в батарее и ее надежностью.

ГЛАВА 2. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТЯГОВЫЙ РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ

2.1. Требуемые входные и выходные параметры ОППН в составе силового тягового электрооборудования ЭТС

К компонентам электромобилей, как и к любым другим транспортным средствам, предъявляются требования высокой надежности и безопасности. Поэтому к ППН используемые в составе силового электрооборудования электромобиля также предъявляются аналогичные требования при проектировании. К таким требованиям можно отнести следующие:

- номинальное входное напряжение преобразователя должно соответствовать напряжению блока аккумуляторной батареи;
- пределы изменения выходного напряжения преобразователя должны соответствовать напряжению на входе трехфазного инвертора;
- выходное напряжение преобразователя должно быть стабилизированным независимо от уровня заряда АБ;
- наличие сигнальных предупреждений при повышении входных и выходных напряжений выше максимального;
- наличие защиты и сигнальных предупреждений при коротких замыканиях и перегрузках;
- наличие системы охлаждения (воздушное или жидкостное);
- механические и климатические факторы, при которых ОППН должен обеспечить бесперебойную и надежную работу;
- по функциональности ППН должен быть двунаправленным для обеспечения обратной передачи мощности рекуперации в тормозных режимах ЭТС.

Кроме перечисленных требований система управления многоканального преобразователя должна иметь возможность отключения любой из параллельно работающих каналов при коротких замыканиях без отключения других

работающих преобразователей. Данное специфическое требование к ППН транспортного назначения предъявляется с целью обеспечения бесперебойного электроснабжения тягового электропривода электромобиля для того чтобы не создавать аварийные ситуации и в целом с точки зрения безопасной и надежной эксплуатации.

2.2. Основные исходные данные транспортного средства и тяговый расчет электромобиля

Для того чтобы иметь представление об общих мощностных и других характеристиках преобразователя, необходимо провести тяговый расчет с целью выбора других компонентов электромобиля, таких как силовой трехфазный инвертор, трехфазный тяговый электродвигатель, а также пакет аккумуляторной батареи. Имея общие рассчитанные параметры этих компонентов, которые являются источниками питания и нагрузкой для ППН, далее будут рассчитаны параметры преобразователя, в том числе индуктивной катушки, ключевых элементов и т.д.

Для расчетных исследований в качестве базового ТС использованы параметры легкового электромобиля полной массой 1748 кг.

Таблица 2.1 – Исходные данные ТС

Параметры	Условное обозначение	Значение параметров
Масса ТС, кг	m_a	1748
Площадь поперечного сечения ТС, м ²	S_a	2.2
Коэффициент аэродинамического сопротивления, о.е	C_x	0.3
Радиус колеса автомобиля, м	r_k	0.323
КПД механической трансмиссии, о.е	η_{MT}	0.96
Передаточное число главной передачи, о.е	$i_{ГП}$	4.3
Передаточное число коробки передач, о.е	$i_{КП}$	1.645
Угол наклона дороги, град.	α	0

Тяговый расчет состоит из уравнений для расчета сил, препятствующих движению электромобиля, и силы тяги, преодолевающей эти сопротивления. На рисунке 2.1 показаны силы, действующие на автомобиль.

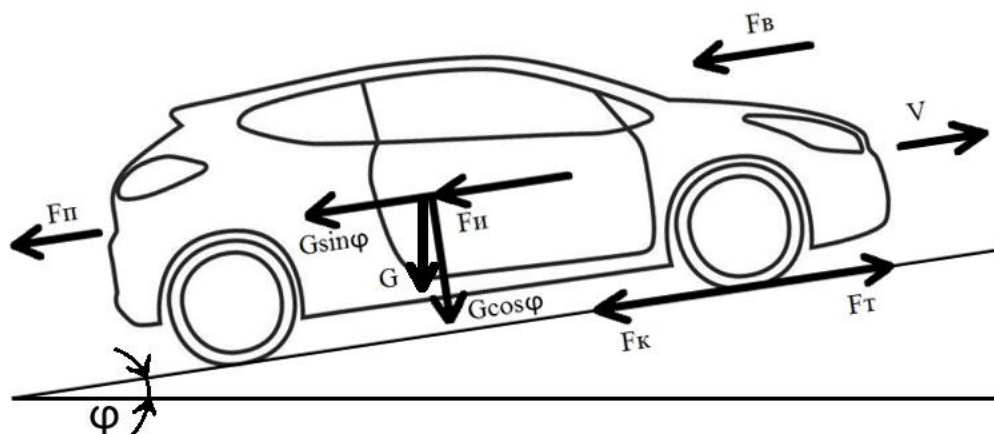


Рисунок 2.1 – Силы, действующие на автомобиль при движении

Тяговый баланс электромобиля описывается следующим уравнением:

$$F_{\text{т}} = F_{\text{к}} + F_{\text{п}} + F_{\text{в}} + F_{\text{и}}, \quad (2.1)$$

где $F_{\text{т}}$ – сила тяги на ведущих колесах, Н; $F_{\text{к}}$ – сила сопротивления качению, Н; $F_{\text{п}}$ – сила сопротивления подъему, Н; $F_{\text{в}}$ – сила сопротивления воздуха (аэродинамическое сопротивление), Н; $F_{\text{и}}$ – сила сопротивления инерции, Н.

Сила сопротивления качению определяется согласно уравнению:

$$F_{\text{к}} = G f \cos \alpha, \quad (2.2)$$

где $G = m_{\text{а}} \cdot g$ – вес электромобиля; $m_{\text{а}}$ – масса электромобиля, кг; g – ускорение свободного падения, м/с^2 ; f – коэффициент сопротивления качению (для асфальтобетонных дорожных покрытий $f=0.012$); α – угол подъема, град.

Сила сопротивления подъему определяется согласно уравнению:

$$F_{\text{п}} = G \sin \alpha \quad (2.3)$$

Сила сопротивления воздуха (аэродинамического сопротивления) определяется согласно уравнению:

$$F_B = \frac{C_x \rho_B}{2} V_a^2 S_a, \quad (2.4)$$

где C_x – коэффициент обтекаемости автомобиля (аэродинамического сопротивления); $\rho_B \approx 1,225 \text{ кг/м}^3$ – плотность воздуха; V_a – скорость автомобиля, м/с; S_a – площадь лобовой поверхности, м^2 ; в случае если параметр S_a неизвестен то для легковых автомобилей $S_a = 0,78 \cdot B_{\Gamma} \cdot H_{\Gamma}$, для грузовых автомобилей $S_a = (0,85 \dots 0,9) \cdot B \cdot H_{\Gamma}$ (рисунок 2.2).



Рисунок 2.2 – Обозначение габаритных размеров легковых и грузовых автомобилей

Сила сопротивления инерции (сопротивления разгону) определяется согласно уравнению:

$$F_{и} = G \cdot a/g, \quad (2.5)$$

где a – ускорение автомобиля, м/с^2 .

Момент сопротивления, действующего на колесо автомобиля, определяется как:

$$M_k = F_T r_k, \quad (2.6)$$

где r_k – радиус колеса автомобиля, м.

Требуемый момент на валу электродвигателя определяется согласно уравнению:

$$M_{\text{тр}} = M_k / (i_{\text{кп}} \cdot i_{\text{гп}} \cdot \eta_{\text{мт}}), \quad (2.7)$$

где $i_{кп}$, $i_{гп}$ – передаточное число коробки передач и главной передачи; $\eta_{МТ}$ – КПД механической трансмиссии.

Для расчета частоты вращения двигателя можно воспользоваться уравнением:

$$n = (V_a i_{кп} i_{гп}) 60 / (2\pi r_k) . \quad (2.8)$$

Требуемая мощность электродвигателя определяется произведением требуемого момента и частоты вращения:

$$P_{тр} = \frac{M_{тр} n}{9.55} . \quad (2.9)$$

Электродвигатель выбирается из условия обеспечения требуемой мощности:

$$P_{дв} \geq P_{тр} . \quad (2.10)$$

В таблице 2.2 приведены данные полученные в результате тягового расчета электропривода ЭТС которые будут использованы для выбора электродвигателя.

Таблица 2.2 – результаты тягового расчета электромобиля

Параметры	Условное обозначение	Значение параметров
Сила тяги на ведущих колесах, Н	F_T	4187
Момент сопротивления, действующего на колесо автомобиля, Нм	M_K	1352
Требуемый момент на валу электродвигателя, Нм	$M_{тр}$	193
Частота вращения двигателя, об/мин	n	5984
Требуемая мощность электродвигателя, кВт	$P_{тр}$	121

Следует отметить, что расчеты были проведены при условиях, когда скорость автомобиля равна 100 км/ч, а время разгона для этой скорости равна 13 с. Соответственно при данных условиях, ускорение автомобиля равняется 2.1 м/с^2 .

Выбор электродвигателя по требуемой мощности, согласно условию (2.10) является, предварительным и для окончательного выбора необходимо проверить двигатель по условию обеспечения максимального момента и проводить дальнейшие уточнения при экспериментальных исследованиях.

2.3. Определение входных и выходных параметров обратимого преобразователя постоянного напряжения в составе СТЭО ЭТС

Мощность ОППН в составе СТЭО ЭТС определяется исходя из мощности силового электропривода с учетом потерь энергии [48,113]:

$$P_{\text{ОППН}} = \frac{P_{\text{ТТИ}}}{\eta_{\text{ТТИ}}}, \quad (2.11)$$

$$P_{\text{ТТИ}} = \frac{P_{\text{ТЭД}}}{\eta_{\text{ТЭД}}}, \quad (2.12)$$

$$P_{\text{ТЭД}} = M_{\text{ТЭД}} \cdot \omega_{\text{ТЭД}}, \quad (2.13)$$

где $P_{\text{ОППН}}$, $P_{\text{ТТИ}}$, $P_{\text{ТЭД}}$ – мощность ОППН, трехфазного тягового инвертора и тягового электродвигателя; $\eta_{\text{ТТИ}}$ – КПД трехфазного инвертора; $\eta_{\text{ТЭД}}$, $M_{\text{ТЭД}}$, $\omega_{\text{ТЭД}}$ – КПД, крутящий момент и частота вращения тягового электродвигателя.

На рисунке 2.3 представлена функциональная схема системы тягового электрооборудования ЭТС с использованием ОППН, где ТИТ – тяговый источник тока; ОППН – обратимый преобразователь постоянного напряжения; ТЭД – тяговый электродвигатель.

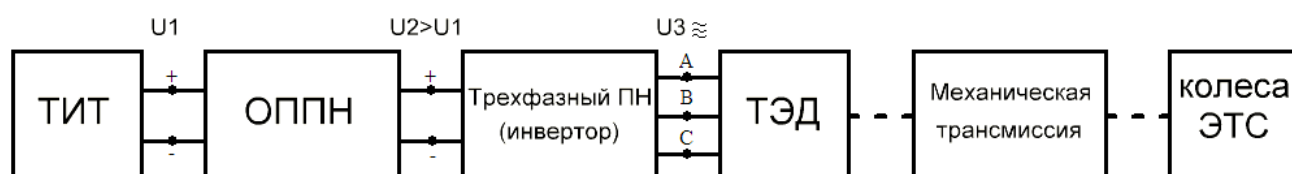


Рисунок 2.3 – Функциональная схема СТЭО ЭТС с применением ОППН

— Электрическая связь

..... Механическая связь

Трехфазный инвертор преобразует входное напряжение постоянного тока в трехфазное переменное напряжение заданной конфигурации, необходимое для работы тяговой электрической машины. В качестве тягового ЭД в расчетных исследованиях ЭТС в данной работе использован синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ).

Выбор выходного напряжения преобразователя производится исходя из максимально возможных характеристик высоковольтного ТЭД и инвертора, выбранного для данного электромобиля, с учетом наличия надежной изоляции высоковольтных шин от корпуса автомобиля для обеспечения электробезопасности при эксплуатации ЭТС.

Анализируя технические характеристики СТЭО ЭТС, в том числе высоковольтного ТЭД, выбранного для электромобиля, выходное напряжение ОППН принято равным $U_d=650$ В. Выбор значения напряжения 650 В главным образом обусловлен максимальным рабочим напряжением выбранного электродвигателя (глава 2-я). На рисунке 2.4 показана упрощенная функциональная схема СТЭО с использованием ОППН, и для облегчения дальнейших расчетов главных параметров преобразователя нагрузка ОППН, в качестве которой выступал инвертор-ТЭД, заменена условным эквивалентным сопротивлением.



Рисунок 2.4 – Упрощенная функциональная схема ОППН с эквивалентной нагрузкой

Определение основных параметров ОППН можно проводить по нижеприведенной методике [8,9,23,39]:

1. Номинальный входной ток ОППН определяется согласно уравнению:

$$I_{вх.н} = \frac{P_{вх.н}}{U_{вх}}, \quad (2.14)$$

где $P_{ВХ.Н}$ – входная мощность ОППН при номинальной нагрузке; $U_{ВХ} = U_{АБ}$ – входное напряжение ОППН.

2. Максимальный входной ток определяется согласно уравнению:

$$I_{ВХ.мах} = \frac{P_{ВХ.мах}}{U_{ВХ}}, \quad (2.15)$$

где $P_{ВХ.МАХ}$ – входная мощность ОППН при максимальной нагрузке.

3. Максимальный ток одного канала ОППН определяется согласно уравнению:

$$I_{мах.м} = \frac{P_{ВХ.мах}}{n \cdot U_{ВХ}}. \quad (2.16)$$

4. Номинальный ток одного канала определяется согласно уравнению:

$$I_{н.м} = \frac{P_{ВХ.н}}{n \cdot U_{ВХ}}. \quad (2.17)$$

5. Минимальное и максимальное входное напряжение преобразователя определяются согласно уравнениям:

$$U_{min} = 0.8 \cdot U_{АБ(НОМ)}, \quad (2.18)$$

$$U_{мах} = 1.15 \cdot U_{АБ(НОМ)}.$$

6. Максимальная величина пульсации выходного напряжения преобразователя равна (3% от $U_{ВЫХ.МАХ}$) [107]:

$$\Delta U_{ВЫХ.мах} = 0.03 \cdot U_{ВЫХ.мах}, \quad (2.19)$$

где $U_{ВЫХ.МАХ}$ – максимальное значение выходного напряжения ОППН.

7. Максимальный ток нагрузки определяется согласно уравнению:

$$I_{ВЫХ.мах} = \frac{P_{ВЫХ.мах}}{U_{ВЫХ}}. \quad (2.20)$$

8. Номинальный ток нагрузки определяется согласно уравнению:

$$I_{н} = \frac{P_{н}}{U_{ВЫХ}}. \quad (2.21)$$

Следует отметить, что данная методика справедлива для многоканального ППН. При других схемах преобразования следует учитывать параметры дополнительных элементов, а также структуру самого преобразователя.

2.4. Расчет и выбор элементов обратимого преобразователя. Расчет индуктивности дросселя

Для расчета индуктивности катушек ОППН трехканальной структуры необходимо определить величину пульсации тока катушки индуктивности.

Приблизительная величина пульсации тока катушки:

$$\Delta I_L = (0.2 - 0.4) I_{\text{ВЫХ.max}} \frac{U_{\text{ВЫХ.H}}}{U_{\text{ВХ.H}}} . \quad (2.22)$$

Коэффициент заполнения импульсов:

$$D = 1 - U_{\text{ВХ.max}} / U_{\text{ВЫХ}} . \quad (2.23)$$

Полная индуктивность катушек трехканального ОППН:

$$L_{\Pi} = U_{\text{ВХ}} (U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}}) / \Delta I_L f_S U_{\text{ВЫХ}} . \quad (2.24)$$

Отсюда индуктивность одной катушки определяется как отношение полной индуктивности к количеству параллельно включенных преобразователей:

$$L_k = L_{\Pi} / n . \quad (2.25)$$

Так как количество параллельно включенных преобразователей $n=3$, то (2.25) можно записать как:

$$L_k = L_{\Pi} / 3 . \quad (2.26)$$

Уточненный расчет индуктивности отдельной катушки производится по формуле:

$$L_{k.ут.} = U_{\text{ВЫХ}} / 4 f_S n \Delta I_L . \quad (2.27)$$

Минимальное значение емкости выходного конденсатора определяется как:

$$C_{\text{ВЫХ.min}} = I_{\text{ВЫХ.max}} (1 - D) / f_S \Delta U_{\text{ВЫХ}} . \quad (2.28)$$

Расчетный период такта определяется как:

$$T_T = 1 / f_S . \quad (2.29)$$

Период импульса одного преобразователя равна:

$$T = T_T/3. \quad (2.30)$$

Расчетное время импульса определяется как:

$$t_{и} = TD. \quad (2.31)$$

Расчетное время паузы равна:

$$t_{п} = (1 - D)T. \quad (2.32)$$

Таблица 2.3 – Результаты расчета параметров трехканального обратимого преобразователя постоянного напряжения транспортного назначения

Параметры	Условное обозначение	Значение параметров
Номинальный входной ток ОППН, А	$I_{вх.н}$	335
Приблизительная пульсация тока катушки, А	ΔI_L	36
Номинальный ток одного канала ОППН, А	$I_{нм}$	112
Минимальное входное напряжение ОППН, В	U_{min}	320
Максимальное входное напряжение ОППН, В	U_{max}	462
Номинальное выходное напряжение ОППН, В	$U_{вых}$	650
Максимальная величина пульсации выходного напряжения, В	$\Delta U_{вых.мах}$	19,5
Минимальное значение индуктивности одной катушки, мГн	L_1	0.12
Минимальное значение емкости выходного фильтра, мФ	C_{ϕ}	1.27
Номинальная мощность преобразователя, кВт	P_H	138
Приблизительная масса ОППН, кг	$m_{ОППН}$	27

Следует отметить, что определение входных и выходных характеристик ОППН по вышеприведенной методике дают идеализированную оценку показателям работы ОППН в составе СТЭО ЭТС. Уточнение расчетов будет проводиться с использованием средств математического (компьютерного) моделирования трехканального обратимого преобразователя постоянного напряжения в составе СТЭО ЭТС.

2.5. Выбор силовых полупроводниковых ключей

Одним из основных элементов импульсных преобразователей, как уже говорилось в первой главе, является силовой ключ. В качестве силового ключа в основном используется транзистор и часто в качестве элемента, обеспечивающего обратное протекание тока нагрузки, обратный диод.

Исследования показывают [5,10,12,66], что КПД импульсных преобразователей во многом зависит от характеристик силовых ключей, и правильному их выбору должно уделяться особое внимание.

На сегодняшний день на рынке предлагается огромное разнообразие транзисторов и других полупроводниковых элементов. Выпускаемые транзисторы отличаются величиной коммутируемых токов и напряжений, частотой переключений и рядом других характеристик.

На протяжении десятилетий в процессе «эволюции» транзисторов были значительно улучшены их характеристики. Следует отметить, что IGBT - транзисторы по структуре сильно отличаются от первых биполярных транзисторов, выпускаемых в 50-60 –х гг. XX века.

К основным отличительным свойствам современных транзисторов следует отнести:

- высокое коммутируемое напряжение (напряжение эмиттер-коллектор);
- высокий коммутируемый ток;
- высокая частота переключения (коммутации);
- высокий КПД.

По структуре транзисторы классифицируются на следующие виды, показанные на рисунке 2.5.

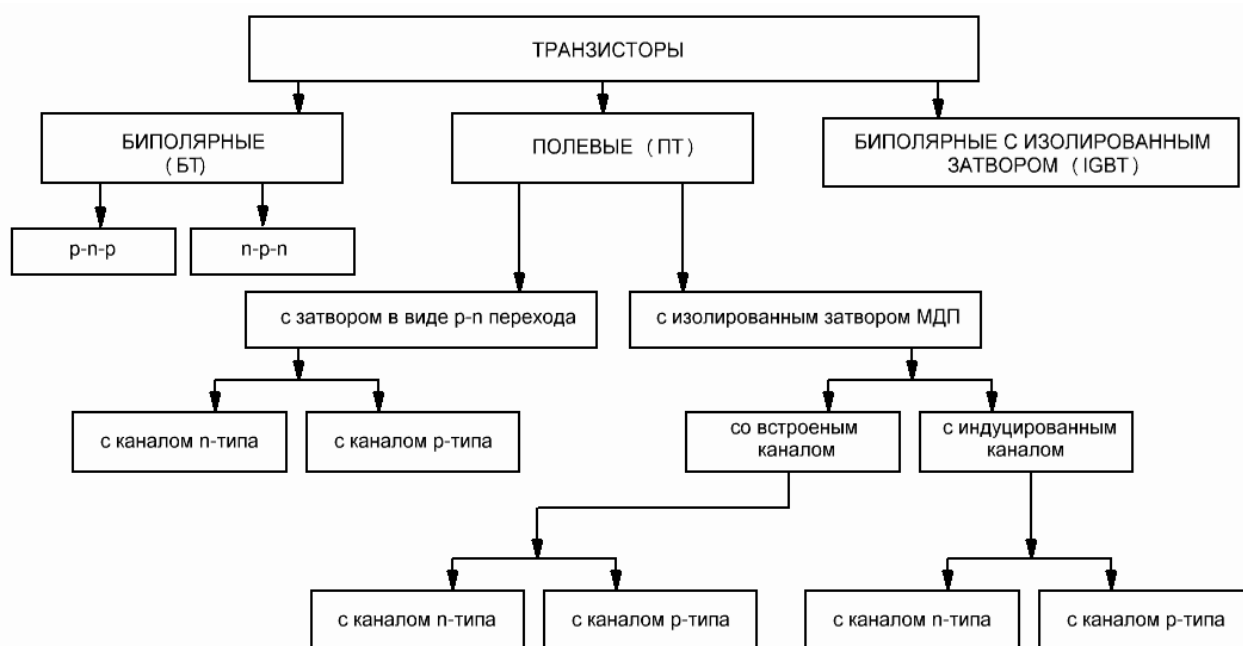


Рисунок 2.5 – Классификация транзисторов

Следует отметить, что к ОПН транспортного назначения предъявляются высокие требования по массогабаритным показателям. Для удовлетворения этого требования необходимо повышать рабочие частоты преобразования и при этом снижать потери мощности на силовых ключах. Для решения этой непростой задачи необходимо правильно выбрать транзисторный ключ, удовлетворяющий обозначенным выше требованиям. Опыты разработок показывают, что эффективность ПН в основном зависит от динамических потерь, появляющихся в процессе коммутации транзисторных ключей. Эти потери можно снизить, если использовать ключевые полупроводниковые элементы с низким временем переключения.

Анализируя характеристики транзисторов различного вида, с учетом всех требований, предъявляемых к современным преобразователям постоянного напряжения, можно сделать вывод о том, что в качестве силовых ключей наиболее подходящими могут быть полевые транзисторы типа MOSFET и биполярные транзисторы с изолированным затвором типа IGBT [65].

Полевые транзисторы имеют множество преимуществ по сравнению с биполярными, основными из которых являются:

- простота и низкая мощность управления;

- область безопасной работы полевых транзисторов шире по сравнению с биполярными, т.е. у них отсутствует вторичный пробой;
- полевые транзисторы могут работать в гораздо высоких частотах по сравнению с биполярными, сохраняя высокий КПД.

Несмотря на множество неоспоримых преимуществ полевых транзисторов по сравнению с биполярными, у них имеются и недостатки. К основным недостаткам полевых транзисторов относятся сложность изготовления без внутренних «паразитных» биполярных транзисторов и значительное увеличение сопротивления открытого транзистора при высоком напряжении «сток-исток». На рисунке 2.6 показаны приближенные области применения транзисторов различного типа [14,16]. Анализируя преимущества и недостатки полевых транзисторов [27,45], а также рекомендуемые области применения транзисторов в зависимости от коммутационного тока и напряжения можно сделать вывод, что для ОППН мощностью 138 кВт (таблица 2.3) рекомендуется использовать биполярные транзисторы с изолированным затвором БТИЗ (англ. Insulated-gate bipolar transistor, IGBT). Этот тип транзистора объединяет в себе преимущество двух типов – биполярных и полевых транзисторов.

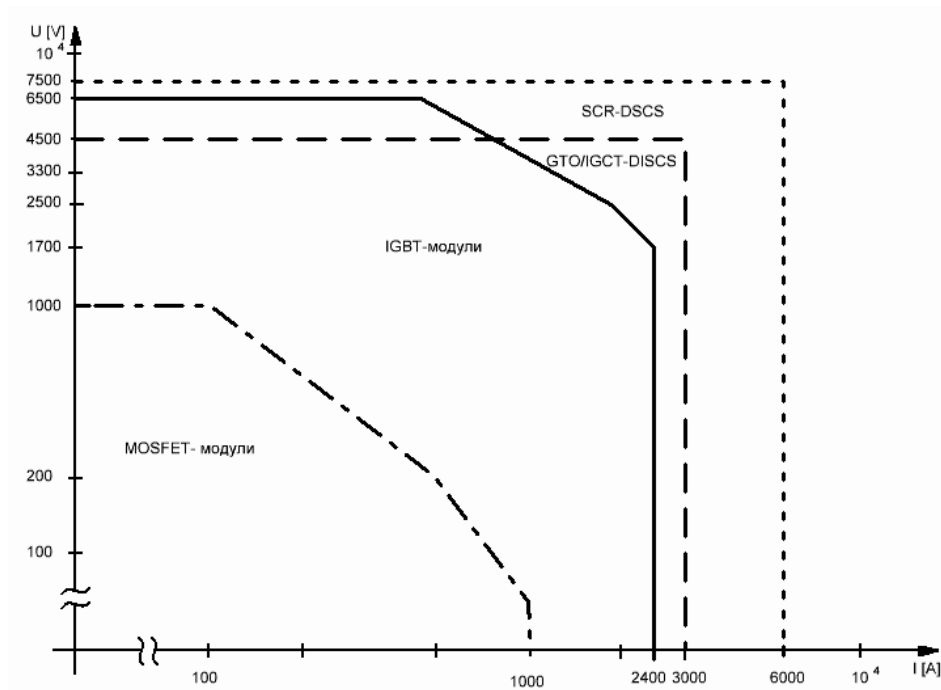


Рисунок 2.6 – Области применения транзисторов различного типа

Биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT имеют следующие преимущества по сравнению с полевым транзистором:

- низкая мощность управления;
- небольшие потери мощности в открытом состоянии;
- низкое значение остаточного напряжения во включенном состоянии;
- управление напряжением, как в полевом транзисторе.

К недостаткам IGBT – транзисторов можно отнести ухудшения его работы при использовании в низковольтных преобразователях небольшой мощности. Существующие IGBT – транзисторы, например, разрабатываемые компанией «International Rectifier», разделены на четыре основные группы по частоте коммутации:

- S (standard speed) – 1...3 кГц;
- F (fast speed) – 3...10 кГц;
- U (ultra speed) – 10...75 кГц;
- W (warp speed) – 75...150 кГц.

Разделение транзисторов на классы частот имеет большое практическое применение при разработке статических преобразователей. На рисунке 2.7 показаны сравнительные частотные характеристики IGBT – транзисторов различных классов частот на примере IRG4PC50 [65].

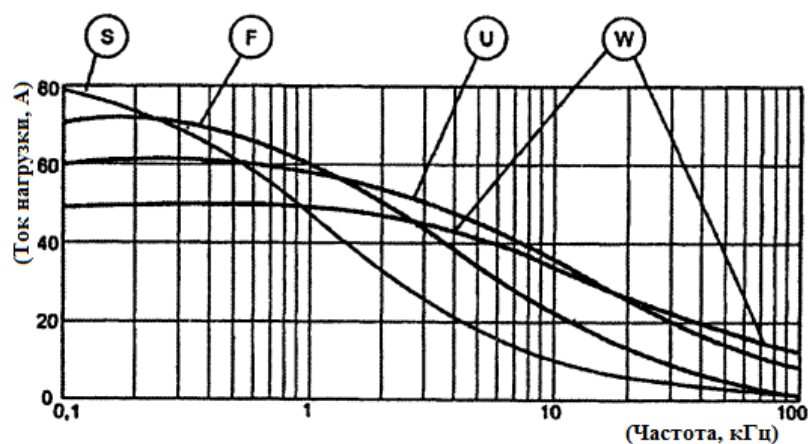


Рисунок 2.7 – Частотные характеристики IGBT – транзисторов типа IRG4PC50 различных классов частот

Из приведенных характеристик следует, что транзисторы определенного класса частот необходимо использовать в том диапазоне частот, для которого он предназначен [47,109]. Использование низкочастотных транзисторов в области высоких частот не рекомендуется, т.к. недопустимо увеличиваются динамические потери мощности, а также необходимо сильно снижать величину допустимого длительного тока (рисунок 2.7, кривая S).

Выбор типа ключевых транзисторов для преобразователя постоянного напряжения с трехканальной структурой напряжением более 600 В производится с использованием графиков областей использования транзисторов, приведенных на рисунке 2.6, с учетом входных и выходных характеристик преобразователя. Учитывая большую мощность ППН в составе СТЭО ЭТС с использованием высоковольтных элементов, дальнейшие расчетные формулы и рекомендации будут приведены для биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT).

Предварительный выбор IGBT – транзисторов осуществляется по величине постоянного тока коллектора I_C . Дальнейшее уточнение производится с использованием графиков зависимости величины допустимого постоянного тока коллектора от температуры корпуса, которые приводятся в справочных данных для конкретных типов транзисторов.

При этом необходимым условием по току коллектора является:

$$I_{C.max} \leq I_{C.ном}, \quad (2.34)$$

где $I_{C.max}$ – максимальное значение тока коллектора (максимальный ток одного канала преобразователя); $I_{C.ном}$ – номинальный ток коллектора транзистора при температуре корпуса $T_{C.кат}$, °С (из справочника).

Второй параметр, который необходимо учитывать при выборе транзисторов, – это допустимое рабочее напряжение «коллектор-эмиттер» U_{CES} . Значение допустимого рабочего напряжения необходимо выбрать с учетом обеспечения запаса по напряжению, во избежание выхода из строя транзистора при скачкообразном увеличении напряжения на высоких частотах переключения.

$$U_{ce.max} + \Delta U_q \leq U_{ce.ном}, \quad (2.35)$$

где $U_{CE.MAX}$ – максимальное значение напряжения «коллектор-эмиттер» без учета коммутационных перенапряжений; ΔU_q – максимально допустимое значение перенапряжения при коммутации; $U_{CE.HOM}$ – номинальное значение напряжения «коллектор-эмиттер» транзистора (из справочника).

После выбора транзисторов по техническим параметрам обязательным условием является оценка тепловых потерь, так как этот параметр характеризует КПД преобразователя.

Тепловые потери в IGBT – транзисторах состоят из статических потерь открытого состояния (P_C), динамических потерь, т.е. потерь при переключении ($P_{ПЕР}$), потерь, связанных с током утечки закрытого состояния транзистора ($P_{УТ}$) и потерь на управление транзистора ($P_{УПР}$). Часто потерями, связанными с утечкой в закрытом состоянии и потерями на управление, пренебрегают из-за малого их значения.

Статические потери мощности, которые появляются из-за наличия падения напряжения в открытом состоянии транзистора, определяются следующей формулой:

$$P_C = U_{ce(вкл)} I_C. \quad (2.36)$$

Для оценки потерь переключения используется метод, основанный на энергетических потерях переключения. Для расчета потерь переключения необходимо из справочных данных конкретного транзистора взять следующие параметры:

- энергию, затрачиваемую на включение E_{ON} (turn-on switching losses);
- энергию, затрачиваемую на отключение транзистора E_{OFF} (turn-off switching losses).

Используя эти параметры, необходимо рассчитать суммарную энергию потерь переключения E_{TS} (total switching losses):

$$E_{TS} = E_{ON} + E_{OFF}. \quad (2.37)$$

Имея суммарную энергию переключения, нетрудно рассчитать мощность потерь переключения:

$$P_{\text{ПЕР}} = E_{TS}f. \quad (2.38)$$

Стоит отметить, что разрабатываемый преобразователь транспортного назначения является достаточно мощным, и в процессе работы может выделяться большое количество тепловой энергии. По этой причине преобразователь необходимо обеспечить принудительной системой воздушного или жидкостного охлаждения для обеспечения оптимального температурного условия работы транзисторных ключей и соответственно ОППН.

2.6. Система управления ключевыми элементами преобразователя

Многоканальные преобразователи постоянного напряжения имеют значительные преимущества по сравнению с одноканальными. Как уже говорилось выше, увеличение числа параллельно работающих преобразователей является удобным способом наращивания выходной мощности, с одновременным снижением габаритных размеров фильтрующих элементов и ключевых транзисторов. Следует отметить, что с увеличением числа параллельно работающих преобразователей увеличивается сложность системы управления преобразователями, т.е. управление двунаправленным преобразователем постоянного напряжения посредством ШИМ – управления является весьма сложной задачей, а увеличение числа параллельно работающих преобразователей еще больше усложняет систему.

На рисунке 2.8 показана функциональная схема системы управления трехканального обратимого преобразователя постоянного напряжения, где реализована возможность преобразования энергии как в сторону повышения напряжения, т.е. преобразования и передачи энергии от аккумуляторной батареи к электродвигателю, так и в сторону понижения напряжения, т.е. обратного преобразования энергии рекуперации электрической машины.

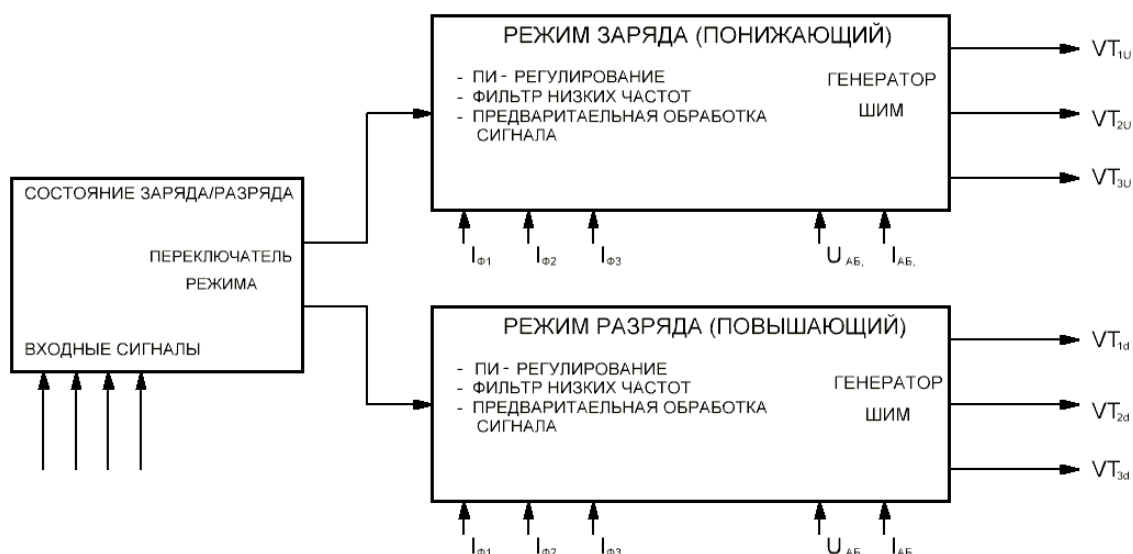


Рисунок 2.8 – Система управления двунаправленного ППН трехканального типа

На сегодняшний день разработчики электронных устройств и силовой электроники, такие как International Rectifier и др., разрабатывают и выпускают специальные микросхемы, называемые контроллерами, которые значительно упрощают управление такими сложными схемами [51,59,64,109].

Контроллеры – это специальные микросхемы, являющиеся ядром управления большинства современных электронных преобразовательных устройств силовой электроники, в том числе многоканального ППН, задача которых заключается в управлении силовыми ключевыми элементами с определенной периодичностью строго по заданному алгоритму.

Современные контроллеры имеют большое количество дополнительных функциональных возможностей, в том числе защиту от различных внештатных режимов работы преобразователя. В цифровых контроллерах сигналы управления вырабатываются с очень большой скоростью и точностью. Высокая точность генерируемых импульсов обеспечивает минимизацию несбалансированности токов между фазами [97,103]. Одним из преимуществ многоканального ППН является высокая надежность в обеспечении питания нагрузки, т.к. при выходе из строя одного из параллельно работающих преобразователей контроллер, не прекращая работы, отключает вышедший из строя канал без разрыва нагрузки с

источником. Это преимущество является весьма ценным в прикладном плане, т.к. к надежности электроснабжения силового тягового электропривода электрического транспортного средства предъявляются высокие требования по бесперебойной работе для обеспечения безопасной эксплуатации.

Среди множества разрабатываемых контроллеров можно выделить две основные тенденции развития: разработка специальных микросхем контроллеров и универсальные контроллеры.

Специальные контроллеры в основном используются в стандартных устройствах массового производства.

Универсальные контроллеры, имея в своей структуре множество узлов, позволяют разрабатывать множество вариантов преобразователей различного назначения. Универсальность таких контроллеров заключается в том, что для изменения назначения контроллера достаточно изменить программный код, т.к. контроллер работает с цифровыми сигналами и легко адаптируется под другие задачи.

Следует отметить, что вышеперечисленные контроллеры являются устройствами управления общего назначения, используемыми для большинства видов преобразовательных и других устройств электроники. Однако на практике встречаются преобразователи, работающие в достаточно сложных режимах. Это касается преобразователей, где входное или выходное напряжение изменяется по величине с течением времени. Например, ППН питающийся от АБ, напряжение которой в процессе работы снижается. В таких устройствах используются специальные программируемые контроллеры, которые имеют более широкие функциональные возможности и дают возможность использовать различные обратные связи в замкнутых системах.

На рисунке 2.9 показана классификация контроллеров управления [41].



Рисунок 2.9 – Классификация контроллеров управления

Реализация аналогового управления многоканального ОПИН затруднена по причине проблемы синхронизации нескольких каналов ШИМ управления. Учитывая данные трудности реализации управления преобразователем, в качестве устройства управления (УУ) предпочтительным является цифровой контроллер.

Преимущества цифрового метода управления:

- универсальность и гибкость системы управления;
- контроль всех рабочих процессов с наличием возможности обнаружения сбоев;
- высокая экономичность с точки зрения реализации системы управления;
- большая производительность и высокая эффективность системы управления;
- высокая точность и быстродействие системы управления.

На рисунке 2.10 представлена схема трехканального ОПИН с системой управления на базе программируемого контроллера (ПК).

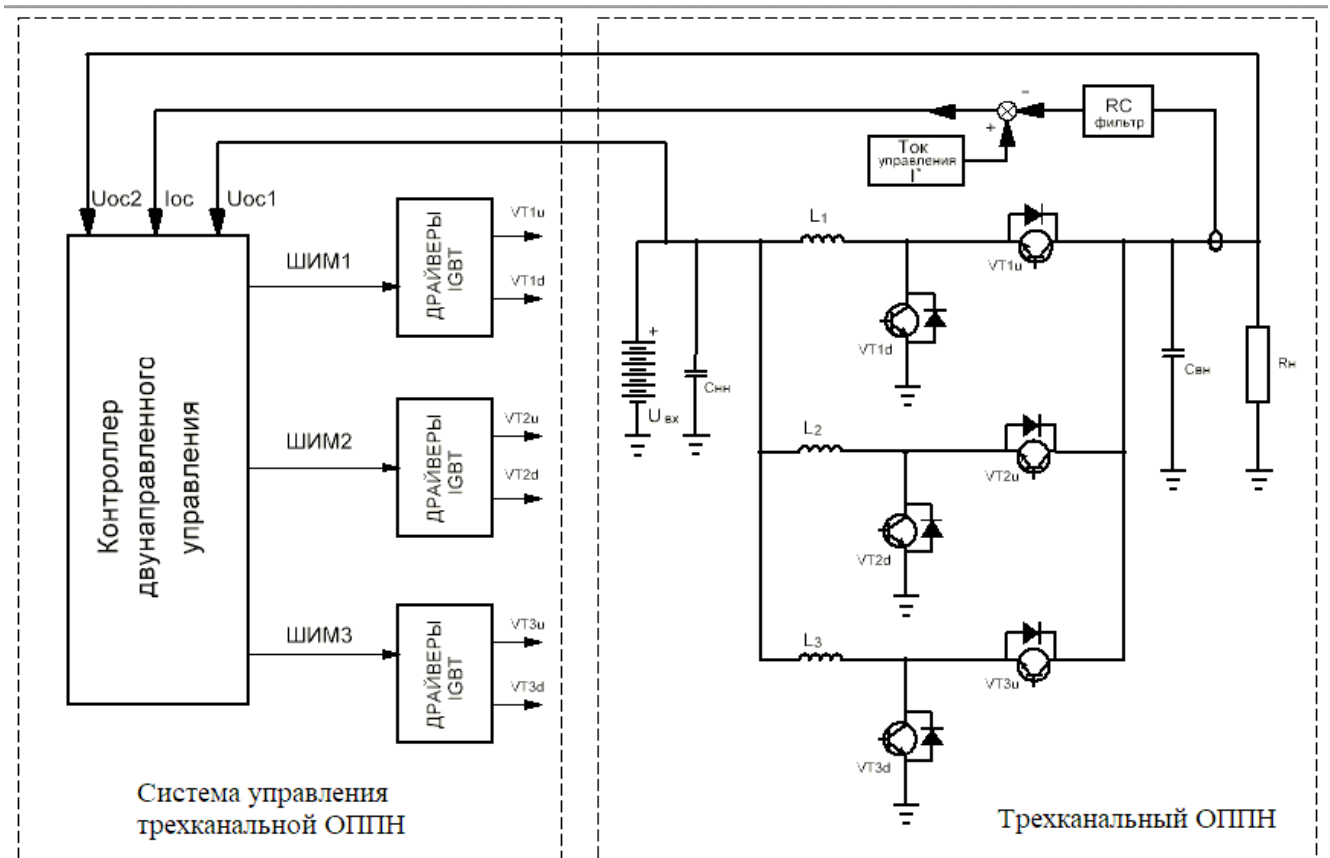


Рисунок 2.10 – Трехканальный ОПИН и системой управления на базе программируемого контроллера

В этой схеме можно выделить три основные части: программируемый контроллер, драйверы IGBT – транзисторов и силовая схема трехканального ОПИН. Драйверы IGBT – транзисторов в этой схеме являются промежуточным звеном между силовыми преобразователями и управляющим контроллером, задача которых заключается в формировании требуемого уровня управляющих сигналов (усилитель импульсов) для силовых ключевых транзисторов $VT_{1u} \dots VT_{3u}$ и $VT_{1d} \dots VT_{3d}$. Дополнительная задача драйверов IGBT заключается в защите силовых транзисторов при превышении допустимого значения протекающего тока путем прекращения подачи управляющих сигналов на открытие транзисторов.

2.7. Выводы по главе

Методики расчета, описанные в данной главе, дают общие представления о расчетных формулах для определения параметров и выбора силовых агрегатов

электрического транспортного средства, в том числе силового трехфазного инвертора, трехфазного тягового электродвигателя, а также трехканального преобразователя постоянного напряжения транспортного назначения.

Пользуясь предложенными методиками, были проведены расчеты по определению требуемых характеристик к силовым агрегатам ЭТС, в том числе расчет параметров основных компонентов ОППН для системы тягового электрооборудования электрического транспортного средства. Для тяговых расчетов в качестве базовых данных были использованы параметры стандартного электромобиля.

Установлено, что наиболее предпочтительным способом управления ОППН с трехканальной структурой является цифровой метод управления. Выбор в пользу цифрового метода управления обоснован универсальностью, гибкостью, высокой эффективностью и быстродействием, которые легко реализуются на программируемых контроллерах.

Проведенные работы дают возможность выбирать силовые агрегаты ЭТС для проведения дальнейших экспериментальных исследований с целью определения эффективности применения ОППН в системе тягового электрооборудования электромобиля. Следует отметить, что данные, рассчитанные по методикам, предложенным в данной главе, дают идеализированную оценку выбора параметров силовых узлов, особенно обратимого преобразователя постоянного напряжения. Для более точного определения параметров и корректировки характеристик компонентов преобразователя в дальнейшем будут проведены исследования с использованием методов математического моделирования.

ГЛАВА 3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЯГОВОЙ СИСТЕМЫ ЭТС

3.1. Математическая модель тяговой аккумуляторной батареи

Одним из основных узлов энергетической силовой установки ЭТС является накопитель электрической энергии (НЭ). В качестве НЭ могут быть использованы тяговые аккумуляторные батареи на основе химических источников тока (свинцово-кислотные, литий-ионные, натрий-никель-хлоридные и т.д.) и емкостные накопители на основе суперконденсаторов. Последние в основном нашли применение в гибридных автотранспортных средствах параллельно с химическими НЭ. Недостатком емкостных накопителей на основе суперконденсаторов является низкая плотность энергии по сравнению с химическими НЭ. В качестве достоинств емкостных НЭ можно отметить их большой жизненный цикл (цикл заряда/разряда) и возможность отдавать или принимать энергию в больших объемах за короткое время. Последнее эффективно используется в современных гибридных автомобилях (ГА), когда при разгоне требуется большое количество энергии, а при торможении необходимо выработанную энергию рекуперации накопить в источнике энергии. Для автомобилей с электрической тягой, работающих от автономного источника энергии, на данный момент в качестве накопителя перспективной считается литий-ионная аккумуляторная батарея. В таблице 1 приведены показатели разных видов аккумуляторных батарей.

Таблица 3.1 – Характеристики АБ различного типа

Показатели	ТИП АБ				
	Li-Pol	Li-ion	Ni-MH	Ni-Cd	Pb-Acid
Плотность энергии, Вт·ч/кг	200	110-230	60-80	40-60	20-35
Плотность мощности, Вт/кг	250-1000	360	220	140-180	25
КПД, о.е	0,7	0,7-0,85	0,5-0,8	0,6-0,9	0,7-0,8
Жизненный цикл, кол-во	1000-5000	1000	500	1500	300
Саморазряд, %/мес.	2-3	4-6	30	20	5
Время заряда, ч	2-3	2-3	2-4	1	8-16
Относительная стоимость	высокая	высокая	средняя	средняя	низкая

Анализируя сравнительные характеристики АБ, приведенные в данной таблице, можно сделать вывод, что несмотря на преимущества литий-ионных и литий-полимерных типов батарей (наличие большой плотности энергии, высокая эффективность, большой жизненный цикл и т.д.) в сравнении с другими, они не в полном объеме удовлетворяют требованиям, предъявляемым к АБ, используемые в современных электромобилях.

Требования к АБ, используемым в электромобилях:

- низкая стоимость;
- высокая плотность энергии (обеспечивающая больше 500 км пробега);
- удовлетворительные массогабаритные показатели;
- низкое время заряда.

Для проведения компьютерного моделирования системы силовых установок электрического транспортного средства необходимым является построение математической модели всей системы, в том числе АБ.

Математическое описание АБ – это выявление обобщенных уравнений, адекватно описывающих все физические и электрохимические процессы, полученные экспериментально или на основе фундаментальных теоретических знаний.

В настоящее время предложено множество способов описания математической модели АБ [31,32,67]:

- экспериментальные;
- электрохимические;
- электрические.

К экспериментальным можно отнести эмпирические формулы, полученные в результате проведения множества экспериментальных исследований физических процессов, происходящих в АБ при работе в различных режимах.

Электрохимический способ не очень хорошо подходит для описания и построения модели АБ, поэтому в данной работе не будет рассмотрен, а будет использован только электрический способ.

Уравнения для определения емкости свинцово-кислотных аккумуляторов, а также других типов АБ, предложенных Пейкертом и Агуфом, имеют вид:

Уравнение Пейкерта:

$$C = \frac{A}{i^n}, \quad (3.1)$$

Обобщённое уравнение Пейкерта:

$$C = \frac{A}{1+B \cdot i^n}. \quad (3.2)$$

Уравнение Агуфа:

$$C = a_0 + \frac{a_1}{i} + \frac{a_2}{i^2} + \frac{a_3}{i^3} + \dots. \quad (3.3)$$

Однако было доказано [67], что уравнения Пейкерта и Агуфа при малых токах разряда не могут быть использованы, а обобщенное уравнение Пейкерта может быть использовано для оценки емкости на всем интервале токов разряда при выполнении условия $n \geq 1$. Для описания математической модели зарядно-разрядных характеристик в основном используют уравнения, предложенные Шефердом, Зиммерманом и Петерсоном.

Базовая эквивалентная электрическая схема замещения аккумуляторной батареи представлена на рисунке 3.1.

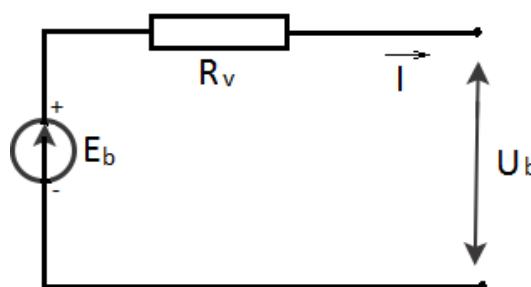


Рисунок 3.1 – Базовая эквивалентная электрическая схема АБ: E_b – ЭДС источника без учета внутреннего сопротивления; U_b – напряжение источника с учетом внутреннего сопротивления батареи; R_v – внутреннее сопротивление батареи.

Для построения эквивалентной схемы и получения уравнений были сделаны следующие допущения:

- внутреннее сопротивление АБ считается постоянным;

- емкость батареи считается неизменной при изменении тока;
- не учитывается влияние температуры;
- саморазряд батареи отсутствует;
- считается, что батарея не имеет эффекта памяти.

Уравнение для определения напряжения U_b для литий-ионных АБ, которые наиболее часто используются в тяговых электроприводах в режиме заряда, имеет вид:

$$U_b = E_0 - I_z R - K \frac{C}{I_z t + 0,1C} \cdot I_z^* - K \frac{C}{C - I_z t} \cdot I_z t + A \cdot e^{-B I_z t}. \quad (3.4)$$

Для режима разряда:

$$U_b = E_0 - I_r R - K \frac{C}{C - I_r t} \cdot (I_r t + I_r) + A \cdot e^{-B I_r t}, \quad (3.5)$$

где E_0 – начальное постоянное напряжение, В; K – постоянная (коэффициент) поляризации, В/(А·ч); C – емкость батареи, А·ч; R – внутреннее сопротивление батареи, Ом; I_z, I_r – ток заряда и разряда, А; I_z^*, I_r^* – сглаженный от пульсации ток заряда и разряда, А; A – амплитуда экспоненциальной части напряжения батареи, В; B – коэффициент инверсии, А·ч⁻¹.

Вышеприведенные уравнения (3.1-3.5) дают возможность построения модели АБ для исследования режимов её работы с применением компьютерного моделирования в среде Matlab/Simulink или других аналогичных программных пакетов для исследования динамических систем.

Кроме того, эти уравнения используются для оценки выходного напряжения и состояния заряда АБ, для отображения и мониторинга этих параметров в панельных приборах электромобиля.

3.2. Математическая модель синхронного электродвигателя с постоянными магнитами

Развитие технологии разработки новых видов магнитных материалов привело к увеличению эффективности и снижению себестоимости постоянных магнитов и, как следствие, к увеличению производства синхронных двигателей с

постоянными магнитами (СДПМ, англ. PMSM – Permanent Magnet Synchronous Motor).

Существенную роль в развитии СДПМ также играет динамично развивающаяся цифровая вычислительная техника, значительно упрощающая систему управления этих двигателей.

Учитывая конструктивную особенность СДПМ, они имеют ряд преимуществ по сравнению с асинхронными двигателями (АД) или синхронными двигателями с обмоткой возбуждения (СДОВ) общепромышленного исполнения.

К основным преимуществам СДПМ относятся оптимальные массогабаритные показатели по сравнению с АД, высокая точность и плавность регулирования (при использовании векторного способа управления) и высокий коэффициент полезного действия. К недостаткам можно отнести более высокую стоимость двигателя и вычислительную сложность системы управления.

СДПМ обладают всеми преимуществами двигателей постоянного тока (ДПТ) и АД (плавность регулирования и надежная конструкция) и в них отсутствуют недостатки этих типов двигателей, т.е. отсутствует щёточно–контактный узел в роторе, и частота вращения ротора неизменна при изменении нагрузки. Двигатель с такой конструкцией имеет преимущество при использовании в регулируемых приводах, где главными требованиями являются высокие тягово–энергетические характеристики и массогабаритные показатели, например, в приводах электрических и гибридных транспортных средств.

Применение цифровых систем управления скоростью СДПМ [2,3,13] дает возможность значительно облегчить регулирование скоростью вращения и увеличить быстродействие электродвигателя. Такая система управления является оптимальной при частом изменении скорости, т.к. электропривод электрических транспортных средств работает преимущественно в переходных режимах (частое ускорение и торможение).

Конструктивно статор СДПМ не отличается от статора АД. Отличается конструкция ротора, на котором расположены постоянные магниты, создающие

магнитный поток на роторе. В результате взаимодействия магнитного потока, создаваемого постоянными магнитами ротора, и вращающегося с синхронной скоростью магнитного поля статора возникает крутящий момент, вращающий ротор вслед за магнитным полем статора. Физическая модель СДПМ показана на рисунке 3.2.

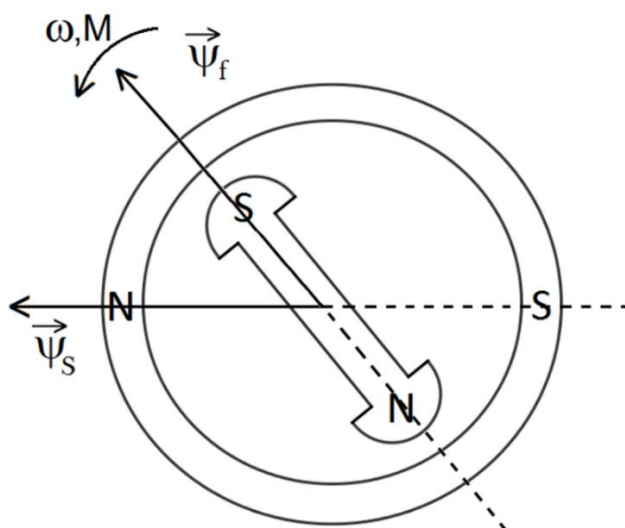


Рисунок 3.2 – Физическая модель СДПМ

Для понимания физических процессов, происходящих в переходных процессах, а также для определения уравнений, описывающих работу СДПМ, необходимых для построения математической модели, примем ряд допущений, упрощающих эту задачу [36,54,56]:

- отсутствует насыщение магнитной цепи;
- полная симметрия обмоток статора;
- индуктивность рассеяния обмоток не зависит от положения ротора;
- отсутствует эффект вытеснения тока;
- отсутствуют потери в стали.

Кроме этих допущений, учитывая большую коэрцитивную силу современных магнитных материалов (Nd – F – В, Sm – Co), индукцию магнитного поля, создаваемого постоянными магнитами ротора, будем считать постоянной.

Для упрощения составления уравнений, описывающих динамические режимы работы СДПМ, удобно воспользоваться моделью обобщенной двухфазной

машины [49,85,99]. Этот метод позволяет переходить от сложных уравнений реального трехфазного двигателя к векторному описанию переменных этого двигателя.

Преобразование переменных двигателя Z_{ABC} (токи, напряжения, потокосцепления) из естественной трехфазной системы (А, В, С) в подвижную (вращающуюся) систему координат производится в два этапа, используя уравнения преобразования Кларка (Clarke transformation) и Парка (Park Transformation).

Первый этап представляет собой переход переменных из естественной системы координат (А, В, С) в неподвижную систему координат (α , β), связанную с обмоткой статора.

Прямое преобразование Кларка:

$$Z_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} Z_{\alpha} \\ Z_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_A \\ Z_B \\ Z_C \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

где Z_{ABC} – векторы напряжений, токов и потокосцеплений.

Обратное преобразование Кларка:

$$Z_{ABC} = \begin{bmatrix} Z_A \\ Z_B \\ Z_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{\alpha} \\ Z_{\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

На втором этапе последует преобразование неподвижной системы координат (α , β) во вращающуюся систему координат (d, q) с использованием следующих уравнений.

Прямое преобразование Парка:

$$Z_{dq} = \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{\alpha} \\ Z_{\beta} \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

где $\theta = \omega t$ – значение угла поворота вращающейся системы координат с частотой ω .

Обратное преобразование Парка:

$$Z_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} z_{\alpha} \\ z_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Пользуясь уравнением преобразования Кларка, представим мгновенные значения симметричных трехфазных переменных в векторной форме в неподвижной системе координат (α, β) .

С учетом (3.6) составляющие вектора тока определяются как:

$$\begin{cases} i_\alpha = \frac{2}{3}i_A - \frac{1}{3}(i_B + i_C) \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_B - i_C). \end{cases} \quad (3.10)$$

С учетом (3.10) уравнения, описывающие СДПМ в неподвижной системе координат (α, β) , примут следующий вид:

$$\begin{cases} U_\alpha = R_S i_\alpha + L_S \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_\Omega \psi_\beta \\ U_\beta = R_S i_\beta + L_S \frac{di_\beta}{dt} + \omega_\Omega \psi_\alpha \\ \psi_\alpha = L_S i_\alpha + \psi_f \cos \theta \\ \psi_\beta = L_S i_\beta + \psi_f \sin \theta \\ M_\Omega = \frac{3}{2} Z_p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_\Omega - M_C). \end{cases} \quad (3.11)$$

Здесь: $U_\alpha, U_\beta, i_\alpha, i_\beta, \psi_\alpha, \psi_\beta$ – составляющие векторов напряжений, токов и потокосцеплений по осям α и β ; R_S, L_S – сопротивление и индуктивность обмотки статора; J – момент инерции ротора; ω_Ω – электрическая частота вращения; M_Ω, M_C – электромагнитный момент двигателя и статический момент нагрузки.

Представим систему уравнений (3.11), описывающих СДПМ в неподвижной системе координат, во вращающейся системе координат (d, q) , используя уравнения преобразования Парка.

При этом токи статора в системе координат (d, q) примут вид:

$$\begin{cases} I_{sd} = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ I_{sq} = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta. \end{cases} \quad (3.12)$$

В этом случае, уравнения, описывающие СДПМ в синхронной системе координат (d, q) , примут вид 3.13 [13]:

$$\begin{cases} U_d = R_S I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \psi_{sq} \omega_{\varepsilon}; \\ U_q = R_S I_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \psi_{sd} \omega_{\varepsilon}; \\ \psi_{sd} = L_{sd} I_{sd} + \psi_f; \\ \psi_{sq} = L_{sq} I_{sq}; \\ M_{\varepsilon} = \frac{3}{2} Z_p (\psi_{sd} I_{sq} - \psi_{sq} I_{sd}); \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = \left(M_{\varepsilon} - M_C - \beta \frac{\omega_{\varepsilon}}{Z_p} \right). \end{cases} \quad (3.13)$$

Здесь: U_d, U_q, I_{sd}, I_{sq} – составляющие векторов напряжения и токов в осях d и q ; β – коэффициент вязкого трения; ψ_d, ψ_q – потокосцепления статора по осям d и q ; ψ_f – потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами ротора; L_d, L_q – индуктивности обмоток статора по осям (d, q). Для более удобного решения задачи синтеза системы управления (СУ) на базе регулируемого СДПМ с векторной СУ, уравнения (3.13) запишем относительно тока статора (I_d, I_q):

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_d} (U_d - R_S I_{sd} + \omega_{\varepsilon} L_q I_{sq}); \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_q} (U_q - R_S I_{sq} - \omega_{\varepsilon} L_d I_{sd} - \omega_{\varepsilon} \psi_f); \\ M_{\varepsilon} = \frac{3}{2} Z_p [\psi_f I_{sq} + (L_d - L_q) I_d I_q]; \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = (M_{\varepsilon} - M_C - \beta \omega_r). \end{cases} \quad (3.14)$$

На рисунке 3.3 представлена структурная схема неявнополюсного СДПМ в осях (d, q). В этом случае индуктивность обмотки статора одинаковая, как по продольной, так и по поперечной оси $L_S=L_d=L_q$.

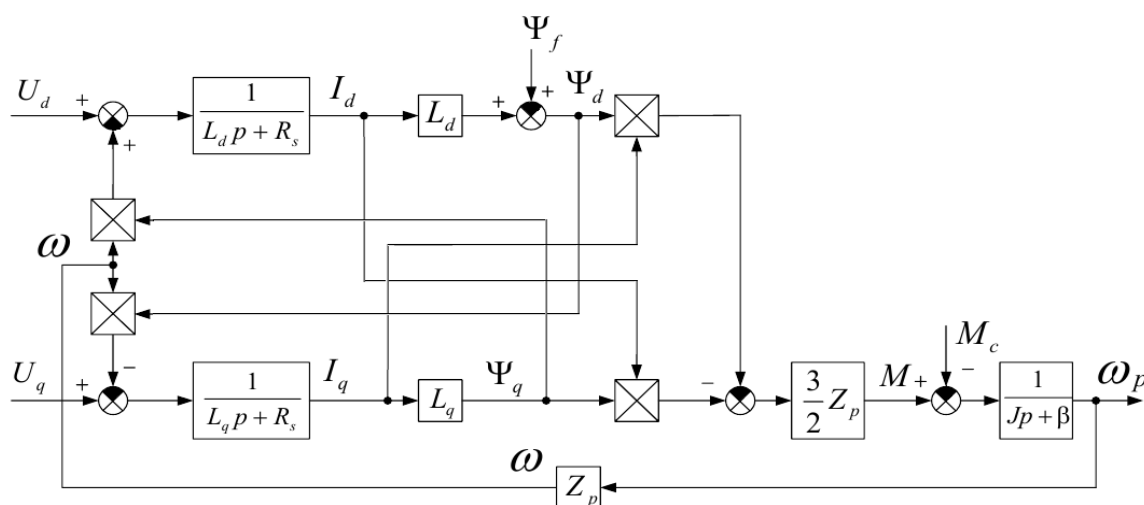


Рисунок 3.3 – Структурная схема СДПМ в осях (d, q)

Следует отметить, что структурная схема и математическое описание СДПМ значительно проще по сравнению с АД или СДОВ, благодаря меньшему количеству перекрестных связей и постоянству магнитного потока, создаваемого ротором. Другой причиной, упрощающей математическую модель СДПМ, является отсутствие обмотки на роторе, что делает его схожим с двигателем постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ с НВ).

Структурная схема, представленная на рисунке 3.3, дает возможность построения имитационной модели СДПМ в среде Matlab/Simulink для моделирования и исследования динамических процессов синхронного двигателя в составе СТЭО ЭТС.

3.3. Математическая модель системы векторного управления трехфазного инвертора и синхронного двигателя с постоянными магнитами

3.3.1. Принцип векторного управления

Векторное управление является методом управления электродвигателями переменного тока (асинхронного и синхронного с постоянными магнитами), который формирует не только гармонические токи и напряжения фаз, но и обеспечивает управление магнитного потока электродвигателя. Данный метод управления электродвигателем переменного тока обеспечивает независимое и практически безынерционное регулирование скорости вращения ротора, а также крутящего момента на валу двигателя.

Основной принцип векторного управления заключается в регулировании не только величины напряжения и его частоты (наподобие скалярного), но и фазы [13].

В результате теоретических и практических исследований в этой области на сегодняшний день разработаны высокоэффективные электроприводы с векторным регулированием, с высокой точностью регулирования, базовые принципы которых были разработаны еще в 70-х годах XX века. Основная причина развития принципа

векторного управления заключается в том, что при скалярном методе управления не обеспечивается быстрая реакция на резкое изменение нагрузки, т.е. скалярное управление преимущественно используется в электроприводах, где нагрузка не меняется скачкообразно.

При векторном принципе управления электроприводов устраняются практически все недостатки скалярного метода управления. Преимуществом векторного управления по сравнению со скалярным является:

- большой диапазон регулирования;
- быстрая реакция на изменение нагрузки (хорошая динамика);
- плавный пуск электродвигателя;
- высокая точность регулирования скорости во всем диапазоне;
- высокая эффективность.

К основным недостаткам векторного способа управления скоростью двигателя можно отнести большую вычислительную сложность по сравнению с другими способами [15].

3.3.2. Структурная схема системы регулирования трехфазного инвертора и синхронного двигателя с постоянными магнитами

Особенностью системы векторного регулирования является то, что синхронный двигатель с постоянными магнитами, в отличие от общепромышленных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором или синхронных двигателей с обмоткой возбуждения, питаются в основном от полупроводниковых преобразователей (трехфазных инверторов), в связи с чем их часто называют «вентильными».

Функциональная схема системы векторного регулирования СДПМ показана на рисунке 3.4.

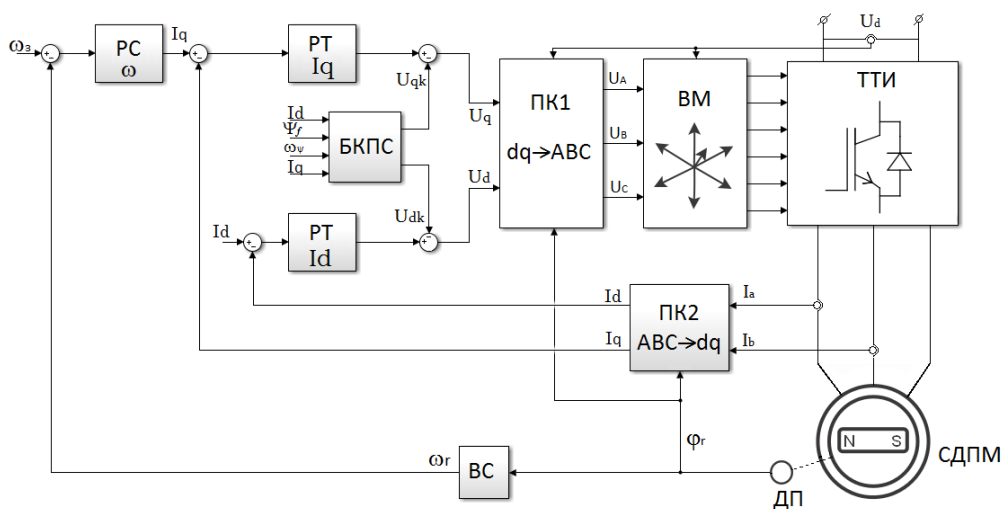


Рисунок 3.4 – Функциональная схема системы векторного управления СДПМ: ТТИ – трехфазный тяговый инвертор; СДПМ – синхронный двигатель с постоянными магнитами; регулятор тока q – составляющей (РТ(Iq)) – это П - или ПИ - регулятор, вырабатывающий сигнал задания напряжения из сигнала ошибки тока по оси q; регулятор тока d – составляющей (РТ(Id)) – это П - или ПИ - регулятор, вырабатывающий сигнал задания напряжения из сигнала ошибки тока по оси d; регулятор скорости (РС(ω)) – это ПИ - или ПИД - регулятор, вырабатывающий сигнал задания момента из сигнала ошибки по скорости; датчик положения (ДП) – это устройство с помощью которого определяются положение ротора.

Существует несколько видов датчиков положения ротора, основными из которых являются датчики на основе элемента Холла, которые устанавливаются на двигатели (в трехфазных двигателях их обычно три) и выдают импульсы при вращении ротора. Этот метод позволяет получить информацию о положении ротора с более низкой точностью по сравнению с другими методами.

Другим видом датчика положения ротора является абсолютный датчик положения с цифровым интерфейсом, который позволяет получить информацию о положении ротора с высокой точностью, и у него отсутствуют недостатки, которые имеют датчики на основе элементов Холла. Однако этот способ является более дорогостоящим и используется в высокоточных электроприводах. Третьим способом определения положения ротора является использование синусного

датчика (вращающегося трансформатора). Этот датчик дает достаточно точную информацию о положении ротора.

Вычислитель скорости (ВС), используя выходной сигнал датчика положения (если используется один из вышеперечисленных датчиков), вырабатывает (вычисляет) сигнал, по которому можно определить частоту вращения ротора. Сигнал обратной связи по скорости ω_r используется для сравнения с сигналом задания ω_z , и, далее, при появлении сигнала ошибки регулятор скорости вырабатывает сигнал задания момента, пропорциональный величине этой ошибки. Если система регулирования является бездатчиковой, то узел ВС оценивает реальную скорость косвенным методом, используя модель двигателя. Задачей блока компенсации перекрестных связей (БКПС) заключается в формировании сигналов, компенсирующих влияние перекрестных связей, возникающих в контуре регулирования вектора тока статора, согласно выражению:

$$\begin{cases} U_{kd} = -\frac{1}{k_{пч}} L_{sq} \omega I_{sq} \\ U_{kq} = \frac{1}{k_{пч}} \omega (L_{sd} I_{sd} + \psi_f) \end{cases}, \quad (3.15)$$

где $k_{пч}$ – коэффициент передачи преобразователя частоты по амплитуде напряжения. Задача преобразователя координат ПК1 ($dq \rightarrow ABC$) заключается в преобразовании напряжения, заданного в ортогональной системе координат (d, q), в естественную систему координат (A, B, C).

Преобразование осуществляется согласно выражению:

$$\begin{cases} U_A = U_d \cos \varphi_r - U_q \sin \varphi_r; \\ U_B = U_d \cos(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}) - U_q \sin(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}) \\ U_C = -(U_A + U_B). \end{cases} \quad (3.16)$$

Задачей векторного модулятора (ВМ) является преобразование выходного напряжения ПК1 в импульсы управления ключами ТТИ на основе метода векторного формирования ШИМ [13].

Преобразователь координат ПК2 (ABC → d, q) осуществляет преобразование вектора тока статора из естественной трехфазной системы координат (A, B, C) в ортогональную синхронную систему координат (d, q), используя следующие уравнения:

$$\begin{cases} I_d = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_A \sin\left(\varphi_r + \frac{\pi}{3}\right) + I_B \sin(\varphi_r) \right]; \\ I_q = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_A \cos\left(\varphi_r + \frac{\pi}{3}\right) + I_B \cos(\varphi_r) \right], \end{cases} \quad (3.17)$$

где φ_r – электрическое угловое положение ротора, получаемое с датчика положения.

Преобразователи координат ПК1 и ПК2 при преобразовании векторов напряжений и токов используют известные уравнения Кларка (3.6, 3.7) и Парка (3.8, 3.9).

3.3.3. Векторная широтно-импульсная модуляция

При векторной широтно-импульсной модуляции (ВШИМ) вектор напряжения реализуется с помощью базовых векторов в трехфазной системе координат. Базовые векторы характеризуются определенным состоянием ключей на инверторе, которые показаны на рис. 3.5.

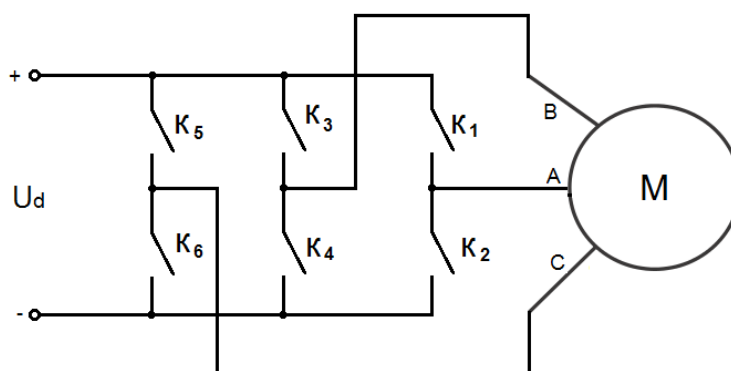


Рисунок 3.5 – Схема замещения трехфазного инвертора

При регулировании методом векторной ШИМ создается период модуляции сигнала, когда выводы обмоток статора, по определенной очередности (алгоритму), подключается к отрицательному и положительному потенциалу входного напряжения постоянного тока U_d . Под алгоритмом формирования

выходного вектора напряжения подразумевается последовательность включения образующих векторов, в результате которой на выходе инвертора образуется заданное значение вектора напряжения.

Поскольку частота переключения ключей инвертора очень высокая, и при работе этих ключей генерируются гармонические помехи, искажающие выходное напряжение от синусоидального, то задачу сглаживающего фильтра могут выполнять обмотки статора двигателя, обладающие индуктивным сопротивлением. В таблице 3.2 приведен порядок включения (состояние) ключей тягового инвертора (ТИ) и соответствующие базовые векторы. Всего имеется $2^3=8$ возможных состояний ключей инвертора. Переключение методом векторного ШИМ происходит при большой частоте и при достаточно сложном режиме работы и ориентирован на микропроцессорную реализацию. В качестве микропроцессорной системы управления применяются контроллеры.

Таблица 3.2 – Состояние ключей ТИ и соответствующие им двоичные коды

Обозначение базового вектора с соответствующим двоичным кодом		Состояние ключей инвертора					
		Фаза А		Фаза В		Фаза С	
		К1	К2	К3	К4	К5	К6
Обозначение	Двоичный код						
V1	100	1	0	0	1	0	1
V2	110	1	0	1	0	0	1
V3	010	0	1	1	0	0	1
V4	011	0	1	1	0	1	0
V5	001	0	1	0	1	1	0
V6	101	1	0	0	1	1	0
V7	000	1	0	1	0	1	0
V8	111	0	1	0	1	0	1

Векторы выходных напряжений инвертора и схемы состояний ключей, соответствующие всем возможным вариантам, представлены на рисунках 3.6 и 3.7.

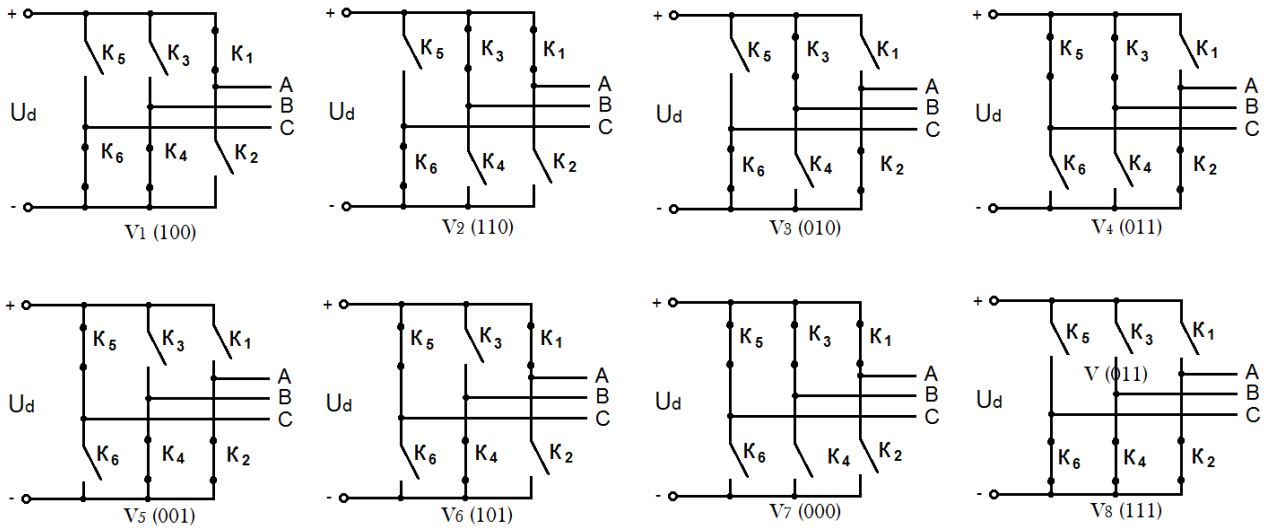


Рисунок 3.6 – Состояние ключей инвертора на схеме

Как видно из рисунка 3.7, каждое из восьми возможных состояний ключей имеет свой трехразрядный двоичный код.

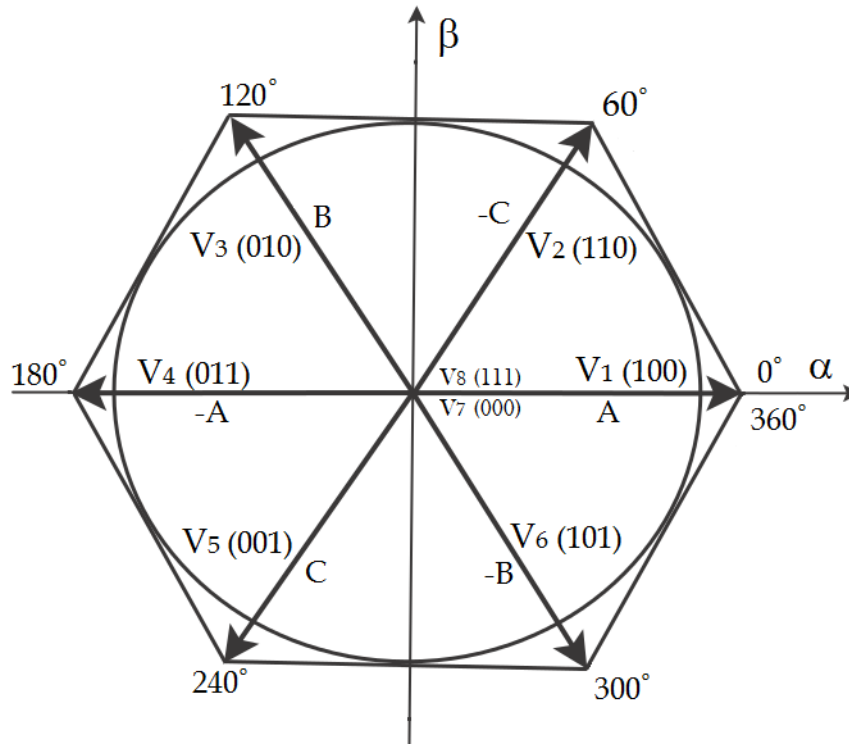


Рисунок 3.7 – Активные (ненулевые) базовые векторы в неподвижной системе координат (α, β)

Таким образом, базовый вектор напряжения формируется за счет перехода от одного состояния ключей в другое. Из восьми возможных вариантов состояния

ключей шесть является активным, т.е. ненулевым. Они образуют граничные векторы (V_1, \dots, V_6), и два нулевых образуют нулевые векторы (V_7, V_8), соответствующие подключенному состоянию всех фаз обмоток двигателя либо к положительному, либо к отрицательному полюсу входного напряжения постоянного тока U_d .

Так как обмотки двигателя имеют одинаковое сопротивление, все активные векторы имеют одинаковую амплитуду:

$$V_{1\dots 6} = \frac{2}{3} U_d. \quad (3.18)$$

Вектор напряжения статора реализуется с использованием базовых векторов. Как видно из таблицы 3.2 и на рисунке 3.7, сектор от 0° до 60° соответствует базовым векторам V_1, V_2, V_7, V_8 , а сектор от 60° до 120° – векторам V_2, V_3, V_7, V_8 и т.д. В других секторах – аналогичным образом.

На рисунке 3.8 представлена реализация заданного вектора напряжения \vec{U}_s , которая может быть образована в любом секторе, показанный на рисунке 3.7.

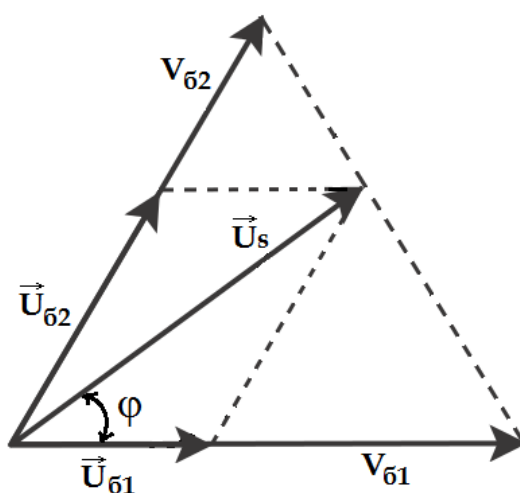


Рисунок 3.8 – Реализация заданного вектора напряжения \vec{U}_s

Так, максимальное значение вектора \vec{U}_s достигается на границах сектора и равно: $2/3 U_d$:

$$\frac{2}{3} U_d \cos(30^\circ) = \frac{U_d}{\sqrt{3}}. \quad (3.19)$$

Как видно из (3.19), минимальное значение достигается в середине сектора при угловом положении, равным $\varphi=30^\circ$:

Из рисунка 3.8 следует, что значение формируемого вектора \vec{U}_s является функцией от углового положения φ .

3.4. Математическая модель трехканального преобразователя постоянного напряжения

В отличие от одноканального преобразователя, у которого имеется два состояния схемы, во всем периоде коммутации, многоканальные ППН могут иметь несколько состояний. Количество состояний схемы МППН зависит от количества каналов и режима подачи импульсов (алгоритма управления ключами) в параллельно работающих преобразователях. Так как схема ППН имеет трехканальную структуру, и чередование подачи импульсов на транзисторные ключи каждого параллельно работающего преобразователя осуществляется с задержкой на 120° , то для описания математической модели анализируем состояния схемы преобразователя на трех этапах его работы (таблица 3.3). На рисунке 3.9 показана схема ППН в режиме повышения и вместо транзисторов условно изображены ключи K1d-K3d, а в верхних плечах показаны только обратные диоды D1u-D3u, т.к. в режиме повышения транзисторы верхнего плеча не работают.

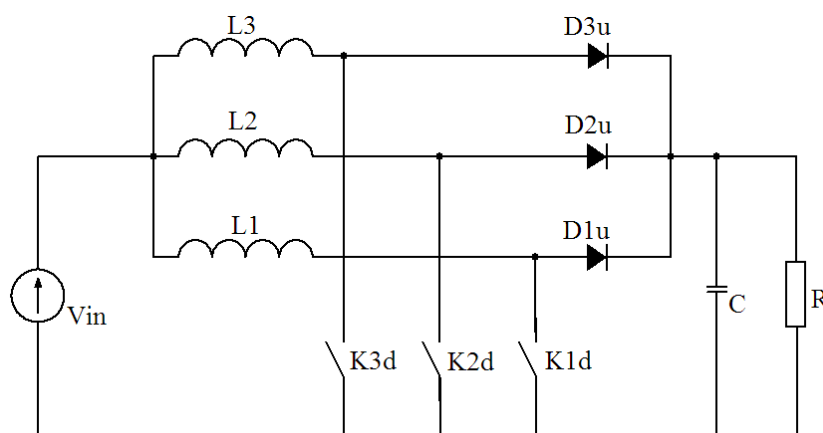


Рисунок 3.9 – Трехканальный ППН в режиме повышения

На рисунке 3.10 показано чередование импульсов управления транзисторами трехканального преобразователя постоянного напряжения.

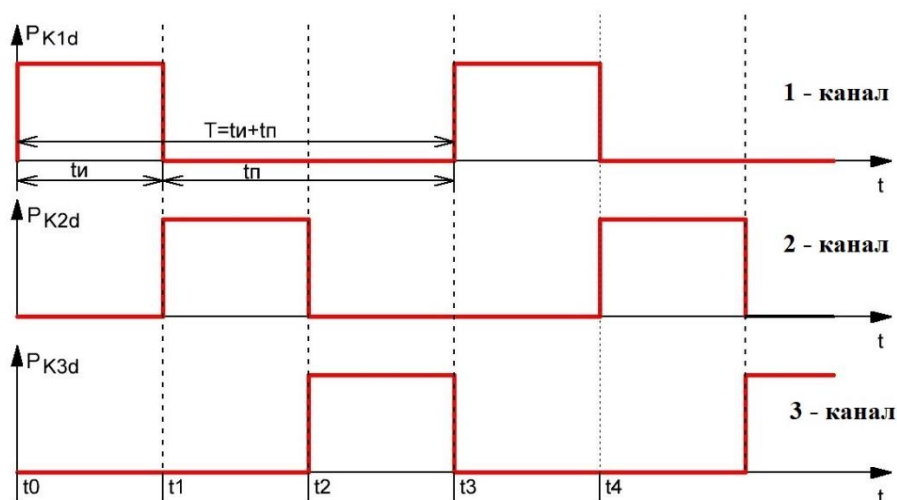


Рисунок 3.10 – Импульсы управления ППН

Как видно из рисунка 3.10 импульсы второго и третьего канала преобразователей отстают на треть периода.

Таблица 3.3 Состояние ключей на каждом этапе работы

Этапы	K1d	K2d	K3d	D1u	D2u	D3u
I	1	0	0	0	0	0
II	0	1	0	1	0	0
III	0	0	1	1	1	0

Примечание. 1 – открыт, 0 – закрыт.

Для описания математической модели разделим работу преобразователя на три этапа:

Этап I, продолжительность от $t_0 - t_1$, ключ K_{1d} открыт

На рисунке 3.11 показано как на данном этапе времени входное напряжение источника V_{in} приложено только к индуктивности L_1 и происходит накопление энергии в виде магнитного поля.

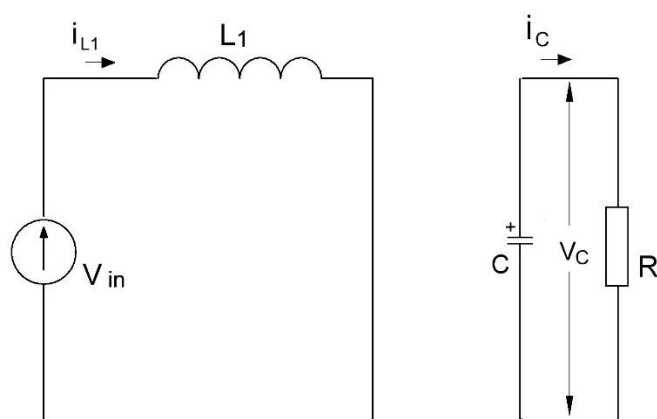


Рисунок 3.11 – Состояние схемы ППН в интервале $t_0 - t_1$

В данном интервале, в базисе переменных состояний, состояние схемы описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{1}{L1} V_{in}, \\ \frac{dV_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} V_C. \end{cases} \quad t \in [t_0, t_1], \quad (3.20)$$

где $i_{L1}(t)$ – ток индуктивности L_1 ; $V_C(t)$ – напряжение емкости; $V_{in}(t)$ – входное напряжение.

Этап II, продолжительность от $t_1 - t_2$, ключ K_{2d} и диод D_{1u} открыты

На рисунке 3.12 показано как катушка L_2 подключена к источнику V_{in} и происходит накопление энергии. Так как транзистор K_{1d} закрыт, а диод D_{1u} под действием суммарного напряжения источника и ЭДС самоиндукции катушки L_1 открывается, одновременно происходит отдача энергии в нагрузку и заряжается конденсатор C .

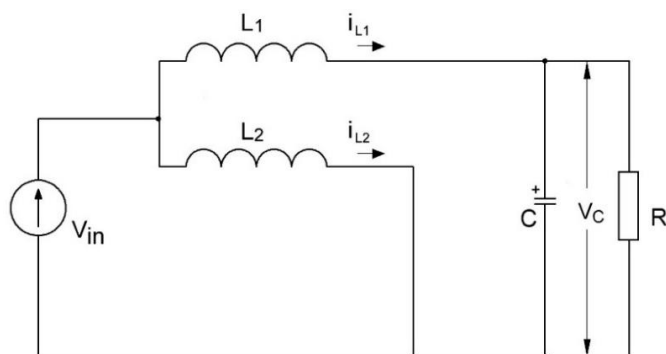


Рисунок 3.12 – Состояние схемы ППН в интервале $t_1 - t_2$

На данном этапе состояние схемы описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{1}{L1}V_C(t) + \frac{1}{L1}V_{in}(t), \\ \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{1}{L2}V_{in}, \\ \frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_{L1}(t) - \frac{1}{RC}V_C(t), \end{cases} \quad t \in [t_1, t_2]. \quad (3.21)$$

Этап III, продолжительность от $t_2 - t_3$, ключ K_{3d} и диоды D_{1u} , D_{2u} открыты

На рисунке 3.13 видно, как катушка L_3 подключена к источнику V_{in} и происходит накопление энергии. Под действием суммарного напряжения источника и ЭДС самоиндукции катушки L_2 диод D_{2u} открывается и происходит отдача накопленной энергии в нагрузку. Тем временем отдача энергии из катушки L_1 продолжается.

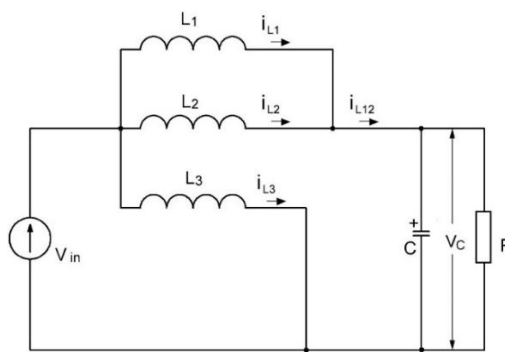


Рисунок 3.13 – Состояние схемы ППН в интервале $t_2 - t_3$

Так как катушки L_1 и L_2 в данном интервале включены параллельно, преобразуем схему рисунка 3.13 в вид, показанный на рисунке 3.14.

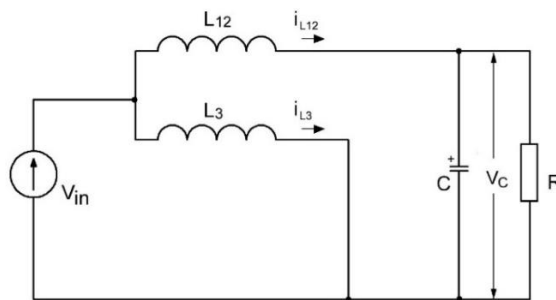


Рисунок 3.14 – Преобразованная схема в интервале $t_2 - t_3$: L_{12} – эквивалент параллельно соединенных индуктивностей L_1 и L_2 .

$$L_{12} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.22)$$

В данном интервале с учетом преобразований схема в пространстве состояний описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$\begin{cases} \frac{di_{L_{12}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{12}}V_C(t) + \frac{1}{L_{12}}V_{in}(t), \\ \frac{di_{L_3}(t)}{dt} = \frac{1}{L_3}V_{in}, \\ \frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_{L_{12}}(t) - \frac{1}{RC}V_C(t), \end{cases} \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.23)$$

Таким образом, подача импульсов происходит поочередно, и цикл повторяется [29,43-44].

Для создания комплексной математической модели СТЭО ЭТС используются математические описания отдельных элементов выше представленной системы. Комплексная математическая модель дает возможность проводить экспериментальные исследования СТЭО ЭТС с помощью компьютерного моделирования, подробное описание которого будет представлен в 4-й главе.

3.5. Выводы по главе

Важным этапом проектирования любой системы является определение её основных свойств и характеристик, таких как входные и выходные мощности, рабочие напряжения и ток, КПД и т.д. При этом немаловажной задачей является проверка рассчитанных параметров и для её решения используются различные способы, в том числе с использованием пакетов программ компьютерного моделирования.

В данной главе были составлены математические модели всех основных силовых агрегатов электрического транспортного средства, для того чтобы на их основе составлять компьютерные модели для проведения дальнейших экспериментальных исследований с целью проверки выбранных параметров силовых узлов и по необходимости их дальнейшей корректировки. Кроме того,

составленные математические модели дают возможность экспериментально проверить целесообразность использования обратимого преобразователя постоянного напряжения в составе силового электрооборудования электрического транспортного средства.

При составлении математической модели тяговой аккумуляторной батареи были отмечены недостатки уравнений Пейкертта и Агуфа, описывающих процессы в АБ. Таким образом, наиболее предпочтительным методом описания математической модели были использованы уравнения, предложенные Шефердом, Зиммерманом и Петерсоном.

При составлении уравнений, описывающих динамические процессы в СДПМ, которые необходимы для построения компьютерной модели, для упрощения была использована модель обобщенной двухфазной машины, позволяющая переходить от сложных уравнений реального трехфазного двигателя к векторному описанию переменных, описывающих эти машины. Для преобразования переменных двигателя от одной системы координат к другой были использованы известные уравнения Кларка (Clarke transformation) и Парка (Park transformation). При описании структурной схемы СДПМ отмечена его простота по сравнению с АД и СДОВ, и его большое преимущество при использовании в электроприводах с высокими требованиями к тяговым характеристикам, в частности электромобилей.

Составлена математическая модель трехфазного инвертора и системы управления инвертор–двигатель, использующей метод векторного управления электрической машины. Подробно описан принцип векторной широтно-импульсной реализации выходного напряжения инвертора.

Составлена математическая модель трехканального преобразователя постоянного напряжения. При составлении уравнений описаны состояния схемы преобразователя на разных этапах его работы.

ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ДВУНАПРАВЛЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ ТЯГОВОЙ СИСТЕМЫ ЭТС

4.1. Средства имитационного моделирования

При проектировании силовых установок электрических транспортных средств, как и любых других систем, состоящих из сложных взаимосвязанных элементов, возникает сложная проблема выбора и научного обоснования компонентов силовых установок и выходных показателей. Для решения этой проблемы прибегают к методам, основанным на проведении компьютерного вычислительного моделирования. При выборе того или иного конструктивного решения основой для сравнения служат результаты компьютерного моделирования [19,33,68,75].

На сегодняшний день для моделирования и исследования динамических процессов сложных, линейных и нелинейных электротехнических устройств существует множество пакетов программ визуального, компьютерного моделирования. В число таких программ входит Matlab/Simulink, Pspice, EASY5, AnyLogic, VisSim и MBTU.

Среди инженеров - разработчиков, для исследования сложных динамических систем, широкое распространение получил пакет программ Matlab с мощными наборами библиотек, среди которых имеет преимущество набор библиотек Simulink.

Simulink – это графическая среда имитационного моделирования, которая позволяет при помощи готовых блок-диаграмм в своем составе строить динамические модели, линейные и нелинейные, дискретные и непрерывные системы.

4.2. Исходные данные для моделирования

С целью более детального исследования особенностей режимов работы и обоснования использования ОППН в составе СТЭО ЭТС в среде Matlab/Simulink была построена имитационная модель системы СУ ЭТС. Для построения имитационной модели системы СУ ЭТС за основы были взяты математические описания, всех силовых частей системы, описывающие их устройство и принципы работы, приведенные в 3 главе настоящей работы.

На рисунке 4.1 приведена схема имитационной модели ОППН в составе тяговой системы ЭТС, построенная в Simulink.

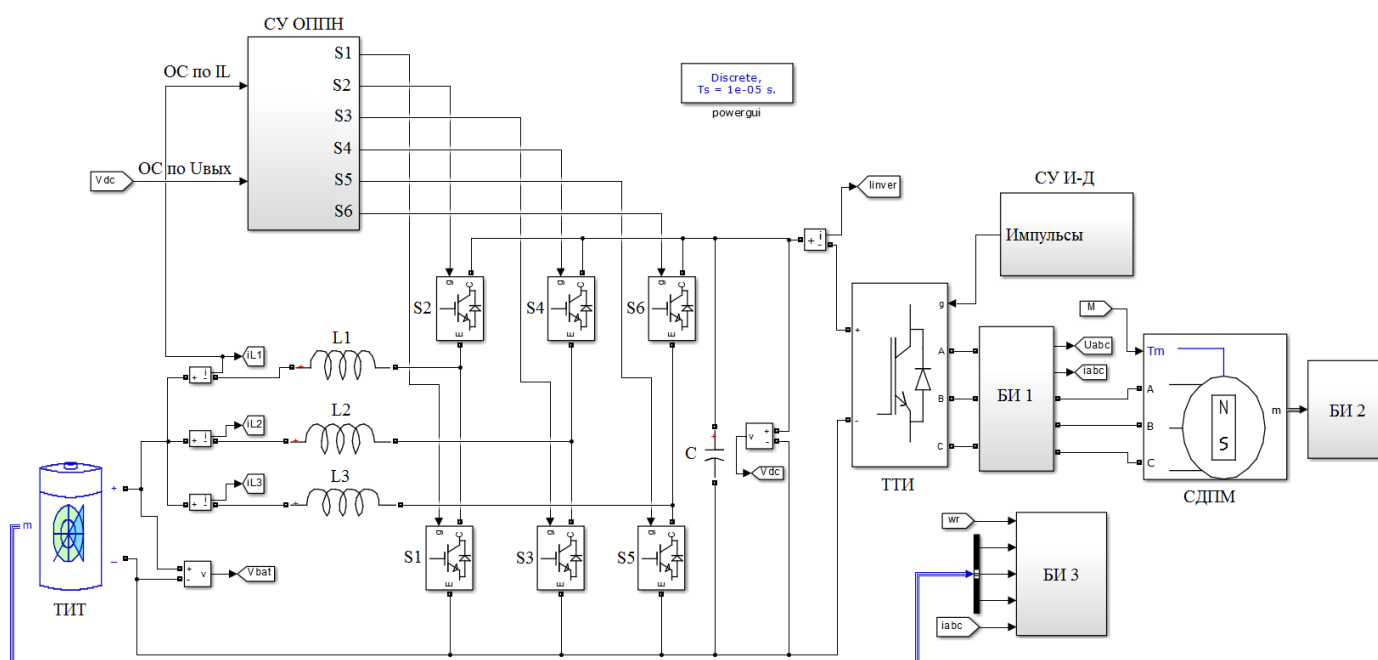


Рисунок 4.1 – Общий вид имитационной модели ОППН в составе СУ ЭТС

Для исследования имитационной модели с целью максимального приближения выходных показателей к реальным были использованы параметры реального транспортного средства, а параметры ОППН были рассчитаны по методике, приведенной во второй главе настоящей работы.

В таблице 2.1 приведены основные параметры транспортного средства.

По результатам теоретических расчетов, приведенных во 2-й главе настоящей работы, были сформулированы необходимые мощностные и скоростные требования к силовым тяговым устройствам выбранного транспортного средства.

Исходя из этих требований, были выбраны: инвертор, электродвигатель и АБ с необходимыми выходными характеристиками, удовлетворяющими требованиям, предъявляем к ним. Так как планируется провести три разных варианта экспериментального исследования, с использованием двух источников с высоким и низким напряжением, были выбраны АБ №1 с напряжением 400 В и АБ №2 с напряжением 650 В одинаковой емкости. Также были выбраны два электродвигателя одинаковой мощности, но рассчитанные на разные напряжения питания. Для каждого двигателя выбраны соответствующие инверторы.

Целью проведения этих экспериментов в том, чтобы показать повышение эффективности электропривода электромобиля при использовании источника с высоким напряжением по сравнению электроприводом с низковольтным источником. Также при проведении этих экспериментов будут подтверждены улучшения массогабаритных показателей электропривода ЭТС при использовании ОПН в составе системы тягового электрооборудования электромобиля.

В таблице Б.1-Б.5 приложения Б сведены параметры инверторов, электродвигателей и АБ. Параметры обратимого преобразователя, рассчитанного по методике, приведенной во 2-й главе настоящей работы, сведены в таблицу 2.3. Так как параметры ОПН охватывают широкий диапазон входных и выходных напряжений и токов, один спроектированный преобразователь был использован для всех трех вариантов экспериментов.

Исходные и расчетные данные, приведенные в таблицах Б.1-Б.4, были использованы при математическом моделировании электромобиля с ОПН в силовой установке.

4.3. Построение имитационной модели тяговой системы электромобиля

4.3.1. Имитационная модель аккумуляторной батареи в среде Matlab/Simulink

В библиотеках Simulink существуют готовые блок-модели электротехнических элементов, в том числе аккумуляторной батареи в виде обобщенной динамической модели [22,72,81]. Эти модели построены на основе уравнений (3.1-3.5). На рисунке 4.2. (а, б) приведен общий вид и блок настройки параметров АБ.

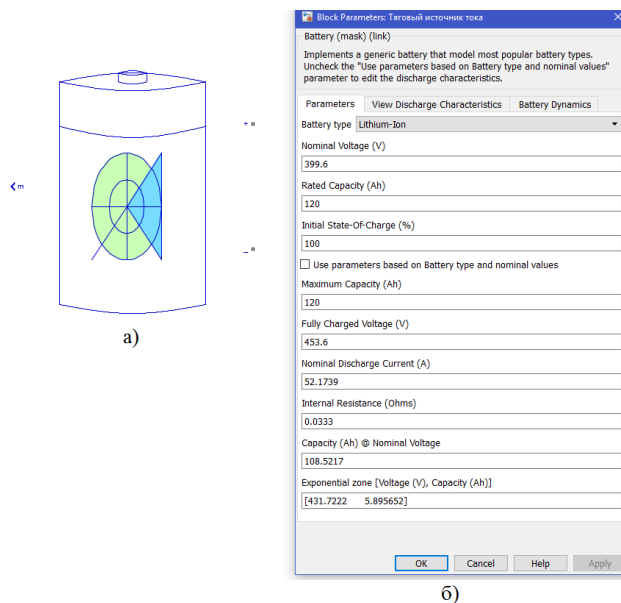


Рисунок 4.2 – Общий вид АБ (а) и вкладка блока установки параметров (б)

Приведенная обобщенная модель имеет возможность имитировать АБ четырех наиболее распространенных типов:

- свинцово-кислотные (Lead-Acid);
- литий-ионные (Li-ion);
- никель-кадмиевые (Nicol-Cadmium);
- никель-металлогидридные (Nicol-Metal-Hydride).

В качестве исходных данных задается три параметра:

- номинальное напряжение, В (Nominal Voltage);

- номинальная емкость, А·ч (Rated Capacity);
- начальное состояние уровня заряда, % (Initial state-of-charge).

Блок измерения параметров на выходе АБ показывает текущее значение тока, напряжение и уровень заряда (SOC). Преимуществом данной модели является её простота в использовании.

4.3.2. Имитационная модель синхронного двигателя с постоянными магнитами в среде Matlab/Simulink

В библиотеке Machines имеются все существующие типы электродвигателей, в том числе Permanent Magnet Synchronous Machine (синхронный двигатель с постоянными магнитами СДПМ). Модель СДПМ реализована на основе математических моделей (3.13 и 3.14) и в зависимости от характера нагрузки может работать как в двигательном, так и в генераторном режиме.

На рисунке 4.3 (а, б, в) показаны общий вид модели СДПМ и вкладки блоков настройки параметров.

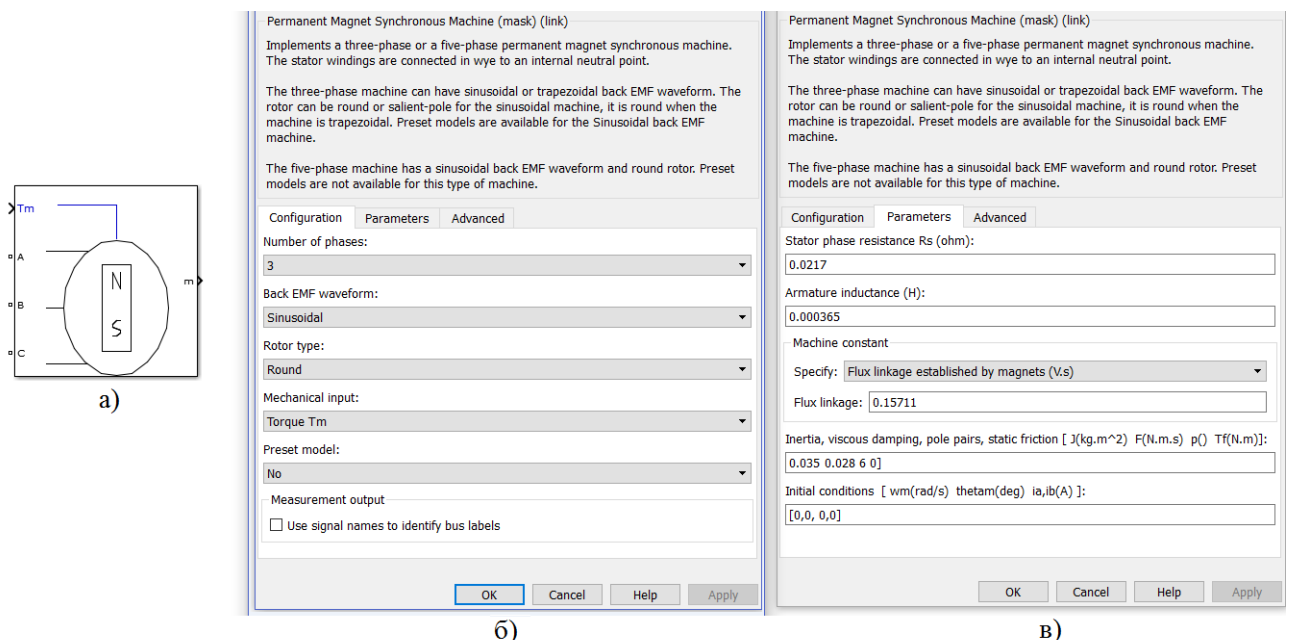


Рисунок 4.3 – Имитационная модель СДПМ (а) и вкладки блоков установки параметров (б,в)

Как видно из рисунка 4.3(а), на вход модели подается трехфазное напряжение на клеммы А, В, С, а механическая нагрузка подается на вход Т_м. Выходные характеристики, такие как частота вращения ротора ω , электромагнитный момент двигателя М (Т_е) и токи статора i_{as} , i_{bs} , i_{cs} , можно вывести с помощью измерителя сигналов m.

Во вкладках настройки параметров, приведенных на рисунке 4.3 (б, в), необходимо задавать следующие параметры электрической машины:

- Stator phase resistance R_s (фазное сопротивление обмотки статора, Ом);
- Armature inductance L_s (индуктивность обмотки статора, Гн);
- Flux linkages ψ (потокосцепление, Вб);
- Inertia J (момент инерции ротора, кг·м²);
- Viscous damping F (коэффициент вязкого демпфирования, Н·м·с);
- Pole pairs p (число пар полюсов);
- Static friction T_f (трение покоя или статическое трение, Н·м).

Регулирование частоты вращения и крутящего момента осуществляется с использованием трехфазного инвертора с соответствующей системой управления.

4.3.3. Имитационная модель трехфазного инвертора

В библиотеке SimPowerSystem, в разделе Power Electronics, имеются различные полупроводниковые приборы, в том числе Universal bridge (модульный универсальный мост). В этой модели реализован трехфазный преобразователь напряжения с использованием шести силовых ключей, соединенных по трехфазной мостовой схеме.

Конфигурация и тип силовых ключей выбираются из диалогового окна настройки параметров.

Данная универсальная модель позволяет имитировать преобразователь с использованием следующих типов силовых ключей:

- диоды;
- тиристоры;
- транзисторы типа GTO;
- транзисторы типа Mosfet;
- транзисторы типа IGBT;
- идеализированный ключ.

На рисунке 4.4 (а, б) представлен общий вид универсального преобразователя и диалоговое окно настройки параметров преобразователя.

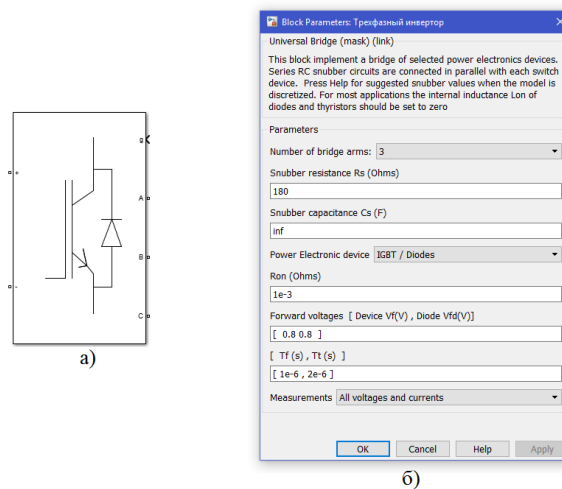


Рисунок 4.4 (а, б) – Общий вид универсального преобразователя и диалоговое окно блока настройки параметров

При построении имитационной модели силового электрооборудования электромобиля универсальный преобразователь реализован с использованием силовых IGBT-транзисторов [52,57].

4.3.4. Построение имитационной модели системы управления «инвертор-двигатель»

Формирование напряжения управления на выходе инвертора обеспечивается системой управления (СУ), показанной на рисунке 4.5, которая состоит из блока задания скорости, блока регуляторов, блока координатных преобразований и ШИМ-генератора.

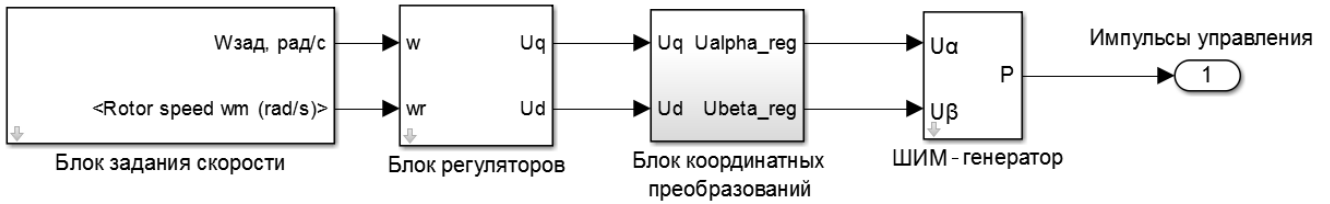


Рисунок 4.5 – Система управления инвертор-двигатель

Конечным выходным сигналом системы управления являются импульсы, которые управляют силовыми ключами инвертора, формируя таким образом напряжения требуемой формы на выходе инвертора и соответственно на вход двигателя. Эти блоки, имитирующие регуляторы и координатные преобразования, реализованы на основе уравнений Кларка (3.6, 3.7) и Парка (3.8, 3.9) [13,25]. Одним из основных узлов в системе управления является блок задания скорости, выходные сигналы которого, воздействуя на другие узлы СУ, меняют импульсы, и таким образом формируют сигнал задания ускорения или замедления электропривода. Структура блока задания скорости и момента сопротивления показана на рисунке 4.6.

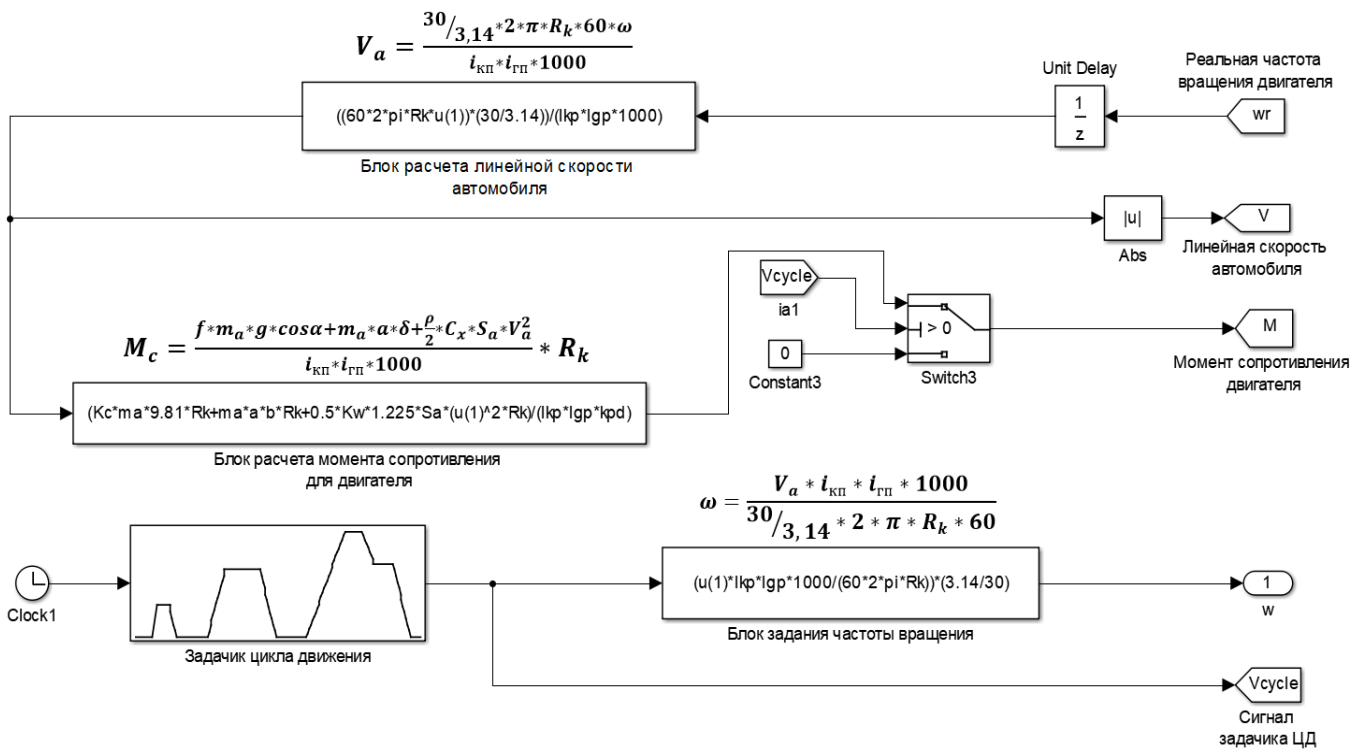


Рисунок 4.6 – Блок задания скорости и момента сопротивления

Основным элементом в блоке задания скорости является задачик цикла движения, которая формирует характер движения транспортного средства которая имитирует реакцию водителя. Данный элемент позволяет установить различные формы стандартных и нестандартных циклов движения автомобиля для испытания транспортного средства. Кроме этого другой функциональный преобразователь рассчитывает сигнал задания момента сопротивления для двигателя в зависимости от характера цикла движения, используя исходные параметры электромобиля с учетом параметров изменяющихся в процессе испытания, таких как скорость ускорение и т.д.

4.3.5. Построение имитационной модели трехканального преобразователя постоянного напряжения в Matlab/Simulink

Имитационная модель силовой схемы трехканального обратимого преобразователя постоянного напряжения (ТОПН), реализованная в Simulink, представлена на рисунке 4.7.

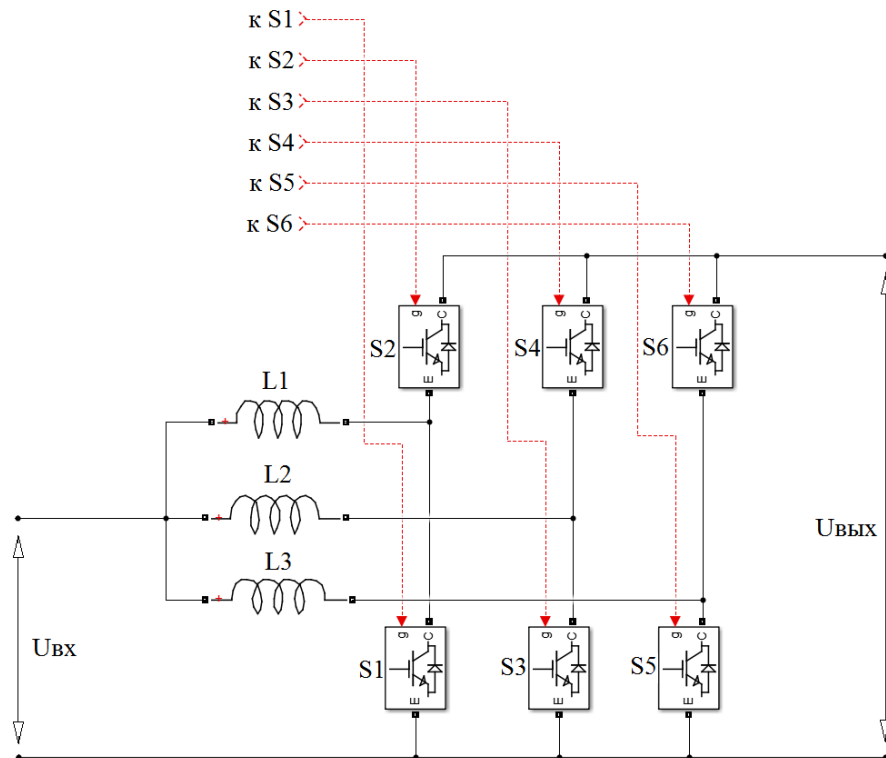


Рисунок 4.7 – Трехканальный обратимый преобразователь постоянного напряжения

Импульсы управления силовых ключей $S1...S6$ обеспечиваются системой управления ОПН. Имитационная модель системы управления, построенная с использованием идеального релейного элемента и дискретного пропорционально-интегрального регулятора (ПИ-регулятор), генерирует на выходе прямоугольные импульсы управления, с изменяющейся скважностью, в зависимости от разности напряжения задания и выходного напряжения преобразователя.

На рисунке 4.8 показана реализованная в Simulink имитационная модель системы управления трехканальным ОПН. Дискретный ПИ-регулятор, на входе которого подводится ошибка напряжения задания и текущего значения выходного напряжения, обеспечивает стремление выходного напряжения преобразователя приблизиться к заданному. Изменение выходного напряжения обеспечивается корректировкой текущего значения коэффициента заполнения импульсов управления D .

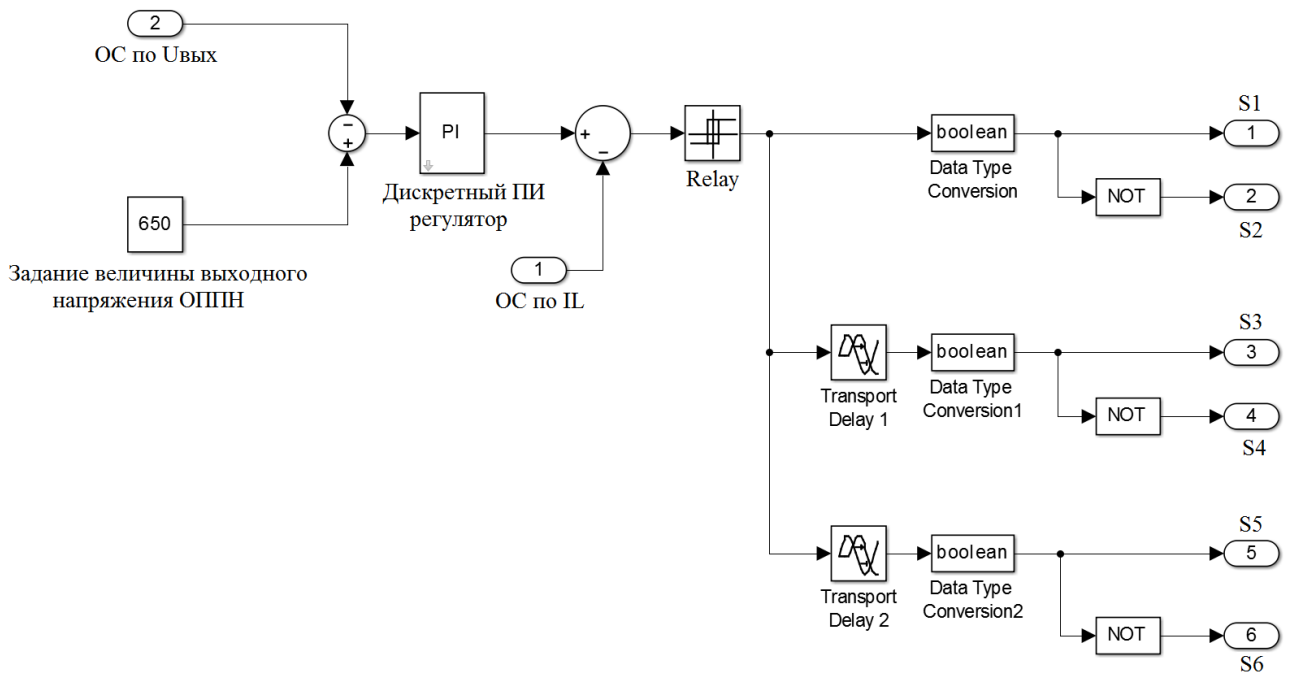


Рисунок 4.8 – Модель системы управления ОПН

Как видно на рисунке 4.8 на вход идеального релейного элемента подводится выходной сигнал дискретного ПИ-регулятора за вычетом текущего значения тока катушки индуктивности. Это обеспечивает переключение импульсов от ключа $S1$

к S2, и наоборот, в результате которого осуществляется переход от режима «накопления энергии» в катушке к режиму «отдачи энергии» в нагрузку, т.е. текущее значение тока катушки, переходя от положительного значения к отрицательному, и наоборот, является естественным переключателем импульсов управления силовыми ключами.

Как было отмечено во 2-й главе данной диссертационной работы, для того чтобы преобразователи имели возможность параллельно работать, управляющие импульсы второго и третьего канала должны быть смещены во времени относительно первого, и для этого в модели используется элемент Transport Delay (блок фиксированной задержки сигнала), который обеспечивает задержку подачи импульсов второго преобразователя относительно первого на 120° , а третьего на 240° , если используется трехканальный преобразователь. На рисунке 4.9 продемонстрированы эти смещения импульсов.

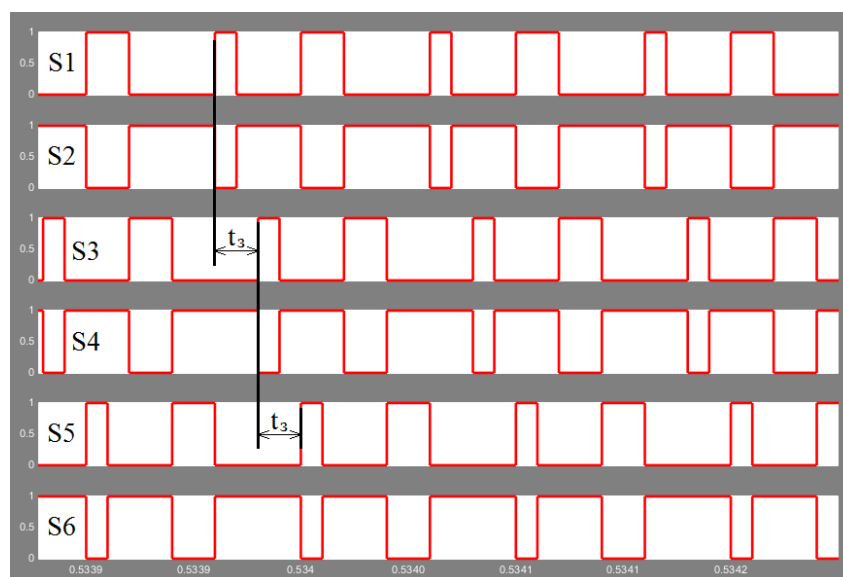


Рисунок 4.9 – Диаграмма импульсов управления ключей

Как видно на рисунке 4.9, где показаны импульсы управления всех шести ключей S1... S6, положительные сигналы S3 и S5 имеют задержку времени t_3 относительно S1.

4.4. Результаты моделирования в Matlab/Simulink

4.4.1. Экспериментальное исследование имитационной модели электромобиля с применением ОППН в силовой цепи

С целью подтверждения повышения эффективности электропривода и улучшения массогабаритных показателей электромобиля, а также возможности применения АБ более легкой конструкции и обоснования целесообразности повышения напряжения применением обратимого преобразователя постоянного напряжения, были проведены три различных эксперимента:

- 1) электропривод питается от АБ номинальным напряжением 400 В;
- 2) электропривод питается от АБ номинальным напряжением 650 В. Цель этого эксперимента – показать преимущество применения высоковольтного электропривода;
- 3) электропривод питается от АБ номинальным напряжением 400 В и с применением ОППН оно повышается до значения 650 В. Цель данного эксперимента показать преимущество повышения напряжения применением ППН без существенного усложнения, увеличения веса и удорожания АБ.

Следует отметить, что емкость аккумуляторных батарей во всех трех экспериментах одинаковые и составляют 120 А·ч.

С целью максимального приближения экспериментальных характеристик имитационной модели к реальным, испытания проведены в стандартизированном ездовом цикле движения HFEDS (англ. Highway Fuel Economy Driving Schedule) [21]. Данный цикл движения продолжительностью 765 с, показанный на рисунке 4.10, характеризует загородное движение.

На рисунке 4.11 показана изменение ускорения автомобиля в течении всего цикла движения.

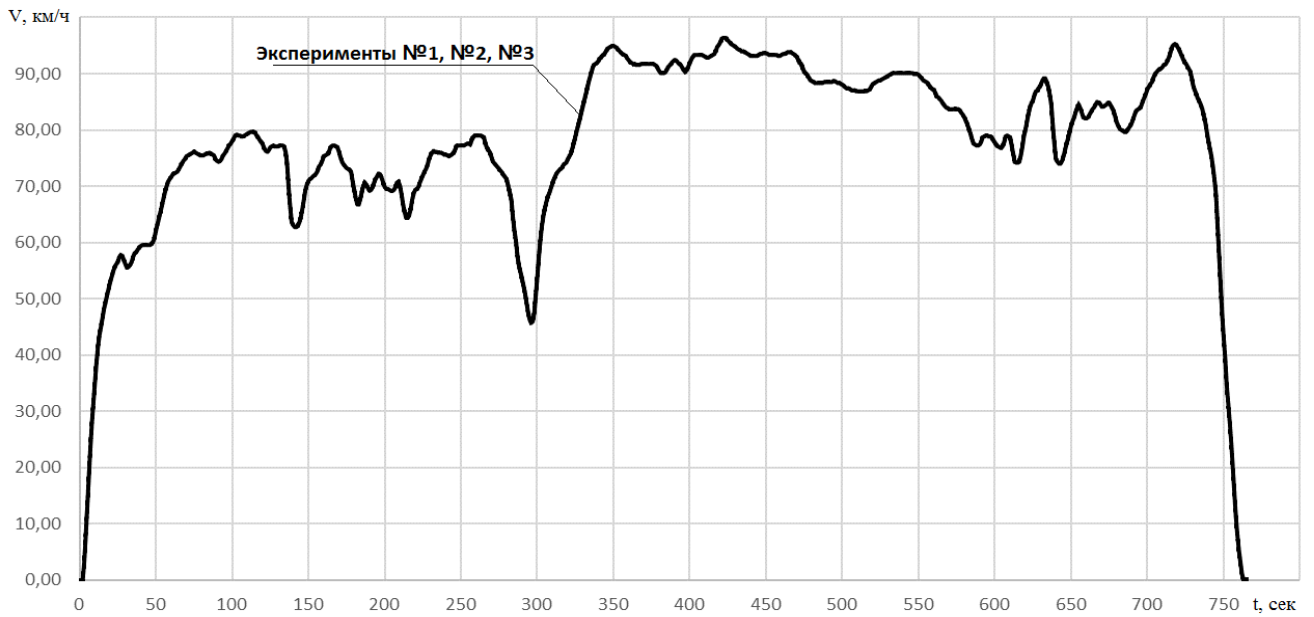


Рисунок 4.10 – Скорость движения электромобиля в трех экспериментах

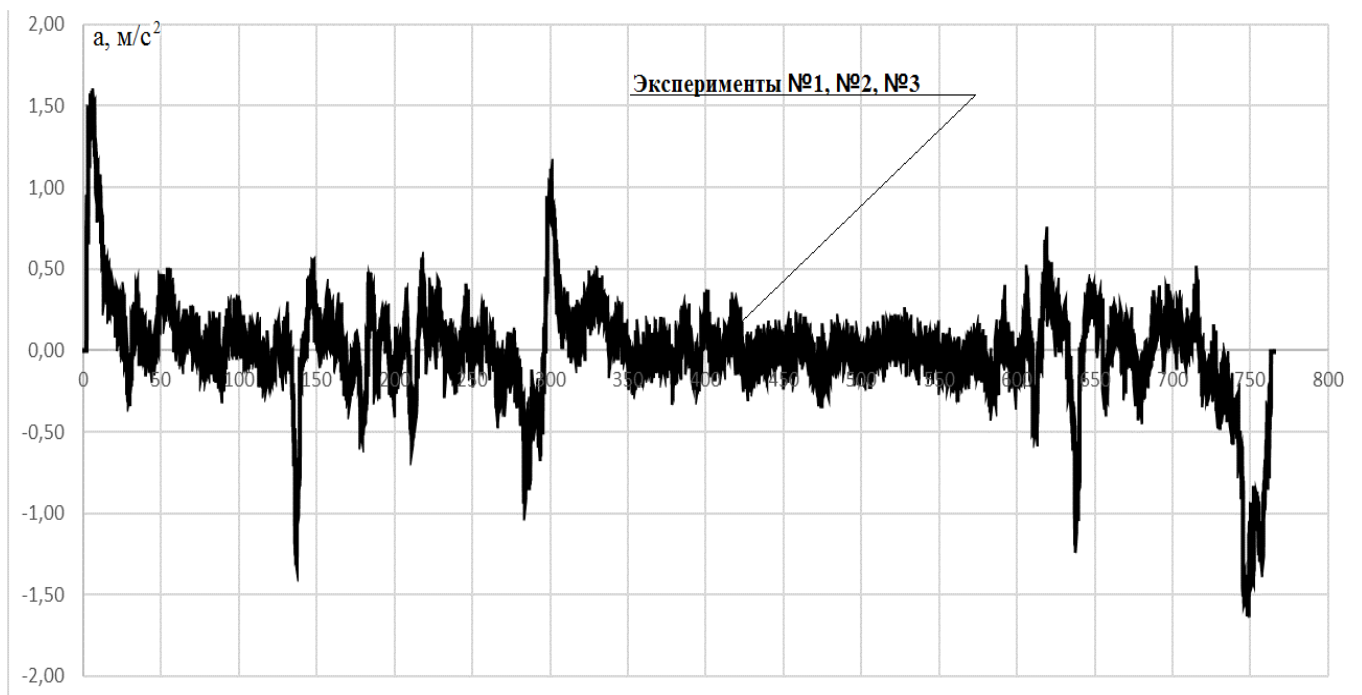


Рисунок. 4.11 – Ускорение автомобиля в трех различных экспериментах

Соответствующая скоростной характеристике частота вращения двигателя показана на рисунке 4.12.

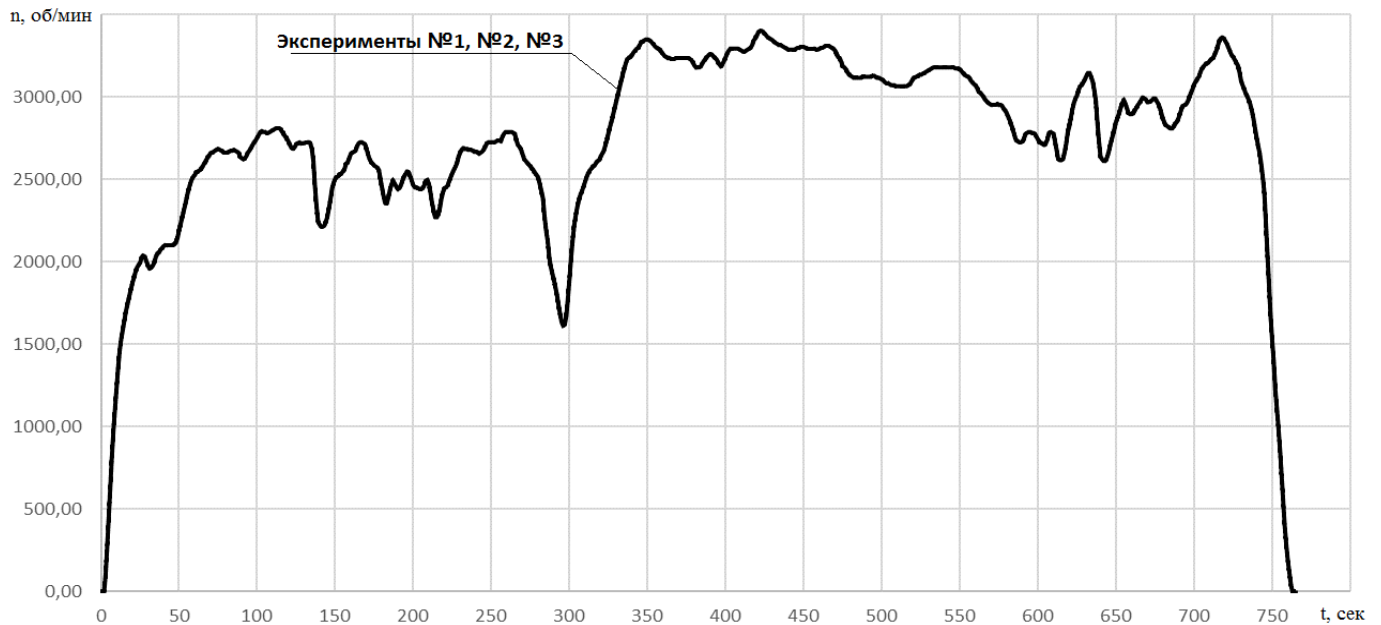


Рисунок 4.12 – Частота вращения двигателя в цикле в трех различных экспериментах

Как было отмечено выше, продолжительность цикла составляет 765 с. и за это время пробег электромобиля, показанный на рисунке 4.13, составляет 16,5 км.

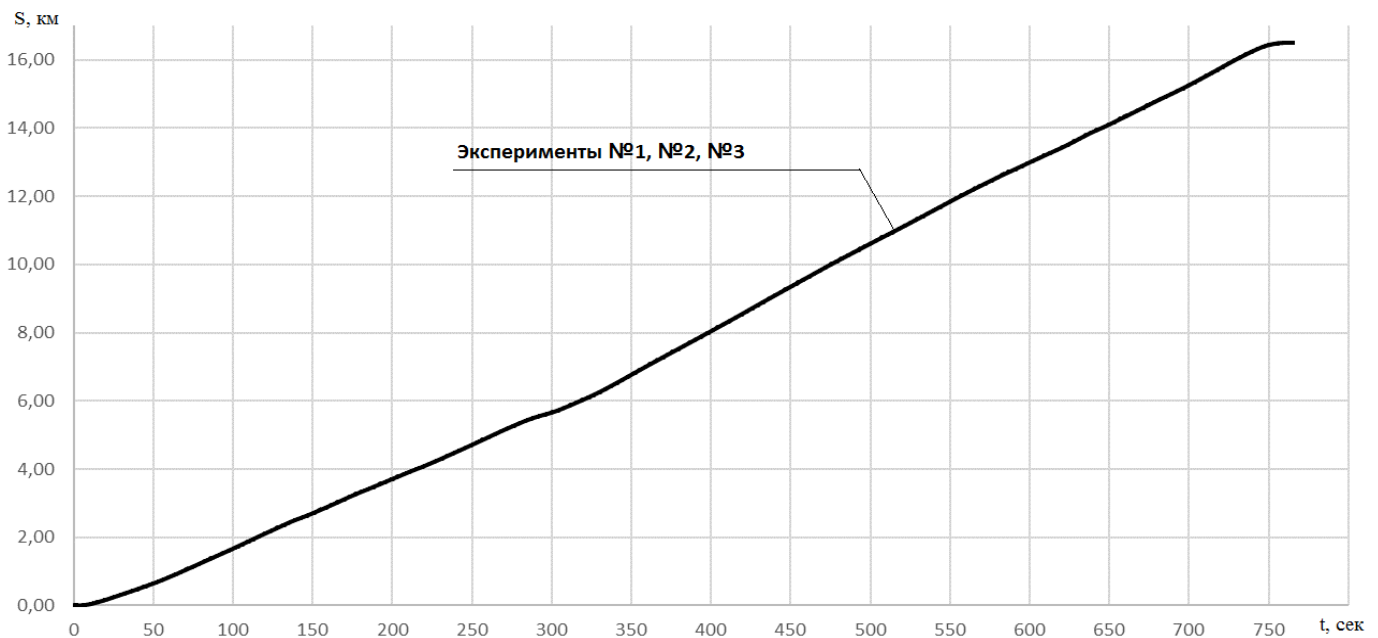


Рисунок 4.13 – Пройденный путь электромобиля в цикле в трех различных экспериментах

Как видно из представленных рисунков, при проведении трех различных экспериментов с разными источниками скоростные характеристики не меняются и соответствуют стандарту HFEDS.

На рисунке 4.14 показаны входные напряжения инвертора при трех различных экспериментах.

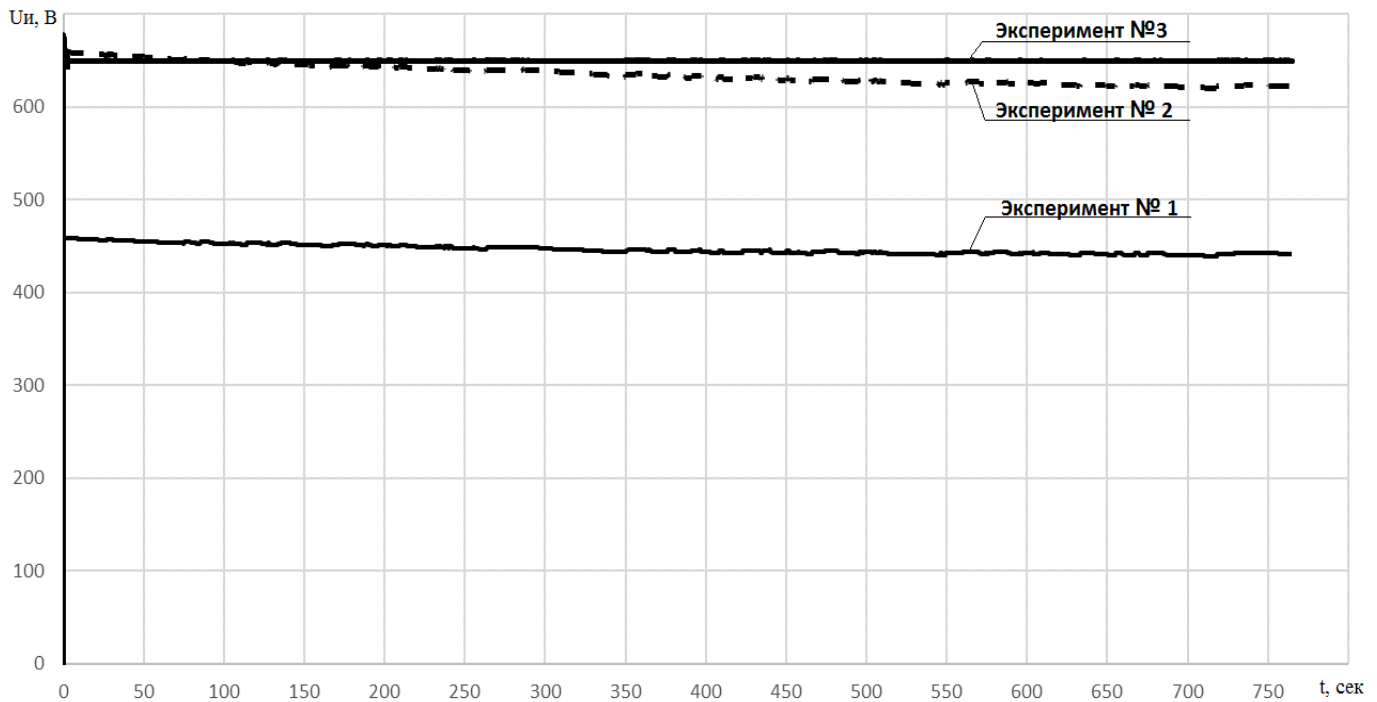


Рисунок 4.14 – Напряжение на входе тягового инвертора в трех различных экспериментах

Как видно из рисунка 4.14, в третьем эксперименте, когда применяется ОППН, независимо от снижения уровня заряда АБ напряжение остается стабильным и не снижается. Это является одним из важных преимуществ применения ОППН в составе тягового электрооборудования электрического транспортного средства. Другие характеристики показывают постепенный спад напряжения со снижением уровня заряда, что несомненно окажет отрицательное влияние на тяговые характеристики электромобиля, при снижении уровня заряда до 50% и ниже.

На рисунках 4.15 и 4.16 показаны крутящий момент и механическая мощность двигателя, при проведении трех разных экспериментах соответственно.

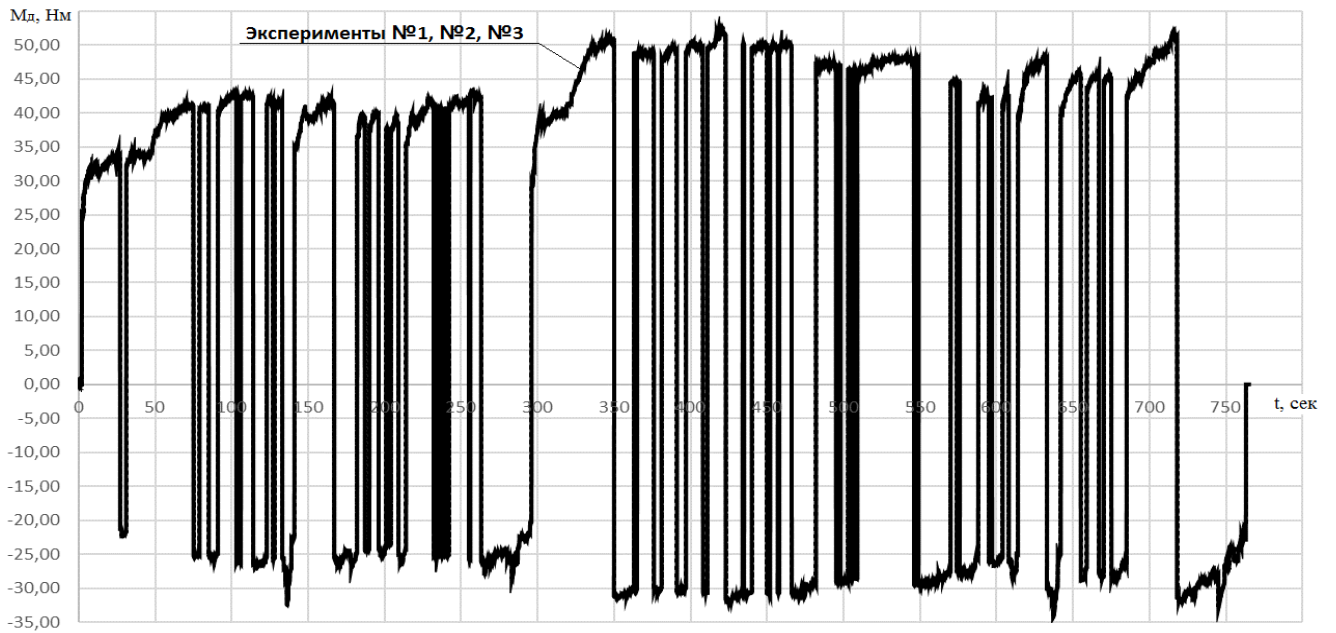


Рисунок 4.15 – Крутящий момент на валу двигателя в трех различных экспериментах

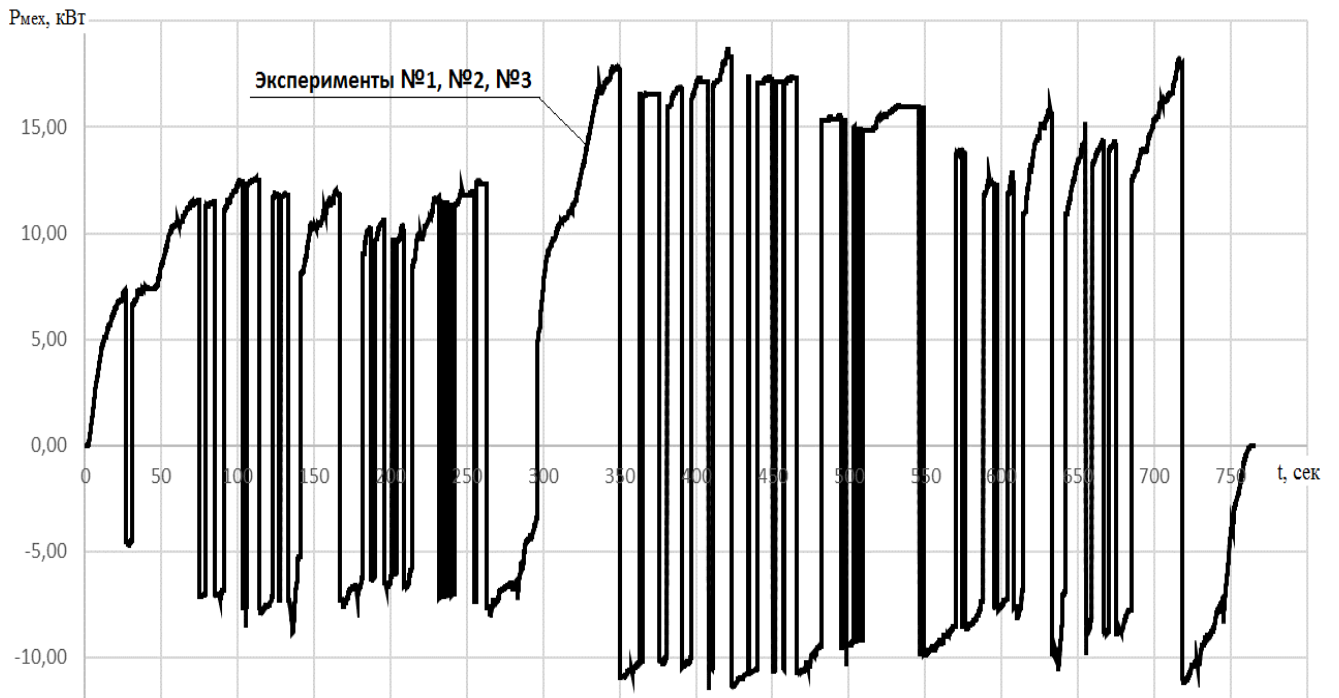


Рисунок 4.16 – Механическая мощность на валу двигателя в трех различных экспериментах

Как видно на рисунках 4.15 и 4.16, механическая мощность и крутящий момент, производимые двигателями, в разных экспериментах одинаковый. Причина неизменного крутящего момента и мощности на валу электродвигателя относительно друг друга в том, что при трех различных экспериментах условие езды одинаковые и соответственно нагрузка, накладываемая на двигатель, остается неизменной. Однако наблюдается небольшое увеличение потребляемой мощности при питании от источника АБ напряжением 400 В, как показано на рисунке 4.17 (эксперимент №1).

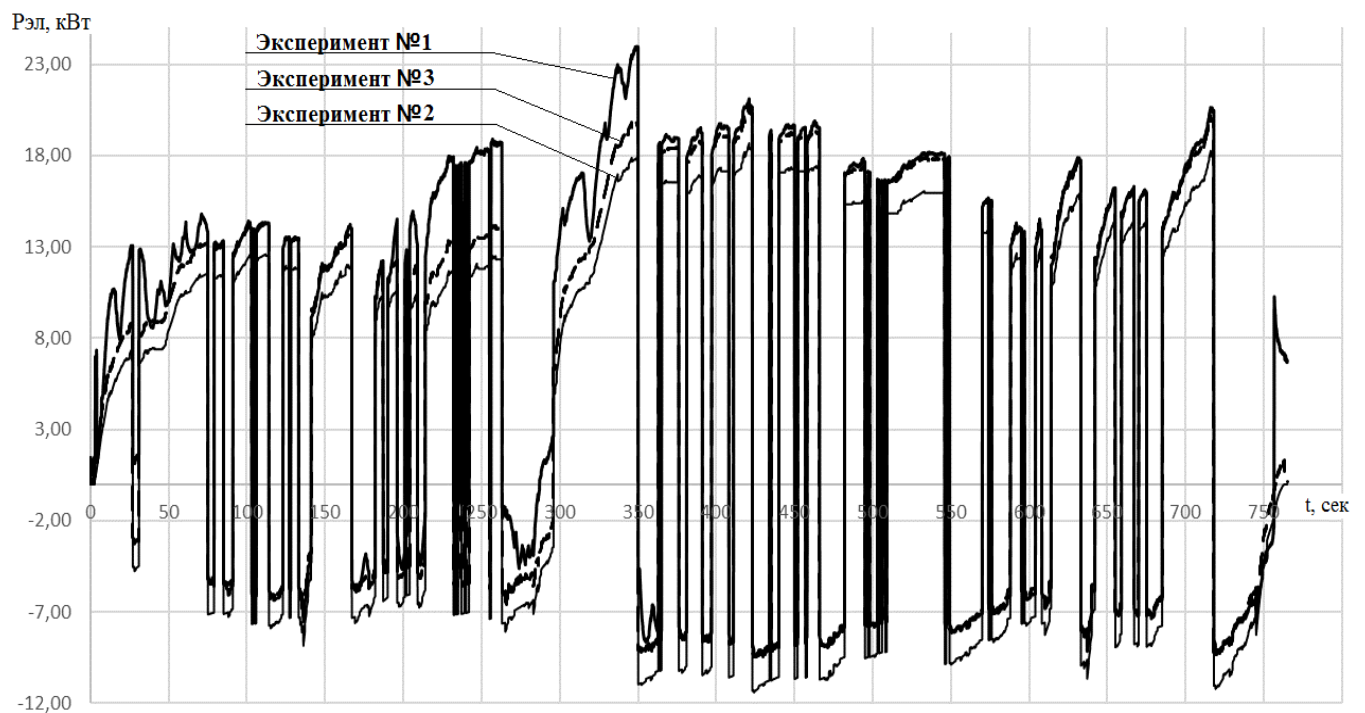


Рисунок 4.17 – Потребляемая мощность электроприводом с учетом рекуперации

Увеличение потребляемой мощности объясняется появлением дополнительных потерь, возникающих в переходных процессах при использовании низковольтного электропривода.

В подтверждение увеличения потребляемой мощности на рисунке 4.18 представлены характеристики потребления электрической энергии электроприводом, где видно, как в первом эксперименте происходит небольшое увеличение потребляемой энергии.

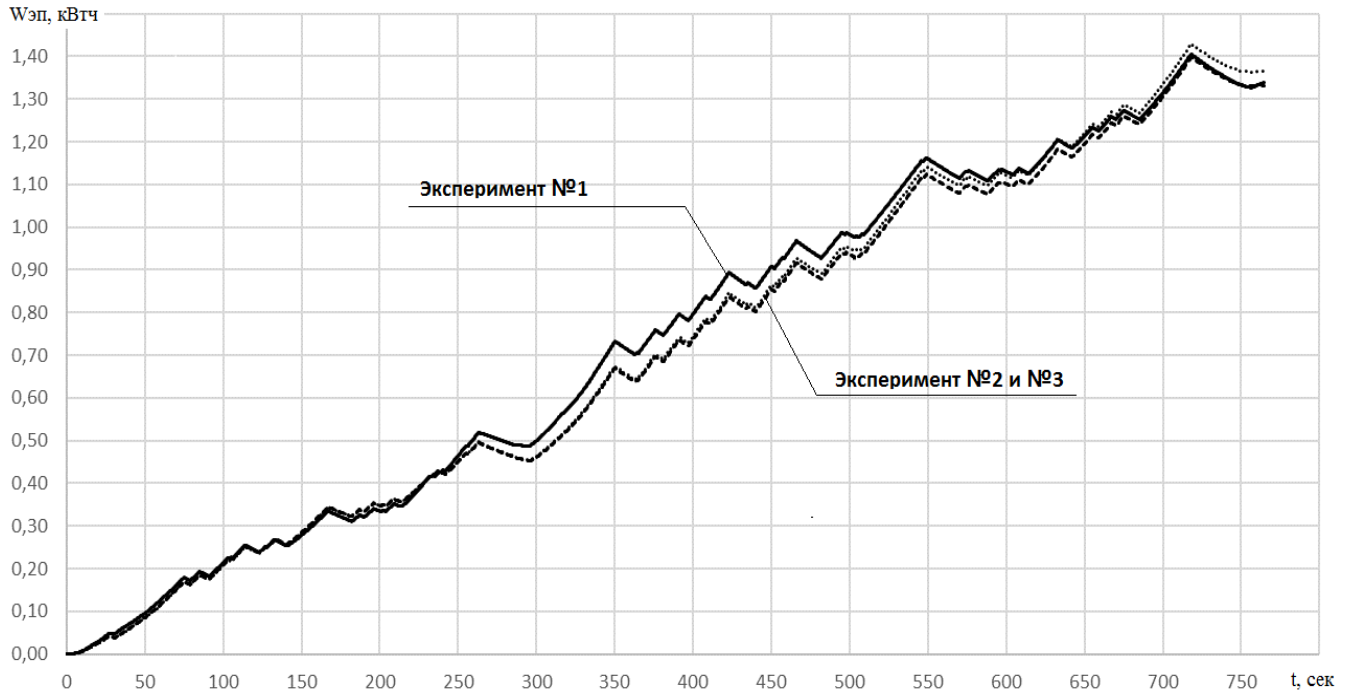


Рисунок 4.18 – Потребление электроприводом энергия с учетом рекуперации

Возможность рекуперации энергии в электромобилях является одним из их преимуществ, и для более наглядного рассмотрения и анализа производимой мощности и электрической энергии в тормозных режимах эти характеристики выделены и представлены отдельно на рисунках 4.19 и 4.20.

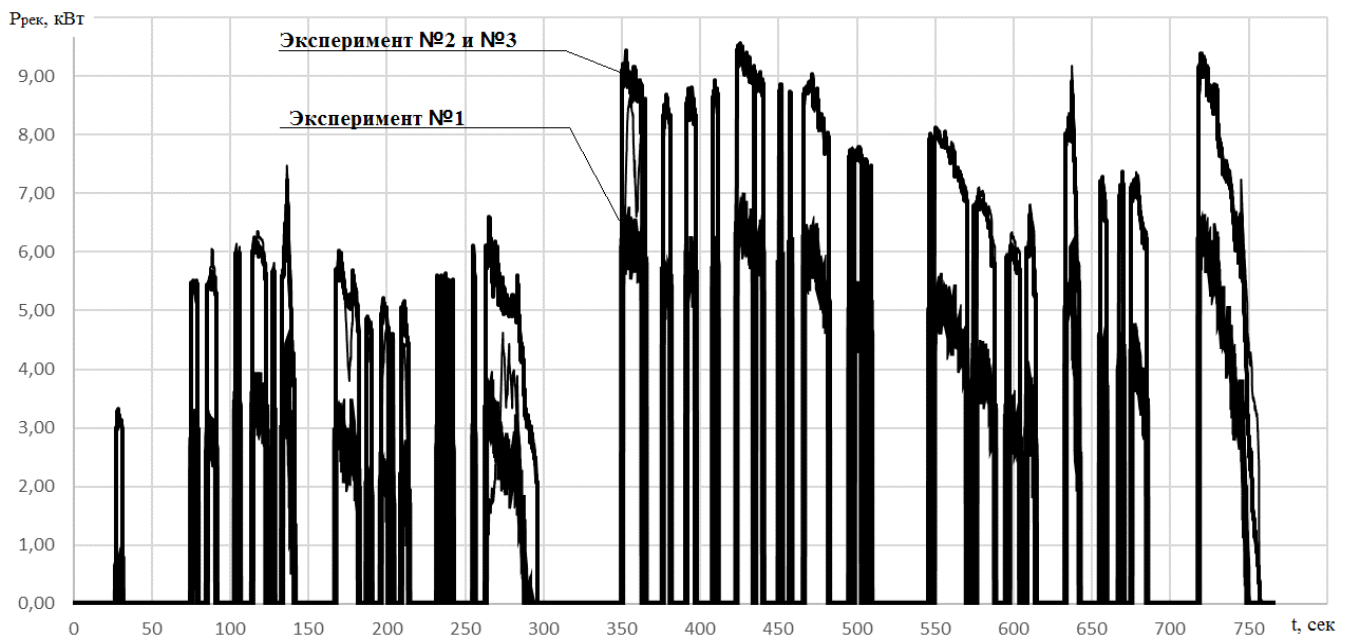


Рисунок 4.19 – Мощность, производимая двигателем при рекуперации в трех различных экспериментах

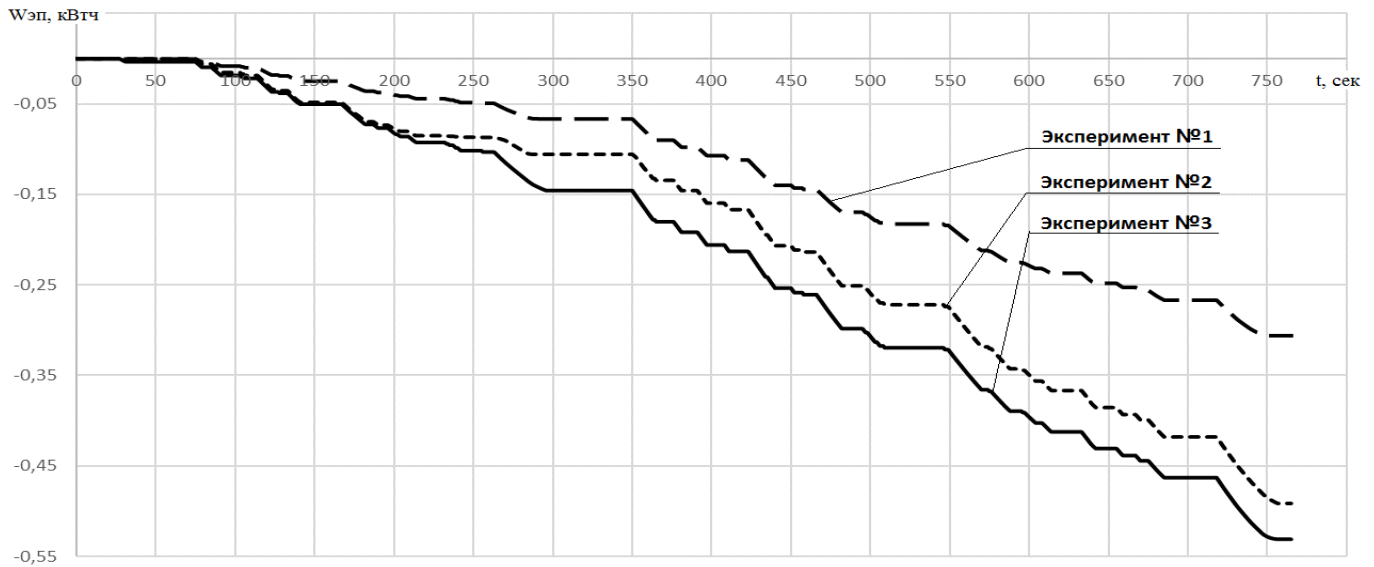


Рисунок 4.20 – Энергия, вырабатываемая электроприводом при рекуперации

На рисунках 4.19 и 4.20 можно наблюдать, что наиболее эффективная генерация электрической энергии происходит при использовании ОППН в силовой цепи (эксперимент №3).

На рисунке 4.21 показаны действующие значения линейного напряжения тягового двигателя при трех различных экспериментах. На данном рисунке видно, что несмотря на небольшую пульсацию, напряжение на третьем эксперименте, когда используется ОППН остается стабильным и не снижается на протяжении всего цикла. На других графиках, когда не используется ОППН (эксперимент №1 и №2), наблюдается снижение напряжения в конце цикла.

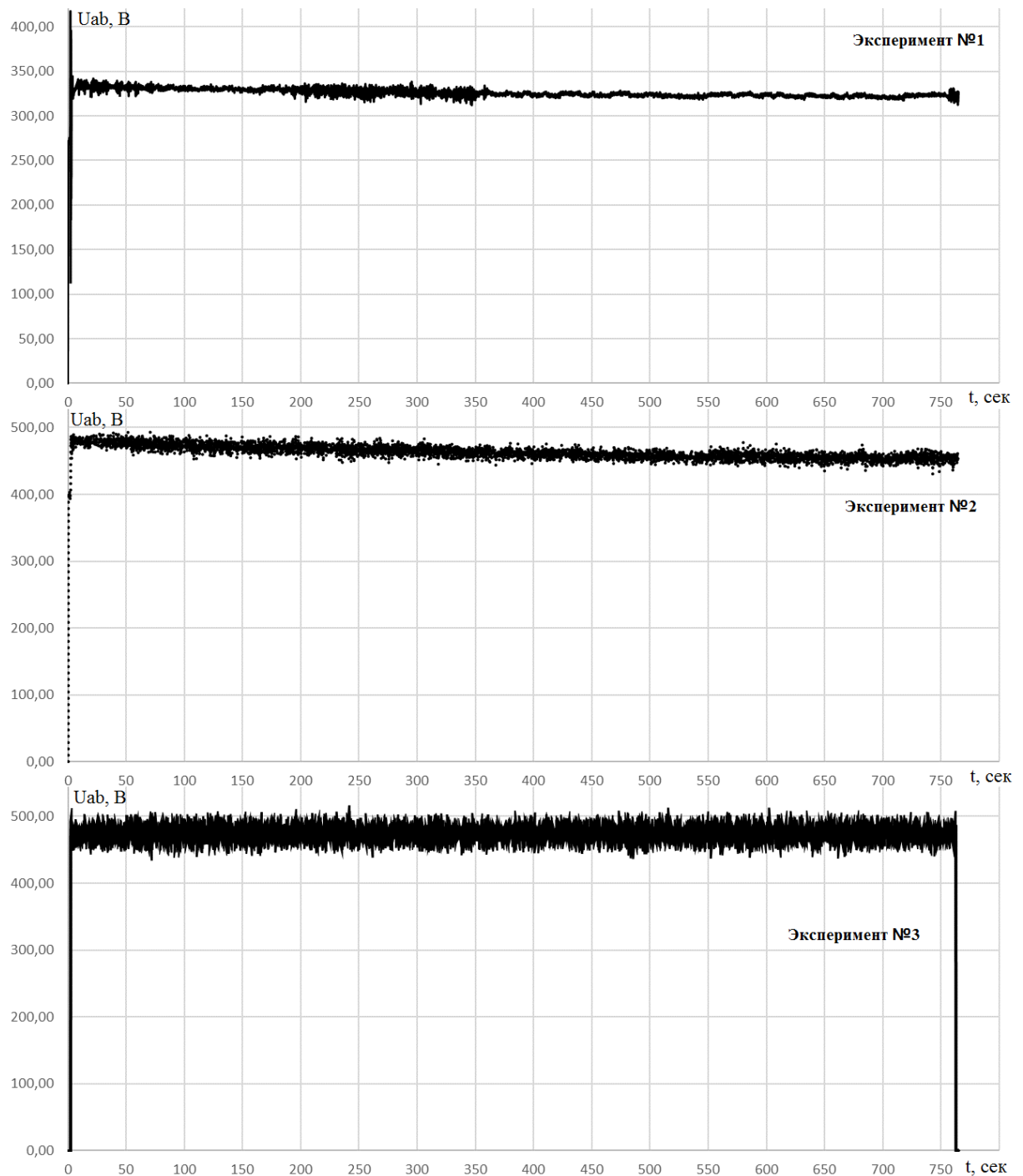


Рисунок 4.21 – Линейное напряжение двигателей в трех различных экспериментах

На рисунке 4.22 представлены характеристики потребления тока двигателем, где видно, что действующее значение фазного тока двигателя во втором и третьем эксперименте, с напряжением на вход инвертора 650 В, намного ниже, чем в первом. Кроме этого в период интенсивного ускорения и торможения (от 0 до 50 сек. и от 190 до 350 сек.) наблюдается увеличение действующего значения тока двигателя до больших значений при низковольтном электроприводе.

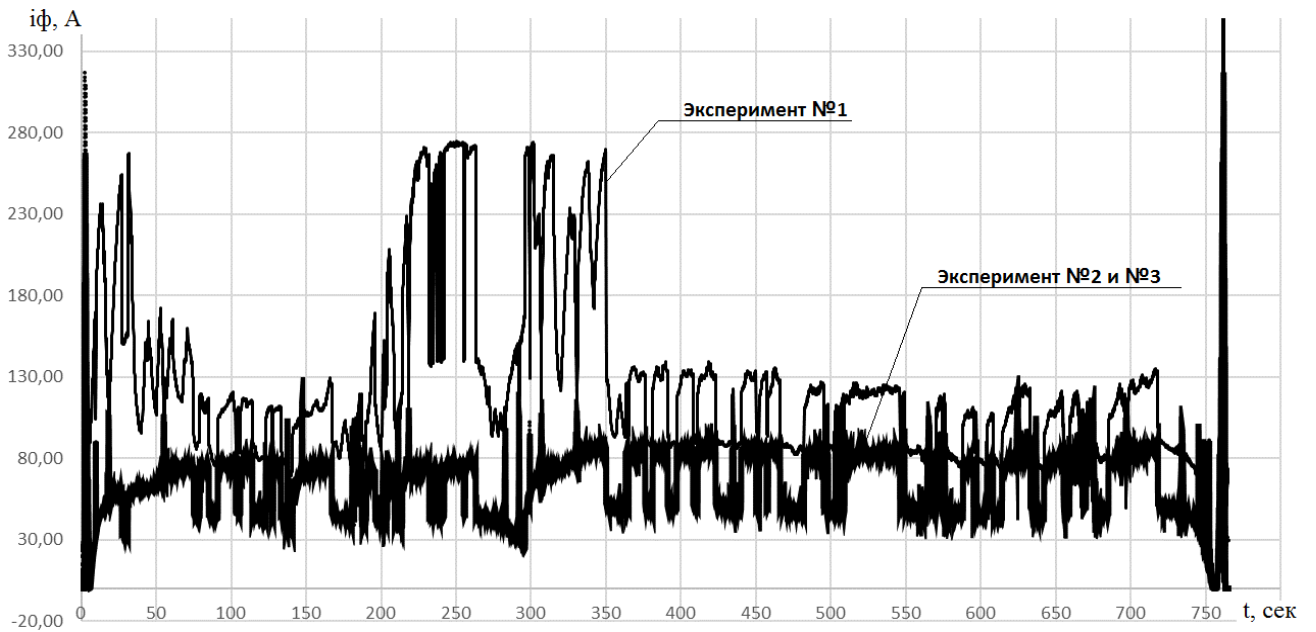


Рисунок 4.22 – Изменение действующего значения фазного тока двигателя в трех различных экспериментах

Эти токи достигая больших значений в переходных процессах создают дополнительные потери энергии. В подтверждении этому на рисунке 4.23 представлена характеристики КПД электропривода при трех различных экспериментах.

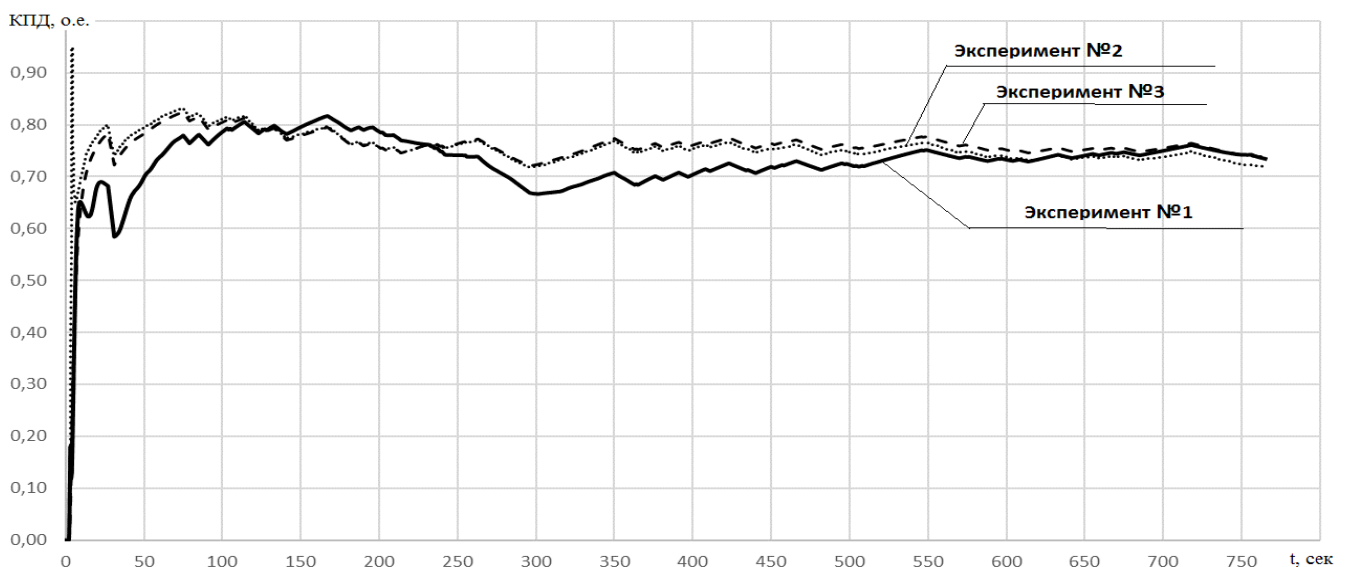


Рисунок 4.23 – КПД электропривода в трех различных экспериментах

Анализируя характеристики КПД (рисунок 4.23) можно сделать вывод о том, что при низковольтном электроприводе в период интенсивного ускорения и

торможения наблюдается увеличение потерь и соответственно снижения КПД. Так как электромобиль, как и любой другой автомобиль работает преимущественно в переходных режимах снижение потерь в этих режимах имеет большое значение. Таким образом подтверждается преимущество применения ОПН в составе тягового электрооборудования для получения источника стабильного высоковольтного напряжения.

На рисунке 4.24 приведена диаграмма уровня заряда (SOC) при различных значениях напряжения питания, из которой следует, что наименьший расход заряда в цикле достигается при использовании высоковольтной цепи (эксперименты №2 и №3).

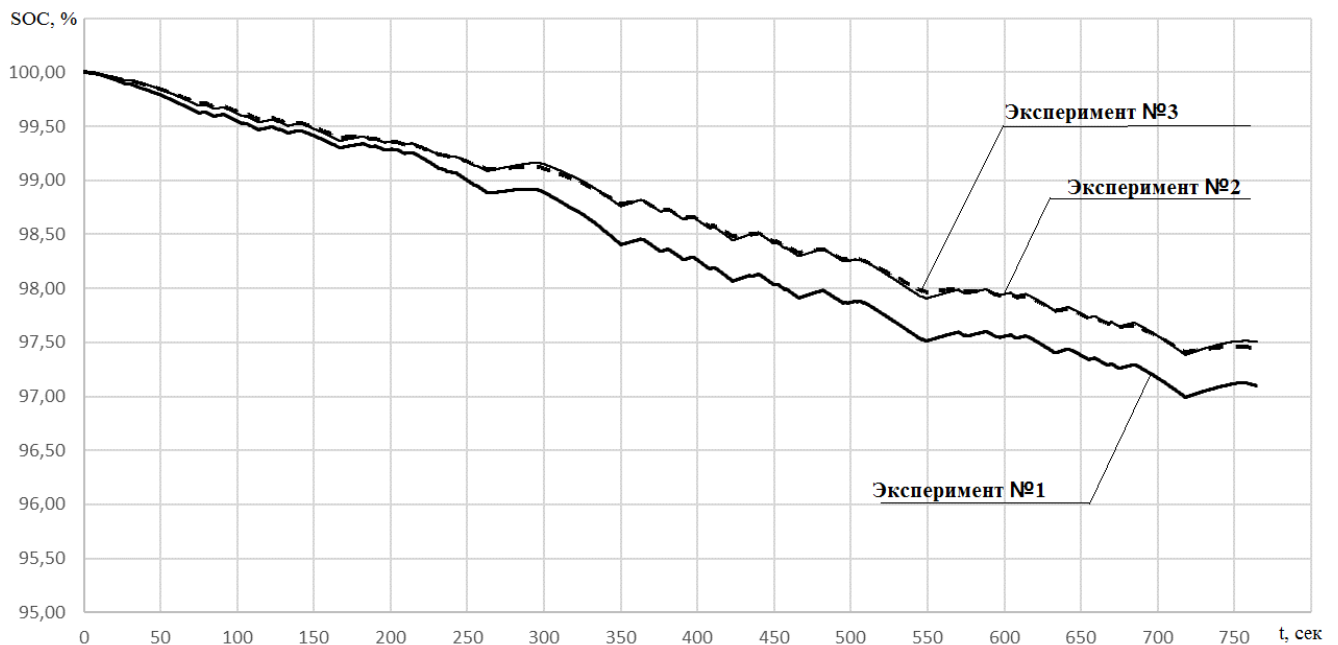


Рисунок 4.24 – Уровень заряда в трех различных экспериментах

Как видно на рисунке 4.24, примерно до середины цикла наблюдается постепенное увеличение разности расхода заряда. Это объясняется тем что в период интенсивных переходных процессов при высоковольтном электроприводе токи нагрузки в обмотках двигателя меньше и соответственно потери энергии меньше (данное утверждение также подтверждается характеристиками потребления электрической энергии, потребления тока двигателя и КПД системы на рисунках 4.18, 4.22 и 4.23 соответственно). Начиная с середины цикла рост

разности расхода заряда прекращается из-за того, что согласно ездовому циклу ускорение и замедление автомобиля переходит в менее интенсивный период.

Таким образом, результаты проведённых исследований показывают, что повышение напряжения источника при использовании ППН дает возможность снизить потери в переходных режимах. Так как электромобиль как любой другой автомобиль значительную часть движения работает в переходных режимах (частое ускорение и замедление) особенно в городских условиях, задача оптимизации потери энергии в электроприводе ЭТС имеет большое значение.

4.4.2. Анализ результатов исследования

Подводя итоги, необходимо отметить преимущества и недостатки проведенных экспериментов.

Преимущества первого эксперимента:

- более легкая конструкция и вес АБ (т.к. требуется меньшее количество последовательно соединенных батарей для обеспечения напряжения 400 В);
- относительно низкая стоимость АБ.

Недостатки первого эксперимента:

- большие токи нагрузки (по причине применения низковольтного электропривода);
- относительно низкий КПД системы.

Преимущества второго эксперимента:

- низкий ток нагрузки и, следовательно, более низкие потери (особенно в переходных режимах);
- относительно высокий КПД.

Недостатки второго эксперимента:

- большой вес и габариты АБ;

- сложная конструкция и относительно низкая надежность системы управления аккумуляторами;
- большая стоимость АБ.

Преимущества третьего эксперимента:

- более легкая конструкция и вес АБ;
- относительно низкая стоимость АБ;
- высокий КПД системы;

Недостатки третьего эксперимента:

- внедрение в высоковольтную силовую цепь дополнительного преобразователя, что дополнительно усложняет систему силового электрооборудования.
- Дополнительные потери мощности в интегрируемом преобразователе несмотря на его высокий КПД (КПД современных многоканальных ОПИН используемых в тяговых электроприводах достигает до 98%)

Необходимо отметить что эксперименты были проведены на двух типах электроприводов одинаковой мощности и с разными напряжениями питания.

4.5. Выводы по главе

1. Разработана имитационная модель двунаправленного преобразователя постоянного напряжения в составе силовой установки электрического транспортного средства в среде Matlab/Simulink. При разработке модели СУ ЭТС были построены модели отдельных узлов и агрегатов, а именно: имитационная модель аккумуляторной батареи; имитационная модель синхронного двигателя с постоянными магнитами; имитационная модель трехфазного инвертора с системой управления; имитационная модель трехканального двунаправленного преобразователя постоянного напряжения в среде Matlab/Simulink.
2. На собранной имитационной модели силовой установки электрического транспортного средства был проведен ряд экспериментальных исследований для

подтверждения целесообразности использования обратимого преобразователя постоянного напряжения в её составе, а также проверка повышения тяговых характеристик и массогабаритных показателей электромобиля при повышении напряжения источника питания.

3. В результате проведения экспериментов было отмечено эффективность применения ОППН в составе СУ ЭТС. При использовании ОППН в составе силового тягового электрооборудования электрического транспортного средства достигаются следующие показатели и преимущества:

- напряжение на вход инвертора подается стабильно, независимо от снижения уровня заряда АБ;
- увеличение энергии, вырабатываемой электроприводом при рекуперации;
- снижение действующего значения активного тока электродвигателя (так как используется двигатель с более высоким напряжением);
- увеличение общего КПД при использовании ОППН;
- снижение веса, сложности и стоимости АБ;

По окончании проведения экспериментов был проведен анализ результатов исследования и подведены итоги, отмечены преимущества и недостатки экспериментов с использованием ОППН и без него.

ГЛАВА 5. РАЗРАБОТКА ФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

5.1. Описание физической модели повышающего преобразователя

В данной главе будут приведены результаты экспериментов на собранной физической модели с целью подтверждения её работоспособности, а также сопоставления результатов экспериментов для проверки адекватности собранных моделей.

Для реализации данной цели в учебно-практической лаборатории кафедры электротехники и электрооборудования МАДИ была собрана физическая модель повышающего преобразователя одномодульного типа. На рисунке 5.1 представлен общий вид данного преобразователя.



Рисунок 5.1 – Повышающий преобразователь постоянного напряжения с системой управления на базе программируемого микроконтроллера

В качестве системы охлаждения использован ребристый алюминиевый радиатор с активной системой воздушного охлаждения.

5.2. Разработка принципиальной схемы и расчет параметров преобразователя

Силовая часть повышающего преобразователя, представленная на рисунке 5.2, состоит из катушки индуктивности L1, силового ключа G1, двух параллельно включенных диодов Шоттки D1, D2, входных CE1-CE4 и выходных CE5-CE7 конденсаторов фильтра.

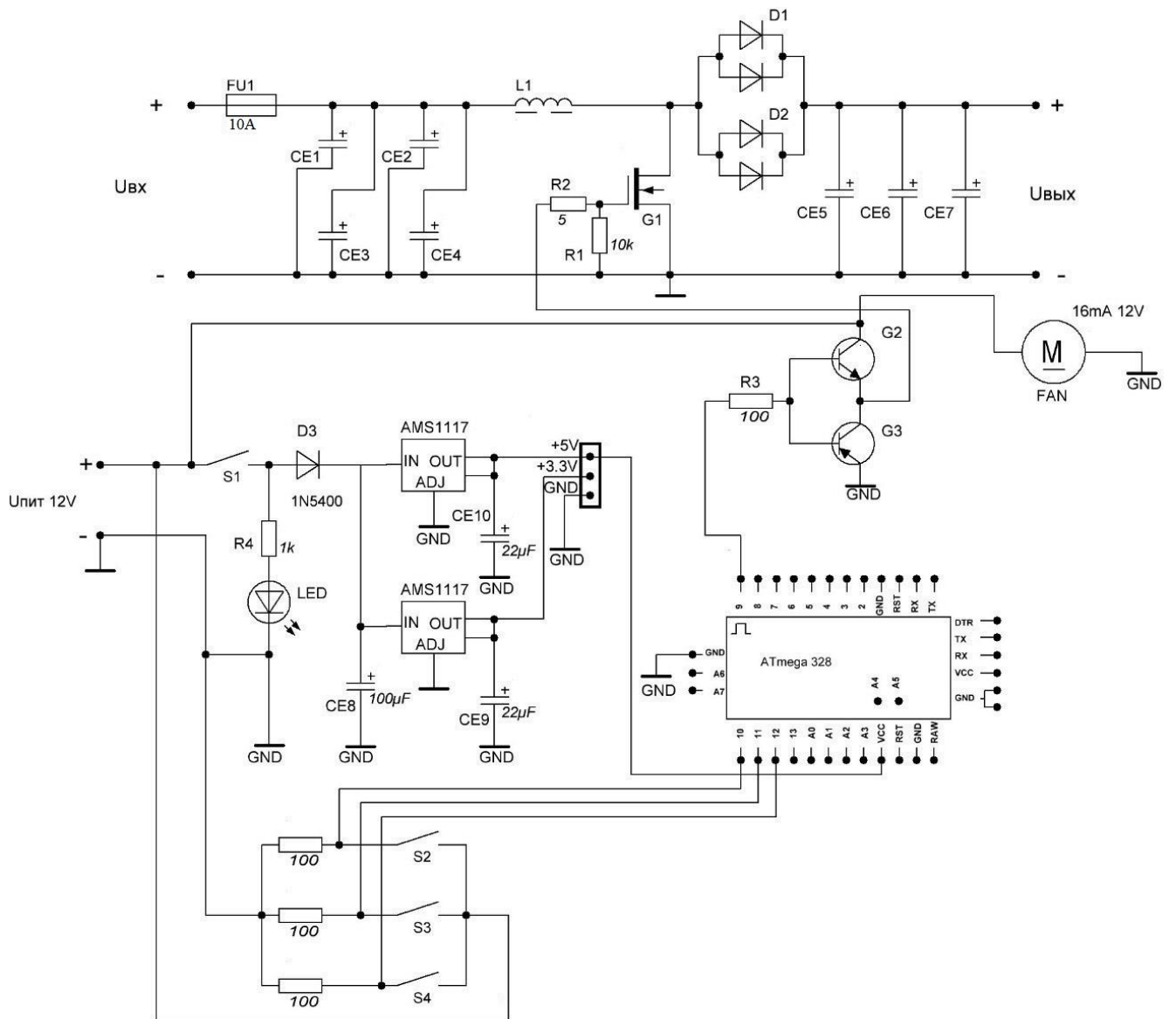


Рисунок 5.2 – Принципиальная схема повышающего преобразователя с системой управления на базе микроконтроллера ATmega328

Все детали подобраны согласно расчетам с использованием методики, предложенной во 2-й главе настоящей диссертационной работы. В таблицах В.1 приложения В показаны основные параметры контроллера.

С целью защиты электрической схемы и деталей от перегруза и короткого замыкания на входе преобразователя установлен предохранитель на максимальный ток 10 А.

5.3. Разработка системы управления преобразователя на базе программируемого микроконтроллера

В качестве системы управления преобразователем, т.е. генератора управляющих импульсов для транзисторного ключа G1 (рисунок 5.2), использован программируемый микроконтроллер семейства ATmega.

Микроконтроллер – это микропроцессор, имеющий в своей структуре процессор (CPU), генератор тактового сигнала (GCK), постоянное запоминающее устройство, выполненное по технологии Flash для хранения программ (FlashROM), постоянное запоминающее устройство, выполненное по технологии EEPROM для хранения данных, оперативное запоминающее устройство статического типа для хранения данных (SRAM) и набор периферийных устройств [12,28,46].

Устройство контроллеров, которые различаются не только габаритными размерами, но и количеством портов ввода и вывода, построены на разных микроконтроллерах с разными характеристиками. Так как для управления одним транзистором преобразователя, работающего в ключевом режиме, достаточно одного порта, с этой задачей справится самое простое из существующих устройств – микроконтроллер ATmega328. Технические характеристики выбранного микроконтроллера сведены в таблицу В.1.

Данный микроконтроллер имеет 32 КБ флэш-памяти, в которой хранится код программы управления транзисторным ключом. Для управления транзисторным ключом микроконтроллер по умолчанию генерирует прямоугольные импульсы

частотой 10 кГц и дает возможность изменить частоту и скважность импульсов для изменения параметров выходного напряжения. Для изменения этих параметров на собранном преобразователе предусмотрены тактовые кнопки «-», «+» и «ОК». Изменение частоты и скважности импульсов можно наблюдать через осциллограф.

Программная среда Arduino IDE позволяет реализовать машинный код, алгоритм работы повышающего преобразователя [53].

Собранный преобразователь с использованием программируемого микроконтроллера позволяет исследовать режимы его работы не только при проведении экспериментов для данной диссертационной работы, но и для проведения лабораторных и практических занятий для студентов старших курсов и аспирантов [53,73,97].

5.4. Результаты экспериментальных работ

Для проведения экспериментов и снятия рабочих характеристик был собран стенд с использованием повышающего ППН, различных датчиков и измерительных приборов.

Принципиальная схема преобразователя в стенде показана на рисунке 5.3. Для снятия входных и выходных токов и напряжений были использованы цифровые вольтметры и амперметры. Для снятия данных временных характеристик был использован внешний универсальный модуль АЦП/ЦАП E14-440 с интерфейсом USB 2.0. Измеряемые данные с помощью данного модуля по каналу USB передавались на компьютер и с использованием специального программного обеспечения LGraph2 регистрировались.

В качестве источника питания был использован лабораторный блок питания Mastech NY5020E, а в качестве нагрузки для повышающего ППН использовался потенциометр с допустимым током 5 А и максимальным сопротивлением 30 Ом.

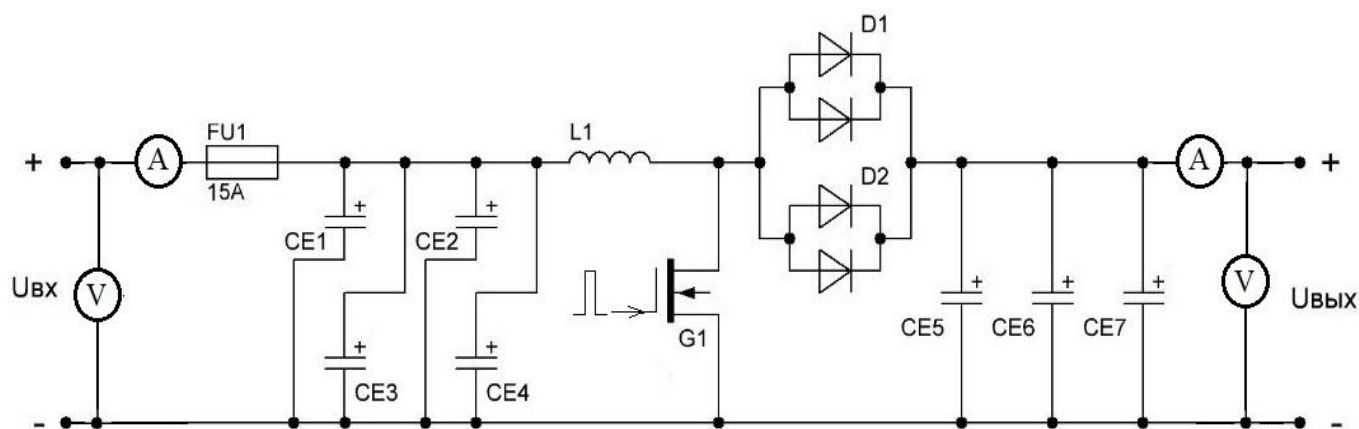


Рисунок 5.3 – Принципиальная схема преобразователя для проведения экспериментальных работ

Программа проведения экспериментальных работ состоит в установке входного напряжения повышающего преобразователя на величину 18,4 В и повышении этого напряжения до 30 В с помощью ППН с поддержанием выходного напряжения неизменным при различных нагрузках.

Данные временных характеристик при разных значениях нагрузки, полученные с использованием модуля АЦП/ЦАП, показаны на рисунке 5.4.

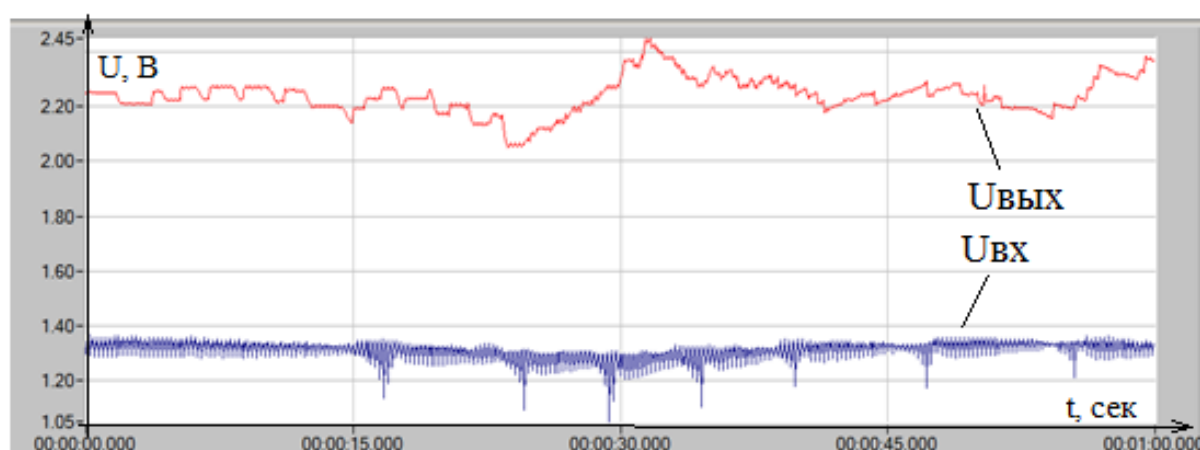


Рисунок 5.4 – Временная диаграмма входного и выходного напряжения ППН

Так как рабочий диапазон измеряемых сигналов модуля АЦП/ЦАП находится в пределах ± 10 В, а рабочее напряжение ППН выходит за пределы измерения модуля, были использованы датчики напряжения с коэффициентом

1/13, т.е. модуль АЦП/ЦАП измеряет и регистрирует напряжение в 13 раз ниже, чем реальное напряжение преобразователя.

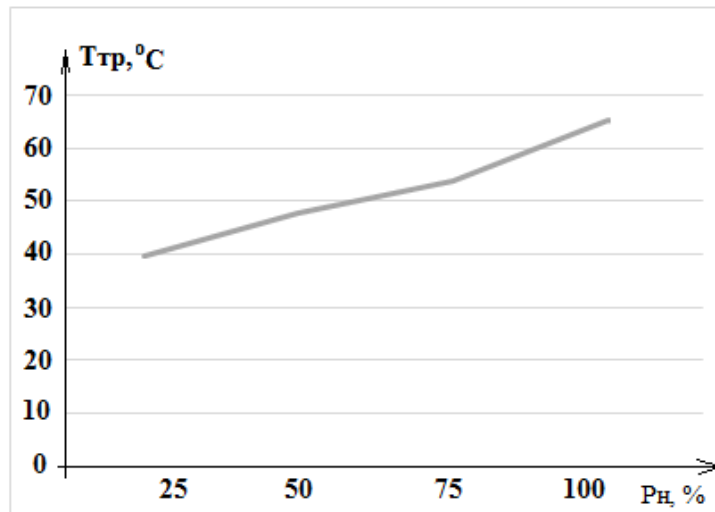


Рисунок 5.5 – Изменение температуры ключевого транзистора в зависимости от изменения нагрузки

Как видно из рисунка 5.5, во всем диапазоне изменения нагрузки температура ключевого транзистора находится в допустимых пределах, что подтверждает правильность подобранных деталей и расчет системы охлаждения.

Анализируя все снятые характеристики можно сделать вывод о работоспособности собранной физической модели повышающего преобразователя.

5.5. Сравнение результатов моделирования преобразователя постоянного напряжения с результатами испытания на физической модели

Как уже отмечена в предыдущих главах применение повышающего ППН в тяговой системе дает возможность получить источник питания с более высоким и стабилизированным напряжением, без существенного усложнения тяговой АБ.

В четверной главе были проведены комплексные моделирования в условиях близкой к реальными для анализа тяговых и энергетических характеристик ЭТС с целью подтверждения эффективности применения ППН. Несмотря на то что компьютерные моделирования дают возможность анализировать электрические и

механические процессы, происходящие в системе в достаточно высокой степени точности, полученные данные требуют подтверждения на физическом эксперименте.

Полноразмерные экспериментальные стенды требуют значительных затрат на их реализацию поэтому с целью получения достоверных характеристик преобразователя в пятой главе описаны результаты сборки и проведения экспериментов на физической модели меньшего размера удобная для проведения экспериментов в лабораторных условиях. Физические модели дают возможность проводить полноценные эксперименты при этом они могут быть в разы дешевле при изготовлении чем оригинальные установки. С целью подтверждения достоверности результатов моделирования в данном этапе работы будет проведено сравнение результатов экспериментальных исследований. Для того чтобы корректно сравнить характеристики, полученные при моделировании и при проведении экспериментов с физической моделью, были проведены дополнительные моделирования имитационной модели, собранной аналогично схеме стенда физической модели. На рисунке 5.6 показана схема данной имитационной модели.

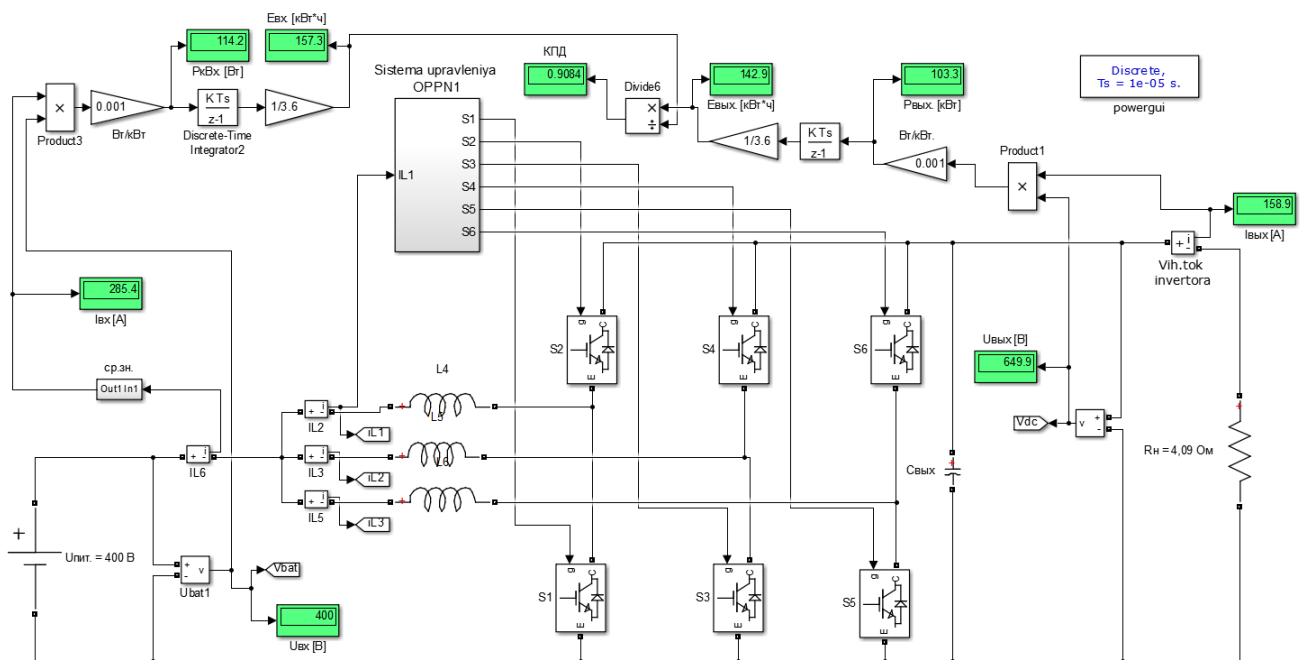


Рисунок 5.6 – Имитационная модель ППН с активной нагрузкой

Для правильного проведения моделирования на экспериментальных стендах методы проведения работ, обработка и сравнения результатов осуществлялись, руководствуясь методикам проведения экспериментов.

Существуют много методик проведения экспериментов, один из которых является метод теории подобия. Согласно этой теории, если пара величин в модели и в оригинале характеризующие процессы, происходящие в системе, имеют одинаковую природу, то в таких случаях имеет место физическое подобие системы.

Также физическим подобием считается если масштабы или коэффициенты подобия является безразмерным [56].

$$m_i = \frac{X'_i}{X_i}, \quad 5.1$$

где m_i – масштабы или коэффициенты подобия; X_i, X'_i – величины характеризующие явления в оригинале и в модели соответственно.

Также условие подобия можно определить через выражения величин в относительных значениях. Для этого в качестве единицы измерения каждой из величин принимают некоторые базисные значения: X_{i0}

Таким образом используя базисное значение параметров можно перейти в безразмерную величину:

для модели

$$X_i'^* = \frac{X'_i}{X_{i0}}, \quad 5.2$$

для оригинала

$$X_i^* = \frac{X_i}{X_{i0}}. \quad 5.3$$

Так как существуют подобия между моделями, то:

$$\frac{X'_i}{X_i} = \frac{X'_i X_{i0}}{X_i X_{i0}} = m_i, \quad 5.4$$

или

$$X_i'^* = \frac{X_i'}{X_{iб}} = \frac{X_i}{X_{iб}} = X_i^*. \quad 5.5$$

Выражение (5.5) доказывает, что относительные значения соответствующих параметров подобных устройств или явлений численно одинаковые. Это выражение определяет критерии подобия и обозначается следующим образом:

$$X_i^* = idem$$

Таким образом под критерием подобия понимается относительные значения соответствующих параметров, а также сочетания величин, составленных из параметров системы.

Согласно первой теореме теории подобия в природе существуют явления, которые являются подобными и характеризуются одинаковыми соотношениями, которые называются критериями подобия.

Вторая теорема подобия дает рекомендации по определению критерия подобия в частности объясняется какие именно масштабы и критерии подобия можно считать независимыми и какие следует рассчитывать, используя уравнения связи.

Для вывода уравнений электрической схемы имитационной и физической модели в относительных значениях воспользуемся последовательностью действий, согласно второй теореме подобия:

1. Выберем базисные величины имитационной и физической модели: $I_{иб}$, $U_{иб}$, $P_{иб}$ и $I_{фб}$, $U_{фб}$, $P_{фб}$ связанные друг с другом масштабами подобия:

$$m_I = \frac{I_{иб}}{I_{фб}}; \quad m_U = \frac{U_{иб}}{U_{фб}}; \quad m_P = \frac{P_{иб}}{P_{фб}}. \quad (5.6)$$

2. Введем относительные величины для имитационной и физической модели:

$$I_{и}^* = \frac{I_{и}}{I_{иб}}; \quad U_{и}^* = \frac{U_{и}}{U_{иб}}; \quad P_{и}^* = \frac{P_{и}}{P_{иб}}. \quad (5.7)$$

$$I_{ф}^* = \frac{I_{ф}}{I_{фб}}; \quad U_{ф}^* = \frac{U_{ф}}{U_{фб}}; \quad P_{ф}^* = \frac{P_{ф}}{P_{фб}}. \quad (5.8)$$

3. Выразим именованные величины имитационной и физической модели через относительные и базисные значения:

$$I_{и} = I_{и}^* I_{иб}; U_{и} = U_{и}^* U_{иб}; P_{и} = P_{и}^* P_{иб}. \quad (5.9)$$

$$I_{ф} = I_{ф}^* I_{фб}; U_{ф} = U_{ф}^* U_{фб}; P_{ф} = P_{ф}^* P_{фб}. \quad (5.10)$$

Так как $m_I = \frac{I_{и}}{I_{ф}} = \frac{I_{иб}}{I_{фб}}$, то $I_{и}^* = \frac{I_{и}}{I_{иб}} = \frac{I_{ф}}{I_{фб}} = I_{ф}^*$;

аналогично $U_{и}^* = U_{ф}^*$; $P_{и}^* = P_{ф}^*$.

Для наглядного сравнения результатов физического эксперимента и результатов моделирования, на рисунках 5.7-5.10 показаны зависимости, построенные по экспериментальным данным в относительных единицах.

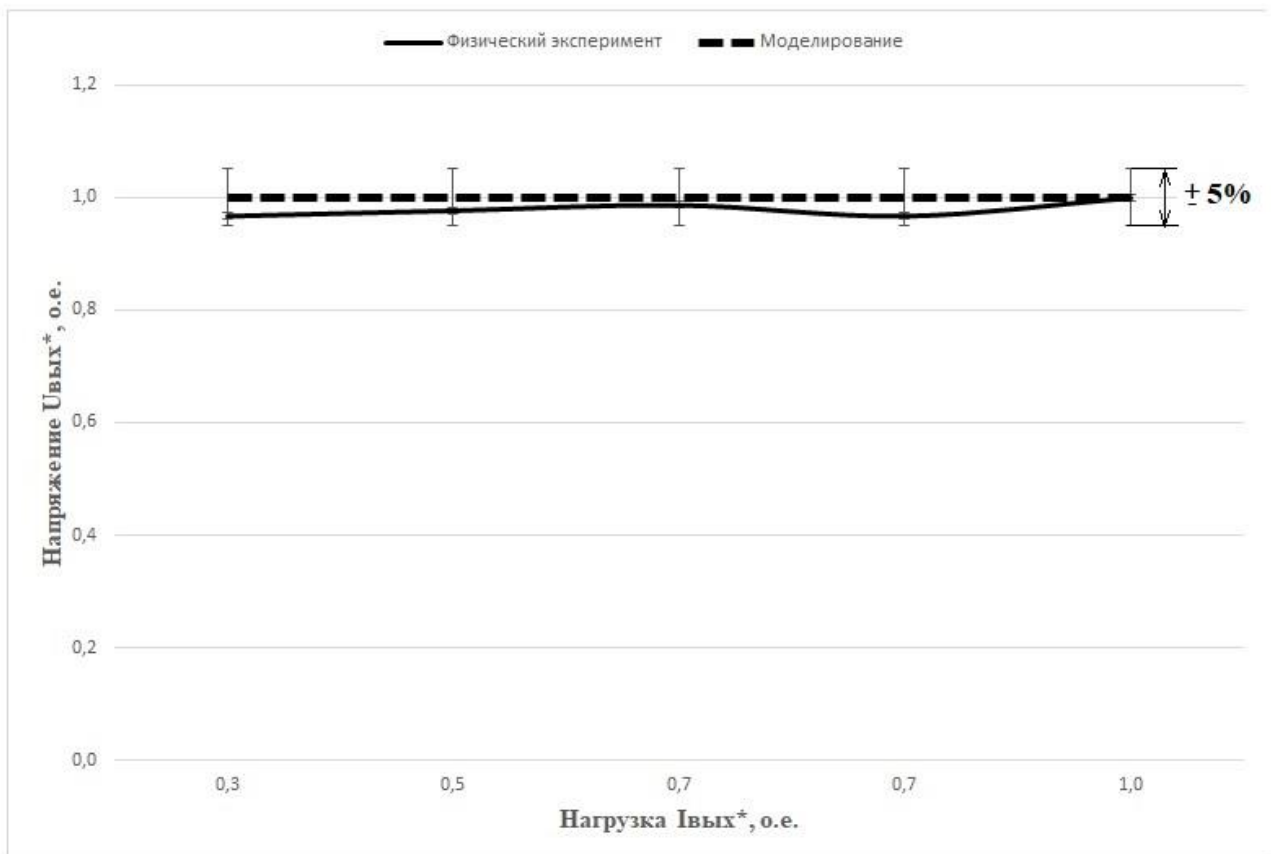


Рисунок 5.7 – Нагрузочная характеристика преобразователя при физическом и имитационном моделировании

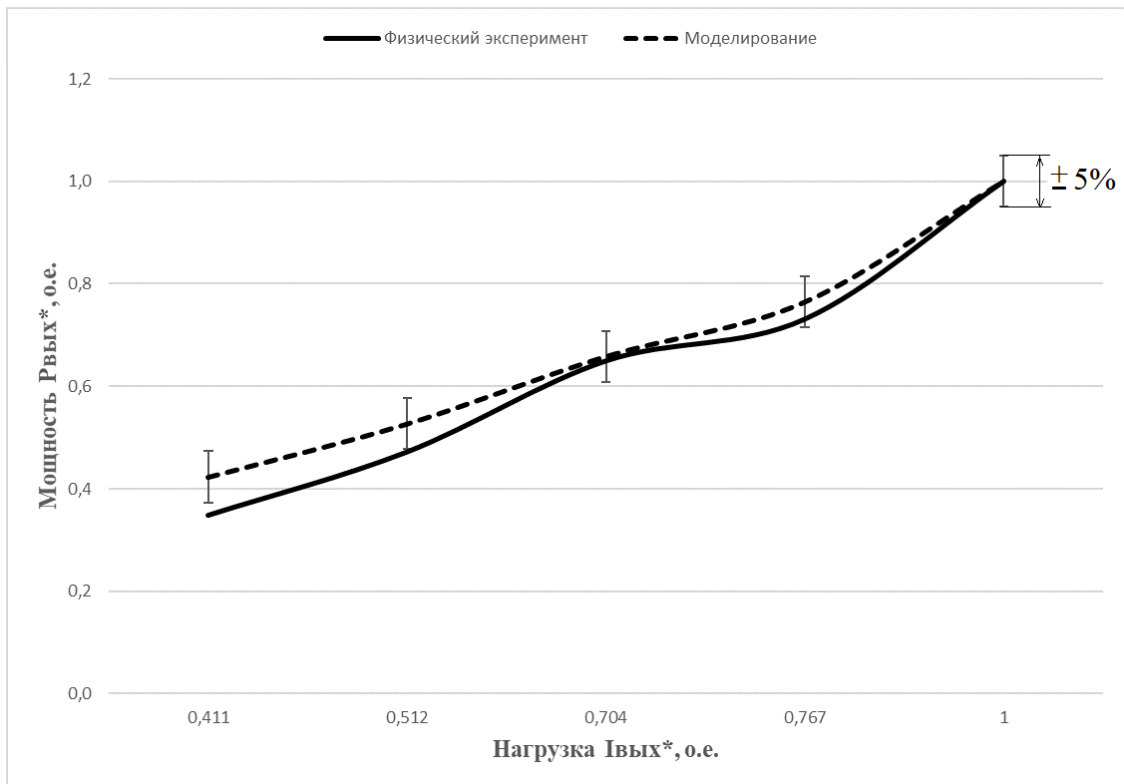


Рисунок 5.8 – Энергетические характеристики повышающего преобразователя при физическом и имитационном моделировании

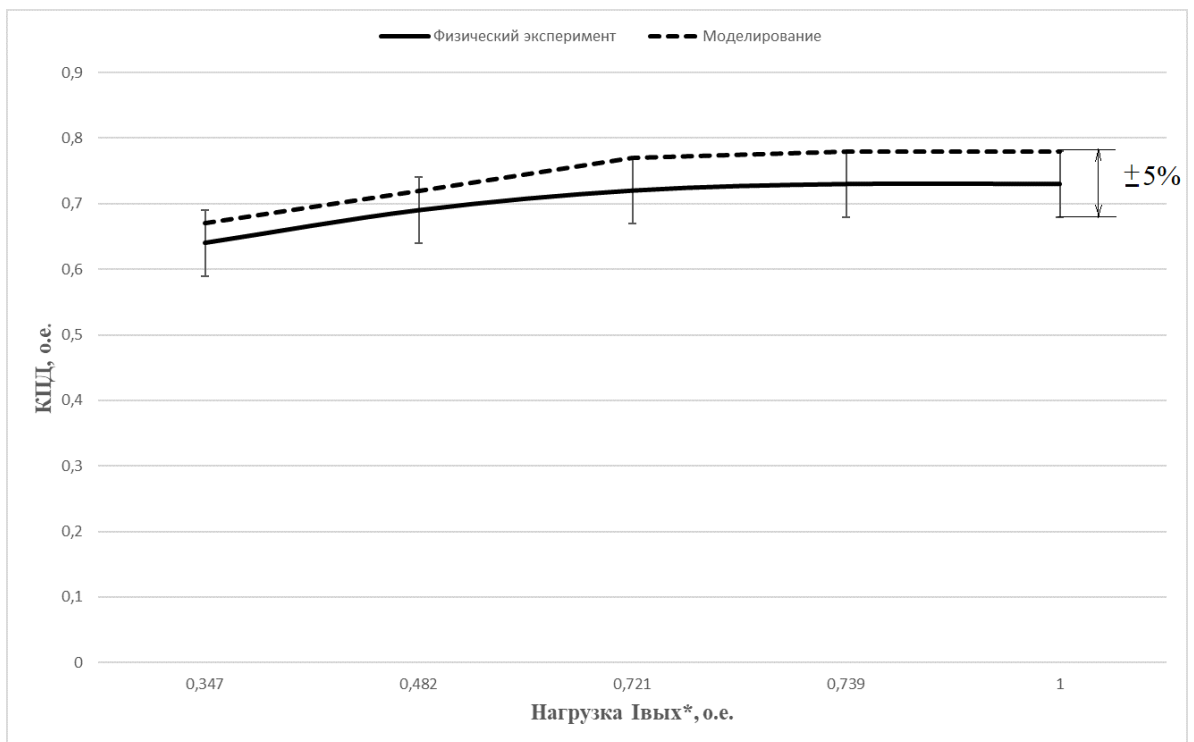


Рисунок 5.9 – Зависимость КПД преобразователя от нагрузки при физическом и имитационном моделировании

Следует отметить, что результаты экспериментального исследования физической модели повышающего преобразователя показали высокую сходимость с результатами имитационного моделирования. Как видно на рисунках 5.8-5.9 энергетических характеристиках, расхождение между физическим и имитационным моделированием в рабочем диапазоне практически не выходит за пределы $\pm 5\%$ области погрешности, показанных на этих рисунках.

5.6. Проблемы электробезопасности при эксплуатации электромобилей с высоковольтным источником энергии

При разработке автотранспортных средств с электрической тяговой установкой, источником энергии в которых является высоковольтная АБ, вопросам электробезопасности уделяется особое внимание, т.к. АБ является основным источником повышенной опасности в этих транспортных средствах.

Ситуация, при которой существенно повышается вероятность поражения электрическим током, является дорожно-транспортное происшествие (ДТП) [58,69,83]. При столкновении с препятствием электромобиль может получить меньший ущерб, чем обычный автомобиль, так как основная масса силовых агрегатов в электромобилях распределена иначе по сравнению с автомобилями традиционной конструкции, и при столкновении ведет себя по-другому. Однако при столкновении, из-за нарушения изоляции токоведущих частей, кузов автомобиля может оказаться под высоковольтным напряжением. Такая ситуация создает серьезную угрозу не только пассажирам, находящимся внутри салона электромобиля, но и создает большую проблему пожарным (в случае возникновения пожара) и спасательным службам [58,87,111-112].

В последние годы наблюдается значительный рост производства автомобилей с электрической тягой, и на протяжении последних десятилетий был достигнут значительный прогресс в области усовершенствования технологии разработки и производства электромобилей как перспективных транспортных средств [18]. Основным достижением в этой области можно считать улучшение

тяговых характеристик и массогабаритных показателей, увеличение дальности пробега, а также ряд технологических решений, касающихся проблем электробезопасности. Одной из достойных на сегодняшний день решений проблем электробезопасности является создание системы, способной предотвращать неисправности и отключать систему высокого напряжения при аварии [1].

Принцип действия данной системы основан на использовании сигнала датчиков столкновения, используемых для срабатывания подушек безопасности, т.е. при срабатывании датчиков столкновения отключается высоковольтная цепь питания. Однако у этой системы наряду с преимуществами имеется ряд недостатков. Главный недостаток заключается в пороге срабатывания подушек безопасности. Как известно, срабатывание подушек безопасности влечет за собой дополнительные расходы на ремонт автомобиля. По этой причине порог срабатывания подушек безопасности настроен таким образом, чтобы они срабатывали только тогда, когда столкновение является достаточно сильным и ремень безопасности может травмировать водителя и пассажиров.

Учитывая эту специфику системы безопасности, для системы электробезопасности этот порог срабатывания может быть слишком большим, т.е. изоляция высоковольтных кабелей может нарушиться при столкновениях меньшей силы, когда могут сработать подушки безопасности.

Предложенная система [1] электробезопасности предусматривает альтернативный вариант, когда используются специальные датчики столкновения, сигналы которых дают команду только на отключение высоковольтной цепи питания.

Таким образом, можно снизить порог срабатывания этих датчиков. Однако и у этого решения имеются свои недостатки. При снижении порога срабатывания специальных датчиков столкновения необходимо предотвратить ложное, или неправильное срабатывание системы электробезопасности, в случае ударов посторонними предметами вблизи датчиков.

Другим недостатком являются дополнительные датчики, которые увеличивают стоимость и усложняют конструкцию автомобиля.

Таким образом, с технической точки зрения существует много нерешенных проблем, относящихся к проблемам электробезопасности. Несмотря на все трудности, существующие проблемы с годами успешно решаются, и в ближайшие десятилетия ожидается разработка полноценных электромобилей, обладающих интеллектуальной системой безопасности с улучшенными техническими характеристиками и более низкой стоимостью по сравнению с аналогичными транспортными средствами традиционной конструкции.

Другой областью проблем, относящихся к вопросам электробезопасности электромобилей, являются стандарты, устанавливающие правила и нормы электробезопасности эксплуатации автомобилей на электрической тяге. Большинство отечественных стандартов распространяются либо на стационарные, либо на ручные инструменты и приборы бытового назначения.

К автомобильным подвижным средствам с автономным высоковольтным источником, к которым относятся электромобили, эти нормы необходимо применять с учетом их конструкционной особенности и специфики эксплуатации. Так, необходимо учитывать более широкое воздействие внешних факторов на электромобиль (температура, влажность, вибрации, грязь на дорогах и т.д.).

На сегодняшний день нормой, регламентирующей практически все вопросы, касающиеся пожаро-, взрыво- и электробезопасности, является стандарт СТО 37.001.071-2010 [87]. В разделах 2,3,4 стандарта сделаны ссылки на ряд действующих государственных нормативных документов, устанавливающих нормы электробезопасности, которые распространяются в том числе на электромобили.

В настоящее время во всем мире наблюдается постепенный отказ от автомобилей, потребляющих нефтепродукты, и переход на экологические транспортные средства, которые являются альтернативными и несомненно

перспективными транспортными средствами. Что касается нормативных документов, то в среднесрочной перспективе эксплуатация автомобилей с электрической тяговой установкой будет расширяться, и перед государственными институтами, устанавливающими нормативные документы, появится необходимость первоочередной разработки норм и стандартов, определяющих требования к пожаро-, взрыво-, и электробезопасности этих транспортных средств.

5.7. Выводы по главе

1. Разработана физическая модель повышающего преобразователя постоянного напряжения и стенд для проведения экспериментальных исследований. При сборке модели была разработана принципиальная схема и рассчитаны параметры деталей с использованием методики предложенной во 2-й главе данной диссертационной работы.
2. Разработана система управления ППН на основе программируемого микроконтроллера ATmega328, позволяющая легко изменять скважность и частоту напряжения преобразования.
3. На собранном стенде с использованием ППН был проведен ряд экспериментальных исследований с целью подтверждения работоспособности собранной модели и сравнения с результатами компьютерного моделирования для проверки адекватности собранной модели.
4. Для корректного сравнения результатов эксперимента на физической модели были проведены дополнительные исследования имитационной модели. Результаты сравнения показали, что погрешность большей части параметров собранных моделей находится в допустимых пределах и можно сделать вывод о адекватности полученных данных при экспериментальных исследованиях.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Проведен анализ существующих разработок в области импульсных преобразователей постоянного напряжения, транспортного назначения. По результатам анализов было установлено что для ЭП транспортного назначения мощностью более 50 кВт, для повышения напряжения АБ, применение трехканального ППН является более оптимальным решением. Выбор в пользу данного решения обусловлено более высокой эффективностью и большой плотностью мощности что для ЭП с автономным источником энергии имеет большое значение.
2. Разработана методика определения и расчета параметров основных компонентов ОПНН транспортного назначения и даны рекомендации по проектированию системы управления многоканальных преобразователей постоянного напряжения, где в основном рассмотрены цифровые методы управления на базе программируемых контроллеров.
3. Разработана комплексная математическая модель тягового электрооборудования ЭТС включающая тяговую аккумуляторную батарею, трехфазного инвертора и синхронного электродвигателя с постоянными магнитами, а также ОПНН интегрированного в силовую цепь для повышения напряжения тягового источника тока. С использованием разработанной модели проведен ряд экспериментов по определению эффективности и целесообразности применения ОПНН в состав СУ ЭТС.
4. Результаты анализа проведенных экспериментов показали, что при использовании ЭП с относительно высоким номинальным напряжением (650В) в период интенсивных переходных режимов (частое ускорение и торможение) когда токи нагрузки достигают больших значений, КПД системы выше по сравнению с низковольтным электроприводом (400В).
5. Анализ результатов исследования показали, что повышение напряжения с использованием ОПНН является одной из эффективных решений задачи оптимизации и улучшения массогабаритных показателей аккумуляторной

батареи. Основная причина использования повышающего преобразователя вместо увеличения количества единичных аккумуляторов в пакете АБ состоит в том, что в последнем достаточно сильно усложняется конструкция пакета аккумуляторов. Кроме того, усложняется система мониторинга за состоянием аккумуляторов т.к. пакет АБ состоит из сотни единичных накопителей энергии (в случае, когда используется литий-ионный тип АБ). Кроме этого с увеличением количества батарей увеличивается его общая стоимость и вес.

6. Проведенные эксперименты на лабораторном стенде, собранном на базе повышающего преобразователя постоянного напряжения, показали работоспособность, высокую эффективность и стабильность при различных режимах работы ППН.
7. Полученные результаты диссертационной работы могут быть успешно применены и внедрены при создании полностью электрических автомобилей или конвертации обычных автомобилей в электромобили в части повышения напряжения источника с передачей энергии в прямом и обратном направлении, где вопросы снижения потерь энергии и массогабаритные показатели имеют большое значение.

Рекомендации по итогам исследований. Необходимо отметить что предложенное в данной работе способ улучшения массогабаритных показателей компонентов тягового электрооборудования наиболее целесообразно применить при модернизации уже существующего электромобиля, когда изменение конструкции, существующей АБ и добавление новых элементов затруднена и влечет за собой большие затраты. Также применение данного метода целесообразно, когда электромобиль является малогабаритным и нет возможности размещать АБ большого размера и веса, но необходимо получить источник более высокого и стабилизированного напряжения. Также в грузовых ТС на электрической тяге промышленного назначения, которые эксплуатируются с возможностью дозарядки в процессе эксплуатации или пассажирских ТС с ограниченной емкости АБ, которые заряжаются в конце каждой линии. В данном

случаи повышения напряжения с применением ОПН дает возможность использовать двигатели с более широкими скоростными и тяговыми характеристиками.

Перспектива дальнейшей разработки темы. Дальнейшая разработка темы данной диссертационной работы имеет широкое практическое применение при проектировании и внедрении энергоэффективных электроприводов и энергоустановок различного назначения. При дальнейшем усовершенствовании системы управления многоканального преобразователя можно создать адаптивную СУ, которая дает возможность отключать вышедшую из строя определенный канал и обеспечить бесперебойное питание всей системы. Такая перспектива развития значительно увеличивает надежность источника питания и всей системы энергообеспечения.

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- АБ – аккумуляторная батарея;
- АД – асинхронный двигатель;
- АЭС – атомная электростанция;
- БКПС – блок компенсации перекрестных связей;
- ВМ – векторный модулятор;
- ВТ – высокочастотный трансформатор;
- ГА – гибридный автомобиль;
- ДПТ – двигатель постоянного тока;
- КЭУ – комбинированная энергетическая установка;
- МППН – многофазный преобразователь постоянного напряжения;
- НЭ – накопитель энергии;
- ОППН – обратимый преобразователь постоянного напряжения;
- ПН – преобразователь напряжения;
- СДОВ – синхронный двигатель с обмоткой возбуждения;
- СДПМ – синхронный двигатель с постоянными магнитами;
- СПН – силовой преобразователь напряжения;
- СУ – система управления;
- СУ ЭТС – силовая установка электрического транспортного средства;
- ТИТ – тяговый источник тока;
- ТС – транспортное средство;
- ТТИ – трехфазный тяговый инвертор;
- ТЭД – тяговый электродвигатель;
- ТЭЦ – теплоэлектростанция;
- ШИМ – широтно-импульсный модулятор;
- ЭМ – электромобиль;
- ЭТ – электротранспорт;
- ЭТС – электрическое транспортное средство;
- ДТП – дорожно-транспортное происшествие.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автотранспортное средство, способное предотвращать неисправности и отключать систему высокого напряжения при аварии: пат. RU 2346828 С2 Рос. Федерация, МПК В60L3/04 / У. Кендзи; заявитель и патентообладатель ТОЙОТА ДЗИДОСЯ КАБУСИКИ КАЙСЯ (JP) – №2007111116/11; заявл. 26.05.2005. – Режим доступа: <http://bd.patent.su/23460002346999/pat/servlet/servlet620d.html>. – Дата обращения: 12.05.2017 г.
2. Анучин, А.С. Системы управления электроприводов : учеб. для вузов / А.С. Анучин. – М. : Изд. дом МЭИ, 2015. – 373 с.
3. Балковой, А.П. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями / А.П. Балковой, В.К. Цаценкин. – М.: Изд. дом МЭИ, 2010. – 328 с.
4. Белов, Г. Структурные динамические модели и частотный метод синтеза двухконтурных систем управления импульсными преобразователями / Г. Белов, А. Павлова // Силовая электроника. – 2008. – № 3. – С. 98-106.
5. Белов, Г.А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения / Г.А. Белов. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 120 с.
6. Белов, Г.А. Динамика импульсных преобразователей / Г.А. Белов. – Чебоксары : Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. – 528 с.
7. Белов, Г.А. Система управления многофазным понижающим импульсным преобразователем / Г.А. Белов, А. Малышев, С. Белов // Силовая электроника. – 2011. – № 31. – С. 49-54.
8. Блум, Х. Схемотехника и применение мощных импульсных устройств : пер. с англ. / Х. Блум. – М. : Додэка-XXI, 2008. – 352 с.
9. Богданов, К.Л. Тяговый электропривод автомобиля / К.Л. Богданов. – М. : МАДИ, 2009. – 56 с.
10. Букреев, С.С. Силовые электронные устройства: Введение в автоматизированное проектирование / С.С. Букреев. – М. : Радио и связь, 1982. – 256 с.

11. Бурков, А.Т. Электронная техника и преобразователи : учеб. для вузов ж.-д. трансп. / А.Т. Бурков. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
12. Варламов, Р.Г. Малогабаритные источники тока : справочник / Р.Г. Варламов, В.Р. Варламов. – М. : Радио и связь, 1988. – 80 с.
13. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново : Изд-во Иванов. гос. энерг. ин-та им. В.И. Ленина, 2008. – 298 с.
14. Гейтенко, Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет : учеб. пособие / Е.Н. Гейтенко. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 448 с.
15. Гольдберг, О.Д. Электромеханика : учебник для студентов вузов / О.Д. Гольдберг, С.П. Хелемская ; под ред. О.Д. Гольдберга. – М.: Изд. центр «Академия», 2007. – 512 с.
16. Гринфилд, Дж. Транзисторы и линейные ИС. Руководство по анализу и расчету : пер. с англ. / Дж. Гринфилд. – М. : Мир, 1992. – 560 с.
17. Грязнов, Н.М. Трансформаторы и дроссели в импульсных устройствах / Н.М. Грязнов. – М. : Радио и связь, 1986. – 112 с.
18. Гулямов, К.Х. Эксплуатация электромобилей в условиях Таджикистана / К.Х. Гулямов, А.Х. Гуломзода // Республиканская научно – практическая конференция «Электроэнергетика, гидроэнергетика, надежность и безопасность» / Тадж. техн. ун-т им. М.С. Осими, г. Душанбе, 24 дек. 2016 г. – Душанбе, 2016. – С. 154-157.
19. Гулямов, К.Х. Имитационное моделирование обратимого преобразователя постоянного напряжения в составе силового электрооборудования электромобиля в режиме рекуперации / К.Х. Гулямов // Актуальные направления научных исследований XXI века: теория и практика. – 2016. – Т. 4, № 5, ч. 4. – С. 46-50.
20. Гунченко, Ю.А. Управление многофазным импульсным преобразователем постоянного напряжения с гранично-разрывным режимом функционирования / Ю.А. Гунченко // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 6. – С. 20-25.

21. Гусаков, С.В. Расчетно-экспериментальная методика корректировки ездового цикла для фазы движения транспортного средства в городских условиях / С.В. Гусаков, В.А. Марков, Д.В. Михрячёв // Транспортное и энергетическое машиностроение. – 2012. – № 5. – С. 23-30
22. Джендубаев, А.-З.Р. MATLAB, Simulink и SimPowerSystems в электроэнергетике : учеб. пособие для студентов, обучающихся по направлению подготовки 140400.62 «Электроэнергетика и электротехника», профиль «Электроснабжение» / А.-З.Р. Джендубаев, И.И. Алиев. – Черкесск : БИЦ СевКавГГТА, 2014. – 136 с.
23. Теория и расчет тягового привода электромобилей : учеб. пособие для вузов по специальности «Городской электрический транспорт» и «Электрическая тяга и автоматизация тяговых устройств» / И.С. Ефремов, А.П. Пролыгин, Ю.М. Андреев, А.Б. Миндлин. – М.: Высшая школа, 1984. – 383 с.
24. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники : учебник / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2. – 197 с.
25. Иванов-Смоленский, А.В. Электрические машины : учебник для вузов. В 2-х т. Т. 2 / А.В. Иванов-Смоленский. – 3-е изд., стереотип. – М. : Изд. дом МЭИ, 2006. – 532 с.
26. Иоффе, Д.С. Разработка импульсного преобразователя напряжения с топологией SEPIC / Д.С. Иоффе // Компоненты и технологии. – 2006. – № 62. – С. 126-132.
27. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение / В.А. Казначеев, И.С. Кирюхин, А.В. Перебаскин, А.Н. Рабодзей, В.М. Халикеев. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : Изд. дом «Додэка-XXI», 2001. – 608 с.
28. Калпаков, А.И. Особенности теплового расчета импульсных силовых каскадов / А.И. Калпаков // Компоненты и технологии. – 2002. – № 18. – С. 46-50.
29. Капустин, И.В. Математическое моделирование и анализ импульсного повышающего преобразователя напряжения / И.В. Капустин, А.В. Лукашенов // Известия ТулГУ. – 2013. – № 2. – С. 126-135.

30. Караско, К. Повышающие преобразователи постоянного тока / К. Караско // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2. – С. 32-34.
31. Кашкаров, А.П. Аккумуляторы : справочное пособие. – М. : ИП РадиоСофт, 2014. – 192 с.
32. Кашкаров, А.П. Оригинальные конструкции источников питания / А.П. Кашкаров, А.С. Колдунов. – М. : ДМК Пресс, 2010. – 160 с.
33. Кобзев, А.В. Энергетическая электроника : учеб. пособие / А.В. Кобзев, Б.И. Коновалов, В.Д. Семенов. – Томск : Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2010. – 164 с.
34. Колпаков, А.И. В лабиринте силовой электроники : сб. статей / А.И. Колпаков. – СПб. : «Издательство Буковского», 2000. – 96 с.
35. Константинов, В.Г. Многофазные преобразователи на транзисторах / В.Г. Константинов. – М.: Энергия, 1972. – 96 с.
36. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин : учебник для вузов / И.П. Копылов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 2001. – 327 с.
37. Коршунов, А.И. Анализ параллельной работы импульсных повышающих преобразователей напряжения постоянного тока / А.И. Коршунов // Силовая электроника. – 2007. – № 8. – С. 126-134.
38. Ловушкин, В.Н. Транзисторные преобразователи постоянного напряжения / В.Н. Ловушкин. – М. : Энергия, 1967. – 112 с.
39. Мартынов, А.А. Проектирование вторичных источников питания. Проектирование ВИП с выходом на постоянном токе : учеб. пособие / А.А. Мартынов. – СПб.: СПбГУАП, 2000. – 108 с.
40. Межаков, О.Г. Математическая модель понижающего преобразователя напряжения / О.Г. Межаков // Молодой ученый. – 2015. – № 5. – С. 171-176.
41. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. – 632 с.

42. Мелешин, В.И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В.И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2011. – 576 с.
43. Местечкина, Г. Рекомендации по применению DC/DC-преобразователей компании RECOM / Г. Местечкина // Источники питания. – 2007. – № 1. – С. 22-25.
44. Месяц, Г.А. Импульсная энергетика и электроника / Г.А. Месяц. – М. : Наука, 2004. – 74 с.
45. Моин, В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В.С. Моин. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
46. Москатов, Е.А. Источники питания / Е.А. Москатов. – М. : «МК-Пресс» ; СПб. : «КОРОНА-ВЕК», 2011. – 208 с.
47. Москатов, Е.А. Силовая электроника. Теория и конструирование / Е.А. Москатов. – М. : «МК-Пресс» ; СПб. : «КОРОНА-ВЕК», 2013. – 256 с.
48. Новаковски, Р. Вопросы проектирования высокочастотных DC/DC-преобразователей с высоким входным напряжением / Р. Новаковски, Б. Кинг // Силовая электроника. – 2012. – № 5. – С. 137-140.
49. Новиков, Н.Н. Синхронные двигатели : справочник для студентов электротехнических и электроэнергетических специальностей / Н.Н. Новиков, И.Е. Родионов, В.Ф. Шутко. – Екатеринбург : УГТУ – УПИ, 2005. – 36 с.
50. Остриров, В.Н. Разработка серии силовых электронных преобразователей для регулируемых электроприводов на современной элементной базе / В.Н. Остриров // Компоненты и технологии. – 2002. – № 25. – С. 64-68.
51. Остриров, В.Н. Проектирование электронных преобразователей для регулируемых электроприводов : учеб. пособие / В.Н. Остриров. – М. : Изд. дом МЭИ, 2008. – 72 с.
52. Перельмутер, В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / В.М. Перельмутер. – Харьков : Основа, 2004. – 210 с.
53. Петин, В.А. Проекты с использованием контроллера Arduino / В.А. Петин. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб. : БХВ-Петербург, 2015. – 464 с.

54. Полуянович, Н.К. Математическая модель тягового электропривода с широтно-импульсным управлением для исследования режима пуска / Н.К. Полуянович, Ю.П. Волощенко, И.И. Шушанов // Известия Южного федерального университета. – 2013. – № 4. – С. 125-131.
55. Пономаренко, А.Г. Мощная импульсная техника. Ч. 1: Элементы схем и источники питания : учеб. пособие / А.Г. Пономаренко. – М. : МИФИ, 2007. – 194 с.
56. Тихонов, А.И. Основы теории подобия и моделирование (электрические машины) : учеб. пособие / А.И. Тихонов. – Иваново : ИГЭУ имени В.И. Ленина, 2011. – 132 с.
57. Разевиг, В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap 7 / В.Д. Разевиг. – М. : Горячая линия-Телеком, 2003. – 368 с.
58. Раков, В.А. Электробезопасность при ремонте электромобилей и гибридных автомобилей / В.А. Раков // Безопасность жизнедеятельности предприятий в промышленно-развитых регионах: сб. тр. науч.-практ. конф. – Кемерово : КГТУ им. Т.Ф. Горбачева, 2015. – С. 65.
59. Рама Редди, С. Основы силовой электроники / С. Рама Редди. – М. : Техносфера, 2006. – 288 с.
60. Ревич, Ю.В. Занимательная электроника/ Ю.В. Ревич. – 3-е изд., перераб. и доп. – СПб. : БХВ-Петербург, 2015. – 576 с.
61. Резников, С. Однонаправленные и обратимые бестрансформаторные импульсные преобразователи / С. Резников, О. Гильбурд, Е. Парфенов // Силовая электроника. – 2008. – № 2. – С. 96-99.
62. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю.И. Драбович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – М. : Радио и связь, 1988. – 288 с.
63. Саркис, Э. Электронные компоненты для мощных импульсных источников питания / Э. Саркис, В. Ланцов // Силовая электроника. – 2006. – № 2. – С. 32-38.

64. Сбродов, А. Выбор силовых транзисторов для преобразователей напряжения с резонансным контуром / А. Сбродов // Электронные компоненты. – 2006. – № 6. – С. 1-3.
65. Семенов, Б.Ю. Силовая электроника : профессиональные решения / Б.Ю. Семенов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2011. – 416 с.
66. Сергеев, Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания : справочник / Б.С. Сергеев. – М. : Радио и связь, 1992. – 224 с.
67. Сериков, С.А. Идентификация математической модели тяговой аккумуляторной батареи гибридного автомобиля / С.А.Сериков // Автомобильный транспорт. – 2010. – № 26. – С. 23-30.
68. Сидоров, К.М. Комбинированные энергетические установки в системе автономного электроснабжения / К.М. Сидоров, В.Е. Ютт, Т.В. Голубчик // Вестник МАДИ. – 2013. – № 4. – С. 37-44.
69. Сидоров, К.М. Перспективные системы тягового электрооборудования для транспортных средств / К.М. Сидоров, Т.В. Голубчик, В.Е. Ютт // Вестник МАДИ. – 2012. – № 1. – С. 56-63.
70. Скворцов, В.А. Тенденции в развитии транспортных средств с использованием электрического привода / В.А. Скворцов, А.А. Берестов // Силовая электроника. – 2004. – № 1. – С. 85-87.
71. Основы электрического транспорта : учебник для студ. вузов / М.А. Слепцов, Г.П. Долаберидзе, А.В. Прокопович и др. – М. : Изд. центр «Академия», 2006. – 464 с.
72. Солони́на, А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink / А.И. Солони́на. – СПб. : БХВ-Петербург, 2012. – 432 с.
73. Соммер, У. Программирование микроконтроллерных плат Arduino/Freeduino / У. Соммер. – СПб. : БХВ-Петербург, 2012. – 256 с.
74. Соснин, Д.А. Новейшие автомобильные электронные системы / Д.А. Соснин, В.Ф. Яковлев. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2005. – 240 с.

75. Строганов, В.И. Математическое моделирование основных компонентов силовых установок электромобилей и автомобилей с КЭУ : учеб. пособие / В.И. Строганов, К.М. Сидоров. – М. : МАДИ, 2015. – 100 с.
76. Сукер, К. Силовая электроника. Руководство разработчика / К. Сукер. – М. : Изд. дом «Додэка-XXI», 2008. – 252 с.
77. Фелпс, Р. 750 практических электронных схем : справочное руководство : пер. с англ. / Р. Фелпс. – М. : Мир, 1986. – 584 с.
78. Хайнеман, Р. Визуальное моделирование электронных схем в PSPICE : пер. с англ. / Р. Хайнеман. – М. : ДМК Пресс, 2008. – 336 с.
79. Хасиев, В. Расчет и схемотехника повышающих DC/DC-преобразователей высокой мощности / В. Хасиев, А. Кулаков // Силовая электроника. – 2008. – № 4. – С. 36-40.
80. Хоровиц, П. Искусство схемотехники. В 2-х т. Т. 1. : пер. с англ. / П. Хоровиц, У. Хилл. – М. : Мир, 1986. – 596 с.
81. Черных, И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink / И.В. Черных. – М. : ДМК Пресс, 2007. – 288 с.
82. Четти, П. Проектирование ключевых источников электропитания : пер. с англ. / П. Четти. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
83. Чижков, Ю.П. Электрооборудование автомобилей : курс лекций. Ч. 1 / Ю.П. Чижков. – М. : Машиностроение, 2002. – 240 с.
84. Шабанов, А.В. Характеристики электромобилей и тенденции развития электропривода / А.В. Шабанов, В.В. Ломакин // Исследования, конструкции, технологии. – 2014. – № 3. – С. 38-43.
85. Штанг, А.А. Моделирование тягового привода в MATLAB, Simulink : теоретические сведения и методические указания для выполнения лабораторных работ по курсу «Тяговый электропривод переменного тока» / А.А. Штанг, А.В. Мятаж, М.В. Ярославцев. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2014. – 47 с.
86. Шустов, М.А. Практическая схемотехника. Преобразователи напряжения / М.А. Шустов. – М. : ООО «Альтекс-А», 2002. – 189 с.

87. Электро-, пожаро-, и взрывобезопасность электромобилей : СТП 37.001.071-2010. – Режим доступа: <http://helpiks.org/1-116304.html>. Дата обращения: 12.05.2017 г.
88. Ютт, В.Е. Повышение мощности импульсных преобразователей постоянного напряжения с использованием многофазных структур / В.Е. Ютт, К.М. Сидоров, К.Х. Гулямов // *Электроника и электрооборудование транспорта*. – 2016. – № 4. – С. 13-16.
89. Применение преобразователей постоянного напряжения в составе энергетической установки электрического транспортного средства / В.Е. Ютт, В.В. Лохнин, К.М. Сидоров, К.Х. Гулямов // *Вестник МАДИ*. – 2015. – № 4. – С. 34-40.
90. Ютт, В.Е. Экспериментальное исследование режимов работы импульсных преобразователей постоянного напряжения трехфазной структуры при активной и активно-индуктивной нагрузках / В.Е. Ютт, Т.В. Голубчик, К.Х. Гулямов // *Электроника и электрооборудование транспорта*. – 2016. – № 5. – С. 11-14.
91. Bi-directional isolated dc-dc converter for next-generation power distribution-comparison of converters using Si and SiC devices / J. Biela, D. Aggeler, S. Inoue, H. Akagi, J.W. Kolar // *IEEE Transactions on power electronics*. – 2008. – Vol. 128(7). – P. 1-10.
92. Chris, M. Hybrid electric vehicles: principles and applications with practical perspectives / M. Chris., M.A. Masrur., D.W. Gao. – United Kingdom : John Wiley & Sons. Ltd, 2011. – 448 p.
93. Dabhi, R.K. Bi-directional dc/dc buck-boost converter for automotive applications / R.K. Dabhi, R.G. Rital, J.T. Gunjan // *International Journal of Engineering Development and Research*. – 2014. – Vol. 2(2). – P. 1738-1745.
94. Elamathy, A. Bidirectional battery charger for PV using interleaved fourport DC-DC converter / A. Elamathy, G. Vijayagowri, V. Nivetha // *Indonesian Journal of Electrical Engineering*. – 2015. – Vol. 14(3). – P. 428-433.


95. A new zvs bidirectional dc–dc converter for fuel cell and battery application / Z.P. Fang, L. Hui, S. Gui-Jia, S.L. Jack // IEEE Transactions on power electronics. – 2004. – Vol. 19(1). – P. 54-65.
96. Interleaved boost dc-dc converter using delta-sigma modulation suitable for renewable energy applications / S.A. Farag, S.A. Ahmed, A.S. Mohamed, H.K. Ahmad // International Journal of Computer and Electrical Engineering. – 2014. – Vol. 6(4). – P. 283-289.
97. Francis, P. Arduino essentials enter the world of arduino and its peripherals and start creating interesting projects / P. Francis. – United Kingdom : Packt Publishing. Ltd, 2015. – 193 p.
98. Simple and efficient implementation of two-phase interleaved boost converter for renewable energy source / M. Ganta, N. Reddy, T. Akshitha, R. Seyezhai // Int. J. Emerg. Technol. Adv. Eng. – 2012. – Vol. 2(4). – P. 676–681.
99. Genta, G. Motor vehicle dynamics: modeling and simulation / G. Genta. – Singapore : World Scientific Publishing Cp. Pte. Ltd, 2006. – 524 p.
100. Hegazy, O. Analysis, modeling, and implementation of a multidevice interleaved dc/dc converter for fuel cell hybrid electric vehicles / O. Hegazy, M.J. Van, P. Lataire // Power Electronics. – 2012. – Vol. 27(11). – P. 4445-4458.
101. Practical design and implementation procedure of an interleaved boost converter using sic diodes for (PV) applications / Ho C.-M., H. Breuninger, S. Pettersson, G. Escobar, L.A. Serpa, A. Coccia // Power Electronics. – 2012. – Vol. 27(6). – P. 2835-2845.
102. Regenerative current control method of bidirectional dc/dc converter for EV/HEV application / Jung-Hyo L., Doo-Yong J., Taek-Kie L., Young-Ryul K., Chung-Yuen W. // Journal of Electrical Engineering & Technology. – 2013. – Vol. 8(1). – P. 97-105.
103. Liqin, N. High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved dc-dc converter for hybrid vehicle application / N. Liqin, J.P. Dean, L.H. Jerry // IEEE Transactions on power electronics. – 2012. – Vol. 27(3). – P. 1141-1151.

104. Michael, J.P. Bi-directional DCM dc-to-dc converter for hybrid electric vehicles / J.P. Michael. – Florida: Spring Term, 2009. – 123 p.
105. Moan, N. Power Electronics. Converters, applications, and design / N. Moan., T.M. Undeland, W.P. Robbins. – NY: John Wiley & Sons. Inc, 1995. – 824 p.
106. Muhammad, H.R. Power electronics handbook / H.R. Muhammad. – Florida : Academic Press, 2001. –895 p.
107. Premananda P. Bidirectional DC-DC converter fed drive for electric vehicle system /P. Premananda, R.K. Singh, R.K. Tripathi // International Journal of Engineering, Science and Technology. – 2011. – Vol. 3(3). – P. 101-110.
108. Rodrigo Garcia-Valle. Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks / Rodrigo Garcia-Valle, Joaõ A. Pecas Lopes. – NY : Springer, 2013. – 325 p.
109. Sandeep, K.W. Performance analysis and comparison of conventional and interleaved DC/DC boost converter using multisim / K.W. Sandeep, S.D. Amruta // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – 2015. – Vol. 4. – P. 2297-2303.
110. Seyezhai, R. A comparison of three-phase uncoupled and directly coupled interleaved boost converter for fuel cell applications/ R. Seyezhai, B.L. Mathur // International Journal on Electrical Engineering and Informatics. – 2011. – Vol. 3(3). – P. 394-407.
111. Soylyu, S. Electric Vehicles – The Benefits and Barriers / S. Soylyu. – Croatia : InTech, 2011. – 240 p.
112. Soylyu, S. Urban Transport and Hybrid Vehicles / S. Soylyu. – Croatia : InTech, 2010. – 192 p.
113. Steven, R.N. Delta-sigma data converters: theory, design, and simulation / R.N. Steven, R. Schreier, C.T. Gabor. – NY : IEEE Circuits & Systems Society, 1996. – 476 p.

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Акты внедрения




МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ ТАДЖИКИСТАН
ТАДЖИКСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
имени академика М.С. Осими

734042, Душанбе, просп. академиков Раджабовых, 10, Тел.: (+992 37) 221-35-11, Факс: (+992 37) 221-71-35,
 E-mail: rector.ttu@mail.ru, Web: www.ttu.tj

от «23» 10 2017г. № 27/1120


УТВЕРЖДАЮ
 Проректор по учебной работе
 ТТУ имени акад. М.С.Осими



Саидзода Р.Х.

Акт
 о внедрении результатов диссертационной работы К.Х. Гулямова в учебный процесс на кафедре «Автоматизированный электропривод и электрические машины»

Настоящим актом подтверждаем, что результаты диссертационной работы аспиранта кафедры электротехники и электрооборудования ФГБОУ ВО «Московский автомобильно-дорожный государственный технический университет (МАДИ)» Гулямова К.Х. внедрены в учебный процесс в Таджикском техническом университете имени академика М.С. Осими в рамках дисциплины «Электрооборудование автомобилей» изучаемой по специальности 1-530105-01 – «Автоматизация электропривода транспортных и промышленных установок».

Заведующий кафедрой «АЭП и ЭМ», к.т.н.  Джаборов М.М.

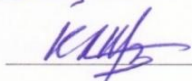
Декан Энергетического факультета, к.т.н., доцент  Касобов Л.С.

Рисунок А1 – Акт внедрения в учебный процесс в ТТУ им. акад. М.С.Осими

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор

ОАО «Авторем»



М.Т. Пиров Пиров М.Т.

Акт

о внедрении результатов диссертационной работы Гулямова К.Х.

Комиссия ОАО «Авторем» в составе главного инженера Шаропова Р.Р., главного механика Пирова Дж. М. и начальника цеха Муборакшоева К. рассмотрела вопрос о использовании результатов диссертационной работы Гулямова Камола Хикматовича и установила, что разработанный в рамках диссертационной работы повышающий преобразователь постоянного напряжения внедрена в отделе электроэнергетики предприятия и используется нашими специалистами повседневно при работах с электрооборудованием грузовых и легковых транспортных средств.

Главный инженер



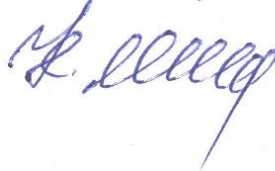
Шаропов Р.Р.

Главный механик



Пиров Дж. М.

Начальник цеха



Муборакшоев К.

Рисунок А2 – Акт внедрения в предприятии ОАО «Авторем»

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Таблица Б.1 – Параметры трехфазного инвертора №1 производства Parker

Параметры	Условное обозначение	Значение параметров
Тип инвертора	МАЗ-60-0325	-
Максимальный ток, А	I_{\max}	400
Максимальная мощность, кВт	P_{\max}	160
Диапазон изменения входного напряжения, В	U_{dc}	315-600
Номинальное напряжение, В	U_n	480
КПД, о.е	η	0.97
Масса инвертора, кг	$m_{и}$	15.9

Таблица Б.2 – Параметры трехфазного инвертора №2 производства Parker

Параметры	Условное обозначение	Значение параметров
Тип инвертора	МАЗ-80-0325	-
Максимальный ток, А	I_{\max}	325
Максимальная мощность, кВт	P_{\max}	270
Диапазон изменения входного напряжения, В	U_{dc}	420-800
Номинальное напряжение, В	U_n	640
КПД, о.е	η	0.97
Масса инвертора, кг	$m_{и}$	15.9

Таблица Б.3 – Параметры электродвигателя №1 производства Parker

Параметры	Условное обозначение	Значение параметров
Тип электродвигателя	GVM210N	-
Номинальная мощность, кВт	P_n	121
Номинальный крутящий момент, Нм	M_n	245
Номинальная частота вращения, об/мин	n_n	4713
Максимальная частота вращения, об/мин	n_{\max}	6401
Момент инерции ротора, кгм ²	J	0.046
КПД, о.е.	η	0,94
Масса электродвигателя, кг	$m_{эд}$	77

Таблица Б.4 – Параметры электродвигателя №2 производства Parker

Параметры	Условное обозначение	Значение параметров
Тип электродвигателя	GVM210-200-QPW	-
Номинальная мощность, кВт	P_H	122
Номинальный крутящий момент, Нм	M_H	213
Номинальная частота вращения, об/мин	n_H	5500
Максимальная частота вращения, об/мин	n_{max}	8000
Момент инерции ротора, кгм ²	J	0.035
КПД, о.е.	η	0,94
Масса электродвигателя, кг	$m_{эд}$	58.5

Таблица Б.5 – Параметры аккумуляторной батареи производства ENERTECH

Параметры	Условное обозначение	АБ №1	АБ №2
Модель аккумуляторной батареи	-	SPB902 10260V1	SPB902 10260V1
Тип аккумуляторной батареи	-	Li-Ion	Li-Ion
Номинальная емкость единичной батареи, А·ч	C_H	40,0	40,0
Номинальное напряжение единичной батареи, В	U_H	3,7	3,7
Диапазон изменения напряжения единичной батареи, В	$U_{min-max}$	3,0-4,2	3,0-4,2
Масса единичной батареи, кг	$m_{АБ}$	0,99	0,99
Максимальный ток заряда единичной батареи, А	I_3	40,0	40,0
Максимальный ток разряда единичной батареи, А	I_p	160	160
Общее количество последовательно соединенных батарей в пакете АБ, шт	$K_{ПОСЛ}$	108	154
Общее количество параллельно соединенных батарей в пакете АБ, шт	$K_{ПАР}$	3	3
Максимальный ток заряда пакета АБ, А	$I_{3,АБ}$	120	120
Максимальный ток разряда пакета АБ, А	$I_{p,АБ}$	480	480
Номинальное напряжение пакета АБ, В	$U_{АБ}$	399,6	646,8
Общее количество батарей в пакете АБ, шт.	-	324	462
Диапазон изменения напряжения в пакете АБ, В	$U_{Pmin-max}$	324- 453,6	462- 646,8
Общая емкость пакета АБ, Ач	$C_{общ}$	120	120
Масса пакета АБ, кг	$m_{ПАБ}$	320,7	457,4

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Таблица В.1 – Технические характеристики программируемого микроконтроллера ATmega328

Параметры	Значение параметров
Тип микроконтроллера	ATmega328
Диапазон напряжения питания, В	5...7
Рабочее напряжение питания, В	5
Цифровые выводы (входы/выходы)	14
ШИМ - выводы	6
UART	1
SPI	1
I2C	1
Аналоговые входы	6
Внешние прерывания	2
Постоянный ток через входные/выходные выводы, mA	40
Флэш - память, КБ	32
Оперативная память SRAM, КБ	2
Энергонезависимая память EEPROM, КБ	1
Тактовая частота, МГц	16