Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский государственный университет путей сообщения Императора Николая II» МГУПС (МИИТ)

На правах рукописи

## ФАДЕЙКИН ТИМОФЕЙ НИКОЛАЕВИЧ

# ИССЛЕДОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ ДЛЯ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ ИХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ

05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

> Научный руководитель доктор технических наук, профессор Иньков Юрий Моисеевич

Москва – 2016

### ОГЛАВЛЕНИЕ

BBI	ЕДЕНИЕ	4
1 0	СНОВНЫЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТЯГОВЫХ	
ЭЛІ	ЕКТРОПРИВОДОВ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ	Ν
ЭЛІ	ЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ	11
1 1		16
1.1		10
1.2		17 20
1.5 1 <i>1</i>	Потери моншости в трансформатора	20
1.4	Коэффициент мощности выпрямительной установки	21
1.5	Коэффициент мощности трансформатора	23 24
1.0	Поэффициент мощности трансформатора	2 <del>4</del> 25
1./	эпергетический коэффициент полезного действия	23
2 АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В КОНДЕНСАТОРАХ		
ΦИ	ЛЬТРОВ ВХОДНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭПС	28
2.1	Входные преобразователи ЭПС переменного тока	28
2.2	2.2 Входные преобразователи ЭПС постоянного тока	
2.3	Расчёт потерь мощности в конденсаторах фильтров входных	
преобразователей		
2.3.	1 Потери мощности в конденсаторах фильтра ЭПС переменного тока	43
2.3.2	2 Потери мощности в конденсаторах фильтра ЭПС постоянного тока	48
2.4	Рекомендации по выбору фильтров для преобразовательных устройств ЭПС	50
3 A	НАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ВЫХОДНЫХ МОДУЛЕЙ ТПС	52
3.1	Структурные схемы и схемы замещения выходных модулей ТПС	52
3.1.	1 Выходные модули ЭПС	52
3.1.	2 Выходные модули автономного ТПС	57
3.2	Анализ потерь мощности в АИН и АТД ТПС	62
3.2.	1 Автономный инвертор напряжения	62

3.2.2 Двухуровневый АИН	63
3.2.3 Трёхуровневый АИН	68
3.2.4 Асинхронный тяговый двигатель	73
3.3 Выводы	89
4 ОЦЕНКА ЭКОНОМИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОТ ВНЕДРЕНИЯ НА	
ЭЛЕКТРОВОЗАХ СОВРЕМЕННЫХ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	92
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	96
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	100

#### введение

Железнодорожный транспорт Российской Федерации в 2014 г. потребил более 5 % электрической энергии, выработанными всеми электростанциями России, что составило 39767000000 кВт\*ч. На железных дорогах Российской Федерации в настоящее время эксплуатируется более 15000 единиц тягового подвижного состава (электровозов, электропоездов, автономных локомотивов, дизель-поездов), на котором в основном применяют тяговые двигатели постоянного (пульсирующего) тока в сочетании с различными системами регулирования движением поездов [21, 30, 53, 65].

В последние годы на тяговом подвижном составе (ТПС) железных дорог развитых стран Европы и РФ вместо электроприводов с коллекторными тяговыми электродвигателями постоянного (пульсирующего) тока стали применять электроприводы с бесколлекторными (асинхронными, синхронными и индукторными) тяговыми двигателями переменного тока [103 - 106].

Для регулирования режимами движения поездов, локомотивы которых оборудованы электроприводами новых поколений, в этих электроприводах в качестве регуляторов потока энергии, передаваемой от источника электроэнергии (контактная сеть при неавтономной тяге и синхронный генератор – для автономных транспортных средств) к исполнительному механизму (электродвигателю переменного тока), применяют статические преобразователи электрической энергии.

Как правило, такие преобразователи выполняют многозвенными, причём во входном звене преобразователя в зависимости от вида источника электроэнергии устанавливают либо выпрямительную установку, либо импульсный преобразователь постоянного напряжения. Но в любом случае в выходном звене преобразовательной системы устанавливают автономный инвертор того или иного типа [71].

На первых этапах развития тяговых электроприводов с асинхронными тяговыми двигателями (АТД) на электроподвижном составе переменного тока были реализованы структуры, содержащие входной двухзонный управляемый

выпрямитель и выходной автономный инвертор тока, питающий асинхронные тяговые двигатели [78].

Аналогичные тяговые электроприводы в тот период времени были реализованы и на электроподвижном составе французских и немецких железных дорог.

Однако успехи в создании элементной базы силовой электроники, и в частности, освоение серийного производства силовых управляемых ключевых элементов на токи до 750 A и рабочие напряжения до 6500 В позволили в качестве регуляторов режимов работы мощных асинхронных тяговых двигателей применять автономные инверторы напряжения [57].

Выпрямительные установки того или иного типа успешно эксплуатируются на тяговом подвижном составе уже несколько десятилетий, и их схемно-технические решения, а также параметры и характеристики в различных эксплуатационных режимах хорошо рассчитаны и проверены экспериментально.

В то же время, несмотря на имеющиеся в технической литературе [39 - 41] публикации по применению в тяговых электроприводах автономных инверторов напряжения, работ по сравнительному анализу характеристик и показателей модулей "автономный инвертор напряжения (АИН) – асинхронный тяговый двигатель", содержащих автономные инверторы разных исполнений (типов), не имеется.

Авторы имеющихся публикаций [62, 86 – 88] рассматривают конкретные типы АИН применительно к конкретному типу АТД, не приводя ни каких сравнительных данных по возможностям применения для этих целей АИН другого типа.

ЭПС, Ha современном двухсистемном оборудованном асинхронными тяговыми двигателями, при работе от контактной сети переменного тока в качестве входного преобразователя использован четырёхквадрантный (4 q-s) преобразователь, электромагнитные процессы в котором, характеристики и показатели подробно исследованы в публикациях В.В. Литовченко и его учеников, а так же учённых ВЭлНИИ [36, 48, 52, 100].

В известных публикациях, на наш взгляд, недостаточно внимания уделено расчёту потерь мощности в конденсаторах фильтров входных преобразователей ЭПС постоянного и переменного тока. Поэтому рекомендации этих публикаций достаточно трудно использовать при создании перспективных тяговых электроприводов, и которым предъявляют повышенные требования ПО ИХ энергоэффективности.

Поэтому в настоящей работе, направленной на решение задачи повышения энергоэффективности тяговых электроприводов с автономными инверторами напряжения основное внимание сосредоточено на определении энергоэффективности выходных блоков наших электроприводов, содержащих автономный инвертор напряжения и один (или несколько) питающихся от него асинхронных тяговых двигателей.

Основные показатели и характеристики входных преобразований ЭПС переменного и постоянного тока изучены достаточно подробно, но вопросам определения потерь мощности в конденсаторах их выходных фильтров уделено недостаточно внимания, хотя эти потери значительно влияют на энергоэффективность тягового электропривода.

Поэтому в работе были определены потери мощности в конденсаторах фильтров входных преобразователей ЭПС, хотя основное внимание в ней, как уже отмечалось выше, уделено определению энергоэффективности выходных блоков тяговых электроприводов.

Целью настоящей диссертационной работы являлось исследование энергоэффективности тяговых электроприводов с автономными инверторами напряжения двигателями, И асинхронными тяговыми применяемых на железнодорожном тяговом подвижном составе и разработка рекомендаций по её повышению.

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

1. Проанализированы структуры электрической части применяемых на железнодорожном транспорте тяговых электроприводов с асинхронными тяговыми двигателями, на основании чего предложена обобщенная структура электрической части тягового электропривода для автономного и неавтономного тягового подвижного состава.

Основным блоком, во многом определяющим энергоэффективность тягового электропривода, является выходной блок, состоящий из АИН и АТД (при этом в зависимости от типа тягового подвижного состава от одного АИН могут питаться один или несколько тяговых двигателей).

2. Для многозвенных вентильных систем с несинусоидальными токами и напряжениями, уточнены основные энергетические показатели статических преобразователей электроэнергии тяговых электроприводов, к которым относятся λ коэффициент полезного действия η, коэффициент мощности (для электроподвижного автономных локомотивов синхронными состава И с генераторами).

3. На основании анализа электромагнитных процессов в выходных фильтрах входных преобразователей электроэнергии многозвенных преобразовательных структур тягового подвижного состава даны рекомендации по элементной базе фильтров, обеспечивающие минимальные потери мощности в фильтрах.

4. Проанализированы энергетические показатели отдельных звеньев тягового электропривода, а именно, потери мощности в блоке, состоящем из автономного инвертора напряжения и асинхронного тягового двигателя и его КПД.

5. На основании результатов гармонического анализа кривых выходного напряжения и тока автономных инверторов напряжения, выполненного на математической модели блока "автономный инвертор напряжения – асинхронный тяговый двигатель" программного пакета Matlab Simulink и Mathcad определена структура силовой цепи и алгоритм формирования кривой выходного напряжения АИН, обеспечивающие минимальные потери мощности в инверторе, двигателе и тем самым минимальные потери мощности в блоке.

6. С использованием руководящих материалов ОАО "РЖД" изложенных в "Методике определения стоимости жизненного цикла и лимитной цены подвижного состава и сложных технических систем" (ОАО "Российские железные дороги", 2008 г.), выполнен сравнительный анализ расхода электроэнергии на тягу поездов, электровозы которых оборудованы электроприводами с выходными модулями, содержащими АИН различных видов и АТД, и даны рекомендации по повышению энергоэффективности таких электроприводов.

Научная новизна работы заключается в том, что в ней с применением современных средств и программ вычислительной техники выполнен:

 сравнительный анализ потерь мощности в блоках "автономный инвертор напряжения — асинхронный тяговый двигатель" для трёх видов автономных инверторов напряжения: двухуровневого АИН с амплитудной и широтноимпульсной модуляцией и трёхуровневого АИН;

 определена сравнительная энергоэффективность блоков "автономный инвертор напряжения – асинхронный тяговый двигатель" применительно к использованию их в тяговом электроприводе перспективного электровоза.

#### Методы исследования

При выполнении исследований были использованы методы теории электрических линейных и нелинейных электрических цепей, численные и аналитические методы решения дифференциальных уравнений, методы анализа электрических машин переменного тока, методы расчёта полупроводниковых приборов и преобразователей. С применением программного пакета Mathcad был выполнен спектральный анализ токов и напряжений на конденсаторах фильтра и АТД методом быстрого преобразования Фурье.

Достоверность научных положений и результатов диссертационной работы обоснована теоретически и подтверждается удовлетворительным совпадением полученных в работе результатов с данными экспериментальных исследований, полученных в ВЭлНИИ и приведённых в литературных источниках результатами

работ других авторов, занимающихся исследованием и разработкой тяговых электроприводов со статическими преобразователями электроэнергии, выполненными на основе автономных инверторов напряжения.

Практическая ценность работы заключается в том, что её рекомендации могут быть полезными при разработке и создании статических преобразователей электроэнергии с автономными инверторами напряжения для тяговых электроприводов различных транспортных средств новых поколений; кроме того результаты диссертации используются в учебном процессе в МИИТе при изучении дисциплины "Электронные преобразователи для электроподвижного состава".

Апробация работы проходила на XIV Международной научно-технической конференции "Проблемы энергоресурсосбережения в электротехнических системах. Наука, образование и практика" (Фадейкин Т.Н. "Моделирование элементов тягового электропривода автономных транспортных средств", с. 336), на научнопрактической конференции "неделя науки – 2011" (Фадейкин Т.Н. Симплексное управление автономным инвертором напряжения // Труды научно-практической конференции "Неделя науки - 2011. Наука МИИТа – транспорту" Часть 1 – М. 1: МИИТ, 2011. С. III-108 – III-109), XVI Международной научно-технической конференции "Проблемы энергоресурсосбережения В электротехнических системах. Наука, образование и практика ICPEES 2015" (Фадейкин Т.Н. "Моделирование элементов тягового электропривода автономных транспортных средств", с. 98), а также на научном семинаре кафедры "Электропоезда и локомотивы" в 2015 г.

Основные положения диссертационного исследования достаточно полно отражены в изданиях, рекомендованных ВАК России:

Иньков, Ю.М., Фадейкин Т.Н., Бредихина Я.А. Внешние характеристики системы "Синхронный генератор-выпрямитель" автономного транспортного средства. Электроника и электрооборудование транспорта. – 2013. – №5. – С.2-4.

 Иньков, Ю.М., Фадейкин Т.Н., Бредихина Я.А. "Потери мощности в конденсаторах фильтра управляемого выпрямителя электроподвижного состава". Практическая силовая электроника. – 2013. – №4(52). – С.51-56.

3. Иньков, Ю.М., Фадейкин Т.Н., Бредихина Я.А. "Потери мощности в асинхронных тяговых двигателях перспективного электроподвижного состава". Электротехника. – 2014. - №8.

## 1 ОСНОВНЫЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Силовые (электрические) части электроприводов перспективного железнодорожного тягового подвижного состава для автономного (тепловозы, дизель - поезда и т.п.) и неавтономного (электровозы, электропоезда) ТПС имеют в общем случае структуры, представленные на рисунке 1.1.

Для автономного ТПС структура электрической силовой части электропривода (рисунок 1.1, а) содержит генератор (Г) постоянного или переменного тока, преобразователь электроэнергии (ПЭ) и исполнительный механизм (ИМ), включающий в себя тяговый электродвигатель (ТЭД) переменного тока, например, асинхронный (АД), редуктор и колёсную пару [84,85,31].

Для неавтономного ТПС структура силовой части (рисунок 1.1, б) состоит из источника электроэнергии (ИЭ) (контактной сети) преобразователя электроэнергии и исполнительного механизма [5].

a)



# Рисунок 1.1 – Структурные схемы силовых частей тяговых электроприводов автономного (а) и неавтономного (б) тягового подвижного состава

В обоих случаях в тяговых электроприводах имеются встроенные устройства защиты от недопустимых перегрузок и коротких замыканий, диагностики и управления, которые в рамках данной работы не рассматриваются.

Поскольку в задачи работы входит исследование энергетических показателей только электрической части электроприводов, первичный двигатель автономного ТПС в ней не исследуется.

В данной работе также не исследуются источники электроэнергии ТПС – генератор (для автономного ТПС) и контактная сеть (для неавтономного ТПС), а также часть исполнительного механизма (после тягового электродвигателя).

В этом случае можно составить обобщённую структурную схему электрической части автономного и неавтономного ТПС, представленную на рисунке 1.2.



Выходной модуль

Рисунок 1.2 - Обобщённая структура электрической части ТЭП

На железных дорогах РФ в настоящее время эксплуатируется более 30000 единиц тягового подвижного состава различных типов и назначения. В основном в тяговых электроприводах эксплуатирующегося ТПС используются ТЭД постоянного или пульсирующего тока. Такие электроприводы достаточно хорошо изучены и практически исчерпали свои возможности для совершенствования.

В то же время на железных дорогах развитых стран мира в конце прошлого столетия появился ТПС с бесколлекторными (асинхронными и синхронными) ТЭД.

В семидесятых годах XX века в СССР были созданы два опытных электровоза (с синхронными и асинхронными ТЭД) и опытный электропоезд с асинхронными тяговыми двигателями. Но, поскольку элементная база силовой и информационной электроники в то время находилась на недостаточно высоком уровне, дальнейшего развития эти работы не получили [78,90].

Новый этап в развитии ТПС с бесколлекторными ТЭД в России приходится на начало XXI века. Тяговые электроприводы такого ТПС, и в том числе с АТД, исследованы ещё недостаточно полно. В частности, представляет большой интерес задача исследования энергетических показателей таких электроприводов с целью определения возможных путей их повышения. Этому и посвящена настоящая работа.

При этом, поскольку тяговые электроприводы автономного и неавтономного ТПС имеют много общих элементов, то представляется актуальным найти универсальный подход к исследованию энергетических показателей ТЭП автономного и неавтономного ТПС.

Как видно из рисунка 1.2, в любой структуре ТЭП присутствует преобразователь электроэнергии, во многом определяющий энергоэффективность электропривода.

На современном автономном ТПС в качестве источника электроэнергии используют трёхфазные синхронные генераторы (CΓ), OT которых через преобразователи получают электроэнергии питание асинхронные тяговые двигатели. В этом случае структура ПЭ будет иметь вид, представленный на рисунке 1.3 [3].



В – выпрямитель; АИ1 – АИ6 – автономные инверторы; АД1 - АД6 – асинхронные тяговые двигатели

Рисунок 1.3 – Структура преобразователя электроэнергии шестиосного тепловоза

Аналогичная структура ПЭ будет иметь место и для неавтономного ТПС переменного тока (рисунок 1.4) [58]. Дополнительными элементами в ней будут входной понижающий трансформатор и фильтр между выпрямителем и автономным инвертором, поскольку в этом случае использован однофазный входной преобразователь выпрямительного типа.



ХА1 – токоприёмник; СО – сетевая обмотка трансформатора; ТО1...ТО4 – тяговые обмотки трансформатора; ВУ – выпрямительная установка; С – конденсатор фильтра; АИН – автономный инвертор напряжения; ИД – исполнительный двигатель; ХТ1...ХТ4 – токосъёмные устройства

Рисунок 1.4 - Структурная схема преобразователя электроэнергии неавтономного ТПС

Общими энергетическими показателями для обеих приведённых структур являются коэффициент полезного действия  $\eta$  и коэффициент мощности  $\lambda$  на входе преобразователя электроэнергии. Иногда для оценки энергетической эффективности используют интегральный показатель, равный произведению  $\eta \lambda$  [27].

Рассмотрим эти показатели более подробно.

В общем случае (кроме автономного подвижного состава), тяговый выпрямитель состоит из вентильного комплекта непосредственно преобразующего электроэнергию переменного напряжения в электроэнергию однонаправленного тока, и входного трансформатора выполняющего следующие функции:

- согласование напряжений источника электроэнергии (контактной сети) и её потребителей (исполнительных механизмов, в том числе, и тяговых электродвигателей);

- гальваническое разделение цепей источника электроэнергии (условно -"высоковольтных цепей") и потребителей электроэнергии (условно "низковольтных цепей") с целью предотвращения возможности попадания обслуживающего персонала ЭПС под "высокое" напряжение;

 регулирование напряжения на выходных зажимах трансформатора за счёт изменения его коэффициента трансформации (в случае зонно-фазового регулирования выходного напряжения выпрямителя).

Поэтому КПД и коэффициент мощности выпрямителя следует рассматривать для устройства, состоящего из вентильного комплекта и трансформатора.

#### 1.1 Коэффициент полезного действия выпрямительной установки

Коэффициент полезного действия выпрямительной установки может быть определён как отношение полезной мощности к затраченной [26]

$$\eta_{\rm BK} = \frac{P_{\rm полезн}}{P_{\rm затр}} = \frac{P_{\rm полезн}}{P_{\rm полезн} + \Delta P_{\rm By}},\tag{1.1}$$

где  $\Delta P_{\rm BV}$  - потери мощности в выпрямительной установке;

При определении потерь мощности Δ*P*<sub>ву</sub> в выпрямительной установке пользуются следующим выражением [7]

$$\Delta P_{\rm By} = \Delta P_{VK} + \Delta P_K + \Delta P_T + \Delta P_{\rm BeHT} + \Delta P_{\rm cy} + \Delta P_{RC} + \Delta P_R, \qquad (1.2)$$

где  $\Delta P_{VK}$  – потери мощности в вентильном комплекте;  $\Delta P_K$  - коммутационные потери мощности в вентильном комплекте;  $\Delta P_T$  - суммарные потери мощности в

тяговом трансформаторе;  $\Delta P_{\text{вент}}$  – потери мощности на охлаждение вентилей;  $\Delta P_{\text{су}}$  – потери мощности в системе управления;  $\Delta P_{RC}$  - потери мощности в RC – цепях;  $\Delta P_R$  - потери мощности в резисторе, предназначенном для выравнивания напряжений между последовательно соединёнными вентилями.

#### 1.2 Потери мощности в вентильном комплекте

Чтобы определить потери мощности в вентильном комплекте, необходимо воспользоваться схемой замещения вентиля в виде источника напряжения  $U_V$  и динамического сопротивления  $r_{\rm d}$  (рисунок 1.5) [65,80].



Рисунок 1.5 - Схема замещения вентиля

Тогда получим выражение для расчёта потерь мощности в вентильном комплекте [70]:

$$\Delta P_{VK} = qm \left[ I_{Vcp} \Delta U_V + (I_V)^2 r_{\rm d} \right] = q \, \frac{\Delta U_V}{E_c} P_{\rm H} + \frac{1}{m} \left( \frac{k_i}{E_c} P_{\rm H} \right)^2 r_{\rm d}, \tag{1.3}$$

где q-число пульсаций в кривой выходного напряжения выпрямителя за период;

*P*<sub>н</sub> - активная мощность в нагрузке;

*U<sub>V</sub>* - ЭДС источника;

*k*<sub>*i*</sub> - коэффициент искажения тока;

- т число фаз источника;
- *r*<sub>д</sub> динамическое сопротивление вентиля.

Также необходимо учесть коммутационные потери мощности в вентиле, выражение для определения которых имеет следующий вид [7]:

$$\Delta P_K = \Delta P_{\text{вкл}} + \Delta P_{\text{выкл}} = f \left( k_{\phi} U_{FM} I_L t_{on} + k \ U_{RRM} \ Q_{rr} \right), \tag{1.4}$$

где  $k_{\phi}$  - коэффициент формы, зависящий от характера нагрузки;

$$k_{\Phi} = \frac{\int_{0}^{t_{BK\pi}} u(t)i(t)\,dt}{U_{FM}\,I_{L}t_{on}};\tag{1.5}$$

 $U_{FM}$ - напряжение на вентиле в момент начала процесса включения;

 $I_L$  - установившееся значение анодного тока вентиля;

*t*<sub>on</sub> - время включения вентиля;

*t*<sub>q</sub> – время выключения вентиля;

f – частота работы вентиля;

*k* - коэффициент формы обратного напряжения, зависящий от параметров контура коммутации;

U<sub>RRM</sub> - максимальное значение обратного напряжения в начале коммутации [75];

 $Q_{rr}$  - часть заряда восстановления, выносимая из структуры при спаде обратного тока на интервале времени ( $t_1, t_3$ ) (рисунок 1.6).



Рисунок 1.6. Диаграмма тока диода при выключении

Для защиты от коммутационных перенапряжений, являющихся следствием накопления заряда восстановления полупроводникового прибора, используют защитные *RC* – цепочки, подключаемые параллельно вентилям. При этом конденсатор играет роль накопителя энергии, а резистор с одной стороны демпфирует возникающие колебания, а с другой – ограничивает ток разряда конденсатора при включении тиристора. Выбирая параметры защитной *RC* – цепочки, необходимо обязательно проверить максимальное значение скорости изменения напряжения на вентиле (рисунок 1.7) [2].

$$\Delta P_{RC} = (R_{rc} C_{rc} I_L U_{RRM} + 0.5 C_{rc} (U_{RRM})^2) N_{\kappa \pi} 0.5 T_c^{-1}$$
(1.6)

где  $C_{rc}$ ,  $R_{rc}$  – соответственно ёмкость конденсатора и сопротивление RC – цепочки.



Рисунок 1.7 - Диаграмма тока и напряжения тиристора при выключении

Потери мощности в резисторе, предназначенном для выравнивания напряжений между последовательно соединёнными вентилями [30]:

$$\Delta P_R = k U_R^2 C f, \tag{1.7}$$

где k - коэффициент, зависящий от структуры полупроводникового преобразователя;  $U_R$ - обратное напряжение на вентиле или напряжение, прикладываемое к вентилю после окончания процесса коммутации; f- частота переключения вентиля.

Мощность  $\Delta P_{\text{вент}}$  системы охлаждения (вентиляции) зависит прежде всего от типа этой системы. Для охлаждения вентилей и других элементов силовых цепей тяговых преобразователей на ЭПС железных дорог наиболее часто применяют воздушное принудительное охлаждение. При этом мощность системы охлаждения (вентиляции) преобразователя определяют по соотношению [35]:

$$\Delta P_{\text{BeHT}} = K_k \ H \ V \ S,\tag{1.8}$$

где H - напор воздуха на входе вентиляционного канала; V - скорость воздуха в вентиляционном канале; S - поперечное сечение вентиляционного канала; K<sub>k</sub> - конструктивный коэффициент.

Реже применяют жидкостное (чаще всего, масляное) охлаждение. Из практики проектирования преобразователей ЭПС потери мощности системы охлаждения составляют примерно 1% от номинальной мощности выпрямительной установки.

Потери мощности системы управления  $\Delta P_{cy}$  можно считать пропорциональной мощности преобразователя. Из опыта проектирования мощность потерь в системе управления не превышает 1кВт, что составляет 0,1 % выходной мощности преобразователя.

#### 1.3 КПД трансформатора

Под КПД трансформатора, так же как и всякой другой электрической машины мы понимаем отношение мощности на выходе трансформатора  $P_2$ , выраженной в единицах активной мощности, т.е. в киловаттах или ваттах, к мощности на входе  $P_1$ , выраженной в тех же единицах, что и  $P_2$  [9].

$$\eta_{\rm Tp} = \frac{P_2}{P_1};$$
(1.9)

$$P_2 = S_{nom} k_{\rm H} \cos \varphi_2, \qquad (1.10)$$

где *S<sub>nom</sub>* - номинальная мощность трансформатора;

 $k_{\rm H}$  - коэффициент нагрузки, равный отношению  $k_{\rm H} = \frac{I_2}{I_{2nom}};$ 

*I*<sub>2</sub> - ток нагрузки;

 $\cos \varphi_2$  - коэффициент мощности нагрузки (для синусоидального напряжения)

$$P_1 = P_2 + \Sigma \Delta P, \tag{1.11}$$

где *Σ*Δ*P* – потери мощности в трансформаторе.

#### 1.4 Потери мощности в трансформаторе

Потери мощности в трансформаторе слагаются из потерь мощности в стали  $\Delta P_c$ и потерь мощности в меди (обмотках)  $\Delta P_{\Im}$ . Таким образом [91]

$$\Sigma \Delta P = \Delta P_{\rm c} + \Delta P_{\Im} \,. \tag{1.12}$$

Трансформатор работает в диапазоне нагрузки от холостого хода до номинальной нагрузки при напряжении  $U_1 = U_{nom} = const$ . Потери в стали  $P_c$ пропорциональны э.д.с. первичной обмотки  $E_1$  во второй степени. При холостом ходе  $E_1 \approx U_1$  и мощность холостого хода  $P_0 \approx P_c$ . При нагрузке в первичной обмотке возникает падение напряжения, вследствие чего  $E_1$  изменяется: при индуктивной нагрузке  $E_1$  меньше  $U_1$ , а при емкостной  $E_1$  может оказаться больше  $U_1$ . Для нормального случая активно - индуктивной нагрузки э.д.с.  $E_1$  уменьшается на 2,5 - 4% при переходе от холостого хода к полной нагрузке. Соответственно потери мощности в стали уменьшаются на 6,25 -16 %. Учитывая, что  $\Delta P_c$  обычно менее 1% от  $S_{nom}$ , таким изменением можно пренебречь и считать, что  $\Delta P_c$  не зависит от нагрузки, т.е. [63]

$$\Delta P_{\rm c} = P_0 = const \; .$$

Потери мощности в обмотках  $\Delta P_{\Im} = I_1^2 r_{\kappa}$  или, так как  $I_1 = k_{\mu} I_{nom}$ , то

$$\Delta P_{\Im} = k_{\rm H}^2 I_1^2 r_{\rm K} = k_{\rm H}^2 P_{\rm K.3}. \tag{1.13}$$

Здесь  $P_{\kappa,3}$  – мощность короткого замыкания трансформатора, определяющая потери в обмотках при номинальном токе  $I_{nom}$  и температуре + 75° *C*;

 $r_{\rm K}$  - активное сопротивление обмоток.

Задача определения потерь мощности в трансформаторе существенно усложняется, когда токи и напряжения в обмотках несинусоидальны. Это связано с тем, что для высших гармоник тока в проводниках трансформатора необходимо учитывать зависимость сопротивления проводника от частоты гармоник тока из-за эффекта вытеснения тока и эффекта близости. Влияние несинусоидального тока и напряжения сети усложняет определение потерь мощности в магнитопроводе трансформатора, которые определяются выражением [45]:

$$\Delta P_{\rm M} = \rho_c V_c K_c f_1 B_m^\beta, \qquad (1.14)$$

где  $\rho_c$  - удельный вес материала магнитопровода;  $V_c$  – объём магнитопровода;

 $K_c$  — коэффициент, зависящаий от материала магнитопровода;  $f_1$  — частота напряжения источника;  $B_m^{\beta}$  - предельная индукция.

Результирующие потери мощности в материале магнитопровода находят методом наложения (при неизменности физического механизма потерь энергии при разных частотах напряжения) путём расчёта составляющих потерь мощности от каждой гармоники напряжения. В общем случае эти потери не могут быть выражены через действующее значение приложенного напряжения, а определяются некоторой расчётной величиной, полученной определённым операторным преобразованием кривой напряжения.

Потери мощности в первичной и вторичной обмотках трансформатора [98]

$$\Delta P_{W1} = \frac{1}{T} \int_0^T [u_1(t) - u_0'(t)] \cdot i_1(t) dt ; \qquad (1.15)$$

$$\Delta P_{W2} = \frac{1}{T} \int_0^T [u_0'(t) - u_2'(t)] \cdot i_2'(t) dt, \qquad (1.16)$$

где  $u'_0(t)$  – мгновенное значение напряжения цепи намагничивания, приведённого к первичной обмотке.

Зная КПД трансформатора  $\eta_{\rm Tp}$  и вентильного комплекта  $\eta_{\rm BK}$ , КПД выпрямительной установки рассчитывают по формуле

$$\eta_{\rm By} = \eta_{\rm Tp} \,\eta_{\rm BK} \tag{1.17}$$

#### 1.5 Коэффициент мощности выпрямительной установки

Коэффициент мощности в цепи переменного тока вентильного преобразователя (на входе выпрямителя и выходе инвертора) определяется отношением активной мощности к полной. Для выпрямителя это даёт [55]:

$$\lambda = \frac{P_1}{S_1} = \frac{m_1 U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_{1(1)}}{m_1 U_1 I_1},$$
(1.18)

где *m*<sub>1</sub> - число фаз источника питания;

*U*<sub>1</sub> - напряжение первичной обмотки;

*I*<sub>1</sub> - ток первичной обмотки.

В частном случае, если одну из величин, например, напряжение, будем считать синусоидальной, формула (1.19) может быть записана в виде [9]:

$$\lambda = \nu \cos \varphi_1. \tag{1.19}$$

где  $\varphi_1$  – угол фазового сдвига первой гармоники тока относительно первичного напряжения;

 $\nu$  - отношение действующего значения первой гармоники тока  $I_{1(1)}$  первичной обмотки трансформатора к действующему значению первичного тока  $I_1 = \sqrt{\Sigma I_{1(n)}^2}$ , называемое коэффициентом искажения тока;

 $I_{1(n)}$  - действующее значение *n* - ой гармоники первичного тока.

Фазовый сдвиг первой гармоники первичного тока относительно кривой первичного напряжения источника питания, имеющего синусоидальную форму, обусловлен в вентильном преобразователе двумя причинами. Во-первых, наличием угла регулирования  $\alpha$ , во-вторых, наличием угла коммутации  $\gamma$ , что позволяет записать приближённо [27]:

$$\varphi_1 \cong \left(\frac{1}{2} \dots \frac{2}{3}\right) \gamma + \alpha. \tag{1.20}$$

Коэффициент  $\frac{1}{2}$  берётся при углах  $\alpha$ , близких к 90°, а коэффициент 2/3 – при углах  $\alpha$ , находящихся в зоне от 0 до 30°.

Итак, коэффициент мощности можно интерпретировать как степень полезного использования пропускной способности электротехнического оборудования, которое выбрано на полную мощность, а через него будет передана для преобразования в другие виды энергия меньшей мощности. Кроме того, качество входного тока определяет степень негативного обратного влияния вентильного преобразователя на питающую сеть переменного тока [99].

Особенно показательным становится выражение для коэффициента мощности вентильного преобразователя при допущении  $X_a = 0$ ,  $X_d = \infty$ ,  $\gamma = 0$ ,  $\varphi_1 = \alpha$ . Тогда выражение (1.19) преобразуется к виду

$$\lambda = \nu \cos \varphi_1 = \nu \cos \alpha. \tag{1.21}$$

#### 1.6 Коэффициент мощности трансформатора

Для случая, когда трансформатор имеет одну первичную и две (или более) вторичных обмотки, его коэффициент мощности  $\cos \varphi_1$  (при синусоидальном напряжении) находят следующим образом. При вычислении коэффициенты нагрузки и коэффициенты мощности вторичных обмоток  $k_{\rm H2}$  и  $\cos \varphi_2$  и  $k_{\rm H3}$  и  $\cos \varphi_3$  обычно заданы, а  $\cos \varphi_1$  находят следующим образом.

Активная и реактивная мощности первичной обмотки трансформатора равны суммам мощностей вторичных обмоток и потерь мощности в них (потерями в первичной обмотке и потерями в стали сердечника пренебрегаем) [9]:

$$S_{nom} k_{\rm H1} \cos \varphi_1 = S_{nom} k_{\rm H2} \cos \varphi_2 + S_{nom} k_{\rm H3} \cos \varphi_3 + P_{\rm 32} + P_{\rm 33}; \qquad (1.22)$$

$$S_{nom} k_{\rm H1} \sin \varphi_1 = S_{nom} k_{\rm H2} \sin \varphi_2 + S_{nom} k_{\rm H3} \sin \varphi_3 + q_2 + q_3, \qquad (1.23)$$

где  $q_2 = I_2^2 x_2$  и  $q_3 = I_3^2 x_3$  - потери реактивной мощности в обмотках 2 и 3.

Отсюда находим  $k_{\rm H1}$ 

$$k_{\rm H1} = \sqrt{\left(k_{\rm H2}\cos\varphi_2 + k_{\rm H3}\cos\varphi_3 + \frac{P_{\rm 32} - P_{\rm 33}}{S_{\rm H}}\right)^2 + \left(k_{\rm H2}\sin\varphi_2 + k_{\rm H3}\sin\varphi_3 + \frac{q_2 + q_3}{S_{\rm H}}\right)^2}$$
(1.24)

И

$$\lambda = \frac{S_{nom \ k_{\rm H2}} \cos \varphi_2 + S_{nom \ k_{\rm H3}} \cos \varphi_3 + P_{\Im 2} + P_{\Im 3}}{S_{nom \ k_{\rm H1}}}.$$
(1.25)

#### 1.7 Энергетический коэффициент полезного действия

В работах Фильца Р.В. [96] отмечено, что снижение коэффициента полезного действия приводит к увеличению потребляемого от источника тока в такой же степени, как и снижение коэффициента мощности  $\lambda$ . Поэтому иногда энергетическую эффективность оценивают не коэффициентами мощности и полезного действия, а их произведением  $\lambda \eta$ .

$$\eta = \frac{P_2}{P_1};$$

$$\lambda = \frac{P_1}{S_1};$$

$$\lambda \eta = \eta_3;$$

$$(1.26)$$

В данном параграфе рассматриваются преобразователи, представляющие собой полупроводниковые ключи и активную нагрузку. Именно благодаря своей простоте такие преобразователи в однофазном и трёхфазном вариантах нашли применение для регулирования напряжения асинхронных двигателей тяговых электроприводов. Главной функцией преобразователей является обеспечение ими требуемого качества электроэнергии объекта и обеспечение работоспособности основного оборудования объекта.

В качестве примера рассмотрим однофазный мостовый тиристорный выпрямитель (рисунок 1.8). С учётом формул (1.26) получаем произведение КПД на коэффициент мощности, в котором  $U_c$  - действующее значение сети произвольной формы, а  $U_d$  - напряжение на нагрузке [54].



Рисунок 1.8 - Однофазная мостовая схема выпрямителя

$$\lambda \eta = \frac{P_2}{S_1} = \frac{U_d}{U_c}.\tag{1.27}$$

В идеальном случае при чисто активной нагрузке удобно преобразовать эту формулу и ввести максимально возможное напряжение на нагрузке  $U_{max} = U_d$ . Тогда получается формула для энергетического коэффициента полезного действия выпрямителя с любой формой напряжения источника питания:

$$\lambda \eta = \frac{E}{k_{\phi} U_c}. \tag{1.28}$$

Известно, что в режиме прерывистых токов значение ЭДС может превысить действующее значение напряжения источника, но при этом возрастает и коэффициент формы тока.

Для трёхфазного мостового выпрямителя выполняются балансы для мгновенных и действующих значений токов при мгновенной коммутации токов вентилей, так как в любой момент времени ток нагрузки имеется в двух фазных проводах (рисунок 1.9).



Рисунок 1.9 - Трёхфазная мостовая схема выпрямителя

Тогда энергетический КПД будет равен

$$\lambda \eta = \frac{E}{k_{\phi} \nu U_c}.$$
(1.29)

# 2 АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В КОНДЕНСАТОРАХ ФИЛЬТРОВ ВХОДНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭПС

#### 2.1 Входные преобразователи ЭПС переменного тока

Входные преобразователи ЭПС переменного тока, могут иметь различную структуру, определяемую конкретными требованиями обеспечения электромагнитной совместимости с системой тягового электроснабжения, устройствами железнодорожной автоматики, использующими рельсовые цепи и выходными модулями преобразователей тяговых электроприводов.

Система преобразования электроэнергии электроприводах ЭПС В переменного тока С асинхронными тяговыми двигателями выполняется с В промежуточным звеном постоянного тока. таких системах могут быть использованы входные преобразователи следующих типов (рисунок 2.1):

a)





B)



Рисунок 2.1 - Принципиальные схемы входных преобразователей ЭПС переменного тока

тяговый трансформатор – неуправляемый выпрямитель – фильтр (электровозы типов ВЛ60К, ВЛ80С, Т) (рисунок 2.1, а);

тяговый трансформатор – управляемый выпрямитель – фильтр (электровозы типов ВЛ80Р, ВЛ85, ЭП1,ЭП1М, 2ЭС5К) (рисунок 2.1, б);

тяговый трансформатор - четырёхквадрантный преобразователь – фильтр (электровозы типов ЭП10,ЭП20,2ЭС5, 2ЭС7 (проект 11201)) (рисунок 2.1, в).

На первый взгляд можно предположить, что использование автономного инвертора напряжения (АИН) с (широтно-импульсной модуляцией) ШИМ позволяет применить простейший неуправляемый выпрямитель с естественной [21]. Однако, поскольку перспективный ЭПС коммутацией токов должен реализовывать режим рекуперативного торможения, выпрямитель должен быть управляемым (тиристорным или транзисторным). В первоначальных вариантах создания систем тяговых электроприводов с АТД для ЭПС переменного тока в качестве входного преобразователя было решено использовать управляемый выпрямитель, после которого должен быть установлен выходной LC – фильтр. В качестве выходного преобразователя в таких системах мог использоваться либо автономный инвертор тока (АИТ), либо АИН. АИТ так же как и АИН выполняют на полупроводниковых ключах, обладающих односторонней проводимостью, в качестве которых могут использоваться полностью управляемые ключи и обычные тиристоры с дополнительными устройствами принудительной (конденсаторной) коммутации. На входе АИТ устанавливают электромагнитный накопитель энергии в виде сглаживающего реактора большой индуктивности [51,73].

При использовании АИТ в режимах тяги и рекуперации направление протекания тока в сглаживающем реакторе одно и то же и, казалось бы, следовало предпочесть этот преобразователь. Однако характеристики АТД при питании от инвертора тока в общем случае электрически неустойчивы, и электрическая устойчивость может быть обеспечена лишь при замкнутой системе регулирования выпрямленного напряжения. Эта система должна содержать два основных контура

регулирования: тока и абсолютного скольжения, причём ток статора изменяется пропорционально значению абсолютного скольжения [64]. Поэтому установленная мощность входного выпрямителя оказывается существенно (в 1,5-2 раза) выше, чем на других видах ЭПС переменного тока, где аналогичное требование отсутствует и регулирование скорости движения в диапазоне значений выше номинальной осуществляется при разомкнутом контуре регулирования тока, т.е. при постоянстве выпрямленного напряжения. Помимо этого на коммутирующих конденсаторах и вентилях появляются значительные перенапряжения, что заставляет повышать их Для АИТ типично рабочее напряжение. большое значение переменной составляющей электромагнитного момента, а, следовательно, и силы тяги, однако вследствие большого момента инерции тягового привода это не вызывает пульсации Также нарушение частоты вращения колёсных пар. возможно режима инвертирования, особенно при малых нагрузках, из-за ограничения ПО максимальной частоте коммутации в инверторе. Устранение последнего ограничения требует уменьшения ёмкости коммутирующих конденсаторов, что в свою очередь приводит к дальнейшему росту перенапряжений на элементах инвертора. Вследствие перечисленных особенной АИТ для питания АТД применяют ЛИШЬ ЭПС малой мощности. Инвертор тока является на преимущественным типом преобразователя для вентильного двигателя [65].

Первые опытные образцы электровозов переменного тока с АТД в СССР были созданы в 60-х годах прошлого века. В этих электровозах в качестве ТЭД были использованы асинхронные двигатели (электровоз ВЛ80а) и синхронные двигатели (ВЛ80в). Во всех случаях в качестве входного преобразователя на электровозах был установлен полупроводниковый выпрямитель. На современном ЭПС переменного тока, в котором используется АТД, в качестве входных преобразователей четырёхквадрантные преобразователи, применяют на выходе которых устанавливают конденсаторные фильтры. Поэтому целью данной диссертационной работы является определение потерь мощности в таких фильтрах и разработка рекомендаций по их уменьшению.

Для повышения энергетических показателей при сокращении зон применяют выпрямительные установки с принудительной коммутацией токов вентилей. При этом можно сформировать кривую потребляемого тока, близкую к синусоиде, а фазовый сдвиг между основной гармоникой тока и напряжением на входе выпрямительной установки сделать практически равным нулю.

преобразователем является впервые применённый Таким на немецких электровозах серии Е-120 (Германия), а также на электропоездах ІСЕ (Германия), серии X2 (Швеция), серии 2300 (Португалия) четырёхквадрантный (или 4 q-S) преобразователь. Силовые преобразователей цепи первых такого типа комплектовались однооперционными быстровосстанавливающимися тиристорами с узлами принудительной коммутации, что приводило к завышению стоимости преобразователя и снижению его КПД [107-112].

Создание мощных силовых транзисторов и в частности, IGB – транзисторов позволило существенно повысить частоту переключений СПП и исключить из силовой цепи преобразователя узлы принудительной коммутации и тем самым повысить его КПД [76, 50]. Четырёхквадрантный преобразователь, обеспечивая коэффициент мощности, близкий к единице, имеет незначительную величину первичного псофометрического тока, как в тяговом, так и в рекуперативном режимах с малым воздействием на системы сигнализации и связи, использующие рельсовые цепи [49].

На современном ЭПС переменного тока трёхфазные тяговые двигатели получают питание от АИН, которые в свою очередь подключены к промежуточному звену постоянного напряжения, состоящему из фильтровых конденсаторов и Питание резонансной цепочки. промежуточного звена осуществляется OT четырёхквадрантного преобразователя, который в свою очередь подключён ко вторичной обмотке трансформатора, а со стороны постоянного тока соединён с конденсатором промежуточного звена постоянного напряжения Регулирование уровня напряжения на тяговых двигателях производится методом широтноимпульсной модуляции в АИН. Величина напряжения в промежуточном звене постоянная и стабилизируется четырёхквадрантным преобразователем. Данная преобразования электрической энергии применена на электровозе типа структура ЭП20, где во входном звене электрической энергии применены специальные четырёхквадрантные преобразователи [58]. В режиме тяги они обеспечивают выпрямление напряжения, формируемого на вторичной обмотке трансформатора, и последующее его преобразование в трёхфазное для питания АТД. От звена постоянного напряжения также получают питание два тормозных регулятора, работающих каждый на свой тормозной резистор. Эти регуляторы совместно с тормозными резисторами кроме функций резисторного торможения выполняют функцию защиты преобразователя от перенапряжений. Тормозные регуляторы предназначены для импульсного регулирования мощности, рассеиваемой в тормозных резисторах. Особенностью 4 q-S преобразователя является то, что это преобразователь повышающего типа и для того чтобы обеспечить его работу напряжение на конденсаторе  $C_1$ , делают больше амплитуды напряжения источника питания. Математическая модель 4 q-S преобразователя выполнена в программном пакете Matlab Simulink и имеет вид, представленный на рисунке 2.2 [36]. При модели входного преобразователя описании математической использованы материалы, опубликованные доц. В.В. Литовченко [52].

Вместе с тем анализ электромагнитных процессов во многом упрощается, если использовать предложенную в работах проф. Ю.Г. Толстова классификацию преобразователей и рассматривать 4 q-S преобразователь как однофазный автономный инвертор напряжения или выпрямитель переменного тока (в зависимости от направления потока электрической энергии) питающийся от тягового трансформатора (рисунок 2.3). Преобразующим постоянное напряжение  $U_d$  в переменное напряжение  $u_s$  широтно-импульсной модуляцией. Так как к зажимам переменного тока преобразователя примыкает цепь с большой индуктивностью, а к зажимам постоянного тока – цепь с большой ёмкостью, то это придаёт соответствующим источникам свойства источников тока и напряжения [100].



Рисунок 2.2 - Математическая модель входного преобразователя в пакете Matlab Simulink

Электрическая цепь постоянного тока содержит последовательно соединённые источник напряжения  $E_d$ , активное сопротивление  $R_d$  и индуктивность  $L_d$ . К зажимам постоянного тока подключены резонансный  $L_2 C_2$  - фильтр и конденсатор *C* большой ёмкости. Цепь переменного тока содержит последовательно соединённые индуктивность  $L_1$ , активное сопротивление  $R_1$  и источник напряжения  $E_1$ . Последовательно включённые  $E_d$ ,  $L_d$  и  $R_d$  представляют эквивалентную нагрузку или источник электрической энергии в зависимости от соотношения напряжения источника ЭДС  $E_d$  и напряжения  $U_d$  на конденсаторе фильтра *C*. Резонансный фильтр  $L_2 C_2$  не является обязательным элементом рассматриваемой схемы и в некоторых случаях может отсутствовать. В цепи переменного тока индуктивность  $L_1$ , является необходимым элементом, сопротивление  $R_1$  характеризует потери мощности, а источник синусоидального напряжения  $E_1$  в зависимости от фазового сдвига между током  $i_1$  и напряжением  $E_1$  может потреблять либо генерировать электрическую энергию. При условии, что индуктивное сопротивление  $\omega_H L_1 \gg R_1$  (что, как правило, выполняется для мощных преобразователей), сопротивлением  $R_1$  можно пренебречь.



Рисунок 2.3 – Расчётная схема 4q-S преобразователя

Преобразование постоянного напряжения  $U_d$  в переменное напряжение  $u_s$  осуществляется путём включения и выключения транзисторов VT1 - VT4.

Для того, что бы напряжение  $u_s$  определялось только алгоритмом подачи сигналов на транзисторы и напряжением  $U_d$  и не зависело от тока  $i_1$ , необходимо обеспечить отсутствие пауз между сигналами на выключение и включение транзисторов одной фазы. В реальных устройствах при конечных значениях времени выключении транзисторов предусматривают наличие пауз ("мёртвое время") между сигналами на выключение и включение противополюсных транзисторов одной фазы. Однако при непрерывном токе  $i_1$  наличие этих пауз не

оказывает влияния на форму напряжения  $u_s$ , что позволяет считать изменение состояния транзисторов VT1 и VT2 или VT3 и VT4 одновременными. Требуемая форма выходного напряжения АИН  $u_s$  может быть получено методом ШИМ (широтно-импульсной модуляцией) и будет представлять последовательность импульсов с амплитудой  $U_d$ . Знак, продолжительность и положение этих импульсов относительно оси времени определяется алгоритмом включения и выключения транзисторов VT1 – VT4.

Алгоритм управления транзисторами можно получить в результате сравнения модулирующего сигнала  $F_M(t)$ , определяющего желаемый вид выходного напряжения инвертора, и тактового треугольного -  $F_H(t)$ , определяющего частоту переключения транзисторов. На рисунке 2.4 показаны графики высокочастотного сигнала  $F_H(x)$  и модулирующих сигналов  $F_{M1}(y)$  и  $F_{M2}(y)$  для точек 1 и 2 схемы (рисунок 2.3).



Рисунок 2.4 – График модулирующего напряжения высокочастотного сигнала несущей частоты диаграмма включения ключей VT1 – VT4 и напряжения, тока на

входе и выходе преобразователя
В случае синусоидального модулирующего сигнала

$$F_M(t) = A\sin\omega_N t \tag{2.1}$$

и треугольного тактового сигнала

$$F_H(t) = B \frac{2}{\pi} \arcsin\left[\sin\left(\omega_H t + \frac{\pi}{2}\right)\right]$$
(2.2)

сигналы на включение транзистора VS1 можно определить из выражения

 $S1 = \text{KOM}\Pi[F_M(t) - F_H(t)],$ 

где *A*,  $\omega_M = 2\pi f_M$  - амплитуда и угловая частота модулирующего сигнала; *B*,  $\omega_H = 2\pi f_H$  - амплитуда и частота тактового сигнала, треугольной формы; КОМП(*X*) - функция сравнения (компаратор):

КОМП(X) = 
$$\begin{cases} 1 \text{ при } X > 0, \\ 0 \text{ при } X \le 0; \end{cases}$$

S1 - логическая переменная, определяющая состояние транзистора VT1 (S1 = 1 -транзистор включен, S1 = 0 -транзистор выключен).

Логическая переменная S2, определяющая состояние транзистора VT2, может быть найдена как инверсия логической переменной S1, т.е.

$$S2 = \overline{S1} = \begin{cases} 0, ecли S1 = 1; \\ 1, ecли S1 = 0. \end{cases}$$

Алгоритм управления транзисторами VT3 и VT4 можно получить, если в качестве модулирующего использовать сигнал

$$F'_{M}(t) = -F_{M}(t) = A\sin(\omega_{M}t - \pi),$$
 (2.3)

который при сравнении с тактовым сигналом  $F_H(t)$  позволяет определить функцию включения транзистора *VT*3:

$$S3 = KOM\Pi[F'_{M}(t) - F_{H}(t)], \qquad (2.4)$$

и функцию включения транзистора VT4:

$$S4 = S3.$$

Среднее значение каждого импульса напряжения  $u_S(t)$  за полупериод тактового сигнала можно определить для k – го полупериода в виде

$$U_s(k) = \frac{2U_d}{T_t} \int_{(k-1)T_t/2}^{kT_t/2} \sin \omega_N t \, dt = \mu \, U_d \sin[(k-1/2) \, \pi/\epsilon], \tag{2.5}$$

где  $\mu = \frac{A}{B}$  - глубина или индекс модуляции;  $\varepsilon = \frac{f_H}{f_M}$  - кратность частоты тактового и модулирующего сигналов.

Таким образом, при ШИМ сглаженное по полупериодам тактового сигнала напряжение на выходе инвертора представляет "квантованное" по уровню модулирующее напряжение. Величина каждого "кванта" напряжения определяется значением модулирующего сигнала в моменты времени, когда тактовый сигнал  $F_H(t_k) = 0.$ 

Мгновенное значение напряжения  $U_s(t)$  можно определить из выражения

$$u_S(t) = u_d(t) f_u(t),$$
 (2.6)

где  $f_u(t)$  - переключающая или коммутационная функция инвертора по напряжению:

$$f_u(t) = \begin{cases} 1 \operatorname{при} S1 = 1 \text{ и } S4 = 1; \\ 0 \operatorname{прu} S1 = 1 \text{ и } S3 = 1; \\ 0 \operatorname{прu} S2 = 1 \text{ и } S4 = 1; \\ -1 \operatorname{прu} S2 = 1 \text{ и } S3 = 1; \end{cases}$$

Переключающая функция имеет единичную амплитуду и будет определяться состоянием транзисторов инвертора.

Применяя коммутационную функцию, можно установить связь между токами *i* и  $i_1$  преобразователя. Если учесть, что потери мощности в преобразователе пренебрежимо малы, то из равенства мгновенных значений мощностей на зажимах постоянного и переменного тока  $u_d(t) i(t) = u_s(t)i_s(t)$  можно получить

$$i(t) = f_u(t)i_1(t).$$
 (2.7)

Выражения (2.6) и (2.7) устанавливают связь между напряжениями на входе и на выходе преобразователя и позволяют записать уравнения для анализа процессов в схеме, изображённое на рисунке 2.3 [52].

$$\begin{cases} L_d + \frac{di_d}{dt} + R_d i_d = E_d - u_d; \\ L_2 + \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 = u_d - u_{C2}; \\ C_2 \frac{du_{C2}}{dt} = i_2; \\ C \frac{du_d}{dt} = i_d - i_2 - f_u(t)i_n; \\ L_1 + \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 = f_u(t)u_d - e_1. \end{cases}$$
(2.8)

Система уравнений (2.8) представляет полную систему уравнений и при известной коммутационной функции  $f_u(t)$  позволяет определить все переменные как в цепи постоянного напряжения, так в цепи переменного напряжения.

В случае когда сопротивлением нагрузки можно пренебречь, система значительно упрощается и записывается так

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + u_2 = u_1. (2.9)$$

Для любого интервала времени от  $t_{k-1}$  до  $t_k$ . в пределах которого конфигурация схемы не меняется, ток  $i_1$  определяется в виде:

$$i_1^{(k-1)} = \frac{1}{L_1} \int_{t_{k-1}}^{t_k} (u_1 - u_2) dt + i_1^{(k-1)}.$$
(2.10)

В качестве примера, при кратности  $\varepsilon = 5$  и глубине модуляции  $\mu = 0,9$  на рисунке 2.5 показаны диаграммы токов и напряжений на входе и выходе преобразователя.

В кривой входного тока можно выделить основную гармонику  $i_{11}$  с частотой напряжения сети, которая смещена по отношению к напряжению  $u_1$  на угол  $\varphi$ . Угол  $\varphi$  зависит от амплитудных значений напряжения  $U_{1max}$ , и основной гармоники напряжения  $U_{21max}$ , а также их взаимного сдвига  $\psi$ . Изменив этот сдвиг и

амплитуду основной гармоники путём изменения глубины модуляции  $\mu$ , можно обеспечить получение любого фазового сдвига  $\varphi$  и, в частности,  $\varphi = 0$  или  $\varphi = \pi$ .



Рисунок 2.5 - Графики модулирующих сигналов, высокочастотного сигнала, несущей частоты и формирования напряжения на входе преобразователя

Для количественной оценки процессов в преобразователе, а также получения основных соотношений, устанавливающих связь между токами и напряжениями на элементах преобразователя, определим напряжение  $u_2$  как разность потенциалов точек 1 и 2 (рисунок 2.3), т.е.

$$u_2 = \varphi_1 - \varphi_2, \tag{2.11}$$

где  $\varphi_1, \varphi_2$  - потенциалы точек 1 и 2 относительно условного нулевого потенциала. Условным "нулём" может быть средняя точка соединения двух последовательно включённых конденсаторов  $C_1$ .

Характер изменения потенциалов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  определяется состоянием ключей VT1 - VT4, включение и выключение которых должно производиться таким образом, чтобы напряжение  $u_2$  изменялось в соответствии с диаграммой рисунка 2.5, полученной в результате двухсторонней двухполярной широтно-импульсной модуляции выходного напряжения по синусоидальному закону.

#### 2.2 Входные преобразователи ЭПС постоянного тока

Наибольшее распространение на ЭПС постоянного тока, в том числе, и на городском получила структура импульсных преобразователей транспорте, постоянного напряжения (ИППН) с устройствами, обеспечивающими электрическое торможение ЭПС [6]. На ЭПС постоянного тока входной импульсный преобразователь предназначен для устранения влияния колебаний напряжения питающей сети на промежуточное звено, а также для регулирования величины напряжения промежуточного звена (рисунок 2.6). В базовых структурах ТЭП, получающих питание от контактной сети постоянного тока, в качестве входного фильтра в настоящее время применяют Г - образный индуктивно-емкостной фильтр, состоящего ИЗ последовательно включённого дросселя И параллельного [53]. Вместо конденсатора возможно применение и других конденсатора накопителей энергии, например, аккумуляторные батареи. Также нашли применение индуктивно-емкостные фильтры сложной конфигурации, которые состоящие из конденсаторов и нескольких дросселей, выходными преобразователями являются автономные инверторы напряжения (АИН) [78, 65].

При создании ИППН в их силовых цепях на первых этапах применялись тиристоры с принудительной коммутацией токов. Схемы контуров коммутации были разнообразны и обычно они содержали коммутирующие тиристоры, диоды, конденсаторы и дроссели [69]. По мере развития силовых полупроводниковых приборов нашли применение полностью управляемые (запираемые) И симметричные тиристоры (GTO-тиристоры, IGCT-тиристоры), а также приборы с более сложными полупроводниковыми структурами, совмещающие функции нескольких элементов и одном приборе (IGB – транзисторы), позволяют создавать фазовые модули, которые наилучшим образом могут быть использованы в многосистемном ЭПС. Каждый фазовый модуль состоит из двух последовательно соединённых транзисторов, встречно-параллельно каждому из которых подключен диод [49].

Преобразовательные структуры, в которых в качестве ключевых элементов использованы запираемые тиристоры или транзисторы, приведены на рисунке 2.6. С помощью регуляторов можно получать на нагрузке напряжение, среднее значение которого  $U_0$  может быть либо меньше или равно, либо больше или равно напряжению  $U_d$  на входе ИППН.

Особенность электрического железнодорожного транспорта заключается в том, что по рельсовым цепям замыкаются как тяговые токи, так и токи устройств железнодорожной автоматики. При этом частоты, на которых работают устройства железнодорожной автоматики, находятся в диапазоне от 75-250 Гц. Потребляемый ИППН от источника тяговый ток имеет импульсный характер, причём помимо нём высшие постоянной составляющей В содержатся И гармонические составляющие с частотами, перекрывающими частотный диапазон работы устройств железнодорожной автоматики, использующих рельсовые цепи. Значения данных гармонических составляющих тягового тока гораздо больше, чем рабочие токи устройств железнодорожной автоматики соответствующих частот. Это приводит к нарушению нормальной работы устройств железнодорожной автоматики и снижению надёжности железнодорожного транспорта, что недопустимо. Поэтому ИППН подключены через индуктивнок питающей сети напряжением  $U_{\kappa c}$ L1. емкостной фильтр (дроссель конденсатор C 1), обеспечивающих ЭПС устройствами электромагнитную совместимость С железнодорожной автоматики [78].

42



Рисунок 2.6 - Структурная схема силовой цепи ЭПС с импульсным регулятором напряжения

В электроприводах ЭПС с тяговыми двигателями постоянного тока импульсными регуляторами постоянного тока, требуется достаточно хорошее сглаживание тока нагрузки. Как правило, нагрузка в таких электроприводах имеет активно-индуктивный характер с преобладающей индуктивной составляющей, однако индуктивности нагрузки оказывается недостаточно для обеспечения требуемого качества кривой тока нагрузки. Поэтому на выходе регуляторов постоянного тока устанавливают выходные фильтры. Выходные фильтры обычно содержат сглаживающую индуктивность для уменьшения пульсаций тока тяговых электродвигателей. Если нагрузкой регулятора является АИН, то на его входе устанавливают конденсатор значительной ёмкости, потери мощности в котором и были определены в диссертации.

# 2.3 Расчёт потерь мощности в конденсаторах фильтров входных преобразователей ЭПС

#### 2.3.1 Потери мощности в конденсаторах фильтра ЭПС переменного тока

При несинусоидальном напряжении на конденсатор фильтра воздействует широкий спектр гармоник напряжений различных частот. Поэтому для определения потерь мощности в конденсаторе необходима эквивалентность схемы замещения

конденсатора в широком диапазоне частот. При наличии корректной схемы замещения можно будет решать такие важные для проектирования преобразовательной техники вопросы, как расчёт потерь мощности в конденсаторе (как их полных значений, так и составляющих потерь в отдельных элементах), расчёт электромагнитных процессов в цепях, содержащих конденсаторы, и т.д.

собой Согласно теории цепей конденсатор представляет пассивный [25]. обеспечивается двухполюсник Эквивалентность схемы замешения соответствующим выбором eë параметров сопротивлений, емкостей И индуктивностей, тогда как простота – приданием ей определённой конфигурации. В зависимости от задач, решаемых с помощью схем замещения, последние могут быть построены из различного числа элементов, которые отображают физические явления либо в конденсаторе в целом, либо в отдельных частях его конструкции с различной степенью полноты.

Большой практический интерес к задаче нахождения расчётным путём потерь энергии в конденсаторах породил большое многообразие как приближённых, так и более или менее точных методов [20]. Существуют методы, базирующиеся на представлении воздействующего напряжения ИЛИ тока В виде суммы синусоидальных составляющих разных частот. При этом используют обычно простейшие схемы замещения конденсатора с постоянными или частотнозависимыми параметрами. Частотные расчёта методы потерь мощности принципе конденсаторе основываются на суперпозиции И используют гармонический анализ токов и напряжений. В них мощность потерь мощности определяются как сумма потерь от каждой гармоники воздействующего тока или напряжения.

Так, для последовательной схемы замещения (рисунок 2.7) [47]

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} 2\pi f U_n^2 n C_s \operatorname{tg} \delta_n, \qquad (2.12)$$

где  $U_n$  - действующее значение n-ой гармоники напряжения;  $C_s u \, \text{tg} \, \delta_n$  – соответственно ёмкость и тангенс угла потерь конденсатора.

44



Рисунок 2.7 - Последовательная схема замещения конденсатора

В практических расчётах по данному соотношению ограничиваются конечным числом членов ряда  $n_{max}$ , зависящим от спектра напряжения или тока. Это число может колебаться в широких пределах: от единиц до нескольких сотен, оно возрастает при увеличении максимальной производной кривой напряжения по времени [22].

При расчёте потерь мощности в конденсаторе задаются рядом исходных параметров и техническими требования, которым он должен удовлетворять. Для конденсаторов, работающих при синусоидальном переменном напряжении, задают номинальное напряжение  $U_{nom}$ , номинальная частота  $f_{nom}$ , номинальная ёмкость  $C_{ном}$ , тангенс угла потерь, а также перегрузки и перенапряжения которые они должны выдерживать. Если напряжение несинусоидально, то задают его гармонический состав и форму кривой переменной составляющей. При расчёте импульсных конденсаторов задаются амплитуда импульсов, их форма и частота следования. Дополнительно могут быть заданы собственная индуктивность, амплитуда напряжения противоположной полярности (реверс) при колебательном разряде и др. [81].

Для анализа потерь мощности выбираем конденсатор, применяемый на электровозе ЭП20 "Олимп". Электровоз выполнен на базе электровоза "Prima II", который имеет силовой преобразователь фирмы "Alstom", оборудованными тремя конденсаторами типа DKTFM4000 I 1097 на один тяговый двигатель; напряжение на

конденсаторе составляет 3600 В [16]. Конденсатор изготовлен фирмой "AVX" и предназначен для эксплуатации в силовых цепях пульсирующего тока. Компактная конструкция, простота монтажа, чрезвычайно высокая стабильность ёмкости, высокий импульсный ток, превышающий номинальный более чем в 200 раз, и срок службы 100000 являются необходимыми свыше часов качествами для энергетического оборудования компенсации реактивной энергии, блоков резервного питания, мощных импульсных преобразователей напряжения и источников бесперебойного питания.

На основании выполненных в программном пакете Mathcad расчётов было произведено сравнение потерь мощности в конденсаторах двух типов DKTFM4000 I 1097 (ёмкость 1090 мкФ) и конденсатора типа К75-88 (ёмкость 1200 мкФ), изготовленного фирмой "Элкод" и рассчитанными на напряжение 4000 В.

На современном подвижном составе для питания бесколлекторного двигателя необходим статический преобразователь, а именно, автономный инвертор напряжения, к входным зажимам которого приложено сглаженное постоянное напряжение  $U_d$ . Поэтому как уже отмечалось ранее в качестве входного преобразователя широкое распространение получил четырёхквадрантный преобразователь, который обеспечивает синусоидальную форму тока, потребляемого из питающей сети, с регулируемым фазовым сдвигом относительно сетевого напряжения в звене постоянного тока, а также обладающим высокими энергетическими показателями [100, 49, 65, 66].

Для расчёта потерь мощности в конденсаторе  $C_1$  входного фильтра АИН питающегося от 4 q-S преобразователя кривую напряжения (рисунок 2.8) удобно представить в виде гармонического ряда Фурье [48].

46



Рисунок 2.8 - Кривая выходного напряжения 4 q-S преобразователя

В программном пакете MathCAD выполняем анализ кривой выходного напряжения 4 q-S преобразователя методом дискретного преобразования Фурье (рисунок 2.9)



Рисунок 2.9 - Амплитудный спектр периодической последовательности 4 q-S преобразователя

Таблица 2.1 - Величины напряжений для различных гармоник 4 q-S преобразователя

N⁰	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
гармо																				
ники																				
Напря	2734	2.6	56.5	0.6	14	2.5	0.3	1.7	0.2	0.9	0.2	0.3	0.15	0.17	0.12	0.04	0.16	0.14	0.26	0.15
жение,																				
В																				

Потери мощности в трёх конденсаторах типа DKTFM4000 I 1097 составляют 9.3 Вт. Потери мощности в трёх конденсаторах типа К75-88 составляет 68.6 Вт.

Для 4 q-S преобразователя

P' = 9.3 Вт для трёх конденсаторов типа DKTFM4000 I 1097.

P' = 68.6 Вт для трёх конденсаторов типа К75-88.

#### 2.3.2 Потери мощности в конденсаторах фильтра ЭПС постоянного тока

На ЭПС, питающегося от контактной сети постоянного тока, для понижения уровня напряжения контактной сети до величины, определяемой номинальным напряжением на тяговых двигателях переменного тока, в качестве входного используют импульсный преобразователь постоянного напряжения (DC-DC) [6]. Анализ кривой выходного напряжения ИППН выполним для худшего случая при коэффициенте заполнения импульсного цикла  $\gamma = 0,5$  (рисунок 2.10).



Рисунок 2.10 - Кривая выходного напряжения импульсного преобразователя постоянного напряжения при γ = 0,5

Величины напряжений для различных гармоник приведены в таблице 2.2

N⁰	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	1	12	1	14	1	16	1	18	19	20
гар											1		3		5		7			
мо																				
ник																				
И																				
На	5	1.44	1	2.877	1	8.23	7	1.89	5	3.6	4	1.5	4	5.4	3	2.58	3	7.08	2	1.85
пря	2	$\cdot 10^{-14}$	7	$\cdot 10^{-14}$	0	$\cdot 10^{-14}$		$\cdot 10^{-13}$	0	$\cdot 10^{-13}$	-	$\cdot 10^{-13}$	0	$\cdot 10^{-13}$	5	$\cdot 10^{-13}$	Δ	$\cdot 10^{-13}$	-	$\cdot 10^{-13}$
же	5		/		U		J		0		/		U		3		U		/	
ние			5		5															
, B																				

Таблица 2.2 – Величины напряжений для различных гармоник ИППН

Как и на ЭПС переменного тока, на входе АИН устанавливают фильтровые конденсаторы. Результаты гармонического анализа кривой выходного напряжения ИППН приведены на рисунке 2.11.



Рисунок 2.11 - Амплитудный спектр кривой выходного напряжения ИППН

Потери мощности в трёх конденсаторах типа DKTFM4000 I 1097 составляют 12.5 Вт.

Потери мощности в трёх конденсаторов типа К75-88 составляют 220 Вт.

2.4 Рекомендации по выбору фильтров для преобразовательных устройств ЭПС

Выполненный в предыдущих разделах анализ потерь мощности в конденсаторах фильтров преобразователей электроэнергии, применяемых на электроподвижном составе железных дорог России позволяет сформулировать следующие рекомендации.

настоящее время особое внимание при проектировании B нового и модернизации эксплуатируемого ЭПС уделяется обеспечению ЭТИМ ЭПС КПД. максимально возможных значений Поэтому В силовых цепях преобразователей электроэнергии электроподвижного состава должны применяться элементы и устройства, обладающие минимальными значениями потерь мощности в НИХ.

Одним из наиболее ответственных устройств в тяговых преобразователях электроэнергии любого типа являются фильтры, обеспечивающие электромагнитную совместимость тяговых преобразователей электроэнергии с контактной сетью, исполнительными механизмами (тяговыми двигателями), а иногда и с другими звеньями самих преобразователей.

Исходя из этого, можно констатировать, что в выходных фильтрах выпрямительных установок (промежуточном звене двухзвеньевых преобразователей электроэнергии), ЭПС переменного тока применение отечественных конденсаторов нецелесообразно из-за больших значений потерь мощности в них.

Выполненные в работе сравнительные расчёты потерь мощности в выходных фильтрах всех конденсаторах, 4 q-S преобразователя изготовленных указанными производителями, показали, что потери мощности в фильтрах укомплектованных конденсаторами типа K75 – 88 составили 68.6 Вт (на один ТЭД); в преобразователе укомплектованном конденсаторами типа DKTFM4000 I 1097, потери мощности составили 9.3 Вт, т.е. на 86 % меньше, чем потери мощности в фильтре укомплектованными отечественными конденсаторами. Это приводит к увеличению

КПД входного преобразователя на 4.8 % и соответствующему снижению расхода электроэнергии на тягу поездов.

В промежуточном звене двухзвенных преобразователей ЭПС постоянного тока устанавливают конденсаторные фильтры. Сравнение потерь мощности в фильтрах промежуточного звена, выполненных на конденсаторах различных фирм позволяет сделать следующие выводы.

В наиболее худшем случае (при коэффициенте заполнения импульсного цикла  $\gamma = 0,5$ ) потери мощности в фильтрах, выполненном на отечественных конденсаторах K75-88 составляет 220 Вт, а потери мощности в аналогичном фильтре выполненном на конденсаторах фильтра DKTFM4000 I 1097 составляет 12.5 Вт. Это позволяет рекомендовать конденсаторы DKTFM4000 I 1097 для применения в статическом преобразователе постоянного напряжения.

## 3. АНАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ВЫХОДНЫХ МОДУЛЕЙ ТПС

#### 3.1 Структурные схемы и схемы замещения выходных модулей ТПС

#### 3.1.1 Выходные модули ЭПС

Ha сегодняшний современными мирового день тенденциями локомотивостроения является применение тягового электропривода С асинхронными электродвигателями или синхронными И регулируемого управляемых электропривода вспомогательного на полностью силовых полупроводниковых приборах, регулируемых микропроцессорной системой с широкими функциями встроенной (безразборной) диагностики бортовых систем [21, 7, 4, 52].

Магистральный грузовой двухсекционный электровоз пятого поколения типа ЭП20 (по согласованию с ОАО "РЖД" его назвали "Олимп") выпущен на Новочеркасском электровозостроительном заводе. Локомотив предназначен для вождения пассажирских поездов на железных дорогах колеи 1520 мм, электрифицированных на переменном и постоянном токе.

Наличие в тяговом электроприводе электровоза выходных модулей "АИН-АТД" с двухуровневыми инверторами вызывает индивидуальную реакцию каждого из тяговых двигателей на изменение внешних условий работы хотя бы одного из них. Это улучшает контроль за боксованием, а при появлении боксования обеспечивает быстрое его гашение, увеличивает тяговое усилие и повышает КПД электропередачи тягового электропривода за счёт более точного согласования мощности входного преобразователя и мощности выходного инвертора напряжения в установившихся и переходных режимах.

Таким образом, тяговый электропривод С асинхронными тяговыми двигателями с индивидуальными инверторами напряжения И поосным регулированием позволяет улучшить тяговые характеристики локомотива, снизить энергопотребление и затраты на техническое обслуживание. Электровоз разработан совместно 3AO "Трансмашхолдинг" французским машиностроительным И

концерном "Alstom" на базе совместного инжинирингового центра "ТРТранс", расположенного в России.



Рисунок 3.1 - Структурная схема силовых цепей электровоза типа ЭП20 "Олимп": *XA1* – асимметричный токоприёмник; *QF1* – главный выключатель; СО – сетевая обмотка трансформатора; TO1...TO4 – тяговые обмотки трансформатора; 4 q-s – преобразователь; *C* – конденсатор фильтра; АИН – автономный инвертор напряжения; ИД – исполнительный двигатель; *XT1*...*XT4* – токосъёмные устройства.

Асинхронные тяговые двигатели электровоза получают питание от индивидуальных тяговых статических преобразователей. Конструктивно на каждую

тележку приходится автономно функционирующий тяговый преобразователь, который в свою очередь, содержит в себе два идентичных тяговых блока. В каждый тяговый блок входят один преобразователь (4 q-s), фильтровый конденсатор, трёхфазный инвертор напряжения для питания тягового двигателя, один тормозной чоппер. При питании от контактной сети переменного тока от тяговых обмоток трансформатора прикладывается напряжение к модулю преобразователя (4 q-s), в котором переменный ток трансформатора преобразуется в постоянный со стабилизированным напряжением 3000 В. Автономный инвертор напряжения, образованный транзисторными модулями, преобразует постоянное напряжение в трёхфазное переменное, регулируемое ПО величине И частоте. которое прикладывается к тяговым двигателям (рисунок 3.1). При работе от контактной сети постоянного тока схема входного преобразователя изменяется, а выходной модуль остаётся без изменений [56].

В качестве силовых полупроводниковых элементов в тяговом преобразователе используются IGB – транзисторы с рабочим напряжением 6,5 кВ. При работе от контактной сети переменного тока используются следующие звенья преобразования электроэнергии:

- понижение напряжения контактной сети с помощью тягового трансформатора.

- преобразование при помощи четырёхквадрантного преобразователя переменного напряжения контактной сети в постоянное, стабилизированное на уровне 1000...3000 В;

- преобразование постоянного стабилизированного напряжения в трёхфазное переменное с регулируемыми по определённому закону выходными параметрами. Выбор величины напряжения на выходе четырёхквадрантного преобразователя — сложная аналитическая многокритериальная задача. Рассмотрим два варианта исполнения тяговых преобразователей [40, 41, 82, 4]:

Полностью унифицированный с преобразователем электровоза типа ЭП20
 [4, 64, 76,]

2. Тяговый преобразователь, унифицированный для электровозов переменного тока [3].

В первом варианте напряжение в промежуточном звене постоянного тока принято равным 3000 В.

Это позволит применить:

- унифицированные с двухсистемным электровозом тяговые преобразователи с IGB – транзисторами 65 класса на ток 600 А (по два транзистора, соединённых параллельно);

- унифицированный с грузовым электровозом постоянного тока тяговый двигатель.

Во втором варианте напряжение в промежуточном звене постоянного тока целесообразно понизить и принять на уровне 1500 -1800 В.

Это позволит применить:

в тяговом преобразователе и в преобразователе собственных нужд (ПСН) IGB
 транзисторы 33 класса на ток 1200 – 1500 А;

- в плечах преобразователя 4 q-S и в инверторе по одному IGB – транзистору.

При этом уменьшается стоимость тягового преобразователя в части IGB – транзисторов ориентировочно в 2,3 раза, а также уменьшается стоимость комплектации ПСН в части IGB – транзисторов на 16 %.

При дальнейшей разработке следующих серий электровозов перспективным направлением представляется применение трёхуровневых АИН с воздушным охлаждением вместо жидкостно-воздушного, применяемого в двухуровневых инверторах напряжения [58, 65].

Во входном звене преобразователя электрической энергии применены специальные четырёхквадрантные (4 q-S) преобразователи, выполняющие роль выпрямителя - стабилизатора напряжения и обеспечивающие коэффициент мощности на токоприёмнике электровоза, близкий к единице. От звена постоянного напряжения также получают питание два тормозных регулятора, работающих каждый на свой тормозной резистор. Эти регуляторы совместно с тормозными резисторами кроме реализации функций резисторного торможения выполняют функцию защиты преобразователя от перенапряжений. Тормозные регуляторы предназначены для импульсного регулирования энергии, рассеиваемой в тормозных резисторах [4].

Функции формирования трёхфазного напряжения для питания асинхронного тягового двигателя реализует двухуровневый трёхфазный инвертор напряжения, полупроводниковых приборов с высокими который выполнен на базе силовых значениями коммутируемого тока и класса напряжения, что позволяет использовать шестиполюсный трёхфазный асинхронный тяговый двигатель типа ДТА-1200A с одной обмоткой статора и с коротокозамкнутым ротором. Двигатели спроектированы под установку на тележке привода 3-го класса. Кроме меньшего внешних присоединений ОНИ обладают количества рядом улучшенных характеристик: меньшей массой, повышенным значением номинальной частоты вращения. Вал ротора состоит из пакета сердечника с роторными стержнями, которые на концах соединены короткозамыкающими кольцами. Часовая мощность двигателя равна 1200 кВт. Тяговый двигатель объединён с тяговым редуктором в колёсно-моторный блок, который устанавливается на тележку с тремя точками крепления как единая сборочная единица: две на редукторе и одна на тяговом двигателе. Двигатель имеет только одну собственную подшипниковую опору ротора со стороны, противоположной редуктору. Второй вращающейся опорой ротора является упругая мембранная муфта вала-шестерни редуктора, с которой вал Муфта двигателя соединён фланцевым соединением. имеет собственные подшипниковые опоры [21, 24].

56

Микропроцессорная система управления выполняет задачи регулирования, защиты, контроля и диагностики. Система управления состоит из рассредоточенных по месту установки объектов управления блоков.

При переходе электровоза в режим рекуперативного торможения и при обратных переходах в силовой цепи никаких переключений не производится. Перевод тяговых двигателей в генераторный режим осуществляется путём понижения основной частоты напряжения относительно синхронной частоты, соответствующей данной скорости движения. Автономные инверторы напряжения при этом переходят в режим трёхфазного выпрямителя. Электровоз помимо рекуперативного тормоза имеет резисторный тормоз с суммарной мощностью на валах тяговых двигателей 4500 кВт. На каждый блок тягового преобразователя приходится по одному тормозному резистору. Вспомогательные машины и другие потребители собственных получают блока нужд питание OT питания вспомогательных цепей (БПВЦ), конструктивно представляющего собой один шкаф, в котором смонтированы четыре независимых друг от друга вспомогательных преобразователя. Каждый преобразователь, входящий в БПВЦ, питается от звена Количество постоянного напряжения. выходных каналов блока питания вспомогательных цепей выбрано в соответствии с режимами работы нагрузок блока питания, мощностью каналов блока питания, схемами резервирования нагрузок.

#### 3.1.2 Выходные модули автономного ТПС

Магистральный грузовой тепловоз типа 2ТЭ25А имеет двухсекционное исполнение, при этом возможна его эксплуатация по системе многих единиц [2]. Создание тепловоза "Витязь" на отечественной технологической базе решает задачу, которая была поставлена отечественному железнодорожному машиностроению – создание локомотива, который бы мог успешно конкурировать с зарубежными аналогами. При разработке и производстве электрооборудования использовались в основном (за исключением силовых транзисторов) отечественные комплектующие элементы, что даёт возможность транспортному машиностроению не зависеть от

зарубежных производителей электрооборудования. В конструкции тепловоза применяется V - образный дизель типа Д49 с электронным впрыском, новый тяговый агрегат типа АСТГ2 2800/400 - 1000, статические тяговый и вспомогательный преобразователи собственных нужд, электродинамический тормоз с принудительным охлаждением тормозных резисторов, система контроля, управления и защиты, выполненная на базе микропроцессорного программно-аппаратного комплекса МПСУ – ТП.

Тяговый агрегат каждой секции (рисунок 3.2) состоит из тягового и трёхфазных синхронных вспомогательного генераторов, конструктивно выполненных в одном корпусе. Синхронный генератор, приводимый во вращение две трёхфазные обмотки, соединенные по схеме звезда со дизелем, имеет сдвинутыми относительно друг друга на 30 электрических градусов одноимёнными Для возбуждения тягового фазными напряжениями. агрегата используется двухканальный управляемый выпрямитель типа ВТПП – 220-220-100. Он преобразует трёхфазное напряжение синхронного вспомогательного генератора в регулируемые по величине напряжения выпрямленного тока, используемые для питания обмоток возбуждения тягового и вспомогательного генераторов агрегата. Вспомогательный генератор (ВГ) также имеет две трёхфазные статорные обмотки, одноимённые фазные напряжения которых сдвинуты друг относительно друга на 30 Ключевой инновационный элемент "Витязя" электрических градусов [38]. тяговый статический преобразователь частоты и напряжения (СПЧ) на IGB транзисторах, разработанный специалистами ОАО "ВНИКТИ", состоит из неуправляемого выпрямителя (В1 и В2), фильтра, тормозного импульсного преобразователя и автономного инвертора напряжения (И1). Неуправляемый состоит из двух последовательно соединённых мостов и является выпрямитель общим для всех двигателей. Каждый трёхфазный выпрямительный мост состоит из шести диодов типа Д253-2000-24. К звену постоянного напряжения параллельно подключены три АИН мощностью по 350 кВт каждый, выполненные на основе IGB – транзисторов с рабочим напряжением 3,3 кВ и током 1200 А.

58

Двухуровневый мостовой АИН выполнен на базе транзисторов типа FZ1200R33KF2C фирмы EUPEC. К выходным зажимам АИН подключены АТД мощностью 350 кВт каждый. Фазные модули выполнены конструктивно в виде несущей моноплиты; в состав каждого модуля входят по два силовых транзистора, два высокочастотных обратных диода, специальный конденсатор фильтра С1 типа РСС НР с низкой индуктивностью, установленный непосредственно на выводы силовых транзисторов, драйверы фирмы Concept с оптической развязкой. Управляющие сигналы транзисторы получают по каналу RS – 422 от управляющей ЭВМ верхнего уровня по оптоволоконным кабелям, что исключает гальваническую связь электронного блока управления с силовой высоковольтной частью и B обеспечивает необходимую помехозащищённость управляющих каналов. дальнейшем предполагается замена импортных силовых модулей аналогичными силовыми модулями отечественного производства (ОАО "Электровыпрямитель") [59].

Ha тепловозе наряду пневматическим c тормозом применяется электродинамический (ЭДТ). Количество тормозных позиций – 4. Тормозной ключ обеспечивающий (MT1), поглощение энергии торможения тормозными резисторами, установленными вне преобразователя, выполнен на транзисторе VT1 типа FD800K33KF2C. Регулируется тормозная мощность или сила торможения на каждой позиции автоматически. При снижении эффективности ЭДТ на скорости движения тепловоза ниже 10 км/ч он автоматически замещается пневматическим. Переход из тягового режима в тормозной осуществляется без переключений в силовой цепи бесконтактным способом. Число инверторов и тип соединения их с асинхронными двигателями могут быть различными. Чаще для каждого двигателя предусматривается индивидуальный инвертор. Конструктивно ТП (тяговый преобразователь) размещён в двух силовых шкафах мощностью каждый по 1410 кВт. Каждый силовой шкаф обеспечивает индивидуальное питание трёх тяговых электродвигателей, установленных на одной тележке, в соответствии с заданным

режимом движения и величиной свободной электрической мощности дизель – генератора.

На новом локомотиве используются асинхронные тяговые двигатели с 917УХЛ1 типа AД производства ΓП короткозамкнутым ротором Завод "Электротяжмаш". Это принципиально новая разработка в ряду унифицированных асинхронных тяговых (ДАТ-350-6, ДТА-350Т, АД 917) для отечественных тепловозов с передачей переменно-переменного тока. Чтобы обеспечить требуемые механические характеристики регулирования двигателя и контроль его теплового состояния, электродвигатель оборудован датчиками частоты вращения ротора и температуры статорных обмоток.



Рисунок 3.2 - Структурная схема силовой цепи тягового электропривода одной секции шестиосного автономного локомотива: СВ – синхронный возбудитель; УВВ – управляемый выпрямитель возбуждения; В1, В2 – выпрямители; И1 – И6 – инверторы; АД1 - АД6 – асинхронные тяговые двигатели

ТП оборудован набором датчиков: постоянного напряжения на выходе выпрямителя, фазных токов на входе выпрямителя, фазных токов на выходе АИН. Датчики совместно с датчиками частоты вращения валов асинхронных двигателей реализуют векторный способ управления тяговыми преобразователями в широком диапазоне входного напряжения при переводе позиции контроллера машиниста с первой до пятнадцатой. Они обеспечивают диагностику элементов тягового преобразователя с последующей передачей диагностической информации на верхний уровень управления. Ограничитель напряжения обеспечивает защиту модулей IGB – транзисторов от кратковременных выбросов напряжения на уровне 2500 В.



Рисунок 3.3 – Обобщённая математическая модель электрической части электропривода тепловоза типа 2ТЭ25А в Matlab Simulink

Управление И диагностику основных узлов тепловоза осуществляет микропроцессорный программно-аппаратный комплекс МПСУ – ТП, который состоит из устройства обработки информации (УОИ), выпрямителя возбуждения, дисплея машиниста, комплекта измерительных датчиков, блока контроля температур и вольтодобавочного устройства. Комплекс МПСУ – ТП выполняет функции управления исполнительными устройствами, обеспечивает контроль работы тепловоза, основных параметров осуществляет диагностику электрооборудования информация тепловоза, 0 которой поступает В

диагностический комплекс и может передаваться в ближайшее по пути следования депо для быстрого устранения неисправности.

Как видно из приведённого выше материала, общими элементами в электрооборудовании электровозов и тепловозов являются выпрямительные установки (входные преобразователи), автономные инверторы напряжения (выходные преобразователи) и асинхронные тяговые двигатели. На тепловозах, кроме того, установлены синхронные генераторы, которые в рамках данной диссертации не рассматриваются.

Поэтому обобщённая математическая модель, на основе которой будут исследоваться энергетические показатели электрооборудования перспективного тягового подвижного состава, (на примере тепловоза типа 2ТЭ25А) должна входной преобразователь, выходной преобразователь (АИН), содержать И трёхфазные асинхронные исполнительные двигатели (в данном случае, С короткозамкнутым ротором) (рисунок 3.3).

#### 3.2 Анализ потерь мощности в АИН и АТД ТПС

#### 3.2.1 Автономный инвертор напряжения

Силовые биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) и интеллектуальные силовые модули новых поколений имеют рабочие напряжения до 6,5 кВ и токи до 750 А. Это позволяет в большинстве практических случаев использовать такие транзисторы и модули в выходных блоках с двухуровневыми инверторами напряжения. Однако при повышении уровня напряжения в промежуточном звене постоянного тока, а также при необходимости выполнения жёстких требований выходного напряжения АИН приходится применять более сложные инверторы с последовательным соединением ключей в стойке, а именно многоуровневые инверторы напряжения [75, 82, 83, 97]. В качестве базового варианта В диссертации рассмотрен двухуровневый инвертор напряжения, обеспечивающий достаточно высокое качество выходного напряжения. Но в связи с растущими требованиями к тяговым электроприводам по их энергоэффективности в

дальнейшем в них придётся использовать многоуровневые АИН, обеспечивающие реализацию минимальных потерь мощности в питающихся от них АТД, снижение шумов и т.д. [57]. Применение трёхуровневого АИН позволяло создать тяговые высоковольтные электроприводы ЭПС предыдущих поколений на базе низковольтных силовых ключей. Однако с появлением на рынке высоковольтных ключей новых поколений ведущие мировые фирмы (Hitachi, Alstom) продолжают АИН, применять двухуровневые что обусловлено В первую очередь отработанностью технических технологических решений, высокой И И эксплуатационной надёжностью ТЯГОВЫХ электроприводов, выполненных ПО указанной структуре [87]. Более того, в многозвенных преобразователях, y которых напряжение в промежуточном звене постоянного тока не превышает 2000 B. АИН целесообразно использовать В хорошо освоенные электронной промышленностью силовые модули 33 класса [40], т.е. применять двухуровневые АИН, характеризующиеся меньшими экономическими затратами И более простыми компоновками силовой цепи и алгоритмическим обеспечением. Тем не менее в работе анализируются и сравниваются между собой по качеству кривой выходного напряжения двух- и трёхуровневый АИН. Однозначное решение по наиболее по наиболее предпочтительному АИН и алгоритму формирования его выходного напряжения может быть принято лишь для конкретного электропривода конкретного ТПС.

Структуры двух- и трёхуровневого АИН приведены на рисунках 3.4 и 3.8.

#### 3.2.2 Двухуровневый АИН

Упрощённая принципиальная схема силовых цепей двухуровневого АИН приведена на рисунке 3.4, а, а принципиальная схема единичного модуля (плеча) АИН – на рисунке 3.4, б.

Кривые выходного напряжения АИН формируется посредством широтноимпульсной модуляции. Каждый выходной модуль преобразователя состоит из двух АИН, каждый из которых питает один тяговый двигатель [7, 21].



Рисунок 3.4 – а) упрощённая принципиальная схема силовых цепей двухуровневого АИН; б) принципиальная схема модуля АИН

Наиболее типичными моделями IGB – транзисторов, которые позволяют анализировать процессы во всех цепях и любых режимах работы являются линейная модель Эберса - Молла и нелинейная модель Гуммеля – Пуна, в которых исходный элемент заменяется электрической цепью, состоящей из дискретных (в общем случае нелинейных) элементов. Применение данных моделей значительно увеличивает объём моделирующей программы. Поэтому в нашей работе IGB – транзистор представляем в виде идеального ключа с большим сопротивлением в непроводящем состоянии и малым – в проводящем. Потери мощности будут определяться суммой статических потерь  $P_{IGBT-ST}$  и динамических потерь  $P_{IGBT-SW}$  [88, 76]:

$$\Delta P_{\text{IGB T}} = \Delta P_{\text{IGB T}-ST} + \Delta P_{\text{IGB T}-SW} , \qquad (3.1)$$

$$\Delta P_{\text{IGB T}-ST} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_{CE (sat)} (i_c) i_c(t) dt , \qquad (3.2)$$

$$\Delta P_{\text{IGB T}-ST} = \frac{1}{2} \left( U_{TO} \frac{l_m}{\pi} + r_m \frac{l_m^2}{4} \right) + m \cos \varphi \left( U_{TO} \frac{l_m}{8} + \frac{1}{3\pi} r_m I_m^2 \right)$$
$$P_{\text{IGB T}-SW} = \frac{1 + \cos \varphi}{2\pi} f_{SW} \left( E_{on} \left( U_{H}, I_{H} \right) + E_{off} \left( U_{H}, I_{H} \right) \right) \frac{l_m}{l_H} \frac{U_{dc}}{U_{H}},$$
(3.3)

Потери мощности в диоде:

$$\Delta P_{\rm VD} = \Delta P_{\rm VD-ST} + \Delta P_{\rm VD-Sw}, \qquad (3.4)$$

где  $\Delta P_{\text{VD}-ST}$  - статические потери.

$$\Delta P_{\text{VD}-St} = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{T} U_F(i_F) i_F(t) dt ; \qquad (3.5)$$

$$\Delta P_{\text{VD}-ST} = \frac{1}{2} \left( U_{TOD} \frac{I_m}{\pi} + r_{md} \frac{I_m^2}{4} \right) - m \cos \varphi \left( U_{TOD} \frac{I_m}{8} + \frac{1}{3\pi} r_{md} I_m^2 \right).$$
(3.6)

 $\Delta P_{\text{VD}-Sw}$  - динамические потери.

$$\Delta P_{\text{VD}-Sw} = \frac{1+\cos\varphi}{2\pi} f_{SW} \left( E_{rec} \left( U_{H}, I_{H} \right) \right) \frac{I_{m}}{I_{H}} \frac{U_{dc}}{U_{H}}.$$
(3.7)

Суммарные потери мощности в IGB-транзисторе:

$$\Delta P_A = \Delta P_{\rm IGB\,T} + \Delta P_{\rm VD}\,. \tag{3.8}$$

Суммарные потери мощности в автономном инверторе напряжения:

$$P_{AIN} = 6 P_A , \qquad (3.9)$$

где *I<sub>m</sub>* – пиковое значение синусоидального выходного тока;

 $\cos \varphi$  – коэффициент мощности нагрузки;

 $U_{CE\ (sat\)}$  - напряжение на транзисторе в проводящем состоянии;

т – глубина модуляции;

 $E_{on}(U_{H}, I_{H})$ ,  $E_{off}(U_{H}, I_{H})$  – потери энергии в IGB - транзисторе на включение и выключение;

*U*<sub>TO</sub> – пороговое напряжение транзистора;

 $U_{F}(i)$  - падение напряжения на диоде;

 $i_F(i)$  - ток через диод (мгновенное значение);

 $E_{rec}$  ( $U_{H}$ ,  $I_{H}$ ) – энергия потерь в диоде при восстановлении вентильных свойств;

 $f_{SW}$  – частота коммутации;

*U<sub>н</sub>* – номинальное значение напряжения транзистора;

 $I_{\mu}$  - номинальное значение тока транзистора;

*r*<sub>m</sub> – дифференциальное сопротивление транзистора;

*r<sub>md</sub>* – дифференциальное сопротивление диода;

*U<sub>TOD</sub>* – пороговое напряжение диода

Т – период выходного тока АТД.

При расчёте для двухуровневого инверторов выбираем IGBT - модули типа CM600HG - 130HE Mitsubishi Electric (рисунок 3.5) [86]:



Рисунок 3.5 - Выходная характеристика IGBT модуля типа CM600HG - 130HE Mitsubishi Electric

Потери мощности были рассчитаны в зависимости от кратности частоты модуляции. Для нашего случая график зависимости частоты коммутаций от частоты тока статора представлен на рисунке 3.6.



Рисунок 3.6 - Зависимость частоты коммутаций от частоты тока статора Далее потери рассчитаны (3.1) – (3.9).

По полученным результатам рассчитываем общие потери мощности в IGBT модуле, общие потери мощности в АИН, статические и динамические потери мощности на IGB — транзисторе и диоде. Расчёт потерь мощности АИН покажем на примере при кратности частоты модуляции, равной 10. Результаты расчёта при остальных кратностях представлены в графическом виде на рисунке 3.7.

 $P_{\text{IGB T}-ST} = 486 \text{ BT};$ 

 $P_{\text{IGB T}-SW} = 445 \text{ Br};$ 

 $P_{IGBT} = 931$  Вт суммарные потери в IGB — транзисторе;

 $P_{\rm FWD-ST} = 222$  BT;

 $P_{\rm rr \ FWD} = 101 \, {\rm Br};$ 

 $P_A = 1254$  Вт - общие потери в плече;

 $P_{AIN} = 7524$  Вт - общие потери в инверторе.

Далее рассчитаем потери мощности для различных кратностей модуляции.

 $n_k = 9; P_{AIN} = 7296 \text{ BT}$  $n_k = 7; P_{AIN} = 7230 \text{ BT}$ 



$$n_k = 5; P_{AIN} = 6894 BT$$

Рисунок 3.7 – Потери IGB - транзистора двухуровневого АИН с ШИМ при различных кратностях частоты модуляции

### 3.2.3 Трёхуровневый АИН

Развитие инженерной мысли привело к появлению трёхуровневых инверторов на IGBT – модулях (рисунок 3.8). Принципиальное отличие трехуровневых инверторов на IGBT – модулях состоит в том, что при ШИМ для формирования выходного напряжения используются все три выходных уровня.

Иными словами, выход модуля поочерёдно соединяется с каждым из трёх входных напряжений. Трёхуровневый инвертор позволяет использовать полупроводники с максимальной эффективностью, с практически полной загрузкой по напряжению. Таким образом, возможно применение полупроводников, рассчитанных на меньшее номинальное напряжение. Это важное перед двухуровневым инвертором, причём данное свойство относится и к транзисторам, и к диодам, используемым в модуле. Трёхуровневый инвертор на IGBT – модулях со связью со средней точкой через 10 полупроводниковых элементов на диоды содержит фазу: четыре IGBT (VT1A.....VT4A), четыре антипараллельных диода и два фиксирующих диода (VD1A, VD2A). Напряжение  $U_{dc}$ , источника постоянного напряжения при помощи конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  делится на две части с напряжением  $\frac{U_{dc}}{2}$ . В зависимости от использования того или иного числа конденсаторов обеспечивается три значения входного напряжения, а именно: 0,  $\frac{U_{dc}}{2}$ ,  $U_{dc}$ . При этом в случае необходимости в силовую цепь инвертора вводятся дополнительные диоды [82, 83, 95, 87].



Рисунок 3.8 - Упрощённая принципиальная схема трёхуровневого АИН

По своей схеме трёхуровневый инвертор состоит из двух двухуровневых автономных инверторов напряжения, поэтому управление ключами VT1A, VT2A в стойке, осуществляется согласованно, с помощью микроконтроллеров [17, 19, 28, 59, 87].

Для комплектации силовой цепи трёхуровневого АИН выбираем IGBT - модуль 33 класса типа CM1000HC-66R, выходная характеристика показана на рисунке 3.9.



OUTPUT CHARACTERISTICS (TYPICAL)

Рисунок 3.9 - Выходная характеристика IGBT модуля типа CM1000HC-66R Mitsubishi Electric

Далее рассчитываем потери мощности для трёхуровневого АИН по формулам (3.1) – (3.9). По результатам расчёта строим график зависимости потерь мощности от частоты тока статора, показан на рисунке 3.11.

В трёхуровневом инверторе помимо расчёта потерь мощности в IGBT модулях рассчитываем потери мощности во вспомогательных диодах. По каталогу выбираем диод типа RM1200DB – 66S, вольт – амперные характеристики показаны на рисунке 3.10.



Рисунок 3.10 – Вольт - амперные характеристики вспомогательного диода типа RM1200DB-66S

Потери мощности в верхнем модуле:

 $P_{\text{IGB T}-Static} = 229 \text{ BT};$ 

 $P_{\text{IGB T}-SW} = 174 \text{ Br};$ 

 $P_{IGBT} = 403$  Вт суммарные потери в IGB — транзисторе;

 $P_{\text{FWD}-Static} = 86 \text{ BT};$ 

 $P_{\rm rr \ FWD} = 43$  BT;



 $P_{AB} = 532$  Вт - общие потери в верхнем модуле.

Рисунок 3.11 - Потери в IGB – транзисторе трёхуровневого АИН с ШИМ при различных кратностях частоты модуляции

Потери мощности в нижнем модуле:

 $P_{\text{IGBT}-Static} = 229 \text{ BT};$ 

 $P_{\text{IGB T}} = 229$  Вт суммарные потери в IGB — транзисторе;

 $P_{\text{FWD}-Static} = 86 \text{ Br};$ 

*P*<sub>*A*н</sub> = 315 Вт - общие потери в нижнем модуле.

Потери мощности во вспомогательном диоде:

 $P_{\text{FWD}-Static} = 98 \text{ BT};$ 

 $P_{\rm rr \ FWD}$  = 40 BT;

 $P_{\rm DI} = 138$  Вт суммарные потери во вспомогательном диоде.

Потери мощности в плече фазы А:
$P_A = 985 \, \text{Вт}$  - общие потери в плече;

 $P_{AIN} = 5910$  Вт - общие потери в инверторе.

Далее как и в случае с двухуровневым АИН рассчитаем потери мощности для различных кратностей коммутаций.

 $n_k = 9; P_{AIN} = 5778 BT$ 

 $n_k = 7; P_{AIN} = 5760 BT$ 

 $n_k = 5; P_{AIN} = 5532 \text{ BT}$ 

### 3.2.4 Асинхронный тяговый двигатель

Для определения влияния формы кривых выходного напряжения и тока АИН на характеристики асинхронного двигателя воспользуемся классической Тобразной схеме замещения асинхронного электродвигателя, показанной на рисунке 3.12 [11, 46]. Но с учетом влияния высших гармонических составляющих схема была дополнена коэффициентом гармоник k.

В заводских характеристиках асинхронного тягового двигателя даны параметры двигателя для частоты 50 Гц. Но в кривой тока присутствуют высшие гармонические составляющие, поэтому параметры схемы замещения определяют для каждой гармоники составляющей тока, которые получается по результатам разложения кривой тока в ряд Фурье, на основании следующих соотношений [71]:

$$x_{1k} = kx_1 K_{xk}; (3.10)$$

$$x_{2k}' = k x_2' K_{xk}', (3.11)$$

где k - порядковый номер гармоники;  $x_1$ и  $x'_2$  - соответственно индуктивные сопротивления статорной и роторной обмоток для k - ой гармоники;  $K_{xk}$  – коэффициент, учитывающий уменьшение индуктивного сопротивления статора вследствие эффекта вытеснения тока;  $K'_{xk}$  - соответствующий коэффициент для ротора.



Рисунок 3.12 - Схема замещения асинхронного двигателя с учётом изменения сопротивлений при повышенной частоте.

$$r_{1k} = r_1 K_{rk}; (3.12)$$

$$r_{2k}' = r_2' K_{rk}', (3.13)$$

где  $K_{rk}$  – коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления статора для высших гармоники;  $K'_{rk}$  - коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления ротора для высшей гармоники.

Гармоники фазных токов с кратностью k создают гармоники МДС прямой и обратной последовательности, вращающиеся с частотой  $k n_1$ . Скольжения ротора для гармоник прямой и обратной последовательности соответственно равны [39]:

$$s_{k\Pi} = \frac{(kn_1 - n)}{kn_1}; \quad s_{kO} = \frac{(kn_1 + n)}{kn_1}$$
 (3.14)

В общем случае

$$s_k = \frac{(kn_1 \mp n)}{kn_1}.$$
 (3.15)

При совместном решении уравнений (3.14) и (3.15) получим

$$s_k = \frac{[(k \mp 1) \pm s]}{k},$$
 (3.16)

где верхние знаки относятся к гармоникам прямой, а нижние – к гармоникам обратной последовательности.

В отличие от традиционной схемы замещения асинхронного двигателя в использованной нами схеме замещения изображённой на рисунке 3.12. учтено влияние по характеристике АТД высших гармонических составляющих в кривой тока, что приводит к увеличению индуктивных сопротивлений обусловленные

током k - той гармоники. Из-за влияния поверхностного эффекта при повышенных частотах активные сопротивления статора и ротора также увеличиваются.

Для получения выходных характеристик тягового электропривода при различном регулировании автономного инвертора напряжения, был использован программный пакет "MatLab Simulink" с асинхронным электродвигателем Asynchronous Machine. В модели асинхронного тягового двигателя в пакете MatLab были использованы параметры двигателя типа ДТА-1200А производства ОАО "HЭB3" [15].

Модель двухуровневого автономного инвертора с асинхронным тяговым электродвигателем представлена рисунок 3.13 и состоит из 3 частей: силовой части, управляющий и измерительной части. В блоках из которых состоит модель тягового электропривода имеются окна настройки основных параметров. Модель позволяет рассчитывать различные характеристики и показатели двигателя.

Блок измерения Subsystem осуществляет измерения:

- амплитуды линейного напряжения первой гармоники на выходе АИН;
- фазы первой гармоники тока на выходе АИН;
- амплитуды тока первой гармоники на выходе АИН;
- среднего значения тока транзистора;
- среднего значения тока источника питания постоянного тока;
- действующего значения тока транзистора.

Напряжение на транзисторе и линейное напряжение на выходе АИН, тока источника питания, тока нагрузки, а также тока транзистора можно наблюдать на экране блока Scope.

В режиме тяги и торможения асинхронный тяговый двигатель моделирует блок Asynchronous Machine. Режим работы двигателя определяется знаком механического вращающего момента (положительным для двигательного режима, отрицательным для генераторного режима).

Выводами статорной обмотки машины являются порты модели A, B и C. На выходе с модели можно получать различные характеристики и переменные, для этого предназначены порты такие как: блок Machines Measurement Demux, где извлекаются переменные машины из вектора, на порту m формируется векторный сигнал, состоящий из двух элементов; угловой частоты вращения вала, а также углового положения вала и электромагнитного момента, для ввода момента сопротивления движению служит порт  $T_m$ . Электрическая часть машины представлена моделью четвёртого порядка, механическая часть моделью второго порядка.



Рисунок 3.13 – Модель двухуровневого автономного инвертора с асинхронным тяговым электродвигателем

Электрическая часть машины имеют вид [25, 42, 43]:

$$u_{qs} = R_{s}i_{qs} + \frac{d}{dt}\psi_{qs} - \omega\psi_{ds}; u_{ds} = R_{s}i_{ds} + \frac{d}{dt}\psi_{ds} - \omega\psi_{qs}; u'_{qr} = R'r i'_{qr} + \frac{d}{dt}\psi'_{qr} + (\omega - \omega_{r})\psi'_{dr}; u'_{dr} = R'r i'_{dr} + \frac{d}{dt}\psi'_{dr} - (\omega - \omega_{r})\psi'_{qr}; T_{e} = 1.5(\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}),$$
(3.17)

где  $\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i'_{qr}$ ,  $\psi_{ds} = L_s i_{qs} + L_m i'_{dr}$ ,  $\psi'_{qr} = L' r i'_{qr} + L_m i'_{qs}$ ,  $\psi'_{dr} = L' r i_{dr} + L_m i_{ds}$ ,  $L_s = k L_{ls} + k L_m$ ,  $L'_r = k L'_{lr} + k L_m$ . Все статорные и роторные координаты находятся в произвольной двух координатной системе отсчёта (*dq* система):

*d*: *d* ось координат;

q: q ось координат;

*r* – роторные координаты;

*s* – статорные координаты;

*l* - индуктивность тока утечки;

т - индуктивность намагничивания.

Механическая часть машины описывается двумя уравнениями:

$$\frac{d}{dt}\omega_m = \frac{1}{2H}(T_e - F\omega_m - T_m), \qquad (3.18)$$

$$\frac{d}{dt}\Theta_m = \omega_m. \tag{3.19}$$

Переменные в уравнениях машины имеют следующие значения:

 $R_s$ ,  $L_{ls}$  – сопротивление статора и индуктивность тока утечки;

 $R'_{r}$ ,  $L_{lr}$  – сопротивление ротора и индуктивность тока утечки;

*L*<sub>*m*</sub> - индуктивность цепи намагничивания;

 $L_s$ ,  $L'_r$  - полная индуктивность статора и ротора;

 $u_{qs}$ ,  $i_{qs}$  – напряжение и ток статора q оси;

 $u'_{qr}$ ,  $i'_{qr}$  – напряжение и тока ротора q ось;

 $u_{ds}$ ,  $i_{ds}$  – напряжение и тока статора на ось d;

 $u'_{dr}$ ,  $i'_{dr}$  - напряжение и тока ротора на ось d;

 $\psi_{qs}, \psi_{ds}$  – потоки статора на оси d и q;

 $\psi'_{dr}, \psi'_{ar}$  – потоки ротора на оси d и q;

ω<sub>m</sub> – угловая скорость ротора;

 $\Theta_m$  – угол поворота ротора;

р – число пар полюсов;

 $\omega_{\gamma}$  – электрическая угловая скорость ( $\omega_m \times p$ );

 $\Theta_{\gamma}$  – угол поворота ротора ( $\Theta_m \times p$ );

*T<sub>e</sub>* – электромагнитный вращающий момент;

*T<sub>m</sub>* – механический вращающий момент на вала;

*J* – объединённая инерция ротора и нагрузки;

Н – объединённая инерция ротора и нагрузки;

*F* – объединённый коэффициент вязкого трения ротора и нагрузки.

Система уравнений, которыми описывалась электрическая машина, решались неявным методом трапеций с интерполяцией ode23t с шагом дискретизации  $1 e^{-4}$ . Метод даёт хорошие результаты при решении задач, описывающих колебательные системы с почти гармоническим выходным сигналом [44]. При умеренно жёстких системах дифференциальных уравнений метод может дать высокую точность решения.

На рисунке 3.14 получены результаты моделирования кривые выходного фазного напряжения и тока асинхронного электродвигателя.





# Рисунок 3.14 – Идеализированные кривые выходных фазных тока напряжений трёхфазного АИН с амплитудной модуляцией

В нашем случае использовался один из эффективных методов моделирования сигналов и линейных систем спектральный метод, основанный на применении преобразований и рядов Фурье с использованием математического пакета Mathcad. Дискретное преобразование Фурье (ДПФ) позволяет превратить [74]:

выражение 
$$\dot{X}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) exp\left(-j\frac{2\pi nk}{N}\right)$$
 (3.20)

в выражение 
$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{X}(n) \exp\left(j\frac{2\pi nk}{N}\right).$$
 (3.21)

В приведённых формулах индексы меняются от нуля до N - 1. Выражения для прямого (3.20) и обратного (3.21) ДПФ отличаются лишь знаком в показателе комплексной экспоненты и наличием в обратном преобразовании множителя  $\frac{1}{N}$  перед оператором суммирования.

Формула (3.20) представляет сигнал x(k) в виде суммы комплексных экспоненциальных слагаемых, обладающих общим периодом, равным N отсчётам. Отсюда следует, что ДПФ неявно подразумевает периодическое продолжение анализируемого фрагмента сигнала. С этой периодичностью связан ряд свойств

ДПФ, речь о которых пойдёт далее.

Для вещественного сигнала *x*(*k*) ДПФ обладает комплексно-сопряжённой симметрией:

$$\dot{X}(n) = \dot{X}^*(N-n).$$
 (3.22)

В формулах (3.20) и (3.21) нет никакого указания на реальные моменты времени или частоты – в них фигурируют лишь номера отсчётов во временной и частотном масштабах. Чтобы говорить о временном и частотном масштабах, необходимо знать, с какой частотой брались отсчёты анализируемого сигнала.

Если последовательность  $\{x(k)\}$  представляет собой отсчёты, взятые с частотой дискретизации  $F_s$  (т.е. с интервалом  $T = \frac{1}{F_s}$ ), то частоты анализа, соответствующие спектральным отсчётам, полученным в результате вычисления ДПФ, будут расположены с шагом  $\frac{F_s}{N}$ . Первый элемент полученного вектора соответствует нулевой частоте последний – частоте  $F_s(N-1)/N$ .

Кривые выходных фазных напряжений и тока были проанализированы с помощью спектрального метода и на рисунках 3.15 и 3.16, 3.19 показаны результаты с различными системами управления.



Рисунок 3.15 – Гармонический состав выходного фазного тока АИН при амплитудной модуляции



Рисунок 3.16 – Гармонический состав выходного фазного напряжения АИН при амплитудной модуляции

В таблице 3.1 показаны результаты в численном виде спектрального анализа изображённых на рисунке 3.15 - 3.16 кривых выходного напряжения и тока, выполненного в программном пакете MatLab/Simulink.

Таблица 3.1 - Результаты гармонического анализа кривых выходного напряжения и тока двухуровневого АИН с амплитудной модуляцией

Номер	1	5	7	11	13	17	19	23	25
гармоники									
Действующее	1384	274	178	107	77	51	40	23	22
значение									
напряжения, В									
Действующее	385	85	38	17	10	7	4	1.46	1.05
значение тока, А									

На рисунке 3.17 и 3.18 показаны кривые выходных фазных напряжений и тока АИН с широтно-импульсной модуляцией, применение ШИМ повышает энергетические показатели тяговых электроприводов с АТД. Гармонический состав кривых выходного фазного тока двухуровневого АИН с ШИМ показан на рисунке 3.19.



Рисунок 3.17 – Кривые выходного напряжения и тока автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией

Естественно, что для различных частот выходного напряжения АИН спектральный состав этого напряжения будет различным.



Рисунок 3.18 – Кривая выходного тока автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией



Рисунок 3.19 - Гармонический состав выходного фазного тока при широтноимпульсной модуляции

Гармонический анализ таких кривых даст следующий результаты, приведённые в таблице 3.2.

Таблица 3.2 - Результаты гармонического анализа кривых выходного напряжения и тока двухуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

Номер		1	5	7	11	17	19	23	25
гармоники									
Действующее	значение	981	18	40.7	13.5	22	25	392	38
напряжения, В									
Действующее	значение	384	5.5	4.7	4.2	6.7	4.2	6.7	2.5
тока, А									

Далее выполним анализ схем с трёхуровневым инвертором напряжения. Инверторы напряжения, выполненные по трёхуровневой схеме применяются в устройствах, где предъявляются особые требования по КПД и качеству выходного сигнала. Главным достоинством трёхуровневого инвертора является низкий коэффициент гармоник выходного тока, что даёт возможность существенно упростить выходной фильтр или вообще отказаться от него. Как уже говорилось выше транзисторы и диоды в трёхуровневой схеме работают при половинном напряжении, а полупроводники с меньшим рабочим напряжением, обладают преимуществами важнейшие из которых – время переключения и падение напряжения в открытом состоянии. Также трёхуровневые инверторы напряжения имеют больший КПД.

Что бы проанализировать кривые фазного напряжения и тока, с помощью средств программного пакета "MatLab Simulink" создадим модель трёхуровневого АИН. На рисунке 3.20 показана модель тягового электропривода который состоит из трёхуровневого инвертора, асинхронного тягового двигателя и блока управления инвертором. Управление трёхуровневым инвертором сложнее, чем двухуровневым. В двухуровневом два ключа, то есть четыре возможных состояния: оба ключа открыты, оба закрыты, открыт только верхний, открыт только нижний. Допустимым являются только три из них: когда ключи окажутся открытыми одновременно, произойдёт короткое замыкание. В трёхуровневых инверторах четыре ключа, т.е. 16 возможных состояний. Моменты времени, в которые следует открывать ключи, соединяющие выход модуля с уровнем 0V питающего напряжения, рассчитываются исходя из фазы переменного напряжения на выходе.



Рисунок 3.20 – Модель трёхуровневого автономного инвертора напряжения с асинхронным тяговым электродвигателем

На рисунках 3.21, 3.22 приведены диаграммы токов и напряжений на выходе трёхуровневого инвертора при частоте выходного напряжения, равной 25 Гц.



Рисунок 3.21 – Кривая выходного напряжения трёхуровневого автономного инвертора напряжения с ШИМ для частоты 25 Гц



Рисунок 3.22 – Кривая выходного тока трёхуровневого автономного инвертора напряжения с ШИМ для частоты 25 Гц

Кривые выходных напряжений и токов АИН были подвергнуты гармоническому анализу и в результате которого получены гармонические составы этих кривых (рисунок 3.23 и 3.24)



Рисунок 3.23 – Гармонический состав выходного напряжения трёхуровневого АИН для частоты 25 Гц



Рисунок 3.24 – Гармонический состав выходного тока трёхуровневого АИН для частоты 25 Гц

Результаты гармонического анализа в численном виде представлены в таблице 3.3

Таблица 3.3 - Результаты гармонического анализа кривых выходного напряжения и тока трёхуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

Номер	1	5	7	11	13	17	19	23	25
гармоники									
Действующее	978	16	1.9	0,4	7,3	5,4	13,3	11,4	5,8
значение									
напряжения, В									
Действующее	375	7,5	1,5	1,1	1,2	4,1	1,4	5,2	4,9
значение тока, А									

Потери мощности рассчитывались для устанавливаемого на электровозе типа ЭП20 "Олимп" асинхронного тягового двигателя типа ДТА-1200А - трёхфазного асинхронного тягового двигателя с одной обмоткой статора и с короткозамкнутым ротором. Тяговый электродвигатель имеет следующие основные технические характеристики (для синусоидальных напряжений и токов) при частоте 50 Гц [24]:

Мощность P = 1200 кBт;

Номинальное напряжение  $U_d = 891$  В;

Ток фазный  $I_{\phi} = 358$  А;

Коэффициент мощности  $\cos \varphi = 0.861$ ;

КПД двигателя  $\eta = 0.957$ .

Потери мощности в асинхронном тяговом электродвигателе при питании от АИН можно определить по соотношению [71]:

$$\Delta P = \Delta P_{sin} + \Delta P_{\partial o \delta}, \tag{3.23}$$

где Δ*P<sub>sin</sub>* - потери мощности в двигателе при питании его от источника синусоидального напряжения.

$$\Delta P_{sin} = \Delta P_{cm} + \Delta P_{M} + \Delta P_{Mc} + \Delta P_{Mp} + \Delta P_{Mex}, \qquad (3.24)$$

где  $\Delta P_{M}$  – потери мощности в меди статора и ротора  $\Delta P_{MC} = 13100$  Вт,  $\Delta P_{MP} = 10480$ Вт;  $\Delta P_{Mex}$  – механические потери  $\Delta P_{Mex} = 2560$  Вт ;  $\Delta P_{cm}$  – полные потери мощности в стали двигателя;

$$\Delta P_{sin} = 16930 + 10480 + 13100 + 2560 = 43070 \text{ BT}$$
  
$$\Delta P_{cm} = \Delta P_{noe,c} + \Delta P_{noe,p} + \Delta P_{nyn,p} + \Delta P_{nyn,c} + \Delta P_{c,c} + \Delta P_{cz}, \qquad (3.25)$$

где  $\Delta P_{nob,c}$ ,  $\Delta P_{nob,p}$  – поверхностные потери в зубцах статора и ротора;  $\Delta P_{nyn,p}$ ,  $\Delta P_{nyn,c}$  - пульсационные потери в зубцах ротора и статора;  $\Delta P_{c,c}$  - потери в стали ярма статора;  $\Delta P_{cz}$  – потери в стали зубцов статора.

$$\Delta P_{cm} = 16930 \text{ Bt}$$

Величину потерь мощности  $\Delta P_{\partial o \delta}$ , обусловленных питанием двигателя от АИН, в кривой выходного напряжения которой кроме основной гармонической составляющей присутствуют ещё и высшие гармонические составляющие, найдём по соотношениям:

$$\Delta P_{\partial o \delta} = \Delta P_{M1 \partial o \delta} + \Delta P_{M2 \partial o \delta} + \Delta P_{M1 nyn} + \Delta P_{M2 nyn} + \Delta P_{CB\Gamma}, \qquad (3.26)$$

где  $\Delta P_{M1\partial o\delta}$ ,  $\Delta P_{M2\partial o\delta}$  - добавочные потери от высших гармоник статора и ротора;  $\Delta P_{M1n}$ ,  $\Delta P_{M2n}$  – добавочные пульсационные потери;  $\Delta P_{CB\Gamma}$  - потери в стали от высших гармонических напряжения.

При питании от АИН с амплитудной модуляцией

$$\Delta P_{\partial o \delta} = 14070 \text{ Bt}$$

При питании от АИН с широтно-импульсной модуляцией

$$\Delta P_{\partial o \delta} = 10154 \text{ Bt.}$$

Таблица 3.4 - Основные технические характеристики двигателя типа ДТА-1200А при питании от двухуровневого АИН с амплитудной модуляцией

$U_{\phi'}$ B	$I_{\phi}$ ' A	<i>Р<sub>пот</sub></i> , кВт	$\eta^{,}$
1430	396,6	57,14	0,955

Таблица 3.5 - Основные технические характеристики двигателя типа ДТА-1200А при питании от двухуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

$U_{\phi'}$ B	$I_{\phi}$ ' A	<i>Р<sub>пот</sub></i> , кВт	$\eta^{,}$
984	386	53,224	0,957

Из сравнения результатов, приведённых в таблицах видно, что при питании асинхронного двигателя от АИН с амплитудной модуляцией потери мощности в нём составляют 57,14 кВт или возрастают по сравнению с потерями мощности при синусоидальном напряжении на 32,7 % (соответственно коэффициент полезного действия снижается до 0.955 или на 0,9 %) [33].

Сравнение результатов, приведённых в таблицах 3.4 и 3.5, показывает, что применение широтно-импульсной модуляции кривой выходного напряжения двухуровневого автономного инвертора напряжения уменьшает потери мощности в двигателе на 0,3 % по сравнению с питанием двигателя от двухуровневого АИН с амплитудной модуляцией.

По формуле 3.26 определены дополнительные потери в АТД при питании от трёхуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

 $\Delta P_{\partial o \delta} = 8580 \text{ Bt.}$ 

Таблица 3.6 - Основные технические характеристики двигателя типа ДТА-1200А при питании от трёхуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

<i>U</i> ф' В	$I_{\phi}$ ' A	<i>Р<sub>пот</sub></i> , кВт	$\eta^{,}$
979	377	51,65	0,959

#### 3.3 Выводы:

1. Проведённый на математических моделях в программном пакете "MatLab Simulink" гармонический анализ кривых выходного тока и напряжения AUH трёх видов для частоты 25 Гц показал, что потери мощности в двухуровневом AUH с амплитудной модуляцией составляют 6,1 кВт, в двухуровневом AUH с широтно-импульсной модуляцией – 7,5 кВт и в трёхуровневом AUH – 5,9 кВт. Это позволяет рекомендовать для применения в статических преобразователях электроэнергии для питания асинхронных тяговых двигателей перспективного ЭПС трёхуровневые AUH.

На перспективном ЭПС при установке трёхуровневых автономных инверторов, ведёт к усложнению системы управления, но в то же самое время в выходном синусоидальном сигнале для трёхуровневых инверторов требуется меньшая частота переключения ключей, следовательно уменьшаются потери мощности на переключение ключей и в выходном напряжении токе И улучшается гармонический состав, поэтому потери мощности в АТД на 6,2 % меньше, чем в двухуровневом АИН, улучшение гармонического состава способствует уменьшить пульсации электромагнитного момента АТД, что увеличивает срок службы асинхронного тягового электродвигателя.

Несмотря на увеличение в схеме трёхуровневых АИН количества полупроводников, через которые одновременно протекает электрический ток и усложнение системы управления, применение трёхуровневых АИН, в тяговых электроприводах перспективных ЭПС, где предъявляются высокие требования к качеству выходного сигнала, является наиболее эффективным.

Повышение уровней АИН в тяговых электроприводах ЭПС является не целесообразным, так это как ведёт к усложнению схемы, увеличению массо - габаритных показателей и ещё большему усложнению системы управления инвертором.

2. Анализ потерь мощности в асинхронном тяговом двигателе, питающемся от АИН трёх видов показал, что потери мощности в АТД номинальной мощностью 1200 кВт, питающемся от двухуровневого АИН с амплитудной модуляцией составляют 57,14 кВт, что приводит к уменьшению коэффициента полезного действия АТД до 0,955 (или на 0,9 % по сравнению с питанием двигателя от источника синусоидального напряжения).

При питании АТД от двухуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией при частоте 25 Гц показал, что потери мощности в двигателе составляют 53,224 кВт, это приводит к уменьшению коэффициента полезного действия АТД до 0, 957

(или на 0,7 % по сравнению с питанием двигателя от источника синусоидального напряжения).

И наконец потери мощности в АТД, питающемся от трёхуровневого АИН с частотой 25 Гц составляют 51, 65 кВт, что приводит к уменьшению коэффициента полезного действия АТД до 0, 959 (или всего на 0,5 % по сравнению с питанием двигателя от источника синусоидального напряжения).

Таким образом, и с точки зрения обеспечения лучшей энергоэффективности АТД трёхуровый АИН оказывается более эффективным по сравнению с двумя другими видами автономных инверторов.

## 4 ОЦЕНКА ЭКОНОМИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОТ ВНЕДРЕНИЯ НА ЭЛЕКТРОВОЗАХ СОВРЕМЕННЫХ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Одной из составляющих стоимости жизненного цикла подвижного состава, предложенной в "Методике определения стоимости жизненного цикла и лимитной цены подвижного состава и сложных технических систем" (ОАО "Российские железные дороги", 2008 г.) являются эксплуатационные показатели, включающие в себя в качестве основного компонента расход электроэнергии на тягу поездов.

Поскольку в данной диссертационной работе на основании сравнительного анализа несколько вариантов структур выходных модулей "автономный инвертор напряжения – асинхронный тяговый двигатель" ("АИН – АТД") были предложены наиболее рациональная с точки зрения минимизации потерь мощности структура выходного модуля (рисунок 4.1) и алгоритм формирования кривой выходного напряжения АИН, обеспечивающие минимальные потери мощности в АИН и АТД, в данной главе сделана попытка оценить снижение расхода электроэнергии на тягу поездов электровозом, оборудованным предлагаемым выходным модулем по сравнению расходом электроэнергии С на тягу поездов электровозами, оборудованными выходными модулями других проанализированных в диссертации видов.



Рисунок 4.1 - Выходной модуль "АИН – АТД"

Поскольку двухуровневыми АИН оборудованы электровозы типа ЭП20 "Олимп", приписанные к Московской ж.д. Расчёты потерь мощности в тяговых блоках "автономный инвертор напряжения – асинхронный тяговый двигатель"

### 1. Мощность автономного инвертора напряжения

Функции формирования трёхфазного напряжения для питания асинхронного тягового двигателя реализует двухуровневый трёхфазный инвертор напряжения, который выполнен на базе силовых полупроводниковых приборов с высокими коммутируемого тока и класса напряжения. Это позволяет в значениями большинстве практических случаев использовать обычные структуры силовой части на основе классических двухуровневых инверторов напряжения. Вместе с тем, при высоких напряжениях в звене постоянного тока, а также в случаях особенно жёстких требований к качеству формируемого напряжения на выходе АИН приходится использовать более сложные структуры инверторов С последовательным соединением ключей в стойке. Такие инверторы строятся как многоуровневые инверторы напряжения. Мощность АИН рассчитана для трёх случаев:

а) При питании АТД от двухуровневого АИН с амплитудной модуляцией

$$P_{AUH\,1} = \frac{1200}{\eta_{ATZI}} = \frac{1200}{0.95} = 1263$$
 KBT

*η*<sub>*АТД*</sub> – К.П.Д асинхронного тягового двигателя.

б) При питании АТД от двухуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

$$P_{AUH\,2} = \frac{1200}{\eta_{ATZ}} = \frac{1200}{0.957} = 1254$$
 kBr

в) При питании АТД от трёхуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

$$P_{AUH3} = \frac{1200}{\eta_{ATZ}} = \frac{1200}{0.959} = 1251$$
 kBr

2. КПД АИН рассчитываем, исходя из мощности АИН и потерь мощности в АИН. Потери мощности были рассчитаны в зависимости от кратности частоты модуляции.

а) АИН с амплитудной модуляцией

$$\eta_{AUH\,1} = \frac{P_{AUH\,1}}{P_{AUH\,1} + \Delta P_{A_{WH}}} = \frac{1263}{1263 + 6.1} = 99.5$$

 $\Delta P_{AIN}$  - потери мощности в АИН.

б) двухуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

$$\eta_{AUH\,2} = \frac{1254}{1254 + 7.5} = 99.4$$

в) трёхуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

$$\eta_{AUH\,3} = \frac{1251}{1251+5.9} = 99.5$$

3 Мощность на входе тягового блока "АИН – АТД"

а) АИН с амплитудной модуляцией

$$P_{AUH-ATJ} = \frac{P_{AUH1}}{\eta_{AUH1}} = 1270 \text{ кBt}$$

б) двухуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

$$P_{AUH-ATJ} = \frac{P_{AUH}}{\eta_{AUH\,2}} = 1261$$
 кВт

в) трёхуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией

$$P_{AUH-ATJ} = \frac{P_{AUH}}{\eta_{AUH3}} = 1257$$
 кВт

В качестве примера рассмотрена возможность повышения энергоэффективности тягового электропривода за счёт реализации

сформулированных в диссертации предложений применительно к электровозу типа ЭП20 (без учёта потерь энергии во входных звеньях преобразовательных структур)

Шестиосный магистральный пассажирский двухсистемный электровоз пятого поколения ЭП20 имеет два независимых канала питания тяговых двигателей тележки, поэтому расчёт расхода электроэнергии на входе тягового блока "АИН – АТД" производился для каждой оси отдельно.

Применительно к электровозу ЭП20 было установлено, что при применении в выходном модуле тягового электропривода двухуровневого АИН с амплитудной модуляцией расход энергии на тягу составил 7620 кВт ч. При иприменении двухуровневого АИН с ШИМ этот расход составил 7556 кВт ч, а при применении трёхуровневого АИН с ШИМ – 7542 кВт ч, т.е. на 11 % меньше чем в первом случае. Это ещё раз подтверждает целесообразность применения в выходных модулях перспективного ЭПС с АТД трёхуровневых АИН с ШИМ.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разнообразие структур тяговых электроприводов с исполнительными двигателями трёхфазного переменного тока для железнодорожных транспортных средств обусловило необходимость выполнения сравнительного анализа и оценки этих структур с целью разработки рекомендаций по созданию энергоэффективных тяговых электроприводов перспективных железнодорожных транспортных средств. Эта задача приобретает ещё большую актуальность в связи с наметившейся в России тенденцией к увеличению объёма железнодорожных перевозок, что в условиях рыночной экономики не может быть реализовано без высокоэкономичного тягового подвижного состава.

Основными показателями энергоэффективности тяговых электроприводов, в том числе, и железнодорожного транспорта являются потери электроэнергии в этих приводах. Для определения потерь электроэнергии необходимо найти составляющие этих потерь в электроприводах, что в ранее выполненных работах производилось только для конкретных структур электроприводов (без сравнительного анализа).

Такой подход не позволял дать сравнительную оценку энергоэффективности различных электроприводов и определить расход электроэнергии на тягу поездов с ЭПС, использующим электроприводы различного типа.

Объективная сравнительная оценка потерь электроэнергии в тяговых электроприводах различного типа может быть выполнена только на основании анализа электромагнитных процессов в этих электроприводах, для чего в работе была предложена обобщённая структура силовой части тягового электропривода различных транспортных средств. В ней выделены узлы (или модули), потери электроэнергии в которых в основном определяют энергоэффективностью тягового электропривода.

Поскольку независимо от типа транспортного средства с АТД эти двигатели подключены к автономным инверторам напряжения, которые осуществляют передачу и регулирование параметров потока энергии, потребляемой АТД, то вид и

алгоритм формирования кривой выходного напряжения АИН в основном определяет потери электроэнергии в модуле "АИН-АТД". Поэтому основное внимание в данной диссертации было уделено оценке энергоэффективности этого модуля.

2. На входе АИН тягового электропривода электроподвижного состава 4 входным q-S преобразователем переменного тока co устанавливают фильтрующие конденсаторы, потери мощности в которых во многом определяют энергоэффективность электропривода. Для комплектации выходных фильтров 4q-S преобразователя ЭПС переменного тока отечественная электротехническая промышленность выпускает конденсаторы типа К75 – 88 ёмкостью 1200 мкФ на номинальное напряжение 4.0 кВ. Применительно к электровозу типа ЭП20 ("Олимп") конденсатор, установленный на выходе 4q-S преобразователя, имеет ёмкость, равную 3200 мкФ при напряжении в промежуточном контуре, равном 4 кВ. Такой фильтр может быть скомплектован из трёх параллельно соединённых конденсаторов типа K75 – 88 или также из трёх конденсаторов типа DKTFM4000 I 1097 (фирма AVX, Франция) имеющих такие же параметры. Выполненные в работе сравнительные расчёты потерь мощности в выходных фильтрах всех 4 q-S преобразователя изготовленных конденсаторах, указанными производителями, показали, что потери мощности в фильтрах укомплектованных конденсаторами типа К75 – 88 составили 68.6 Вт (на один ТЭД); в преобразователе укомплектованном конденсаторами типа DKTFM4000 I 1097, потери мощности составили 9.3 Вт, т.е. на 86 % меньше, чем потери мощности в фильтре укомплектованном отечественными конденсаторами. Это приводит к увеличению КПД входного преобразователя на 4.8 % и соответствующему снижению расхода электровозом электроэнергии на тягу поездов.

В промежуточном звене двухзвенных преобразователей ЭПС постоянного тока устанавливают конденсаторные фильтры. Сравнение потерь мощности в фильтрах промежуточного звена, выполненных на конденсаторах различных фирм позволяет сделать следующие выводы. В наиболее худшем случае (при коэффициенте заполнения импульсного цикла  $\gamma = 0,5$ ) потери мощности в фильтрах, выполненном на отечественных конденсаторах K75-88 составляет 220 Вт, а потери мощности в аналогичном фильтре выполненном на конденсаторах фильтра DKTFM4000 I 1097 составляет 12.5 Вт. Это позволяет рекомендовать конденсаторы DKTFM4000 I 1097 для применения в статическом преобразователе постоянного напряжения.

3. Анализ потерь мощности в АИН, выполненный с использованием модели ключа, рекомендованной фирмами Siemens и Hitachi показал, что потери мощности в АИН с АМ при базовой мощности АТД, равной 1200 кВт, составляют 6,1 кВт. Потери мощности в двухуровневом АИН с ШИМ и трёхуровневом АИН с ШИМ при десятикратной частоты модуляции (при которой имеются наибольшие потери мощности), составляют соответственно 7,5 кВт и 5,9 кВт. Это позволяет рекомендовать для применения в тяговых электроприводах перспективных транспортных средств трёхуровневые АИН с ШИМ.

4. Анализ потерь мощности и КПД АТД выполнялся в программе Matlab Simulink и Mathcad. При этом был использован блок энергетической системы из пакета расширения Power System Blockset "Asynchronous Machine", в котором в кривой напряжения на статорной обмотке двигателя были учтены высшие гармонические составляющие. Расчёты показали, что потери мощности в АТД номинальной мощностью 1200 кВт, питающемся от двухуровневого АИН с амплитудной модуляцией при частоте выходного напряжения, равной 25 Гц, составляют 57,14 кВт, что приводит к уменьшению коэффициента полезного действия АТД до 0,955 (или на 0,9 % по сравнению с питанием двигателя от источника синусоидального напряжения).

При питании АТД от двухуровневого АИН с широтно-импульсной модуляцией при частоте 25 Гц показал, что потери мощности в двигателе составляют 53,224 кВт, это приводит к уменьшению коэффициента полезного

действия АТД до 0, 957 (или на 0,7 % по сравнению с питанием двигателя от источника синусоидального напряжения).

И наконец потери мощности в АТД, питающемся от трёхуровневого АИН с частотой 25 Гц составляют 51, 65 кВт, что приводит к уменьшению коэффициента полезного действия АТД до 0, 959 (или всего на 0,5 % по сравнению с питанием двигателя от источника синусоидального напряжения).

Таким образом, и с точки зрения обеспечения лучшей энергоэффективности АТД трёхуровневый АИН с ШИМ оказывается более эффективным по сравнению с двумя другими видами автономных инверторов.

5. Сравнительный расчёт потерь электроэнергии в выходном модуле выполнялся применительно к электровозу ЭП20. Было установлено, что при применении в выходном модуле тягового электропривода двухуровневого АИН с амплитудной модуляцией расход энергии на тягу составил 7620 кВт ч. При применении двухуровневого АИН с ШИМ этот расход составил 7556 кВт ч, а при применении трёхуровневого АИН с ШИМ – 7542 кВт ч, т.е. на 11 % меньше чем в первом случае. Это ещё раз подтверждает целесообразность применения в выходных модулях перспективного ЭПС с АТД трёхуровневых АИН с ШИМ.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анго, А. Математика для электро - и радиоинженеров / А. Анго. – М.: Главная редакция физико-математической литературы, 1964. – 772 с.

 Антюхин, В.М. Устройства силовой электроники железнодорожного подвижного состава / В.М. Антюхин, А.А. Богомяков, Ю.А. Евсеев и др. под ред.
 Ю.М. Иньков и Ф.И. Ковалёва. - М.: ФГБОУ "Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте", 2011. - 471 с.

3. Бабков, Ю.В. Магистральный тепловоз 2ТЭ25А: Структура системы управления и электрооборудования / Ю.В. Бабков, Ю.Н. Клименко, К.С. Перфильев // Локомотив. - 2012. №7. – С. 28-32.

4. Бабков, Ю.В. Тяговый преобразователь для двухсистемных электровозов с асинхронными электродвигателями / Ю.В. Бабков, Ю.И. Клименко, Ю.Г. Колоколкин, К.С. Перфильев, Я.В. Чупин // Вестник ВЭлНИИ. – 2011. - №1(61). – С. 82 - 97.

5. Бережной А.Л. Особенности силовой схемы пассажирского электровоза двойного питания ЭП20 / А.Л. Бережной, А.С. Попов, К.П. Солтус, С.А. Усвицкий // Вестник ВЭлНИИ. – 2010. - №1(59). – С. 48 - 62.

6. Бирзниекс, Л.В. Импульсные преобразователи постоянного тока / Л.В. Берзниекс. - М.: Энергия, 1974. – 256 с.

7. Бурков, А.Т. Электронная техника и преобразователи: Учебник для вузов железнодорожного транспорта / А.Т. Бурков. - М.: Транспорт, 2001. – 464 с.

8. Васин, И.М. Физические процессы в электрических машинах и системах. Математическое описание и расчёт / И.М. Васин, Л.Н. Токарев. - СПб.: Литера, 2008. - 216 с.

9. Васютинский, С.Б. Вопросы теории и расчёта трансформаторов / С.Б. Васютинский. - Л: Энергия, 1970. - 432 с.

10. Власьевский, С.В. Повышение эффективности выпрямительно-инверторных преобразователей электровозов однофазно-постоянного тока с рекуперативным

торможением: Авторефер. дис. ... д-ра. техн. наук: 05.09.03. / Власьевский Станислав Васильевич. – М., 2001. – 48 с.

11. Вольдек, А.И. Электрические машины / А.И. Вольдек. – Л.: Энергия, 1974 – 839 с.

12. Воронин, И. Интергральный силовой модуль IGBT для трёхуровневых инверторов напряжения с повышенной эффективностью преобразования электроэнергии // Силовая электроника. – 2013. - №6. – С. 50-56.

 Воскобович, В.Ю. Электроэнергетические установки и силовая электроника транспортных средств / В.Ю. Воскобович, Т.Н. Королёва, В.А. Павлова. - СПб.: Элмор, 2001. – 384 с.

Герман – Галкин, С.Г. Виртуальные лаборатории полупроводниковых систем в среде Matlab-Simulink / С.Г. Герман – Галкин. – СПб.: Издательство "Лань", 2013 – 448 с.

Герман – Галкин, С.Г. Matlab-Simulink: Проектирование мехатронных систем / С.Г. Герман – Галкин. – СПб.: Корона Век, 2008 – 368 с.

Гнеушев, О. Силовые конденсаторы для тяговых электроприводов / О.
 Гнеушев // Силовая электроника. – 2011. - №3. – С. 14-16.

 Донской, Н. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и электроэнергетики / Н. Донской, А. Иванов, В. Матисон // Силовая электроника. -2008. - №1. - С.43-46.

Дьяконов, В.П. Matlab-Simulink в электроэнергетике. Справочник / В.П. Дьяконов, А.А. Пеньков. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009 – 816 с.

19. Дыбко М.А. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи с параллельным включением для активных фильтров и систем накопления энергии: дис. ... канд. тех. наук: 05.09.12. / Дыбко Максим Александрович. – Томск, 2013. – 204 с.

20. Ермуратский, В.В. Спарвочник по электрическим конденсаторам / П.В. Ермуратский. – Кишинёв: Штиинца, 1982. – 308 с.

21. Зарифьян, А.А. Асинхронный тяговый привод локомотивов / А.А. Зарифьян. – М.: ФГБОУ "Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте", 2013. – 411 с.

Захаров, А. Расчёт выходного фильтра ШИМ – инвертора на заданный коэффициент гармоник напряжения на нагрузке / А. Захаров // Силовая электроника. – 2005. - №1. – С. 46 - 49.

23. Захаров, В.И. Тяговые электродвигатели электровозов / В.И. Захаров, В.И. Бочаров, Л.Ф. Коломейцев и др. – Новочеркасск: Наутилус, 1998. – 672 с.

24. Захаров, В.И. Параметры, характеристики и конструктивные особенности асинхронного тягового двигателя ДТА – 1200А электровоза ЭП20 / В.И. Захаров // Вестник ВЭлНИИ. – 2009. - №2(58). – С. 55 - 66.

Зевеке, Г.В. Основы теории цепей / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил,
 С.В. Страхов. – 5-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.

Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники / Г.С. Зиновьев. - Новосибирск:
 Издательство НГТУ, 2009. – 672 с.

27. Зиновьев, Г.С. Прямые методы расчёта энергетических показателей вентильных преобразователей / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Издательство Новосибирского университета, 1990. – 220 с.

Иванов, А. Многоуровневый высоковольтный частотно-регулируемый электропривод / А. Иванов, В. Арзамасов // Силовая электроника. – 2014. - №5. – С. 50-52.

29. Ивановский, Р.И. Компьютерные технологии в науке и образовании. Практика применения систем Mathcad Pro / Р.И. Ивановский. – М.: Высшая школа, 2003. – 431 с.

 Иньков, Ю.М. Преобразовательные полупроводниковые устройства подвижного состава / Ю.М. Иньков, Н.А. Ротанов, В.П. Феоктистов, О.Г. Чаусов. – М.: Транспорт, 1982 – 263 с.

31. Иньков, Ю.М. Внешние характеристики системы "Синхронный генераторвыпрямитель" автономного транспортного средства / Ю.М. Иньков, Т.Н. Фадейкин, Я.А. Бредихина // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2013. – №5. – С. 2 - 4.

32. Иньков, Ю.М. Потери мощности в конденсаторах фильтра управляемого выпрямителя электроподвижного состава / Ю.М. Иньков, Т.Н. Фадейкин, Я.А. Бредихина // Практическая силовая электроника. – 2013. – №4(52). С. 51-56.

33. Иньков, Ю.М. Потери мощности в асинхронных тяговых двигателях перспективного электроподвижного состава / Ю.М. Иньков, Т.Н. Фадейкин, Я.А. Бредихина // Электротехника. – 2014. - №8. С. 44 - 47.

34. Иньков, Ю.М. Многоуровневые инверторы в тяговых электроприводах / Ю.М. Иньков, В.В. Литовченко, А.В. Невинский // Электротехника. – 2011. - №8. – С. 3-8. 35. Исаев, И.П. Вероятностные методы расчёта полупроводниковых / И.П. Исаев, Ю.М. преобразователей Иньков, M.A. Маричев. M.: \_ Энергоатомиздат, 1983. – 96 с.

 Киреев, А.В. Компьютерная модель четырёхквандратного преобразователя для
 ЭПС / А.В. Киреев, А.В. Лебедев, А.Н. Гудков // Вестник ВэлНИИ. – 2007. - №53. – С. 185-198.

37. Ключев, В.И. Теория электропривода / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.

Колесник, И.К. Электропередачи тепловозов на переменно – постоянном токе / И.К.Колесник, Т.Ф. Кузнецов, В.И. Липовка. – М.: ИКЦ Академкнига, 2005 – 156 с.

39. Колпахчьян, П.Г. Методология комплексного моделирования и способы управления асинхронным тяговым приводом магистральных электровозов: дис. ... д-ра. тех. наук: 05.09.03 / Колпахчьян Павел Григорьевич. – Новочеркасск, 2006. – 174 с.

40. Колпахчьян, П.Г. Влияние величины напряжения в звене постоянного тока на потери в тяговом инверторе электровоза переменного тока с асинхронным тяговым приводом / П.Г. Колпахчьян // Вестник ВэлНИИ. – 2010. - №1(59) – С. 40-48.

41. Колпахчьян, П.Г. Особенности создания асинхронного тягового электропривода магистральных электровозов / П.Г. Колпахчьян, А.А. Зарифьян //

Известия Петербургского университета путей сообщения. – 2007. - №2 (11). – С. 160-169.

42. Кононенко, Е.В. Электрические машины / Е.В. Кононенко, Г.А. Сипайлов, К.А. Хорьков. – М.: Высшая школа, 1975. – 279 с.

43. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин / Копылов И.П. - М.: Высшая школа, 1994. – 318 с.

44. Корн, Г. Справочник для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн.
− М.: Наука, 1984. – 831 с.

45. Костенко, М.П. Электрические машины в 2-х частях. Ч. 1 – Машины постоянного тока. Трансформаторы / М.П. Костенко, Л.М. Пиотровский. - М.: Энергия, 1972. - 544 с.

46. Курбасов, А.С. Проектирование тяговых электродвигателей / А.С. Курбасов,
В.И. Седов, Л.Н. Сорин. – М.: Транспорт, 1987. – 536 с.

47. Кучинский, Г.С. Силовые электрические конденсаторы / Г.С. Кучинский, Н.И.
Назаров. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 320 с.

48. Лебедев, А.В. Спектральный анализ входного тока преобразователя 4 q-S на основе быстрого преобразования Фурье / А.В. Лебедев, А.В. Киреев, В.В. Манако, Г.Г. Гончаров // Вестник ВэлНИИ. – 2007. - №2(54). – С. 63-70.

49. Лещев, А.И. Электровоз двойного питания ЭП10: особенности конструкции и электрических схем / А.И. Лещев, С.С. Матекин, С.А. Усвицкий, В.С. Кириллов // Локомотив. – 1999. - №11. – С. 28-32.

50. Лещёв, А.И. Технико-экономическая эффективность применения IGBT, IGCT, GTO в новых разработках преобразователей электроподвижного состава / А.И. Лещёв, К.Н. Суслова // Известия вузов. Электромеханика. – 2000. - №4-5. – С. 82 – 88.

51. Литовченко, В.В. Исследование электромагнитных процессов в силовых цепях электроподвижного состава переменного тока с асинхронными тяговыми двигателями: 05.09.03 дис..... канд. техн. наук / Литовченко Виктор Васильевич – М., 1974. – 196 с. 52. Литовченко, В.В. Определение энергетических показателей электроподвижного состава переменного тока с 4 q-S – преобразователями / В.В. Литовченко // Электротехника. - 1993. - №5. - С. 23-31.

53. Логинова, Е.Ю. Электронное оборудование локомотивов / Е.Ю. Логинова. –
 М.: ФГБОУ "Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте", 2014. – 574 с.

54. Лохов, С.П. Повышение энергетической и технологической эффективности комплексов с вентильными преобразователями: дисс.... д – ра техн. наук: 05.09.03 / Лохов Сергей Прокопьевич. – Челябинск, 2000. – 245 с.

Маевский, О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей /
 О.А. Маевский. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.

56. Макаров, Е.Г. Mathcad: Учебный курс / Е.Г. Макаров. – СПб.: Питер, 2009. – 384 с.

57. Ишихара, М. Силовые модули для электрического и гибридного транспорта / М. Ишихара, С. Инокучи, М. Гонсберг, Э. Тал // Силовая электроника. – 2014. №5.
- С. 38-41.

58. Марченко, А.В. Знакомьтесь: Электровоз 2ЭС5 / А.В. Марченко, К.П. Солтус // Локомотив. - 2013. №1. - С. 38-42.

59. Михеев, К.Е. Анализ энергетических показателей многоуровневых полупроводниковых преобразователей систем электропривода / К.Е. Михеев, В.С. Томасов // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. – 2012. - №1. – С. 48 – 54.

60. Немцев, Г.А. Энергетическая электроника / Г.А. Немцев, Л.Г. Ефремов. – М.: Пресс – сервис, 1994. – 464 с.

61. Осипов, С.И. Теория электрической тяги / С.И. Осипов, С.С. Осипов, В.П. Феоктистов. – М.: Маршрут, 2006. – 436 с.

62. Перфильев, К.С. Обоснование выбора параметров тягового преобразователя перспективных тепловозов с электрической передачей переменного тока: дис. ... канд. тех. наук: 05.22.07 / Перфильев Константин Степанович. – СПб., 2005. – 174 с.

 Пиотровский, Л.М. Электрические машины / Л.М. Пиотровский. – Л.: Энергия, 1975 – 504 с.

64. Плакс, А.В. Системы управления электрическим подвижным составом / А.В. Плакс. – М.: Маршрут, 2005 – 360 с.

65. Плохов, Е.М. Моделирование электромеханической системы электровоза с асинхронным тяговым приводом / Е.М. Плохов, Ю.А. Бахвалов, А.А. Зарифьян, В.Н. Кашников. – М.: Транспорт, 2001 – 286 с.

 Покровский, С.В. Система управления и диагностики электровоза ЭП10 / С.В. Покровский. – М.: Интекст, 2009 – 356 с.

67. Потанин, А.А. Основные элементы тягового привода электровоза ЭП20 / А.А. Потанин // Локомотив. - 2014. №4. С. 33-35.

 Пронин, М.В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / М.В. Пронин, А.Г. Воронцов, Е.А. Крутяков. - СПб: Электросила, 2003. – 172 с.

69. Ранькис, И.Я. Оптимизация параметров тиристорных систем импульсного регулирования тягового электропривода / И.Я. Ранькис. – Рига: Зинатне, 1985 – 183 с.

 Розанов, Ю.К. Силовая электроника: Учебник для вузов / Ю.К. Розанов. - М.: Издательский дом МЭИ, - 2009. – 632 с.

71. Ротанов, Н.А. Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями / А.С. Курбасов, Ю.Г. Быков. - М.: Транспорт, 1991. – 336 с.

Руденко, В.С. Преобразовательная техника / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М.
 Чиженко. – Киев: Издательское объединение "Вища школа", 1978. – 424 с.

Сандлер, А.С. Тиристорные инверторы с широтно – импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями / А.С. Сандлер, Ю.М. Гусяцкий. – М.: Энергия, 1968. – 96 с.

74. Седов, А.В. Уточнение теоремы дискретизации и формулы восстановления сигнала по дискретным отсчётам / А.В. Седов // Известия вузов. Электромеханика. – 2001. - №2. – С. 52 – 59.

75. Семенов, Б.Ю. Силовая электроника: профессиональные решения / Б.Ю. Семенов – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2011 – 416 с.

76. Силовая электроника. Примеры и расчёты. – М.: Энергоиздат, 1982. – 384 с.

77. Симонов, М.Д. Повышение энергетических показателей преобразовательных установок электроподвижного состава: дисс .... канд. техн. наук: 05.09.12 / Симонов Михаил Давидович. - Санкт – Петербург, 1992. – 161 с.

 Солодунов, А.М. Преобразовательные устройства электропоездов с асинхронными тяговыми двигателями / А.М. Солодунов, Ю.М. Иньков, Г.Н. Коваливкер, В.В. Литовченко. - Рига: Зинатне, 1991. – 351 с.

79. Солтус, К.П. Знакомьтесь: электровоз ЭП20 / К.П. Солтус // Локомотив. - 2013. №5. С. 36-39.

80. Сорин, Л.Н. Выбор способа моделирования IGBT-транзистора в системе «статический преобразователь-асинхронный двигатель / Л.Н. Сорин, П.Г. Колпахчьян, В.П. Янов // Электротехника. - 2004. - №10. - с. 7-10.

81. Сорин, Л.Н. Определение рациональных параметров входных фильтров ЭПС постоянного тока при регулировании напряжения асинхронного тягового двигателя методом широтно-импульсной модуляции / Л.Н. Сорин, А.И. Лещев, К.Н. Суслова // Вестник ВЭлНИИ. – Новочеркасск. – 2004. - №1 (46) – С. 96 – 101.

 Стаудт, И. Трёхуровневые инверторы: теория и практика / И. Стаудт // Силовая электроника. – 2014. - №5. – С. 42-48.

Стаудт, И. Трёхуровневые преобразователи: инструкция по эксплуатации / И.
 Стаудт // Силовая электроника. – 2012. - №1. – С. 32 - 37.

84. Степанов, А.Д. Электрические передачи переменного тока тепловозов и газотурбовозов / А.Д. Степанов, В.И. Андерс, В.А. Пречисский. - М.: Транспорт, 1982. – 254 с.

85. Стрекопытов, В.В. Электрические передачи локомотивов / В.В. Стрекопытов,
 А.В. Грищенко, В.А. Кручек. – М.: Маршрут, 2003. – 310 с.

86. Суслова, К.Н. Обоснование варианта схемы автономного инвертора напряжения / К.Н. Суслова, А.И. Лещёв // Вестник Всероссийского научно-

исследовательского и проектно-конструкторского института электровозостроения. -Новочерскасск. – 2006. - №1(50) – С. 148-159.

87. Суслова, К.Н. Сравнение двух- и трёхуровневых инверторов напряжения электровозов постоянного тока / К.Н. Суслова, В.М. Турулев, Б.И.Хоменко // Вестник ВэлНИИ. – 2006. - №3(52) – С. 21-31.

Суслова, К.Н. Методика уточнённого расчёта потерь мощности в IGBT – модулях на стадии проектирования / К.Н. Суслова, Б.И. Хоменко, А.В. Киреев // Вестник ВЭлНИИ. – 2008. - №1(55). – С. 12 - 23.

89. Тафт, В.А. Основы спектральной теории и расчёт цепей с переменными параметрами / В.А. Тафт. – М.: Наука, 1964. – 206 с.

90. Тихменев, Б.Н. Электровозы переменного тока с тиристорными преобразователями / Б.Н.Тихменев, В.А. Кучумов. – М.: Транспорт, 1988 – 311 с.

91. Тихомиров, П.М. Расчёт трансформаторов / П.М. Тихомиров. - М.: Энергия, 1976. – 544 с.

Ушканов, Б.А. Электровоз ВЛ80Р. Руководство по эксплуатации / Б.А.
 Тушканов. – М.: Транспорт, 1985. – 535 с.

93. Фадейкин, Т.Н. Симплексное управление автономным инвертором напряжения научно-практической конференции / Т.Н. Фадейкин // Труды научно-практической конференции «Наука МИИТа – транспорту 2011». - 2011. - С. Ш-108 - Ш-109.

94. Фадейкин, Т.Н. Моделирование элементов тягового электропривода автономных транспортных средств / Т.Н. Фадейкин // Труды XVI Международной научно-технической конференции «Проблемы энергоресурсосбережения в электротехнических системах. Наука, образование и практика ICPEES 2015». – 2015. - №1. - С. 154 – 160.

95. Филатов, В. Двух- и трёхуровневые инверторы IGBT: перспективные решения
/ В. Филатов // Силовая электроника. – 2012. - №4. – С. 38 - 41.

96. Фильц, Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей / Р.В. Фильц. - Киев: Наукова думка, 1979. - 203 с.
97. Филюшов, Ю. Состояние и оценки качества работы электропривода переменного тока / Ю. Филюшов // Силовая электроника. – 2013. - №1. – С. 36-39.

98. Фокеев, А.Е. Исследование силовых трансформаторов при несинусоидальных режимах: дисс ... канд. тех. наук: 05.09.03 / Фокеев Александр Евгеньевич. – Ижевск, 2012. – 128 с.

99. Харитонов, С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов / С. А. Харитонов. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 542 с.

100. Широченко, Ю.Н. Входные преобразователи современного электроподвижного состава переменного тока / Ю.Н. Широченко // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2010. - №1. – С.15-18.

101. Южаков, Б.Г. Электрический привод и преобразователи подвижного состава /
Б.Г. Южаков. – М.: ГОУ "Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте", 2007. – 398 с.

102. Вагоны метрополитена 81-740.1 и 81-741.1. Руководство по эксплуатации. Мытищи: СКБ Метро, 2003.

103. Anreas, J. Getriebelose Drehstromantriebe fur Schienenfahrzeuge / J. Anreas // Electrische Bahnen – 2003. №3. – p. 113-119.

104. Bernhard, K. Guterzuglokomotive Baureihe 152 der Deutschen Bahn / K.
Bernhard, J. Wach // Electrische Bahnen. – 1996. - №8, p. 248-260

105. Büchi, H. Zweisystemfähige Triebzüge ALLEGRA der Rhätischen Bahn / H. Büchi, N. Wiesent, R. Enzler, P. Gysin // Electrische Bahnen. – 2010. - № 6. p. 243 - 256.

106. Chlebowski, J. Vectron - neue Lokomotivengeneration für Europa / J. Chlebowski,
F. Ulrich // Electrische Bahnen. – 2010. - № 8-9. p. 398 – 400.

107. Kunz, Dr. IGBT-Traktionsstromrichter für ICE1 - Triebköpfe mit Thyristorstromrichtern / Dr. Kunz // Electrische Bahnen. – 2010. - № 11. p. 519 – 521.

108. Klumpp, D. Innovationen in der Bahntechnik / D. Klumpp // Electrische Bahnen. – 2007. - № 4-5. p. 519 – 521.

109. Kopp, M. Plattform Desiro ML für hohe Fahrzeugflexibilität im Regionalverker /
M. Kopp, S. Koch // Electrische Bahnen. – 2007. - № 10. p. 503 – 511.

110. Inkov, Yu. M. Simulation of Processes in Traction Electric Actuators of Autonomous Vehicles / Yu. M. Inkov, E. V. Sachkova, Ya. A. Korobanova, T. N. Fadeikin // JITA. – 2015. -  $N_{0}$  6. p. 5 – 13.

111. Mohan, N. POWER ELECTRONICS / N. Mohan, M. U. Tore, P.R. William // New York Yohn Willer & Sons. INC. – 1995.

112. Viersystemlokomotive Baureihe 189 fur DB Cargo // Electrische Banen. - 2000. №8, p. 298 - 299

113. Методика определения стоимости жизненного цикла и лимитной цены подвижного состава и сложных технических систем" (ОАО "Российские железные дороги", 2008 г).