

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Санкт-Петербургский горный университет императрицы Екатерины II»

*На правах рукописи*

Нгуен Тхе Хиен



АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С СИСТЕМОЙ ПРЯМОГО  
УПРАВЛЕНИЯ И АЛГОРИТМОМ СТОХАСТИЧЕСКОЙ МОДУЛЯЦИИ СО  
СТАБИЛИЗИРОВАННЫМ ДИАПАЗОНОМ  
ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТЫ КОММУТАЦИИ ИНВЕРТОРА

Специальность 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
кандидат технических наук, доцент  
Васильев Б.Ю.

Санкт-Петербург – 2025

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>5</b>
<b>ГЛАВА 1 СТРУКТУРА И АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ГОРНОДОБЫВАЮЩЕЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ ВО ВЬЕТНАМЕ .....</b>	<b>12</b>
1.1 Обзор горнодобывающей промышленности во Вьетнаме и в угледобывающей отрасли в провинции Куанг Нинь .....	12
1.2 Современные горно-транспортные оборудование в угледобывающей отрасли Вьетнама.....	18
1.3 Структура автоматизированного асинхронного электропривода.....	26
1.4 Трехуровневый инвертор с фиксированной нейтральной точкой в преобразователях частоты автоматизированного асинхронного электропривода .....	30
1.5 Энергосбережение автоматизированного асинхронного электропривода и проблемы электромагнитной совместимости .....	42
1.6 Выводы по Главе 1 .....	46
<b>ГЛАВА 2 АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ МОДУЛЯЦИОННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ.....</b>	<b>48</b>
2.1 Модуляционные системы управления трехуровневого автономного инвертора с постоянной частоты коммутации.....	49
2.1.1 Система синусоидальной широтно-импульсной модуляции трехуровневого автономного инвертора.....	50
2.1.2 Система широтно-импульсной модуляции с предмодуляцией трехуровневого автономного инвертора .....	55
2.1.3 Система пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции трехуровневого автономного инвертора .....	61

2.2 Модуляционные системы управления трехуровневого автономного инвертора с переменной частоты коммутации .....	73
2.2.1 Система широтно-импульсной модуляции трехуровневого автономного инвертора с функциональным изменением частоты коммутации .....	75
2.2.2 Система стохастической широтно-импульсной модуляции трехуровневого инвертора напряжения .....	81
2.3 Выводы по Главе 2 .....	92
<b>ГЛАВА 3 МОДИФИКАЦИЯ ДВИГАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ НА БАЗЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ.....</b>	<b>94</b>
3.1 Математическое описание асинхронного двигателя для синтеза системы прямого управления на базе трехуровневого инвертора с фиксированной нейтральной точкой .....	97
3.2 Синтез закона регулирования системы прямого управления на базе трехуровневого инвертора с фиксированной нейтральной точкой .....	103
3.3 Система прямого управления на базе трехуровневого инвертора с фиксированной нейтральной точкой с трехпозиционным регулятором момента .....	106
3.4 Модификация системы прямого управления на базе трехуровневого инвертора с шестипозиционным регулятором момента .....	121
3.5 Выводы по Главе 3 .....	132
<b>ГЛАВА 4 ТЕХНО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОДВИЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ШАХТНЫХ ГОРНОТРАНСПОРТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ .....</b>	<b>134</b>
4.1 Система электродвижения автономных шахтных горно-транспортного оборудования и способ прямого управления моментом асинхронного двигателя на базе трехуровневого инвертора .....	134

4.2 Расчет энергосбережения системы электродвижения автономных шахтных горно-транспортного оборудования с рекуператором электроэнергии в преобразователе частоты без передаточных устройств .....	140
4.3 Аккумуляторная батарея и ее проблемы при эксплуатации .....	160
4.4 Выводы по Главе 4 .....	162
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>163</b>
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>165</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ А Акт внедрения результатов диссертационной работы</b>	<b>192</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ Б Патенты на изобретения.....</b>	<b>196</b>

## ВВЕДЕНИЕ

### **Актуальность темы исследования**

В процессе модернизации шахт и рудников во Вьетнаме одной из ключевых задач становится усовершенствование горнотранспортного оборудования. Применение транспортных систем с двигателями внутреннего сгорания сопровождается значительными выбросами вредных веществ, что негативно сказывается на экологической ситуации. В период с 2019 по 2024 гг. горнодобывающая отрасль Вьетнама столкнулась с нехваткой топлива, вызванной ростом энергозатрат, что привело к увеличению себестоимости производства и энергопотребления. Прогнозируется, что к 2030 г. расходы на углеводородное топливо в стране возрастут на 22-25 % по сравнению с 2025 г.

В таких условиях для обеспечения устойчивого развития горной отрасли важно переходить на оборудование, оказывающее минимальное воздействие на окружающую среду. Одним из перспективных решений является внедрение электрического транспортного оборудования, которое способствует снижению экологического ущерба и укреплению устойчивого развития в этой отрасли. Однако его реализация сопровождается рядом технических сложностей, среди которых одной из главных задач остается повышение энергоэффективности.

Автоматизированный электропривод является важнейшим компонентом электрического транспортного оборудования [5, 8, 9]. Его энергоэффективность во многом определяется качеством применяемых алгоритмов управления, включая алгоритмы модуляционных систем управления (далее - МСУ) и алгоритмы двигательных систем управления (далее - ДСУ) [6]. В модуляционных системах управления широко используются алгоритмы широтно-импульсной модуляции (далее - ШИМ) и их усовершенствованные модификации, такие как пространственно-векторная ШИМ и ШИМ с предмодуляцией. Однако их применение сопряжено с рядом технических сложностей. Одной из ключевых проблем их применения в

автоматизированных электроприводах является формирование высокочастотных импульсов напряжения на статор электродвигателей, формируемых инверторами преобразователей частоты. В спектре этих напряжений присутствуют высшие гармонические составляющие, что оказывает существенное влияние на электромагнитные и механические параметры двигателя. В частности, такие воздействия могут вызывать перегрев статора, повышение уровня вибраций и увеличение пульсаций электромагнитного момента. Эти факторы негативно сказываются на динамических и энергетических характеристиках двигателя, снижая его общую эффективность и надежность.

Несмотря на значительное количество исследований, посвященных развитию электроприводов, в современной научной литературе недостаточно глубоко изучены вопросы совершенствования и модернизации системы прямого управления моментом на основе трехуровневого инвертора с фиксированной нейтральной точкой (далее - ТИСФНТ) в асинхронных электроприводах (далее - АЭП). Одним из ключевых направлений в этой области является повышение динамических и энергетических характеристик за счет разработки и внедрения эффективных алгоритмов модуляционной и двигательной систем управления.

### **Степень разработанности темы исследования**

Современные исследования, посвященные развитию автоматизированных электроприводов, включая асинхронные электроприводы, представлены в трудах авторитетных ученых, таких как вьетнамские ученые Ф.К. Нгуен, К.М. Та, К.Т. Чан; русские ученые А.Е. Козярук, Ю.Н. Калачев, Р.Т. Шрейнер, В.В. Рудаков, В.В. Москаленко и иностранные ученые Johann W. Kolar, Vimal K. Bose, R.T.S. Christian, B.T. Andre.

В то же время проблемы тяговых асинхронных электроприводов занимались такие исследователи, как вьетнамские ученые Т.Х. Нгуен, Х.С. Ле,

Т.Б. Фам; русские ученые Ю.М. Иньков, А.Е. Козярук и иностранные ученые Andrzej M. Trzynadlowski, Christian L. Stojanovic, Rüdiger R. Schmehl.

**Объект исследования** – асинхронный электропривод современного горнотранспортного оборудования.

**Предмет исследования** – система электродвижения современного горнотранспортного оборудования и способ повышения ее динамических и энергетических характеристик.

**Цель работы** – повышение динамических и энергетических характеристик асинхронных электроприводов систем электродвижения современного горнотранспортного оборудования.

**Идея** заключается в создании и внедрении алгоритмов стохастической модуляции со стабилизированным диапазоном изменения частоты коммутации инвертора в модуляционной системе управления, а также в модификации двигательной системы управления на основе системы прямого управления, применяемой в системе электродвижения современного горнотранспортного оборудования с использованием ТИсФНТ и нового алгоритма матричного регулятора.

Поставленная в диссертационной работе цель достигается посредством решения нижеуказанных **задач**:

1. Проведение анализа факторов, влияющих на динамические и энергетические характеристики электроприводов в системе электродвижения современного горнотранспортного оборудования, с идентификацией факторов, оказывающих наиболее значительное влияние на их характеристики.

2. Исследование и разработка алгоритма стохастической модуляции со стабилизированным диапазоном изменения частоты коммутации инвертора преобразователя частоты для минимизации негативного влияния на динамические и энергетические характеристики электроприводов, при этом не ухудшая их управляемость асинхронного электропривода.

3. Анализ подходов к реализации систем прямого управления на базе ТИсФНТ, разработка нового алгоритма управления и исследование его влияния на характеристики асинхронного двигателя, включая частота вращения, высокочастотные пульсации потокосцепления статора и момента, КПД и средняя частота переключения транзисторов инверторе.

4. Разработка структуры АД в системе электродвижения современного горнотранспортного оборудования с применением разработанного алгоритма управления с использованием методов имитационного моделирования.

#### **Научная новизна работы:**

1. Определены границы параметров алгоритма стохастической модуляции, обеспечивающие устранение в спектре выходного напряжения и тока высших гармонических составляющих частот без ухудшения энергетических и динамических характеристик асинхронного электропривода.

2. Установлена зависимость базовых активных векторов выходного напряжения с регулируемыми переменными в качественной форме для синтеза системы прямого управления на базе ТИсФНТ, позволяющей уменьшить высокочастотные колебания момента и потокосцепления статора с повышением КПД асинхронного электропривода.

3. Установлена зависимость зон нечувствительности шестипозиционного релейного регулятора момента и границ изменения частот коммутации инвертора с целью снижения количества переключения транзисторов в системе прямого управления на базе ТИсФНТ.

#### **Соответствие паспорту специальности**

Полученные научные результаты соответствует паспорту научной специальности 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы по пунктам:

п. 1 – Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, изучение системных свойств и связей, физическое, математическое,

имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем.

п. 3 – Разработка, структурный и параметрический синтез электротехнических комплексов и систем, их оптимизация, а также разработка алгоритмов эффективного управления.

#### **Теоретическая и практическая значимость работы:**

1. Разработана математическая модель алгоритма стохастической модуляции, реализованная с использованием компьютерного имитационного моделирования. Определены границы частоты коммутации, обеспечивающие эффективное устранение высших гармонических составляющих в спектре выходных напряжениях и токах автономного инвертора. Это позволяет повысить эффективность преобразования энергии в автономном инверторе, улучшить его электромагнитную совместимость ТИсФНТ с асинхронным двигателем.

2. Разработана система управления АЭП, включающая блок регуляторов, состоящих из шестипозиционного релейного регулятора момента, двухпозиционного релейного регулятора потокосцепления статора, а также алгоритма ядра системы прямого управления. Предложенное решение обеспечивает повышение коэффициента полезного действия и снижение средней частоты коммутации инвертора как в переходных, так и в установившихся режимах работы АЭП при разработке и модернизации электрических машин с АЭП в подразделении исследований и развития энергетических машин Вьетнама ПАО «Viettel», что подтверждено актом внедрения основных результатов работы от 19 мая 2024 (Приложение А).

**Методология и методы исследования.** Научные и практические результаты, представленные в диссертационной работе, были получены посредством применения следующих подходов и методов: теоретического аппарата обобщенной электрической машины; современных методов

управления и теории электроприводов; методик имитационного моделирования, включающих численное решение систем дифференциальных уравнений; подходов для оценки характеристик электромагнитной совместимости с использованием компьютерного моделирования; а также экспериментальных исследований.

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Применение алгоритма стохастической модуляции со стабилизированным диапазоном изменения частоты коммутации инвертора в модуляционной системе управления трехуровневым инвертором напряжения позволяет устранить в спектрах напряжения и тока низко- и высокочастотные гармонические составляющие с уменьшением средней частоты коммутации инвертора без ухудшения характеристик асинхронного электропривода.

2. Применение алгоритма прямого управления моментом на базе трёхуровневого инвертора с фиксированной нейтральной точкой и шестипозиционного релейного регулятора момента, реализующего алгоритм стохастической модуляции, способствует снижению средней частоты переключений силовых транзисторов, уменьшению высокочастотных пульсаций токов и увеличению КПД АЭП, что позволяет повысить его динамические и энергетические характеристики.

**Степень достоверности результатов исследования** обусловлена использованием стандартных методов математического и имитационного моделирования, а также подтверждена экспериментальными исследованиями, проведенными на электротехническом стенде ПАО «Viettel».

**Апробация результатов диссертации** за последние 3 года принято участие в 4 научно-практических мероприятиях с докладами, в том числе на 3 международных: международной научно-технической конференции «Автоматизация-2022» (г. Сочи, 2022 г.), на международной конференции МЕЕТ-2022 (г. Санкт-Петербург, 2022 г.), на научной конференции студентов и

молодых ученых «Полезные ископаемые России и их освоение» (г. Санкт-Петербург, 2023 г.), XXV на международной молодёжной научной конференции «СЕВЕРГЕОЭКОТЕХ-2024» (г. Ухта, Республика Коми, 2024 г.).

### **Личный вклад автора**

В рамках работы разработаны следующие научно-технические решения: компьютерная модель для анализа влияния различных алгоритмов в модуляционной системе управления инвертором преобразователей частоты на показатели электромагнитной совместимости ТИсФНТ и асинхронного двигателя; двигательная система управления на основе системы прямого управления с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем, обеспечивающая снижение динамических энергетических потерь и повышение КПД асинхронного электропривода.

**Публикации.** Результаты диссертационного исследования в достаточной степени освещены в 6 печатных работах (пункты списка литературы № 22, 23, 74, 75, 155, 176), в том числе в 2 статьях - в изданиях из перечня рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук, в 2 статьях - в изданиях, входящих в международные базы данных и системы цитирования Scopus. Получены 2 патента на изобретения (Приложение Б).

**Структура работы.** Диссертация состоит из оглавления, введения, четырех глав с выводами по каждой из них, заключения, списка литературы, включающего 188 наименований, и 2 приложений. Диссертация изложена на 197 страницах машинописного текста, содержит 61 рисунок и 26 таблиц.

**Благодарности.** Автор выражает глубокую благодарность и искреннюю признательность доценту кафедры электроэнергетики и электромеханики Горного университета Васильеву Б.Ю. за поддержку и помощь в подготовке диссертационной работы.

# ГЛАВА 1 СТРУКТУРА И АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ГОРНОДОБЫВАЮЩЕЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ ВО ВЬЕТНАМЕ

## 1.1 Обзор горнодобывающей промышленности во Вьетнаме и в угледобывающей отрасли в провинции Куанг Нинь

Горнодобывающая отрасль во Вьетнаме играет ключевую роль в обеспечении ресурсов для промышленности и развитии экономической страны, особенно в сфере обеспечения общественного энергоснабжения [31, 77].

С конца XIX века французы модернизировали горнодобывающую инфраструктуру во Вьетнаме, включая построение угольных шахт и складов для хранения добытых ресурсов, внедрение передового горного оборудования и расширение транспортных путей для обеспечения более эффективной логистики.

В XX веке горнодобывающая отрасль активно развивалась благодаря обнаружению и добыче значительных запасов полезных ископаемых, таких как уголь, железная руда и бокситы.

В начале XXI века горнодобывающая деятельность Вьетнама активно ведется благодаря богатым и разнообразным минеральным ресурсам, включающим следующие группы [32]:

- топливные полезные ископаемые: нефть, уголь;
- железные руды и сплавы;
- цветные металлы: алюминий, медь, свинец;
- благородные металлы: золото, серебро, платина;
- сырьё для химической промышленности;
- строительный камень для строительства.

В период 2000-2024 гг. горнодобывающая промышленность Вьетнама играет важную роль в развитии экономики страны. В 2012 году общий объём

экспорта нефти и угля составил около 10 милл. долл. США [54]. Железная руда и сплавы, а также полезные ископаемые, такие как свинец и цинк, удовлетворяют потребности металлургической промышленности [32]. Полезные ископаемые, такие как уголь и нефть, обеспечивают достаточное количество сырья для таких отраслей, как электроэнергетика, производство цемента, химическая промышленность и т.д.

В настоящее время горнодобывающая промышленность Вьетнама сталкивается с рядом значительных проблем – это ограничения технологий добычи и переработки полезных ископаемых, возможность загрязнения окружающей среды (воздуха, воды и земли). Для решения этих проблем необходима совместная работа правительства, компаний и общества Вьетнама для разработки устойчивых стратегий [41].

Угольная промышленность Вьетнама играет важную роль в обеспечении общественного энергоснабжения, что делает вопросы ее развития и модернизации особенно актуальными.

Угольная промышленность во Вьетнаме началась в конце XIX века с разработки угольных месторождений французами в провинции «Куангнинь». К концу XX века провинция «Куангнинь» стала основным центром добычи угля в стране, обеспечивая около 90 % общего объема добычи [33]. Несмотря на экологические проблемы, спрос на уголь в таких отраслях, как металлургия и тепловая энергетика, продолжал расти в начале XXI века.

В настоящее время угольная промышленность представлена двумя основными производственными предприятиями: Корпорация угольной и минеральной промышленности Вьетнама (TKV) и корпорация «Донгбак». По статистическим данным, к концу 2024 г. эти две компании обеспечивали около 95 % общего объема добычи угля.

Согласно отчетам о внутреннем потреблении и экспорте угля в период с 2010 по 2024 гг., приоритет отдавался удовлетворению внутреннего спроса, а

экспорт угля постепенно снижался для обеспечения национальной энергетической безопасности [79]. Объем добычи и потребления угля в 2010–2015 гг. составлял около 40 млн т/год и увеличился до 50 млн т/год в 2016–2024 гг. При этом экспорт угля сократился с примерно 20 млн т/год в 2010 г. до 2 млн т/год в 2016–2024 гг. [55].

С учетом ресурсов, запасов, геологических условий и технологий добычи прогнозируется, что объем добычи угля (сырого) возрастет в период до 2030 г. и составит 55–60 млн т/год (что эквивалентно 50–55 млн т/год угля), а затем снизится до около 50 млн т/год (что эквивалентно примерно 45 млн т/год угля) в период 2035–2045 гг. [82, 83, 84].

Согласно последним отчетам о «Стратегии развития угольной промышленности Вьетнама до 2045 года» и «Комплексному плану развития энергетического сектора Вьетнама до 2050 года», прогнозируется, что объем внутренней добычи угля к 2045 г. будет значительно ниже, чем уровень внутреннего спроса [85, 86]. В настоящее время весь объем добываемого угля производится двумя способами: открытым и подземным (рисунок 1.1).



а) Открытый способ добычи угля

б) Закрытый способ добычи угля

Рисунок 1.1 - Способы добычи угля в провинции «Куангнинь» [31]

Добыча угля на открытых месторождениях является одной из старейших форм добычи полезных ископаемых в Вьетнаме в XX веке. Основной принцип этого метода заключается в удалении поверхностного слоя породы,

покрывающей уголь, с использованием высокопроизводительной техники, такой как экскаваторы. Затем полезные ископаемые извлекаются с помощью канатных экскаваторов или роторных многоковшовых экскаваторов. Среди методов открытой добычи разработаны такие подходы, как полосная добыча, карьерная добыча, удаление вершины горы и дноуглубительные работы.

В угольной промышленности Вьетнама и мира наметилась тенденция перехода от экстенсивного развития к интенсивному, что подразумевает переход от открытой добычи к подземной, в том числе на месторождениях «Куангнинь». В период 2019-2024 гг. уголь в провинции «Куангнинь», в основном, добывается подземным способом, поскольку запасы угля на поверхности значительно сократились. В 2024 г. в провинции «Куангнинь» насчитывается 24 открытых и 49 подземных шахт, при этом на подземную добычу приходится более 70 % общего объема угля.

Научный центр «VINACOMIN», ответственный за разработку технологий подземной добычи, изучает технологии подземной газификации угля, которые позволяют превращать уголь из твердого состояния в газообразное для поставки на тепловых электростанциях. Эта технология дает возможность расширить разведку и добычу угля на глубине от 300 до 1200 м ниже уровня моря в угольных бассейнах «Шонгхонг». Для рационального использования ресурсов Вьетнамская национальная группа угольной промышленности проводит научные исследования по разработке методов добычи угля в районах с сохранением поверхностных объектов, таких как жилые зоны, водоемы, природные заповедники.

Объем инвестиций в угольной промышленности в период 2015–2020 гг. составляет 12 трлн вьетнамских донгов (около 60 % от общего инвестиционного капитала) для расширения и увеличения мощности действующих шахт. Крупные проекты включают: шахты Нуй Бео (2 млн т/год); Кхе Чам III (2,5 млн т/год); Ха Лам (2,4 млн т/год); Кхе Чам II-IV (3,5 млн т/год) и Мао Кхе

(2 млн т/год). В настоящее время на подземных шахтах корпорации угольной и минеральной промышленности Вьетнама «ТКВ» и «Донгбак» применяются многие современные технологии добычи полезных, особенно электротехнические комплексы и системы, для повышения эффективности и безопасности процесса добычи.

Основные проблемы при развития угольной промышленности и обеспечения энергетической безопасности в 2025–2045 гг. во Вьетнаме:

- проблемы разведки угля на глубинах более 300 м в бассейне «Шонгхонг», включая ограничения технологий разведки, высокую погрешность и низкую надежность получаемых данных разведки;

- ограничения в технологии подземной газификации угля и автоматизации подземной добычи угля в сложных геологических условиях до глубины 300 м;

- высокие опасности для горных сотрудников и оборудования, что приводит к низкой производительности и высокой себестоимости угля;

- недостаток инвестиций в развитие подземных шахт и добычу угля в бассейне «Шонгхонг». Согласно данным «Ассоциации угля и минералов Вьетнама», в период 2025–2030 гг. для развития угольной отрасли Вьетнама потребуется около 80 миллиардов долларов США [55], которые представляют собой значительный вызов для финансового рынка Вьетнама;

- КПД тепловых электростанций достигает 60–65 %, КПД промышленных угольных котлов составляет 65–68 %, что значительно ниже, чем в других странах, таких как России (80 %) и Китая (85 %).

Постановление № 140/ NQ-CP от 11 февраля 2020 г. «Об стратегических направлениях развития вьетнамской стратегии до 2030 года и взгляд до 2045 года» [83] показало важные направления для устойчивого развития угледобывающей промышленности Вьетнама с обеспечением общественного энергоснабжения, включая:

- совершенствование стандартов разведки и оценки угольных ресурсов и запасов в соответствии с международными стандартами;
- применение современных технологий добычи.

Исходя из опыта крупных стран мира, таких как Китай и Россия [2, 3, 69, 70, 71], для обеспечения энергетики Вьетнама на период 2030–2045 гг., компании и научные центры в угольной области Вьетнама должны разработать и внедрить меры по повышению эффективности добычи и переработки угля с уменьшением выбросов для обеспечения экологической безопасности и содействия устойчивому развитию угольной отрасли .

В угольной отрасли Вьетнама транспортное оборудование играет важную роль в перевозке оборудования и полезных ископаемых от мест добычи до зоны переработки. Транспортные расходы обычно составляют до 70 % себестоимости 1 м<sup>3</sup> полезных ископаемых (рисунок 1.2). Это указывает на важность правильного выбора и эффективного использования транспортного оборудования в горнодобывающей деятельности.



Рисунок 1.2 - Себестоимость 1 м<sup>3</sup> полезных ископаемых [55]

Таким образом, одним из ключевых направлений модернизации угледобывающей отрасли Вьетнама является совершенствование современного горнотранспортного оборудования.

## **1.2 Современные горно-транспортные оборудование в угледобывающей отрасли Вьетнама**

В зависимости от способа добычи угля, упомянутого в предыдущем разделе, горно-транспортное оборудование в угольной промышленности Вьетнама также делится на две основные группы: горно-транспортное оборудование при открытой добыче и подземной добыче. Каждый тип имеет свои особенности, связанные с технологическим процессом и требованиями к транспортировке материалов.

На открытых разработках Вьетнама используется горно-транспортное оборудование, предназначенное для перевозки горных пород, горнодобывающего оборудования и полезных ископаемых большого объема. Оно играет важную роль в обеспечении эффективной добычи угля [74]. Общими характеристиками этих оборудований являются прочность, крупные размеры и высокая производительность. В настоящее время в угольной промышленности Вьетнама используются следующие виды оборудования для транспортировки:

- автомобильные перевозки грузов, предназначенные для транспортировки сырья. Общей характеристикой этих грузов является наличие большого кузова с мощными двигателями;

- конвейерный транспорт значительно упрощают транспортировку и позволяют непрерывно перемещать угольной руды и отходов внутри карьера и между различными участками;

- железнодорожный транспорт характеризуется длительным сроком интенсивной эксплуатации и низкими удельными эксплуатационными затратами, однако требует больших расходов при его строительстве [118].

- экскаваторы и погрузчики предназначены для добычи и погрузки угля и полезных ископаемых в грузовики с высокой производительностью и способностью обработки больших объемов материалов за короткие сроки.

Рассмотрим грузовики компании «XCMG», одного из ведущих конгломератов Китая в области строительной техники и промышленного оборудования, такие как модели XDR80T и XDE130. В провинции «Куангнинь» Вьетнамма грузовики XCMG в основном используются для транспортировки минеральных ресурсов на крупных предприятиях [31, 74], сосредоточенных главным образом в четырех крупных районах: Камфа, Халонг, Уонг Би и Донг Трие. Грузовики XCMG XDR80T и XDE130 имеют общий вес (совокупный вес грузовика и груза) соответственно 76 т и 130 т (рисунок 1.3).



а) XDR80T



б) XDE130



в) БелАЗ 75570



д) БелАЗ 75131

Рисунок 1.3 - Грузовики и самосвалы [79]

Грузовики XCMG оснащены расширенными функциями и системами управления, такими как антиблокировочная тормозная система ABS –

антиблокировочное торможение и гидроусилитель рулевого управления, обеспечивающими безопасность. Кабины грузовиков XCMG разработаны для обеспечения комфорта и удобства водителя при выполнении различных функций в ходе работы, таких как кондиционирование воздуха, радиосвязь и т.д.

Грузовик XDR80T оснащен дизельным двигателем «Yuchai» с мощностью 353 кВт [74]. Двигательная система управления непрерывно отслеживает рабочие условия каждого цилиндра в реальном временном режиме. Это позволяет повысить срок службы двигателей и снизить их затраты. Усовершенствованные системы управления, такие как двигательная и технологическая система управления, обеспечивают наилучшую производительность двигателя при различных нагрузках в различных условиях работы. Конкретная информация о двигателе, мощности и топлива может различаться в зависимости от его назначения и условия работы (таблица 1.1).

Таблица 1.1 - Технические характеристики горнотранспортных оборудований в открытой угледобывающей отрасли Вьетнама [74]

Параметр	Название машины			
	XCMG XDR80T	XCMG XDE130	БелАЗ 75570	БелАЗ 75131
Тип машины	грузовик	Грузовик	самосвал	самосвал
Грузоподъемность, т	76	130	90	130
Снаряженная масса, т	34	130	163	107.1 т
Максимальная скорость, км/ч	45	54	60	50
Тип двигателя	дизельный	Дизельный	дизельный	дизельный
Мощность двигателя, кВт	353	1510	783	1 194
Крутящий момент двигателей, Н·м	2200	8482	4630	6 292

Грузовик XDE130 также оснащен дизельным двигателем с усовершенствованной модульной системой подачи топлива «Common Rail». Эта система имеет высокую эффективность сгорания и низкий уровень выбросов, что позволяет повысить производительность в различных условиях работы.

Аналогично грузовикам XCMG, модели самосвалов компании «БелАЗ», включая БелАЗ 75570 и БелАЗ 75131 с грузоподъемностью 90 т и 130 т соответственно, широко используются на крупных угольных шахтах в провинции «Куангнинь». Самосвалы БелАЗ выпускаются в Беларуси и являются сокращением от «Белорусский автомобильный завод». Карьерный самосвал БелАЗ предназначен для перевозки горной массы в сложных горнотехнических условиях глубоких карьеров, на открытых разработках месторождений полезных ископаемых. Они используются по технологическим дорогам в различных климатических условиях [79].

Самосвалы БелАЗ 75570 и БелАЗ 75131 оснащены дизельным четырехтактным двигателем с V-образным расположением цилиндров, непосредственным впрыском топлива, газотурбинным наддувом и промежуточным охлаждением наддувочного воздуха [74]. Он соответствует требованиям по выбросу токсичных веществ стандарта «Tier 2».

Дизельный двигатель является результатом исследований немецкого ученого Рудольфа Дизеля. Это изобретение было впервые официально испытано в 1897 г. Принцип работы двигателя основан на сжатии воздуха в цилиндре до крайне высокого давления, создавая температуру, достаточную для самовоспламенения впрыскиваемого топлива, что приводит к выработке топлива [44, 65]. Благодаря таким преимуществам, как создание большого крутящего момента, дизельный двигатель стал предпочтительным выбором для оборудований с высокой производительностей и длительной непрерывной работы, особенно в сфере тяжёлого грузового транспорта в открытой угледобывающей отрасли (см. таблицу 1.1).

Дизельный двигатель устойчив к экстремальным погодным условиям – от сильного холода до палящей жары – а также способен эффективно работать в сложных условиях рельефа, таких как горнодобывающие районы. Помимо этого, доступность дизельного топлива по всему миру делает эксплуатацию

этих двигателей ещё более удобной. Тяжелые грузовики, оснащенные дизельными двигателями, могут легко заправляться практически в любом месте, не сталкиваясь с серьезными проблемами с поставками топлива. Способность работать длительное время на полном баке позволяет таким транспортным средствам оптимизировать производительность и минимизировать время простоя. Именно эти качества сделали дизельный двигатель «сердцем» многих тяжёлых грузовиков и важным элементом современной промышленности.

Использование дизельных двигателей связано с некоторыми ключевыми проблемами. Во-первых, дизельные двигатели имеют сложную конструкцию с большим количеством деталей. Принцип работы такого двигателя основан на сжигании дизельного топлива в камере сгорания. Продукты горения возможно приводят к износу деталей двигателя, что требует более частого проведения технического обслуживания для поддержания его эффективной работы. Во-вторых, они выделяют в окружающую среду загрязняющие вещества, такие как COx и Nox. В-третьих, они имеют низкую эффективность преобразования энергии. Основной причиной этого является значительная потеря энергии топлива в процессе сжигания дизельного топлива в камере сгорания. В-четвертых, рост цен на дизельное топливо во Вьетнаме в период 2010-2024 гг. значительно увеличил расходы на эксплуатацию тяжёлых грузовиков.

Несмотря на то, что горно-транспортные оборудования с дизельными двигателями обеспечивают высокую экономическую эффективность за счет оптимизации производительности и минимизации времени простоя, будущее использование таких двигателей требует тщательного рассмотрения, чтобы снизить затраты на топливо и техническое обслуживание, а также уменьшить негативные воздействия на окружающую среду [22].

Рассмотрим транспортное оборудование для шахт. Как уже упоминалось выше, подземная добыча характеризуется ограниченным пространством и сложным маршрутом перемещения [105], а также неблагоприятными условиями

работы, такими как наличие токсичных, взрывоопасных газов и высокой коррозионной активностью воды [1]. Следовательно, горно-транспортное оборудование внутри шахт и рудников должно соответствовать высоким требованиям, в том числе:

- размеры машины (габаритная длина, высота и ширина) должны соответствовать ограниченному пространству подземных шахт, позволяя эффективно использовать доступное пространство и облегчает передвижение внутри шахт и рудников;

- в условиях повышенной влажности под землей, которая может привести к быстрой коррозии металлических оборудований, требуется высокая коррозионная стойкость за счет использования материалов с антикоррозийным покрытием и специальных сплавов, устойчивых к воздействию влаги и химических веществ;

- простота разборки оборудования на отдельные модули, позволяя быстро устранять неисправности и заменять поврежденные детали и обеспечивая бесперебойную работу в шахтных условиях. Это может привести к значительным экономическим ущербам.

В целях удовлетворения вышеуказанных специфических требований, в горнодобывающей промышленности Вьетнама широко применяются легкие электрические погрузчики, используемые для транспортировки полезных ископаемых и вспомогательных материалов.

В наиболее крупных подземных шахтах с целью повышения производительности перевозок также могут использоваться более мощные шахтные электровозы (рисунок 1.4), такие как:

- электрические погрузчики с АКБ: Toro LH514BE и Cat R1700 XE;
- шахтные электровозы: AM8Д и АРП8Т;
- специализированные транспортные средства.



а) Toro LH514BE



б) Cat R1700XE



в) AM8Д



д) AP18T

Рисунок 1.4 - Горно-транспортные оборудования  
в закрытой угледобывающей отрасли Вьетнама [79]

Электрический погрузчик Toro LH514BE оснащен мощным электродвигателем для повышения эффективности применения и производительности. Отличительной особенностью Toro LH514BE по сравнению с традиционными машинами является наличие аккумуляторной батареи (АКБ), что позволяет погрузчику самостоятельно перемещаться в необходимые рабочие зоны или возвращаться в зону обслуживания без помощи других транспортных средств внутри шахт и рудников.

Погрузчик Cat R1700XE также предназначен для перемещения горных пород. Мощный электродвигатель позволяет погрузчику работать с высокой прочностью и экономичностью. Погрузчик Cat R1700XE также оснащен аккумуляторной батареей, что позволяет машине самостоятельно перемещаться. Основные технические характеристики данного оборудования обобщены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 - Технические характеристики горно-транспортных оборудований в закрытой угледобывающей отрасли Вьетнама [74]

Параметр	Название оборудования			
	Toro LH514BE	Cat R1700 XE	AM8Д – 900	АРП8Т
Тип оборудования	электрическая	электрическая	электрическая	электрическая
Грузоподъемность, т	14	15	-	-
Сила тяги, кН	-	-	12.1–12.2	12.2±1.22
Снаряженная масса, т	39.5	48	8050/8700	8700/8000±160
Максимальная скорость, км/ч	21.1	32.5	5.7 – 6.8	10-14
Температура работы, °С	0 +40	-25 +50	-10 +50	-10 +50
Мощность электродвигателя, кВт	320	226	26	26

Шахтные электровозы AM8Д и АРП8Т предназначены для перевозки грузовых и пассажирских составов вагонеток внутри шахт и рудников. Электровозы AM8Д и АРП8Т имеют наружную раму, две кабины и подвеску на цилиндрических пружинах, обеспечивающую равномерное распределение массы и поглощение ударов. Кабина электровозов оснащена средствами управления и буферно-цепными устройствами с амортизаторами для работы с вагонетками.

Главным элементом в электровозах AM8Д и АРП8Т является автоматизированный электропривод, который состоит из электродвигателя закрытого типа и передоточного устройства (двухступенчатый редуктор). Тормозная система и электрооборудование размещены в средней части рамы электровозов, обеспечивая надежную эксплуатацию в сложных условиях внутри шахт и рудников [169].

В условиях шахт и рудников обеспечение безопасности при обслуживании и транспортировке является важным фактором производственного процесса. Для крупных шахт и горных предприятий

требуется применение электрических оборудований с дневным пробегом 65-70 км. Следовательно, внедрение электрического горнодобывающего и транспортного оборудования становится первоочередной задачей.

В настоящее время существует два типа электрических оборудований:

- электрические оборудования с питанием АКБ (BEV);
- электрические оборудования на топливных элементах (FCV).

Во Вьетнаме компания «VinFast» активно развивает технологии электрического транспорта с питанием аккумуляторной батареи и инфраструктуру для их эксплуатации, включая сеть зарядных станций. Эти усилия могут помочь ускорить исследования в области электромобилей для горнодобывающей промышленности, снижая производственные затраты.

Можно отметить, что благодаря преимуществам, как экологическая чистота, высокая энергетическая эффективность, экономичность в эксплуатации и возможность интеграции с современными технологиями, электрические горно-транспортные оборудования стали неотъемлемой частью производственного процесса в закрытой угледобывающей промышленности Вьетнама. Следовательно, модернизация электрических оборудований играет важную роль в снижении затрат, увеличении производительности и развитии этой отрасли. Главным элементом электрических горно-транспортных оборудований является их система движения, которая состоит из АЭП.

### **1.3 Структура автоматизированного асинхронного электропривода**

В конце XX века автоматизированный электропривод стал важным фактором технологического процесса как и в мире [16, 162, 166], так и во Вьетнаме. В угледобывающей отрасли Вьетнама электроприводы являются незаменимой частью системы движения различных оборудований, потребляя более 60 % всей энергии. Следовательно, необходима разработка и внедрение автоматизированных систем электропривода, направленных на снижение

энергозатрат в технологических процессах за счет повышения их энергоэффективности преобразования [50, 51, 163].

Современные электроприводы различаются по роду используемого тока, типу исполнительного механизма и управления, характеру движения или количеству электроприводов [26, 175]. В горных процессах с использованием нескольких взаимосвязанных электроприводов электроприводы могут управляться раздельно или с помощью общей системы управления – технологическая система управления (далее - ТСУ) [72, 73]. ТСУ обеспечивает распределение общей электроэнергии, не прерывая производственный процесс и формируя электромеханические комплексы и системы. Электромеханические комплексы и системы с ТСУ могут работать в длительном режиме с высокой точностью и способностью быстро устранить ошибки, которые могут возникать в процессе эксплуатации [27, 28, 29]. Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором являются наиболее распространёнными в качестве приводных [17, 18]. Современные асинхронные электроприводы реализуются на основе силовой полупроводниковой техники и микропроцессорного управления [59], позволяя управлять параметрами привода в широком диапазоне с высокой точностью [147]. Асинхронные двигатели могут работать не только в двигательном, но и в генераторном режиме. При работе в двигательном режиме асинхронные двигатели преобразует электрическую энергию, подаваемую на обмотки статора, в механическую [42, 45, 64].

В генераторном режиме под действием внешней потенциальной энергии груза, ротор асинхронного двигателя начинает вращаться быстрее, чем скорость изменения магнитного поля статора. Это приводит к преобразованию механической энергии в электрическую, которая начинает поступать в обратном направлении – от АД к источнику энергии. Если источником энергии является батарея, то этот процесс называется рекуперативным торможением. Рекуперативное торможение позволяет эффективно использовать энергию,

которая обычно терялась бы в виде тепла при обычном торможении, увеличивая дальность хода.

В нерегулируемых электроприводах асинхронные двигатели подключаются напрямую к электросети, что ограничивает возможности управления лишь включением, выключением, реверсом и электрическим торможением, без изменения других параметров работы. В регулируемых электроприводах асинхронные двигатели подключаются к электросети через полупроводниковые преобразователи [53, 57, 63], которые обеспечивают возможность плавного регулирования, что способствует повышению энергоэффективности системы и снижению излишних энергетических потерь, а также повышению надежности и долговечности электроприводов [35, 36].

Рассмотрим системы электродвижения карьерного самосвала «БелАЗ 75131» с двумя ведущими колесами – рисунок 1.5.

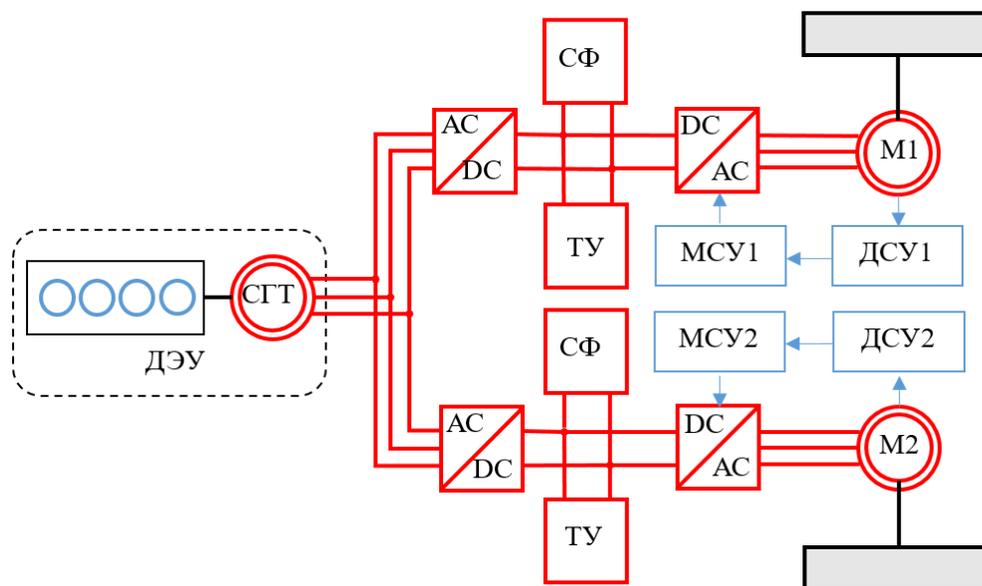


Рисунок 1.5 - Схема системы электродвижения карьерного самосвала «БелАЗ 75131» с двумя ведущими колесами [80]

На карьерном самосвале «БелАЗ 75131» грузоподъемностью 130 т устанавливается система электродвижения с двумя тяговыми колесами, в состав которой входят следующие элементы [98]:

- один синхронный тяговый генератор СГТ-1000 мощностью 1000 кВт;
- два двенадцатипульсных выпрямителя;
- два двухуровневых автономных инвертора.
- два тяговых асинхронных двигателя ТЭД-6 общей мощностью 1194 кВт;

Двухуровневый автономный инвертор напряжения в современных автоматизированных асинхронных электроприводах карьерного самосвала «БелАЗ 75131» играет важную роль в обеспечении эффективного регулирования работы системы. Этот инвертор преобразует постоянное напряжение в переменное, что позволяет точно контролировать скорость и момент вращения электродвигателя.

На основе системы электродвижения карьерного самосвала «БелАЗ 75131» с двумя ведущими колесами разработана система электродвижения горнотранспортных оборудований [80], питающаяся от аккумуляторной батареи (рисунок 1.6).

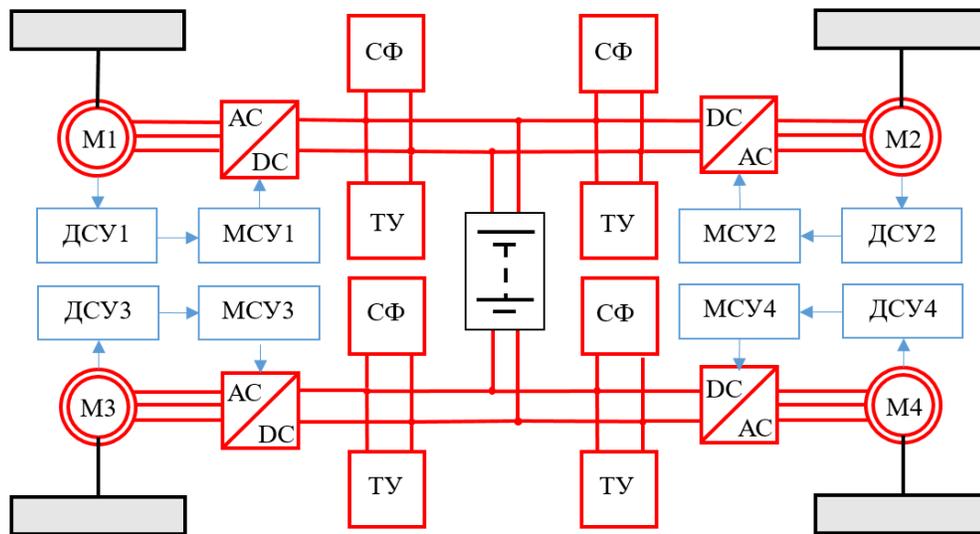


Рисунок 1.6 - Система электродвижения горно-транспортного оборудования [80]

Автономный инвертор напряжения является ключевым элементом в составе АЭП, обеспечивая его высокую гибкость, энергоэффективность и надежность в разных технологических процессах [61, 62, 88]. Благодаря

применению полупроводниковых технологий и интеллектуальных алгоритмов [180-183], автономные инверторы могут значительно снижать энергопотребление и минимизировать потери при работе системы [58, 59, 60].

Несмотря на широкий спектр исследований, направленных на развитие электроприводов [10-14, 66-68, 134-136], в современной научной литературе недостаточно подробно рассмотрены вопросы совершенствования и модернизации СПУ моментом на базе ТИСФНТ в АЭП. Одной из главных задач в этом направлении является улучшение динамических и энергетических характеристик за счет разработки эффективных алгоритмов МСУ и ДСУ.

#### **1.4 Трехуровневый инвертор с фиксированной нейтральной точкой в преобразователях частоты автоматизированного асинхронного электропривода**

Преобразователь частоты с трехуровневым автономным инвертором состоит из следующих основных частей: звена постоянного тока (далее - ЗПТ), содержащего неуправляемый выпрямитель с фильтром (рисунок 1.7) либо управляемый (активным) выпрямитель (рисунок 1.8); мостового трехфазного инвертора, выполненного на MOSFET [138, 148] или IGBT-приборах [129]. Выпрямитель осуществляет преобразование трехфазного переменного напряжения сети питания в напряжение постоянной амплитуды [52]. Инвертор посредством ШИМ управления ключами инвертора (транзисторны) преобразует постоянное напряжение в переменное с регулируемой частотой ( $f_i$ ) и амплитудой ( $U_i$ ). Через цепь постоянного тока передается активная мощность из сети к приводному двигателю для выполнения технологических задач [90, 91].

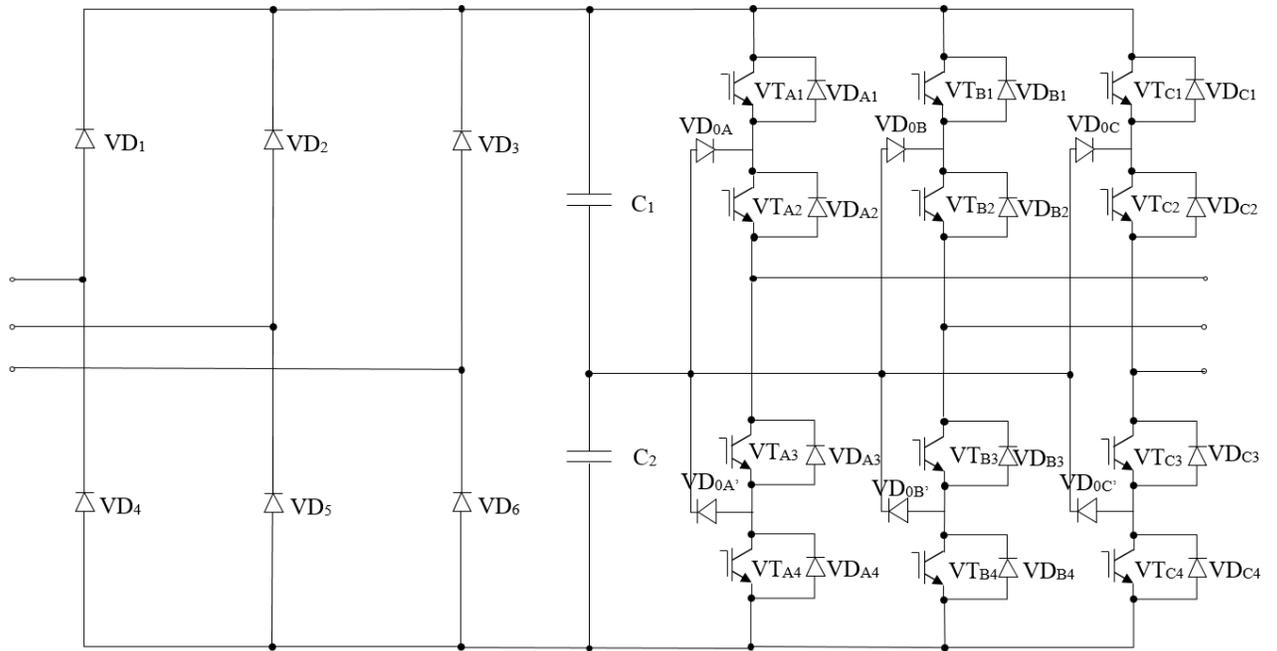


Рисунок 1.7 - Схема преобразователя частоты с трехуровневым автономным инвертором и шестипульсным (пассивным) выпрямителем (составлено автором)

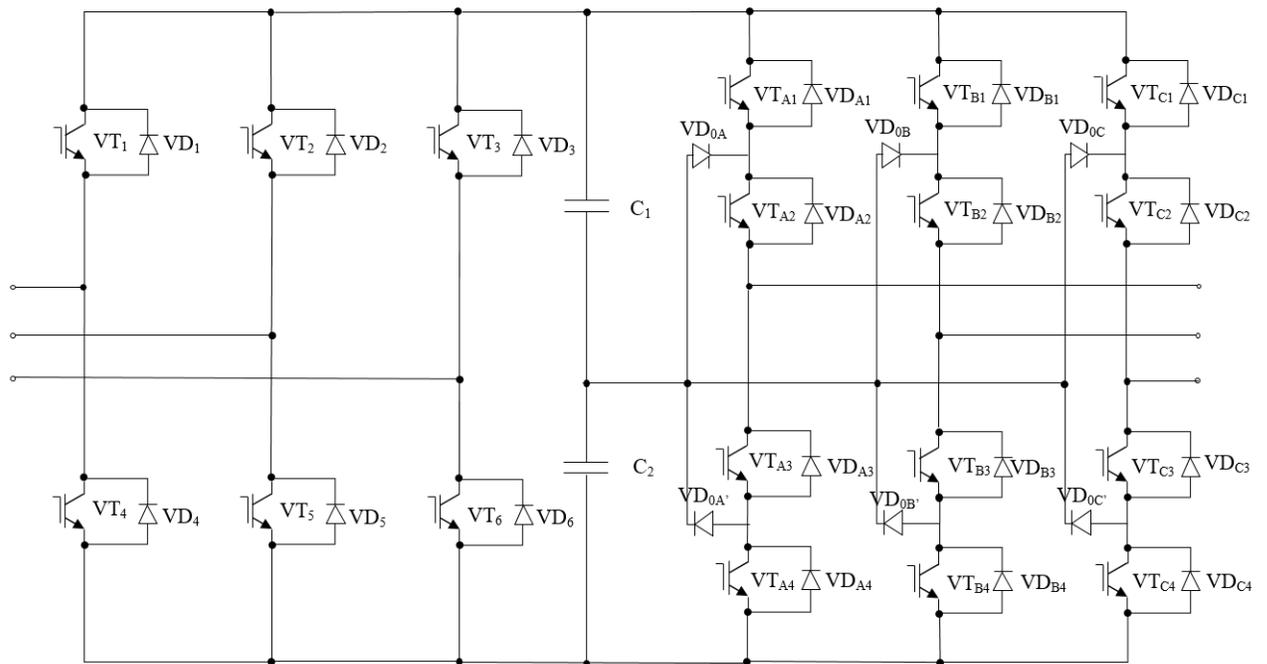


Рисунок 1.8 - Схема преобразователя частоты с трехуровневым автономным инвертором и трехуровневым (активным) выпрямителем (составлено автором)

Схема подключения ТИСФНТ (рисунок 1.9) состоит из нескольких основных элементов, которые взаимодействуют для преобразования энергии и её эффективного использования в нагрузке [99].

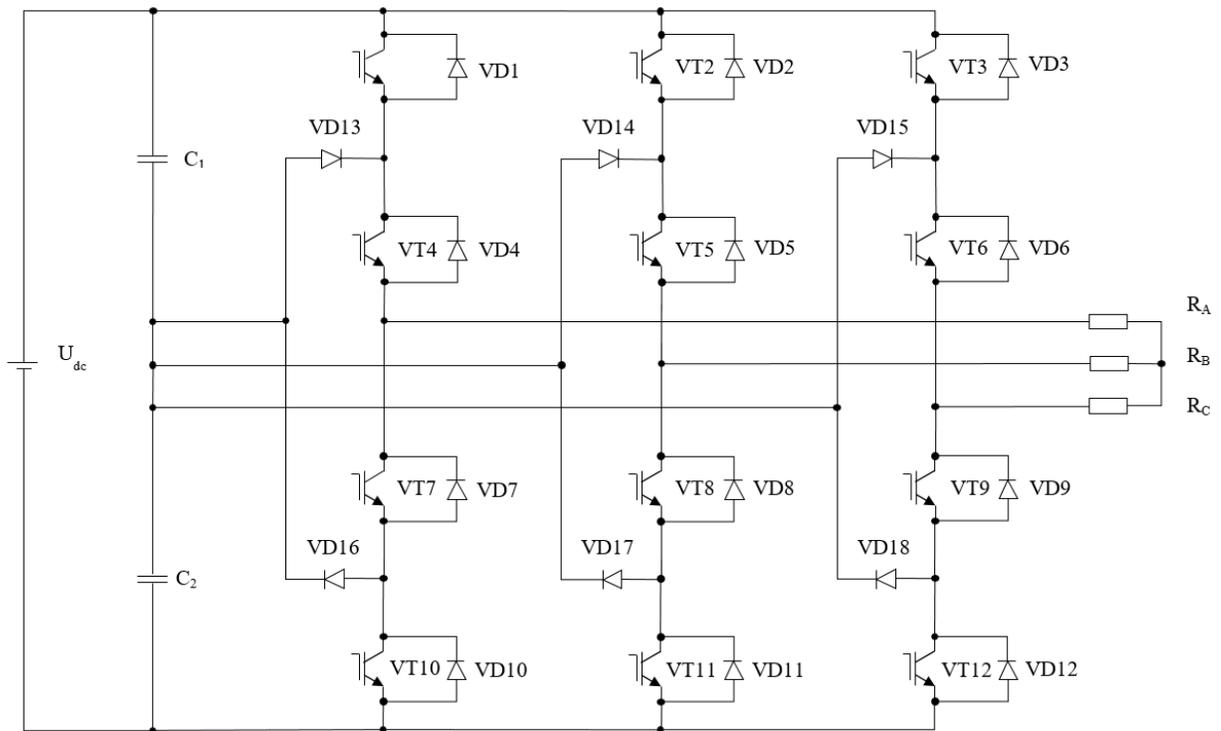


Рисунок 1.9 - Схема подключения трехуровневого инвертора с источником постоянного тока (составлено автором)

В состав схемы подключения входят следующие ключевые компоненты:

- источник постоянного напряжения ( $U_{dc}$ ): Это, как правило, аккумуляторная батарея, которая служит для подачи постоянного напряжения в систему. Аккумулятор обеспечивает хранение энергии, которая затем используется для питания инвертора [154].

- конденсаторы (C): На входе инвертора устанавливаются два конденсатора, которые помогают сгладить колебания выходного напряжения аккумуляторной батареи и обеспечивает три уровня напряжения инвертора.

- ТИСФНТ выполняет ключевую роль – преобразует постоянное напряжение, поступающее от источника, в переменное напряжение. Этот инвертор использует три уровня напряжения для создания более стабильного и

качественного выходного напряжения с повышением эффективности преобразования энергии и снижения гармонических искажений.

– нагрузка: Электрическое устройство, которое требует управляемого переменного напряжения и частоты.

В схеме преобразователя частоты с трехуровневыми автономными инверторами, помимо силовых ключей, могут оснащаться драйверами, датчиками температуры, датчиками напряжения, датчиками тока, защитами, элементами систем охлаждения, устройствами механического соединения и другими элементами монтажа и эксплуатации [145]. Для математического описания ТИСФНТ примем следующие допущения математической модели [20]:

–  $T_{\text{вкл}}$  (с) время включения транзисторов равно нулю (формула 1.1):

$$T_{\text{вкл}} = 0 (с); \quad (1.1)$$

–  $T_{\text{выкл}}$  (с) р время выключения транзисторов равно нулю (формула 1.2):

$$T_{\text{выкл}} = 0 (с); \quad (1.2)$$

–  $R_{\text{вкл}}$  (Ом) сопротивление транзисторов во включенном состоянии равно нулю (формула 1.3):

$$R_{\text{вкл}} = 0 (Ом); \quad (1.3)$$

–  $R_{\text{выкл}}$  (Ом) сопротивление транзисторов в выключенном состоянии равно бесконечности (формула 1.4):

$$R_{\text{выкл}} \rightarrow \infty (Ом); \quad (1.4)$$

–  $\Delta P_{\text{транз}}$  (Вт) потери в транзисторах отсутствуют (формула 1.5):

$$\Delta P_{\text{транз}} = 0 (Вт); \quad (1.5)$$

С учетом описанных преобразований и принятых допущений можно составить схему замещения автономного инвертора рисунок 1.10.

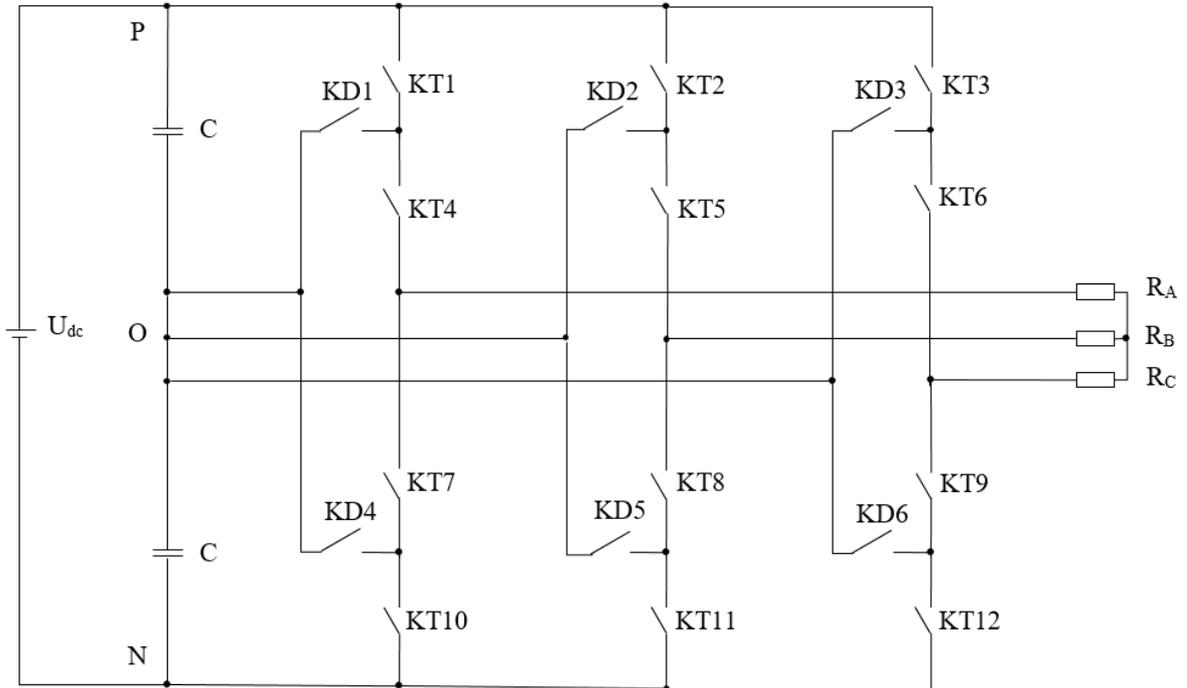


Рисунок 1.10 - Схема замещения трехуровневого инвертора  
(составлено автором)

Состояние транзистора ( $S_{транз}$ ) определяется двумя значениями 0 и 1:

–  $S_{транз}$  в замкнутом состоянии транзистора (формула 1.6):

$$S_{транз} = 1 \quad (1.6)$$

–  $S_{транз}$  в разомкнутом состоянии транзистора (формула 1.7):

$$S_{транз} = 0 \quad (1.7)$$

Коммутационные функции принимают следующие значения:

– при подключении выходной фазы к плюсу (формула 1.8):

$$S_{A1} = 1, \text{ если } \begin{cases} S_{A1} = 1 \\ S_{A3} = 0 \end{cases}; S_{A2} = 1, \text{ если } \begin{cases} S_{A2} = 1 \\ S_{A4} = 0 \end{cases} \quad (1.8)$$

– при подключении выходной фазы к минусу (формула 1.9):

$$S_{A1} = 0, \text{ если } \begin{cases} S_{A1} = 0 \\ S_{A3} = 1 \end{cases}; S_{A2} = 0, \text{ если } \begin{cases} S_{A2} = 0 \\ S_{A4} = 1 \end{cases} \quad (1.9)$$

где:  $S_{A1}; S_{A2}; S_{A3}; S_{A4}$  - коммутационные функции стойки А.

При выборе схем подключения нагрузки к источнику постоянного напряжения с использованием инвертора необходимо учитывать несколько ключевых ограничений, которые могут быть следующими:

- в любой момент времени два транзистора находятся в состоянии включения и два в выключенном состоянии. Это необходимо для правильного формирования выходного напряжения инвертора, а также для предотвращения короткого замыкания или перегрева транзисторов (таблица 1.3);

- формирование выходных напряжений должно происходить по периодическому закону;

- изменение выходного напряжения инвертора за счет переключения транзисторов.

Таблица 1.3 - Возможные состояния переключения строек инвертора [176]

Состояние	Sx1	Sx2	Sx3	Sx4
P	1	1	0	0
O	0	1	1	0
N	0	0	1	1

Пояснение: N, P, N. Состояние стойки инвертора;  $x=\{A; B; C\}$ .

Возможные состояния выходных напряжений ТИСФНТ:

– нулевой уровень:	V0	000	V7	PPP	V26	NNN
– первый уровень	V1	POO	V2	PPO	V3	OPO
напряжения:	V4	OPP	V5	OOP	V6	POP
	V8	ONN	V9	OON	V10	NON
	V11	NOO	V12	NNO	V13	ONO
– второй уровень	V14	PNN	V15	PPN	V16	NPN
напряжения:	V17	NPP	V18	NNP	V19	PNP
– третий уровень	V20	PON	V21	PNO	V22	ONP
напряжения:	V23	NOP	V24	NPO	V25	OPN

В анодной и катодной группах автономного инвертора устанавливаются два последовательно соединенных конденсатора. Входное напряжение инвертора имеет точку с нулевым потенциалом (рисунок 1.11).

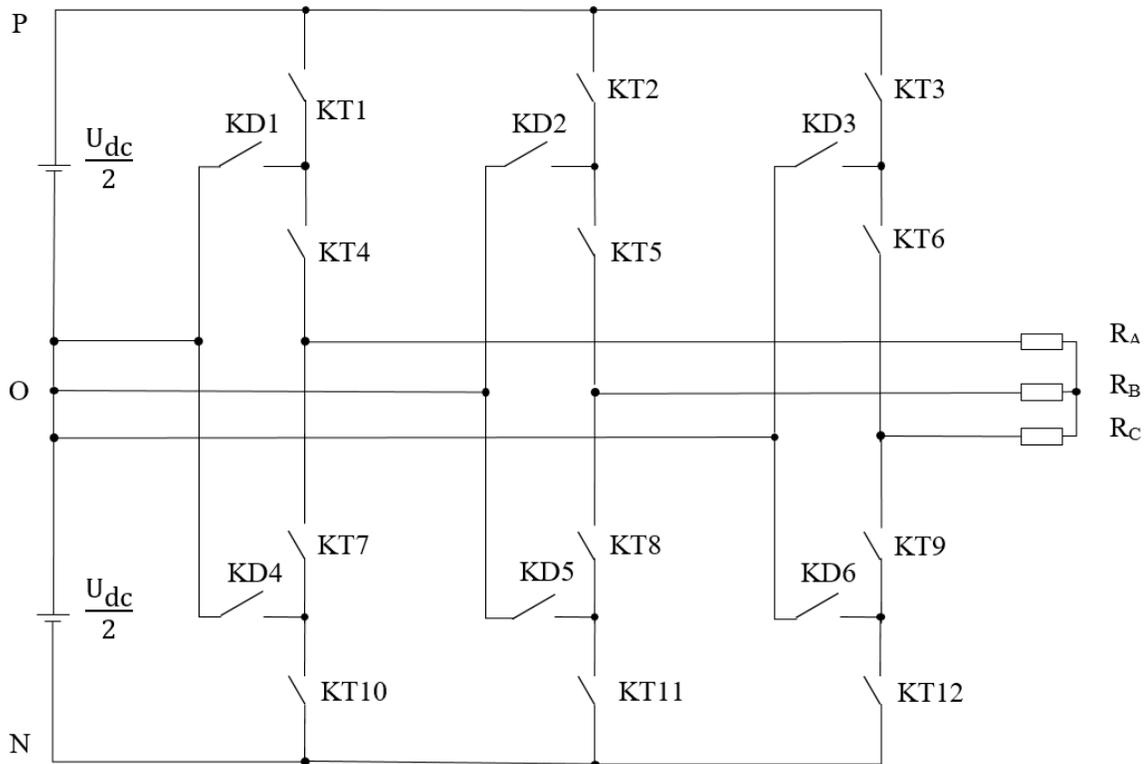


Рисунок 1.11 - Эквивалентная схема трехуровневого инвертора  
(составлено автором)

С учетом изложенного допущения уравнения математической модели трехуровневого инвертора можно представить следующим образом [75]:

–  $U_{1A}$  (В) напряжение в стойке А определяется (формула 1.10):

$$U_{1A} = U_{PO} S_{A1} S_{A2} - U_{ON} S_{A3} S_{A4} \quad (1.10)$$

–  $U_{1B}$  (В) напряжение в стойке В определяется (формула 1.11):

$$U_{1B} = U_{PO} S_{B1} S_{B2} - U_{ON} S_{B3} S_{B4} \quad (1.11)$$

–  $U_{1C}$  (В) напряжение стойки С определяется (формула 1.12):

$$U_{1C} = U_{PO} S_{C1} S_{C2} - U_{ON} S_{C3} S_{C4} \quad (1.12)$$

где:  $S_{C1}; S_{C2}; S_{C3}; S_{C4}$  - коммутационные функции стойки С.

$U_{PO}, U_{ON}$ : постоянные напряжения на анодной и катодной группах транзисторов определяются (формула 1.13):

$$U_{PO} = U_{ON} = \frac{1}{2} U_{dc}. \quad (1.13)$$

где:  $U_{dc}$  - входное напряжение инвертора (В).

Таким образом,  $U_A$  (В) фазное напряжение А трехуровневого автономного инвертора определяется (формула 1.14):

$$U_A = \frac{1}{3} (+2U_{1A} - U_{1B} - U_{1C}) \quad (1.14)$$

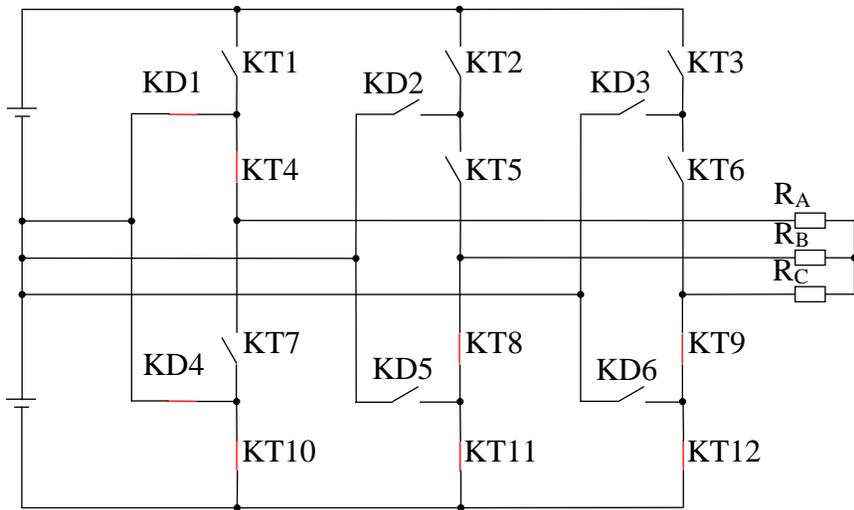
$-U_B$  (В) фазное напряжение В трехуровневого автономного инвертора определяется (формула 1.15):

$$U_B = \frac{1}{3} (-U_{1A} + 2U_{1B} - U_{1C}) \quad (1.15)$$

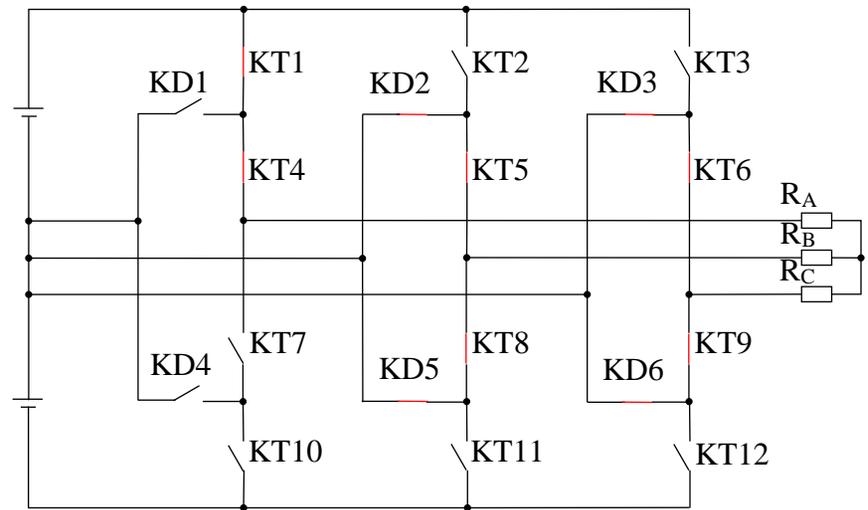
$-U_C$  (В) фазное напряжение С трехуровневого автономного инвертора определяется (формула 1.16):

$$U_C = \frac{1}{3} (-U_{1A} - U_{1B} + 2U_{1C}) \quad (1.16)$$

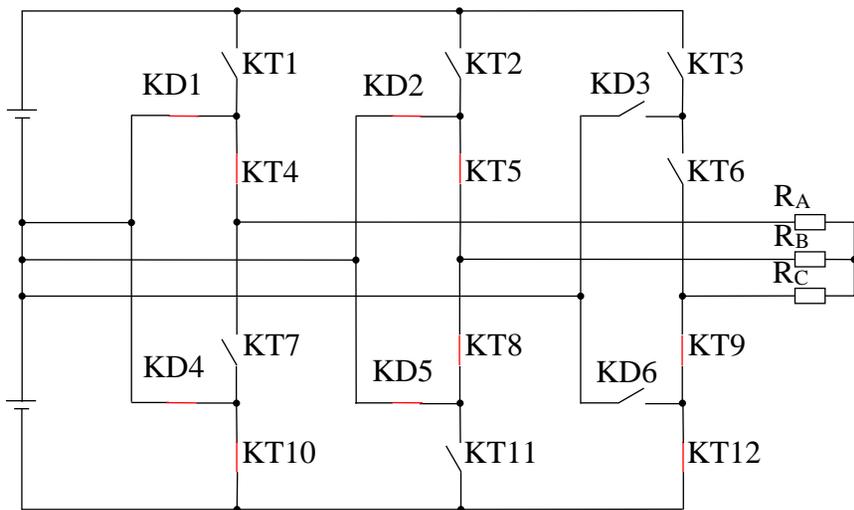
Процесс формирования первого, второго и третьего уровней напряжения представлен на рисунках 1.12, 1.13 и 1.14 соответственно. Годограф выходных линейных напряжений ТИСФНТ в системе ( $\alpha$ - $\beta$ ) представлены на рисунке 1.15, включая первый уровень напряжения; второй уровень напряжения; третий уровень напряжения; и годограф ТИСФНТ. Фазные напряжения и линейные напряжения трехуровневого инвертора представлены на рисунке 1.16.



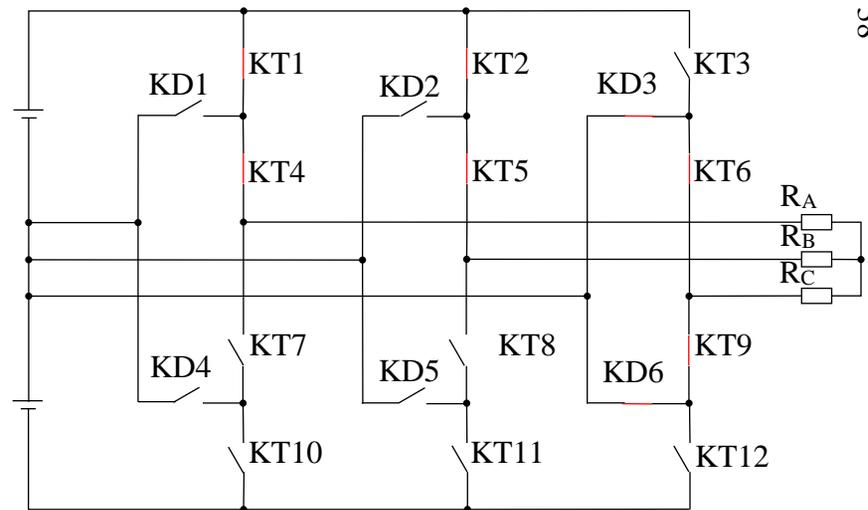
a) ONN



б) POO

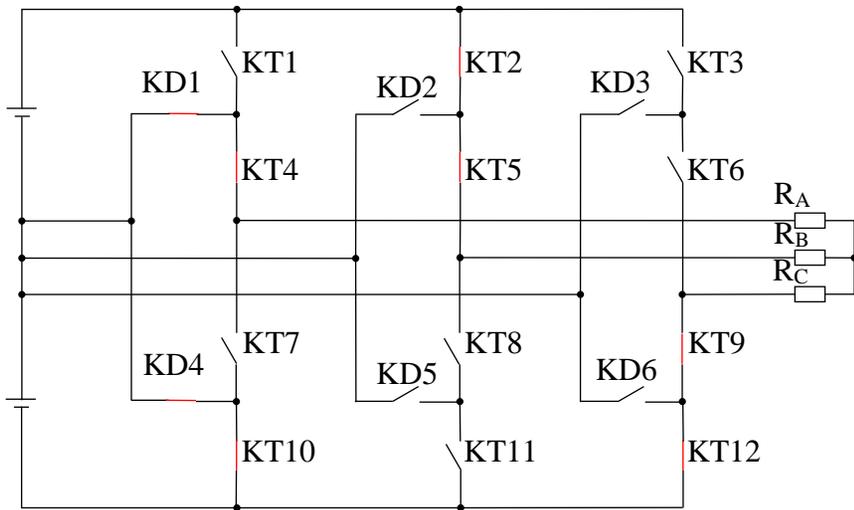


в) OON

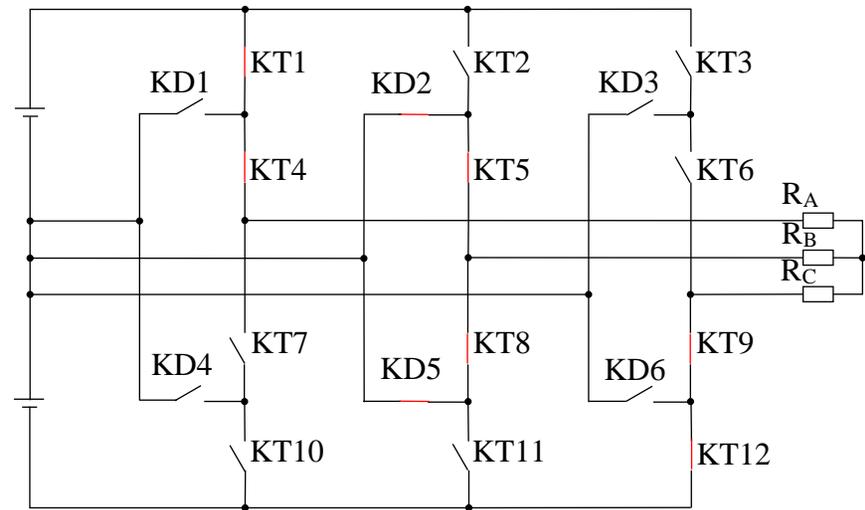


г) PPO

Рисунок 1.12 - Формирование первого уровня напряжения (составлено автором)



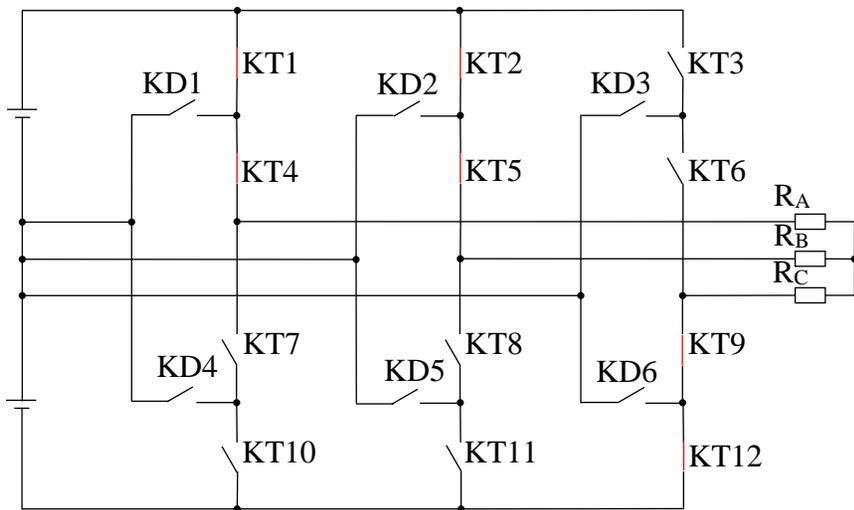
а) OPN



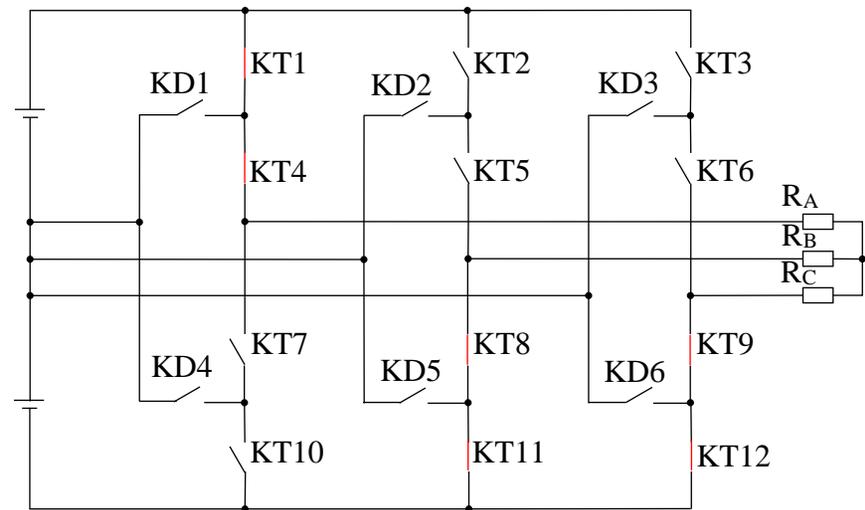
б) PON

Рисунок 1.13 - Формирование второго уровня напряжения (составлено автором)

39

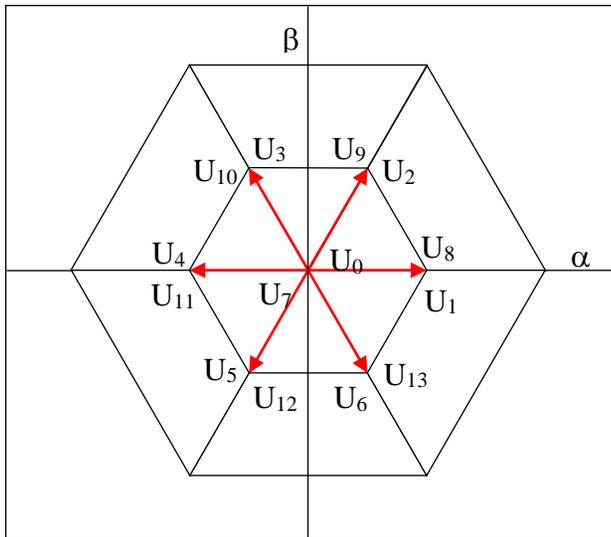


а) PPN

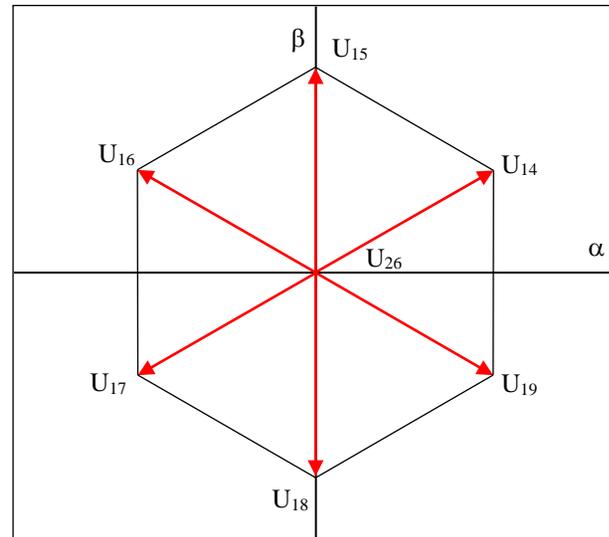


б) PNN

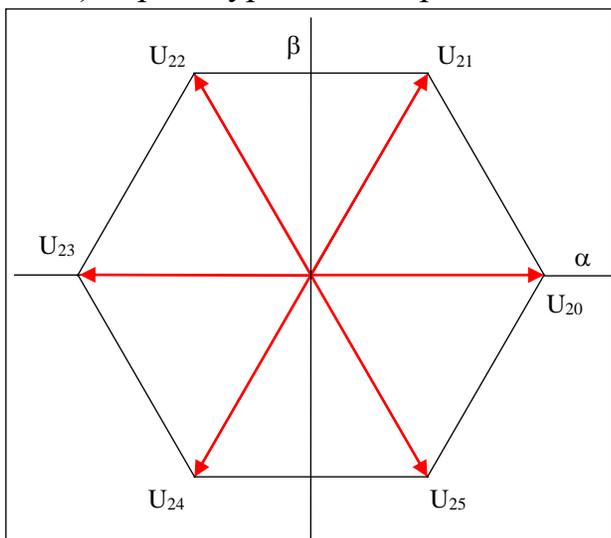
Рисунок 1.14 - Формирование третьего уровня напряжения (составлено автором)



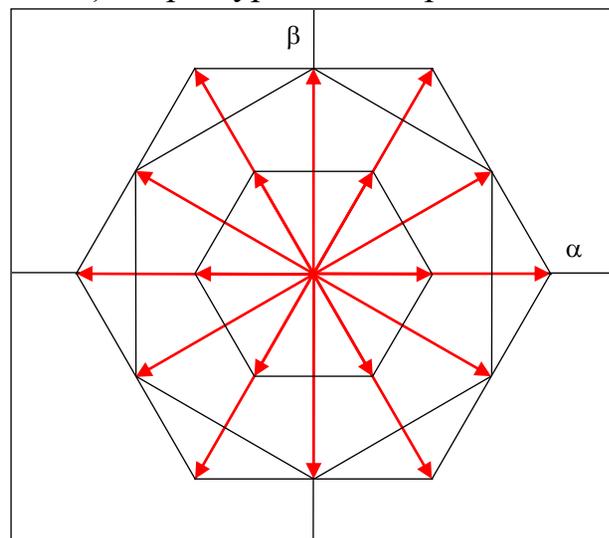
а) первый уровень напряжения



б) второй уровень напряжения

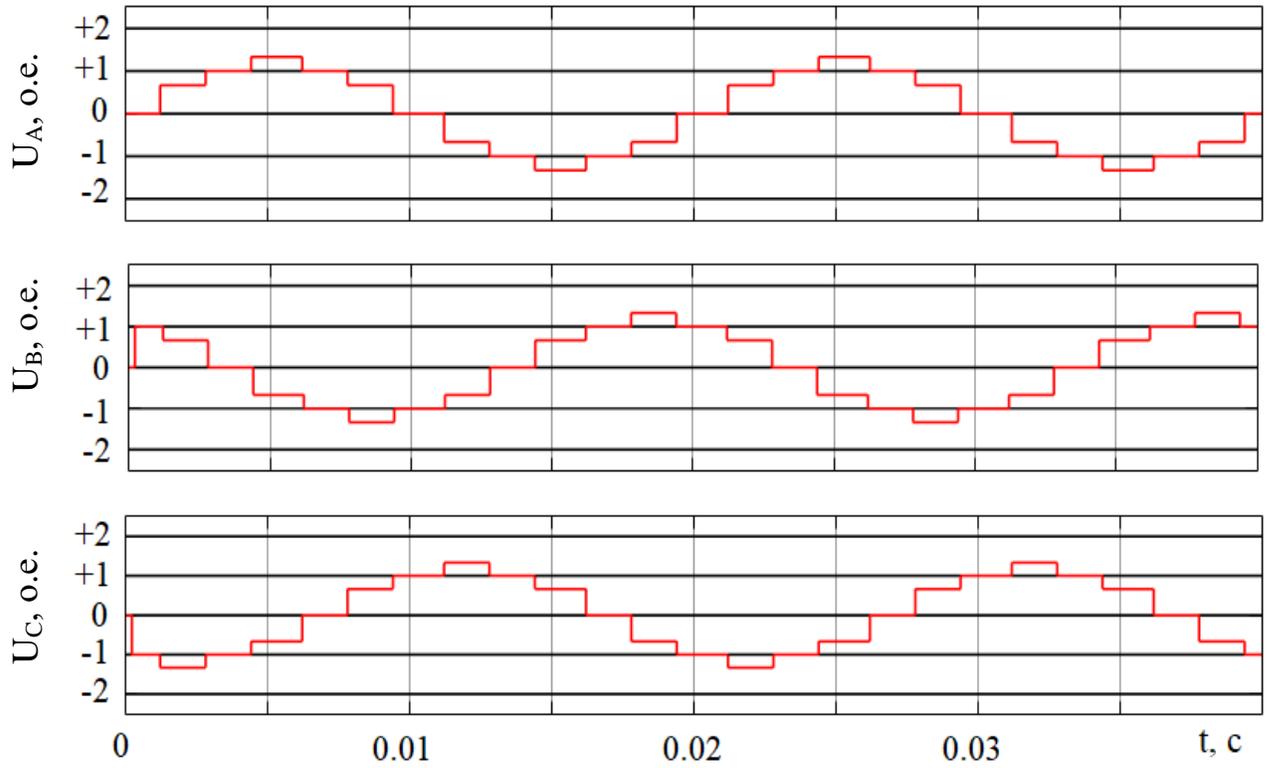


в) третий уровень напряжения

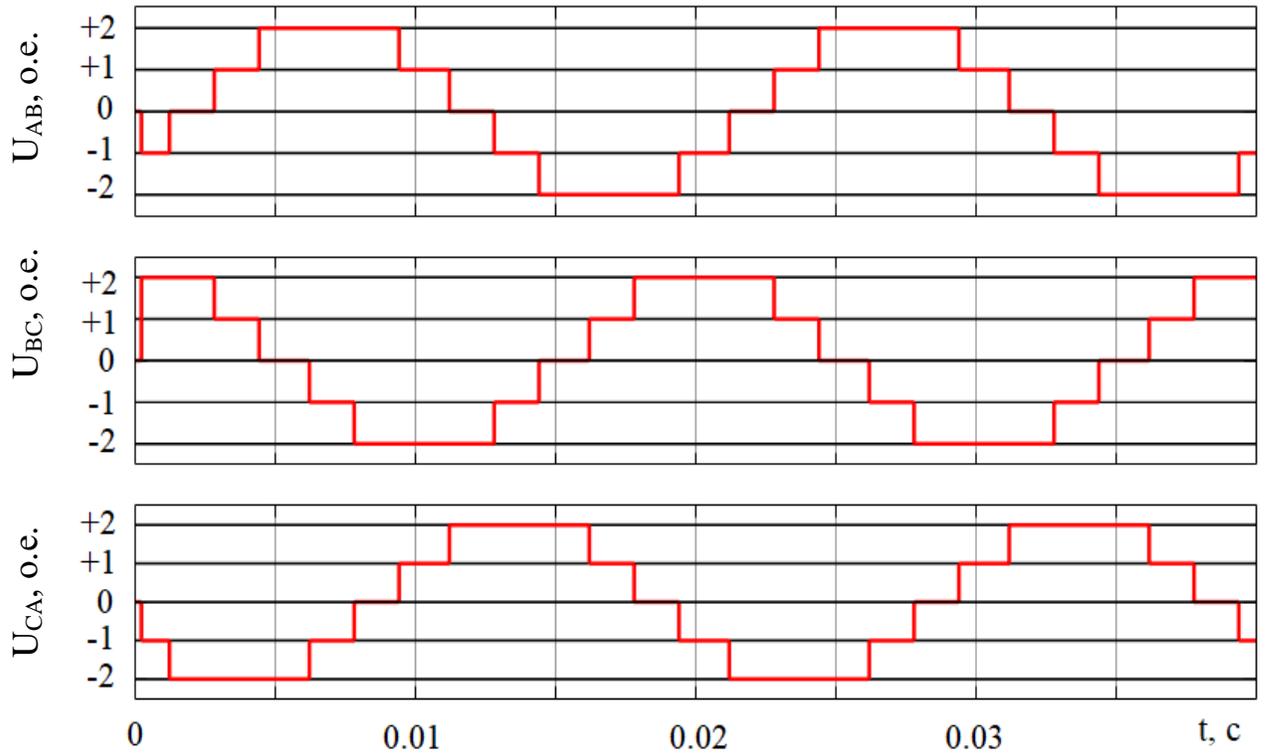


г) Годогфар

Рисунок 1.15 - Выходные линейные напряжения инвертора ( $\alpha$ - $\beta$ ) (составлено автором)



а) Фазные напряжения



а) Линейные напряжения

Рисунок 1.16 - Выходные напряжения трехуровневого инвертора

(составлено автором)

## 1.5 Энергосбережение автоматизированного асинхронного электропривода и проблемы электромагнитной совместимости

Энергосбережение включает в себя методы, направленные на снижение потребления электроэнергии [4, 15, 21, 188], что способствует повышению эффективности ее использования [7, 30, 179]. В автоматизированных электроприводах России и Вьетнама, уровень энергосбережения определяется качеством электроэнергии, подаваемой от источника, и оценивается следующими показателями [39, 40]:

- отклонением напряжения от номинального значения на зажимах электродвигателей в условиях нормального пуска и управления должны находиться в пределах 10 %. В послеаварийных режимах допускается дополнительное снижение напряжения не более чем на 5 %.

- допустимым отклонением частоты, представляющим собой разницу между текущим и номинальным значением при медленном изменении, которое не должно превышать  $\pm 0,1$  Гц;

- колебанием частоты, характеризующим ее быстрые изменения, которое ограничивается значением 0,2 Гц сверх допустимого отклонения. Указанные нормативы применимы к номинальному режиму работы системы АЭП и не распространяются на послеаварийный период.

Характеристики несимметрии напряжений номинальной частоты и несинусоидальности формы кривой напряжения [15, 21]:

- несимметрия напряжения  $E$  (%) определяется как процентное соотношение напряжения обратной последовательности  $U_{обр}$  (В) к номинальному напряжению сети  $U_{ном}$  (В), что выражается коэффициентом несимметрии (формула 1.17):

$$E = \frac{U_{обр}}{U_{ном}} (\%) \quad (1.17)$$

– на зажимах асинхронных двигателей допустимый уровень несимметрии может быть превышен, если нагрев двигателя, учитывающий влияние отклонений напряжения прямой последовательности и высших гармоник при заданном коэффициенте нагрузки, не выходит за установленные пределы.

Несинусоидальность напряжения определяется величиной коэффициента несинусоидальности  $THD_U$  (%) (формула 1.18):

$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_i^{\infty} U_i}}{U_{ном}} \cdot 100 \text{ (\%)} \quad (1.18)$$

где  $U_i$ : действующее значение напряжения  $i$ -й гармоники, В;

$THD_U$ : коэффициента несинусоидальности, %;

$U_{ном}$ : номинальное значение напряжения, В.

Допустимое значение коэффициента несинусоидальности на выводах любого электроприемника составляет 5 %.

Однако для асинхронных двигателей допускается его превышение при условии, что нагрев двигателя, рассчитанный с учетом отклонений напряжения прямой последовательности и наличия напряжения обратной последовательности, остается в пределах, предусмотренных для нагрузки.

Кроме того, применение полупроводниковых приборов в преобразователях частоты, устанавливаемых между питающей сетью и асинхронного двигателя с целью его управления и регулирования, может существенно повлиять на показатели качества электроэнергии питающей сети [109, 110].

Преобразователи частоты представляют собой системы дискретного управления параметрами электроэнергии, подаваемой на асинхронный электродвигатель [89, 103, 104]. В результате этого, двигатель получает несинусоидальное периодическое напряжение, содержащее основные и высшие гармонические составляющие [111]. Это может привести к значительному

увеличению коэффициента несинусоидальности, росту реактивной мощности и возникновению необходимости решения задач электромагнитной совместимости электроприводов с питающей сетью. Степень влияния таких недостатков определяется мощностью источника питания, типом регулируемого привода и преобразователя частоты [19, 24], а также алгоритмом их управления и другими факторами [106]. В дальнейшем будут рассмотрены вопросы электромагнитной совместимости асинхронного электропривода, а также меры, направленные на минимизацию возникающих проблем.

Электромагнитная совместимость (далее - ЭМС) асинхронного электропривода – это его способность сохранять стабильность характеристик под воздействием электромагнитных факторов в заданных условиях работы [96, 97, 144]. Проблемы ЭМС особенно актуальны для асинхронных приводов, работающих с преобразователями частоты с ШИМ, поскольку они являются источником электромагнитных помех [92, 93, 94]. Инверторы напряжения, работающие на ШИМ, создают высокочастотные гармоники и могут передаваться по силовым кабелям и вызывать помехи в асинхронных двигателях [99]. Дополнительно высокочастотные гармоники негативно влияют на чувствительные элементы двигательной системы управления (датчики), что приводит к снижению его точности управления.

Для снижения негативных влияний высокочастотных гармоник возможно повысить частоту ШИМ [129, 138]. В этом случае электропривод может вызвать перенапряжение и увеличить напряжение на обмотках асинхронного двигателя. В результате асинхронные двигатели могут привести к повреждению изоляции обмоток и даже привести к выходу двигателя из строя.

Механические и электрические вибрации в асинхронном двигателе могут создавать высокочастотные гармоники, которые передаются обратно на инвертор напряжения, снижая его производительность и надежность [140-142].

Помимо высокочастотных гармоник, в некоторых случаях могут возникать низкочастотные помехи, возникающие из-за нелинейной нагрузки, что также оказывает влияние на стабильность работы АЭП в системе электродвижения горнотранспортного оборудования во Вьетнаме [143, 185].

Методы минимизации проблем электромагнитной совместимости играют ключевую роль в обеспечении нормальной работы автоматизированных электроприводов и других электрических систем [95, 107, 108]. Один из самых эффективных способов минимизации ЭМП – использование различных типов фильтров:

- LC-фильтры (индуктивно-конденсаторные), которые устанавливаются в цепи питания и помогают снижать высокочастотные гармоники и шумы, генерирующиеся инвертором напряжения [170-172];

- резонансные фильтры, которые применяются для устранения определённых частотных помех [167, 168];

- фильтры на входе и выходе инвертора напряжения для ограничения распространения помех в сеть и из инвертора на асинхронный двигатель [119];

- применение активных фильтров или корректирующих устройств, которые динамически регулируют поток энергии, подавляя помехи в реальном времени [115, 117, 132, 152].

При работе с ШИМ инвертор напряжения может возникать высокочастотные гармоники, которые становятся источником электромагнитных помех [116, 122]. Один из методов минимизации этих помех заключается в регулировке частоты коммутации, что позволяет снизить уровень излучаемых гармоник и улучшить электромагнитную совместимость системы [160]. Однако этот подход требует внимательного учета тепловых потерь и возможного перегрева транзисторов, что может негативно сказаться на их долговечности и надежности [137, 164].

В качестве альтернативы использование оптимизированных методов модуляции, таких как многоканальная модуляция или модуляция с подмешиванием, может существенно снизить уровень гармонических искажений, создаваемых инвертором [124, 181]. Эти методы позволяют более эффективно распределять спектр частот, уменьшать пиковые значения гармоники, что способствует уменьшению электромагнитных помех и повышению общей эффективности работы системы [153].

Анализ структуры автоматического асинхронного электропривода и вопросов электромагнитной совместимости показал, что инвертор является ключевым элементом для повышения совместимости цепи и стабильности системы электротехнических комплексов и систем [182].

## **1.6 Выводы по Главе 1**

Горнодобывающая отрасль Вьетнама занимает важное место в обеспечении ресурсами национальной промышленности и способствует экономическому развитию страны, особенно в области общественного энергоснабжения. За счет таких преимуществ, как экологическая чистота и высокая энергоэффективность, электрическое горно-транспортное оборудование с питанием от аккумуляторной батареи стало ключевым элементом производственного процесса в промышленности Вьетнама.

В первой главе рассмотрены схема преобразователей частоты с трехуровневым автономным инвертором, ее схема замещения и подключения нагрузки к постоянному напряжению. Несмотря на значительное количество исследований, посвященных развитию электроприводов, в современной научной литературе недостаточно освещены вопросы совершенствования и модернизации системы прямого управления моментом, основанной на трехуровневом инверторе с фиксированной нейтральной точкой, применяемой в тяговых электроприводах. Ключевая задача в данном направлении состоит в

улучшении динамических и энергетических характеристик путем разработки и внедрения эффективных алгоритмов модуляции и управления двигательной системой.

Поставленная в диссертационной работе цель достигается посредством решения нижеуказанных задач:

1. Проведение анализа факторов, влияющих на динамические и энергетические характеристики электроприводов в системе электрожвигения горнотранспортного оборудования во Вьетнаме, с идентификацией факторов, оказывающих наиболее значительное влияние на их характеристики.

2. Исследование и разработка алгоритмов стохастической ШИМ с ограничением диапазона изменения частоты коммутации инвертора преобразователя частоты для минимизации негативного влияния на динамические и энергетические характеристики электроприводов, при этом не ухудшая их управляемость.

3. Анализ подходов к реализации систем прямого управления на базе ТИсФНТ, разработка нового алгоритма управления и исследование его влияния на характеристики асинхронного двигателя, включая высокочастотные пульсации момента, КПД АЭП и среднюю частоту коммутации инвертора.

4. Разработка структуры асинхронного электропривода в системе электродвижения горно-транспортного оборудования с применением разработанного алгоритма управления и исследование его работу с использованием методов имитационного моделирования.

Дальнейшие исследования должны быть сосредоточены на алгоритмах управления инвертором с целью снижения гармонических колебаний, улучшения электромагнитного взаимодействия и повышения общей эффективности системы.

## **ГЛАВА 2 АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ МОДУЛЯЦИОННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ**

Модуляционная система управления (далее - МСУ) является одним из наиболее распространенных методов управления асинхронными приводами и позволяет точно настраивать работу двигателя в зависимости от требований технологических задач [24, 25, 37, 56]. Принцип ее работы заключается в регулировании скорости и момента асинхронного двигателя с помощью изменения амплитуды или частоты подаваемого переменного напряжения [46, 47]. МСУ преобразователя частоты с трехуровневыми автономными инверторами можно классифицировать по характеру изменения частоты коммутации:

- МСУ с постоянной частотой коммутации инвертора (алгоритм синусоидальной ШИМ; алгоритм ШИМ с предмодуляцией; алгоритм пространственно-векторной ШИМ) – раздел 2.1.;

- МСУ с переменной частотой коммутации инвертора (ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора и стохастическая модуляция) – раздел 2.2.

Последовательность работы МСУ можно разделить на несколько этапов: (1) создание управляющего сигнала, (2) преобразование сигнала в переменное напряжение с помощью инвертора, (3) модуляция сигнала для контроля амплитуды и частоты, (4) подача модулированного сигнала на обмотки статора, (5) создание вращающегося магнитного поля и управление двигателем с помощью системы обратной связи [48, 49, 87].

МСУ часто оснащена датчиками обратной связи, которые измеряют текущие параметры двигателя, необходимые для корректирования с целью достижения заданных характеристик [121-123]. Основная система управления инвертором в модуляционной системе управления – это система ШИМ.

Преимущества такой системы заключаются тем, что ее применение позволяет обеспечивать стабильную работу двигателя в электроприводах при изменяющихся нагрузках в длительном режиме работы с широким диапазоном регулирования частоты вращения [43]. Кроме этого ее применение также позволяет повысить эффективное управление параметрами двигателя с уменьшением механического износа и повышением совместимости с различными элементами АЭП [78].

Системы ШИМ для управления ТИсФНТ могут работать на постоянной частоте коммутации инвертора (такие системы, как СШИМ, ШИМ предмодуляцией, пространственно-векторная ШИМ) или на переменной частоте коммутации инвертора (такие системы ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора и стохастическая модуляция) [38]. Каждая система ШИМ имеет свою особенность и применяется в различных сферах промышленности. Рассмотрим их принцип работы, алгоритмы и анализ спектрального состава выходного напряжения и тока для разработки алгоритма управления преобразователей частоты.

## **2.1 Модуляционные системы управления трехуровневого автономного инвертора с постоянной частоты коммутации**

Модуляционные системы управления трехуровневыми автономными инверторами на основе ШИМ с постоянной частотой коммутации инвертора [150, 177, 178] представляют собой ключевую систему управления в преобразовании электрической энергии, обеспечивая высокое качество выходного сигнала и стабильность работы инверторных устройств [120, 131]. Использование такой системы подразумевает поддержание частоты переключений транзисторов, что способствует снижению уровня электромагнитных помех и упрощению процесса управления. Следовательно, МСУ с ТИсФНТ и постоянной частотой коммутации инвертора значительно

увеличивает общую эффективность преобразования энергии [151], одновременно снижая механические и тепловые напряжения в транзисторах, что, в свою очередь, способствует повышению её эксплуатационных характеристик и долговечности. Алгоритмы работы таких систем можно детализировать следующим образом:

[1] **здатчик управляющего сигнала:** на первом этапе формируется управляющий сигнал, который задает требуемые параметры работы инвертора напряжения, такие как требуемые частоты и/или амплитуды выходного напряжения. Этот сигнал создан с использованием различных алгоритмов ДСУ.

[2] **формирование выходного напряжения инвертора:** постоянное напряжения от источника преобразуется в переменное напряжение с помощью инвертора напряжения за счет переключения транзисторов. Трехуровневый автономный инвертор, в свою очередь, генерирует три уровня напряжения.

[3] **процесс модуляция:** на данном этапе происходит процесс переключения транзисторов для изменение амплитуды и/или частоты выходного напряжения, которые необходимы для регулирования параметров подключенного двигателя.

[4] **подача сформированного напряжения на двигатель:** выходное напряжения с изменением амплитуды и/или частоты подается на обмотки статора асинхронного двигателя. Этот процесс приводит к созданию магнитного поля, которое вызывает вращение ротора двигателя, обеспечивая механическое воздействие.

### **2.1.1 Система синусоидальной широтно-импульсной модуляции трехуровневого автономного инвертора**

Принцип синусоидальной широтно-импульсной модуляции (далее - СШИМ) заключается в изменении времени соотношения замыкания нагрузки накоротко и подключении нагрузки к положительным и отрицательным

контактам источника постоянного тока (аккумуляторная батарея). При этом напряжение на выходе инвертора формируется в виде высокочастотной последовательности импульсов [126].

На выходе системы СШИМ формируются коммутационные функции транзисторов инвертора. В процессе их формирования используются два типа сигналов. Управляющие сигналы в фазе А –  $u_A^*$  (В) в фазе В –  $u_B^*$  (В) и в фазе С –  $u_C^*$  (В), полученные от ДСУ, формируются в трехфазной системе координат в следующем виде (формула 2.1):

$$u_A^* = U_1 \sin(2\pi f_1); u_B^* = U_1 \sin(2\pi f_1 - \frac{2\pi}{3}); u_C^* = U_1 \sin(2\pi f_1 + \frac{2\pi}{3}). \quad (2.1)$$

где:  $U_1$ : номинальное напряжение асинхронного двигателя, В;

$f_1$ : номинальная частота асинхронного двигателя, Гц;

$u_A^*$ ,  $u_B^*$ ,  $u_C^*$ : управляющие сигналы в фазе А; В и С, В.

Несущие сигналы  $U_{set1}$  и  $U_{set2}$  вычисляются следующим (формула 2.2):

$$U_{set1} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set}) + 0,5; \quad (2.2)$$

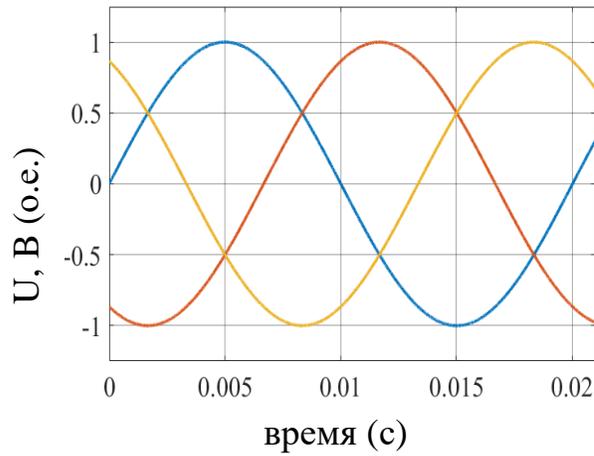
$$U_{set2} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set}) - 0,5.$$

где:  $f_{set}$ : частота несущего сигнала, Гц;

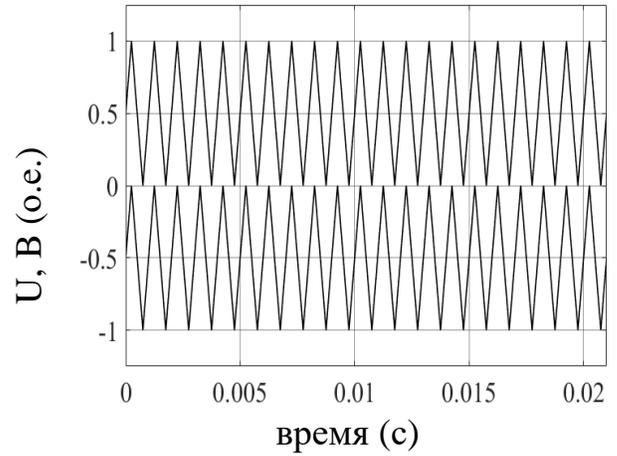
Операции синусоидальной ШИМ (формула 2.3):

$$\begin{aligned} & \text{Если } u_A^* > U_{set1}, \begin{cases} S_{A1} = 1 \\ S_{A3} = 0 \end{cases}; \text{Если } u_A^* < U_{set1}, \begin{cases} S_{A1} = 0 \\ S_{A3} = 1 \end{cases}; \\ & \text{Если } u_A^* > U_{set2}, \begin{cases} S_{A2} = 1 \\ S_{A4} = 0 \end{cases}; \text{Если } u_B^* > U_{set1}, \begin{cases} S_{A2} = 0 \\ S_{A4} = 1 \end{cases}; \end{aligned} \quad (2.3)$$

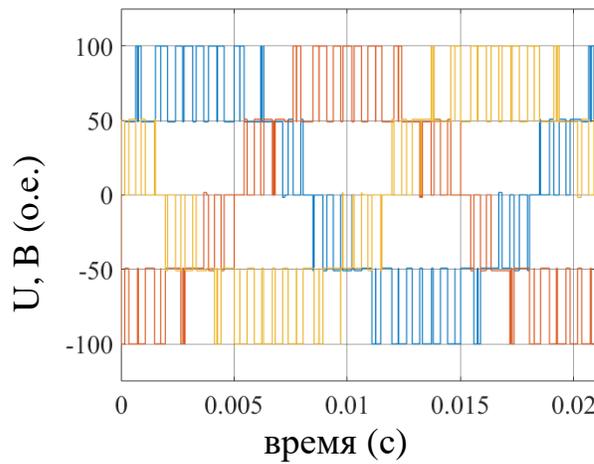
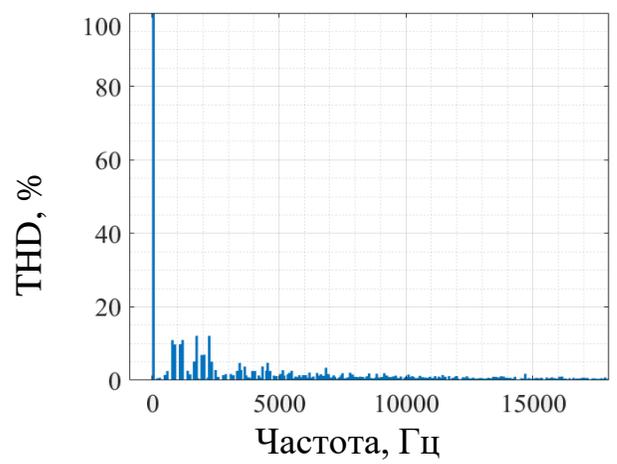
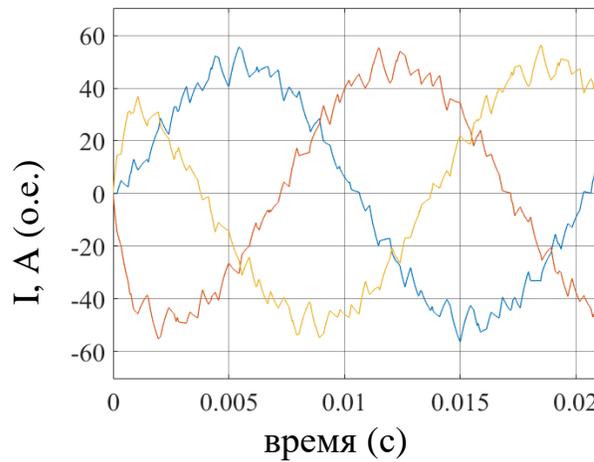
На рисунке 2.1 и в таблице 2.1 представлены результаты исследования ШИМ при частоте коммутации инвертора  $f_{set} = 1000$  Гц, включая управляющие сигналы, несущие сигналы, линейные выходные напряжения и их спектральный состав, а также выходные токи и их спектральный состав.



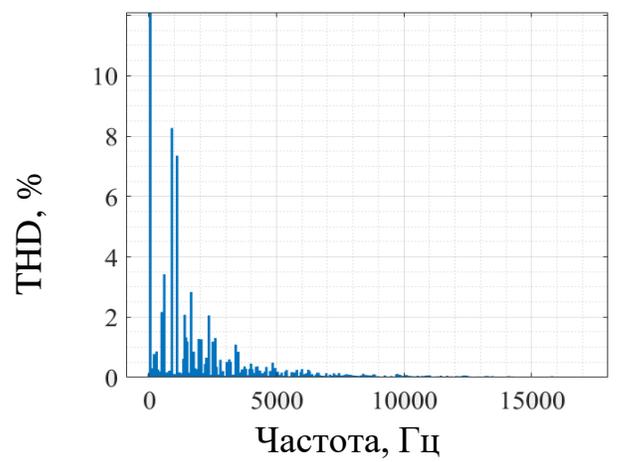
а) управляющие сигналы



б) несущие сигналы

в) Выходные линейные  
напряженияд) спектральный состав  
напряжения

е) Выходные токи



ё) спектральный состав тока

Рисунок 2.1 - Синусоидальная ШИС с частотой коммутации инвертора

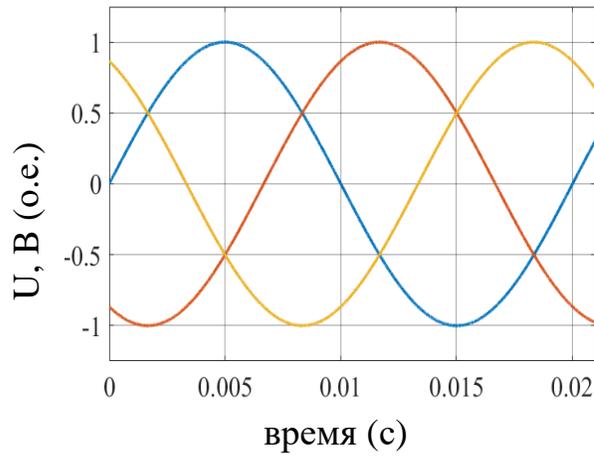
$$f_{\text{set}}=1000 \text{ Гц (составлено автором)}$$

Таблица 2.1 - Анализ спектрального состава выходного напряжения и тока синусоидальной ШИМ  $f_{set} = 1\ 000$  Гц (составлено автором)

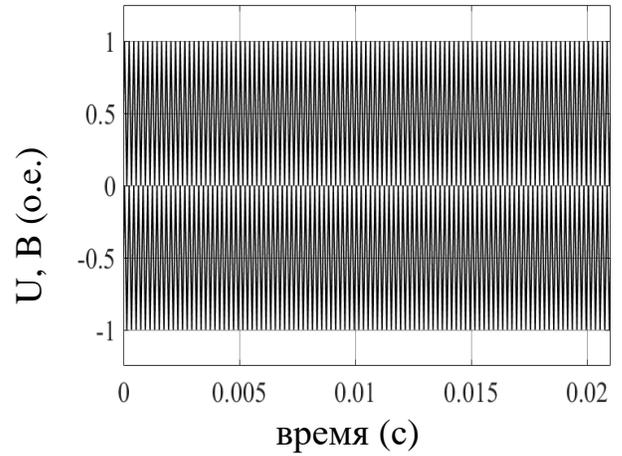
№	Частотная область, Гц	амплитуда гармонической составляющей по напряжению, В		амплитуда гармонической составляющей по току, А	
		абсолютная	Относительная	абсолютная	Относительная
Основная	50	86	100	49.1	100
1	1 000	9,5	11	1,96	4
2	2 000	10,4	12,1	1,08	2,2
3	3 000	2,4	2,8	0,25	0,5
4	4 000	3,3	3,8	0,15	0,3
5	5 000	1,7	2	0,10	0,2
6	6 000	1,8	2,1	0,10	0,2
7	7 000	1,2	1,4	0,05	0,1
8	8 000	0,9	1	0,02	0,05
9	9 000	1,6	1,9	0,02	0,05
10	10 000	1,5	1,8	0,02	0,04
11	11 000	1,4	1,6	0,02	0,04
12	12 000	0,9	1,1	0,01	0,03
13	13 000	1,0	1,2	0,01	0,03
14	14 000	0,9	1,1	0,01	0,02
15	15 000	0,9	1	0,005	0,01

Эти результаты также были получены методом компьютерного моделирования эквивалентной схемы, включающей источник постоянного напряжения  $U_{dc} = 100$  В, эквивалентную трёхфазную симметричную нагрузку с активным сопротивлением  $1$  Ом и индуктивностью  $0,5$  мГн, а также управляющие сигналы с номинальной частотой  $f_l = 50$  Гц.

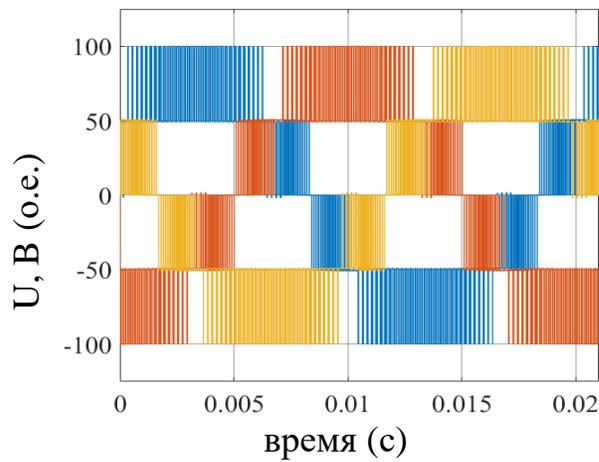
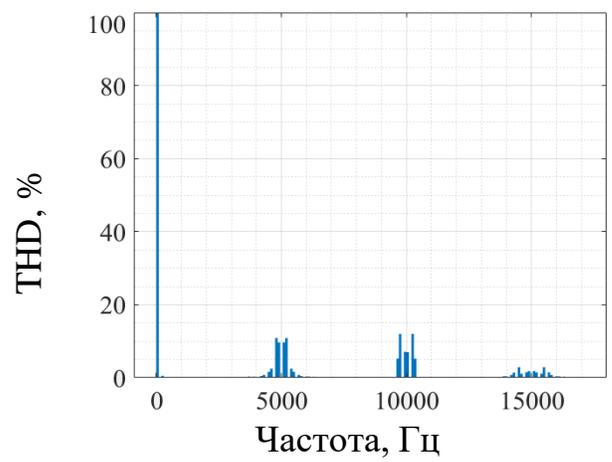
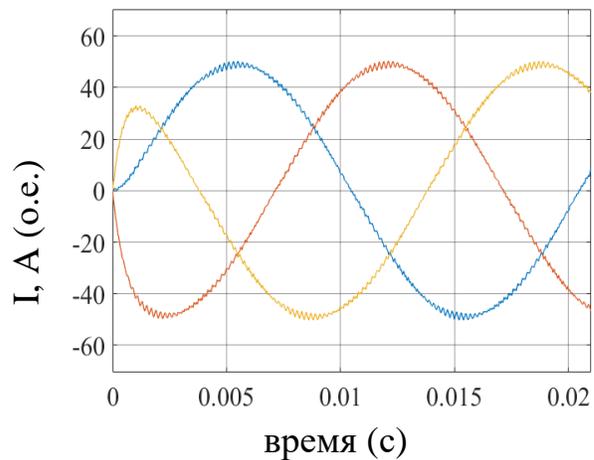
На рисунке 2.2 представлены результаты исследования ШИМ с частотой коммутации инвертора  $f_{set} = 5000$  Гц для той же эквивалентной схемы. В таблице 2.2 приведён анализ спектрального состава выходного напряжения и тока.



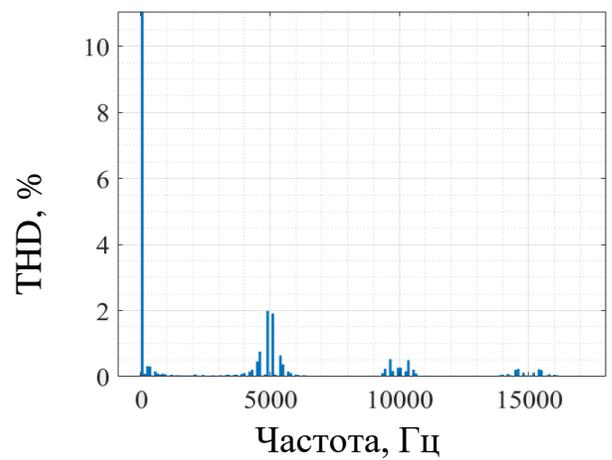
а) управляющие сигналы



б) несущие сигналы

в) Выходные линейные  
напряженияд) спектральный состав  
напряжения

е) Выходные токи



ё) спектральный состав тока

Рисунок 2.2 - Синусоидальная ГИМ с частотой коммутации инвертора

$$f_{\text{set}} = 5000 \text{ Гц (составлено автором)}$$

Таблица 2.2 - Анализ спектрального состава выходного напряжения и тока синусоидальной ШИМ  $f_{\text{set}}= 5\ 000$  Гц (составлено автором)

№	Частотная область, Гц	Амплитуда гармонической составляющей по напряжению, В		Амплитуда гармонической составляющей по току, А	
		абсолютная	Относительная	абсолютная	Относительная
Основная	50	86	100	49.1	100
1	1 000	0,2	0,2	0,025	0,05
2	2 000	0,2	0,2	0,010	0,02
3	3 000	0,2	0,2	0,010	0,02
4	4 000	0,3	0,3	0,010	0,02
5	5 000	9,4	10,9	0,354	0,72
6	6 000	0,7	0,8	0,010	0,02
7	7 000	0,1	0,1	0,005	0,01
8	8 000	0,1	0,1	0,005	0,01
9	9 000	0,2	0,2	0,005	0,01
10	10 000	10,3	12	0,196	0,4
11	11 000	0,1	0,1	0,005	0,01
12	12 000	0,1	0,1	0,005	0,01
13	13 000	0,1	0,1	0,005	0,01
14	14 000	0,2	0,2	0,005	0,01
15	15 000	2,5	2,9	0,005	0,01

### 2.1.2 Система широтно-импульсной модуляции с предмодуляцией трехуровневого автономного инвертора

Принцип работы системы ШИМ с предмодуляцией основывается на формировании управляющих сигналов в соответствии с их третьей гармоникой, которая может быть в синусоидальной или треугольной форме.

Система ШИМ с предмодуляцией позволяет повысить выходное напряжение инвертора на 15 % относительно синусоидальной ШИМ при той же амплитуде входного напряжения за счет эффективности преобразования электроэнергии в автономном инверторе.

Изменение формы управляющих сигналов выполняется по следующим операциям:

[1] Управляющие сигналы преобразуются из трехфазной системы координат (ABC) в двухфазную систему координат ( $\alpha$ - $\beta$ ) (формула 2.4) (рисунок 2.3) :

$$U_{\alpha}^* = U_A^* (B); U_{\beta}^* = (U_B^* - U_C^*) / \sqrt{3} (B) \quad (2.4)$$

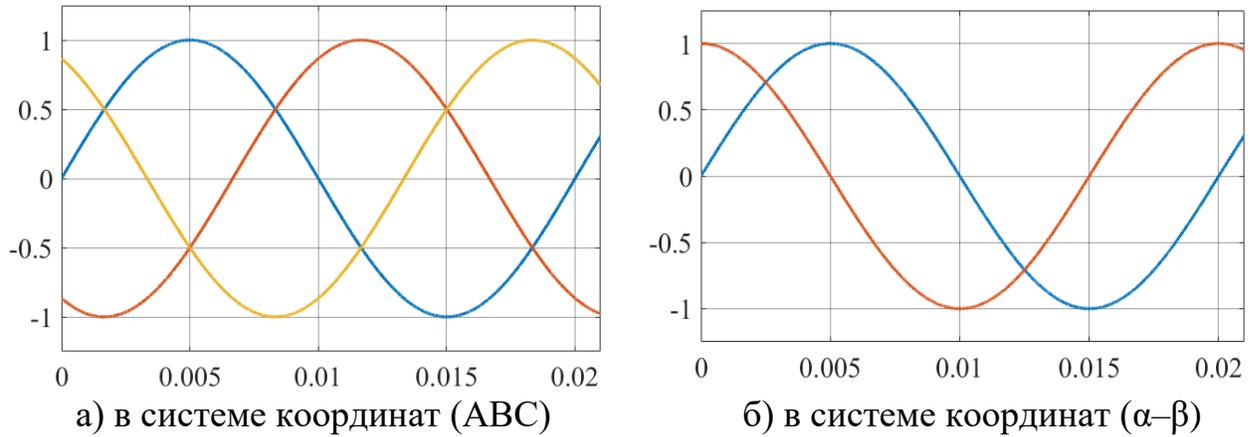


Рисунок 2.3 - Формирование управляющих сигналов (составлено автором)

[2] Вычисляется амплитуда –  $U^*$  (В) и угол управляющего сигнала  $-\varphi^*$  рад (формула 2.5):

$$U^* = \sqrt{(U_{\alpha}^*)^2 + (U_{\beta}^*)^2} (B); \varphi^* = \arctg(U_{\beta}^* / U_{\alpha}^*) (рад). \quad (2.5)$$

[3] Вычисляется сигнал предмодуляции -  $U_{pm}$  (В) (формула 2.6):

$$U_{pm} = 0.15U^* \sin(3\varphi^*) (B). \quad (2.6)$$

[4] Вычисляется предмодуляция управляющих сигналов  $U_A^{**}$ ,  $U_B^{**}$ ,  $U_C^{**}$  для фазы А, В и С соответственно (формула 2.7):

$$\begin{aligned} U_A^{**} &= 1.15U_A^* - U_{pm} (B); \\ U_B^{**} &= 1.15U_B^* - U_{pm} (B); \\ U_C^{**} &= 1.15U_C^* - U_{pm} (B). \end{aligned} \quad (2.7)$$

где:  $U_{pm}$ : сигнал предмодуляции, В.

$U_A^{**}$ ,  $U_B^{**}$ ,  $U_C^{**}$  управляющие сигналы с предмодуляцией, соответствующие фазам А; В и С, соответственно, В (рисунок 2.4).

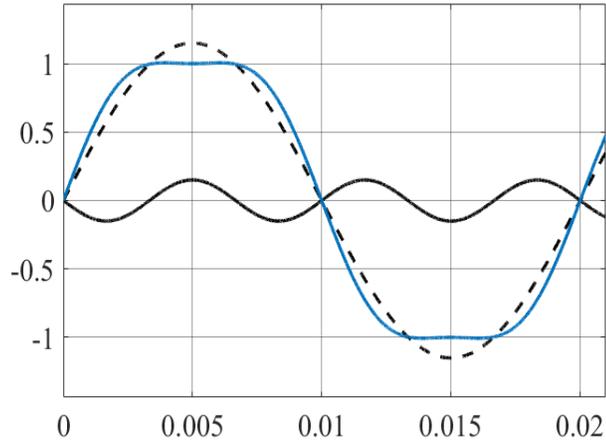


Рисунок 2.4 - Формирование сигнала предмодуляции в фазе А  
(составлено автором)

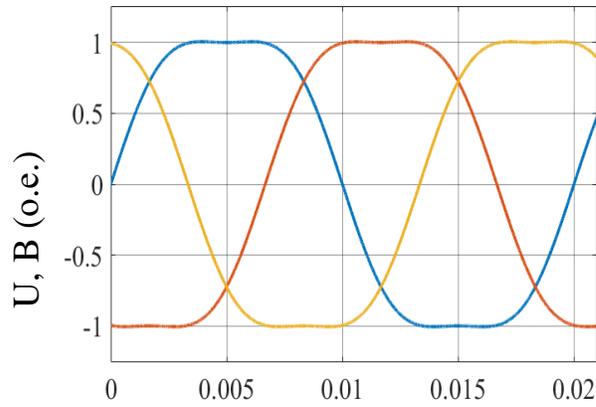
[5] Сравнение предмодуляции управляющих и несущего сигнала в фазе А (формула 2.8):

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Если } U_A^{**} > U_{set1}, \begin{bmatrix} S_{A1} = 1 \\ S_{A3} = 0 \end{bmatrix}; \\ \text{Если } U_A^{**} > U_{set2}, \begin{bmatrix} S_{A2} = 1 \\ S_{A4} = 0 \end{bmatrix}; \end{array} \right. \text{ или } \left\{ \begin{array}{l} \text{Если } U_A^{**} < U_{set1}, \begin{bmatrix} S_{A1} = 0 \\ S_{A3} = 1 \end{bmatrix}; \\ \text{Если } U_B^{**} > U_{set1}, \begin{bmatrix} S_{A2} = 0 \\ S_{A4} = 1 \end{bmatrix}. \end{array} \right. \quad (2.8)$$

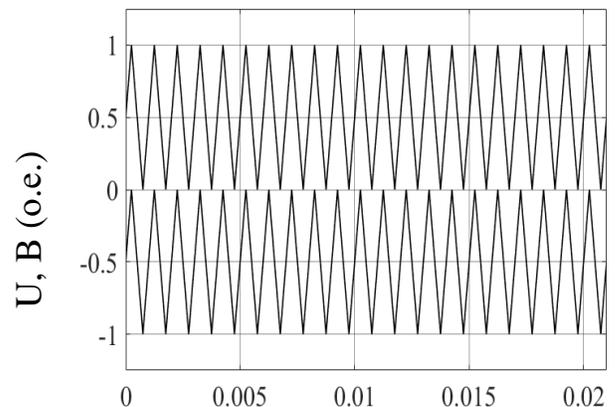
где:  $U_A^{**}$ : управляющий сигнал в фазы А с предмодуляцией, В.

$U_{set1}$  и  $U_{set2}$ : несущие сигналы, В.

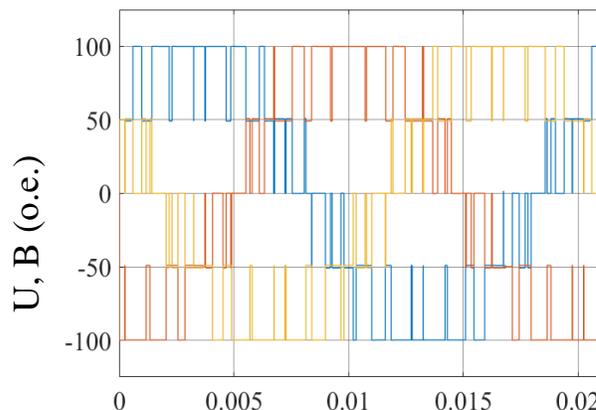
На рисунке 2.5 представлены результаты исследования ШИМ с предмодуляцией при частоте коммутации инвертора  $f_{set} = 1000$  Гц, а в таблице 2.3 – соответствующий спектральный анализ. Результаты получены методом компьютерного моделирования в среде Matlab/Simulink для эквивалентной схемы АЭП, включающей источник постоянного напряжения  $U_{dc} = 100$  В, эквивалентную трёхфазную симметричную нагрузку с активным сопротивлением  $1$  Ом и индуктивностью  $0,5$  мГн, а также управляющие сигналы с номинальной частотой  $f_l = 50$  Гц.



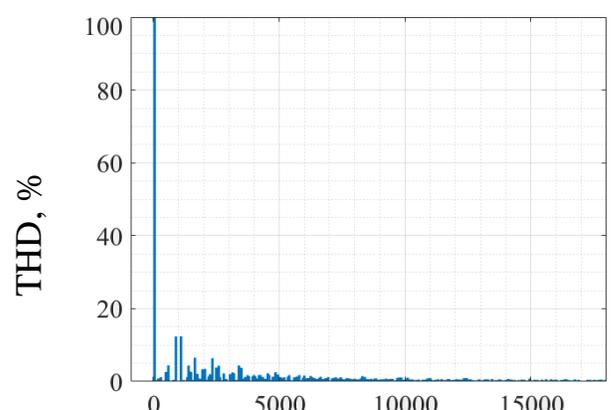
а) управляющие сигналы



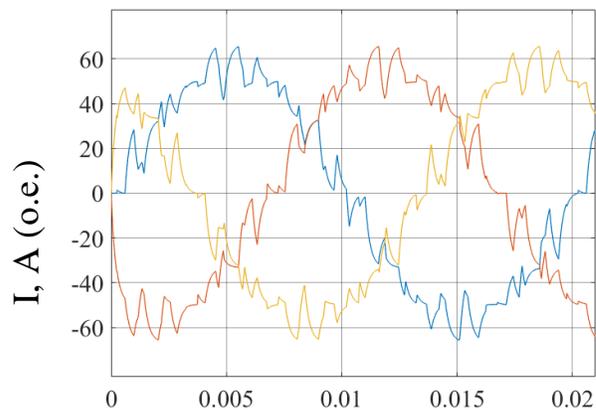
б) несущие сигналы



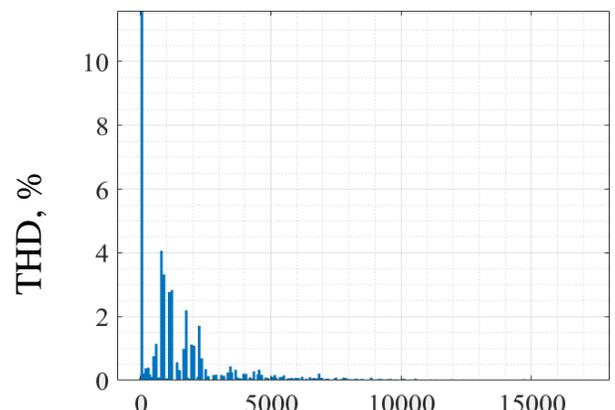
в) Выходные линейные  
напряжения



д) спектральный состав  
напряжения



е) Выходные токи



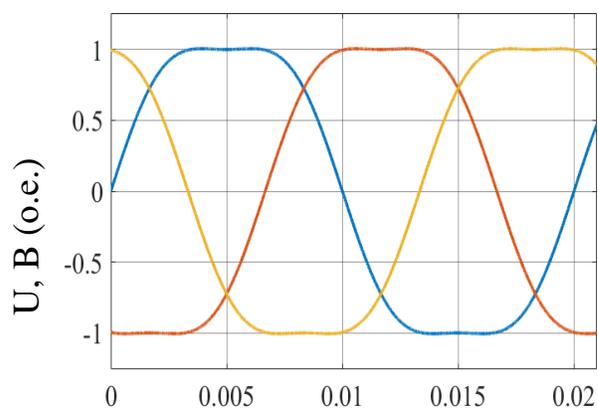
ё) спектральный состав тока

Рисунок 2.5 - Система ШИМ с предмодуляцией с частотой коммутации инвертора  $f_{\text{set}} = 1\ 000$  Гц (составлено автором)

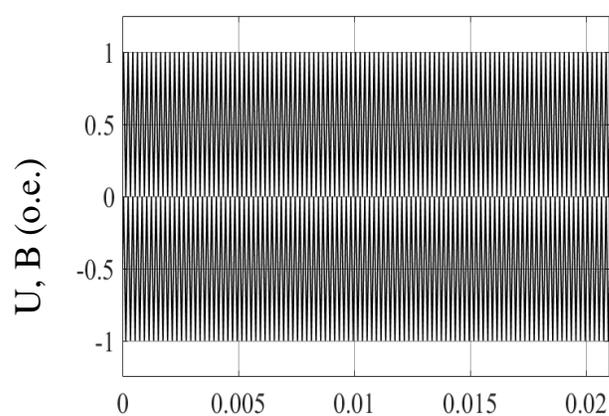
Таблица 2.3 - Анализ спектрального состава выходного напряжения и тока ШИМ с предмодуляцией и  $f_{set} = 1000$  Гц (составлено автором)

№	Частотная область, Гц	Амплитуда гармонической составляющей по напряжению, В		Амплитуда гармонической составляющей по току, А	
		абсолютная	Относительная	абсолютная	Относительная
Основная	50	99	100	57,1	100
1	1 000	12,4	12,4	4,74	8,3
2	2 000	6,5	6,5	1,60	2,8
3	3 000	4,4	4,4	0,63	1,1
4	4 000	1,8	1,8	0,29	0,5
5	5 000	2,6	2,6	0,11	0,2
6	6 000	1,3	1,3	0,17	0,3
7	7 000	1,2	1,2	0,11	0,2
8	8 000	1,5	1,5	0,06	0,1
9	9 000	0,9	0,9	0,06	0,1
10	10000	1,1	1,1	0,06	0,1
11	11 000	0,8	0,8	0,04	0,07
12	12 000	0,9	0,9	0,03	0,06
13	13 000	0,6	0,6	0,03	0,05
14	14 000	0,7	0,7	0,02	0,04
15	15 000	0,8	0,8	0,02	0,03

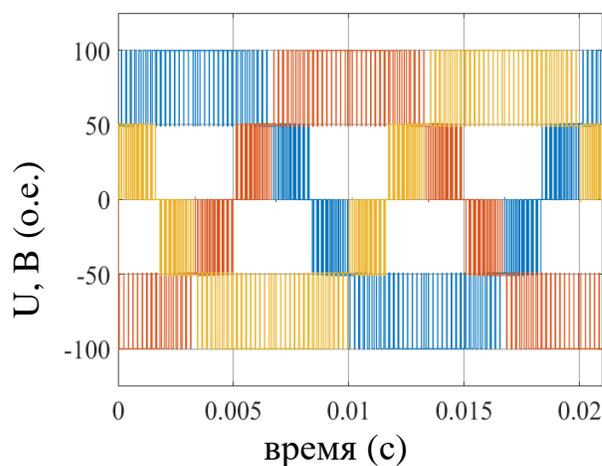
На рисунке 2.6 представлены результаты исследования ШИМ с предмодуляцией при частоте коммутации инвертора  $f_{set} = 5000$  Гц, а в таблице 2.4 – соответствующий спектральный анализ. В исследование включены результирующие управляющие сигналы, несущие сигналы, линейные выходные напряжения и их спектральный состав, а также выходные токи и их спектральный состав. Указанные результаты также были получены методом компьютерного моделирования в среде Matlab/Simulink для той же эквивалентной схемы, описанной в разделе 2.1.1.



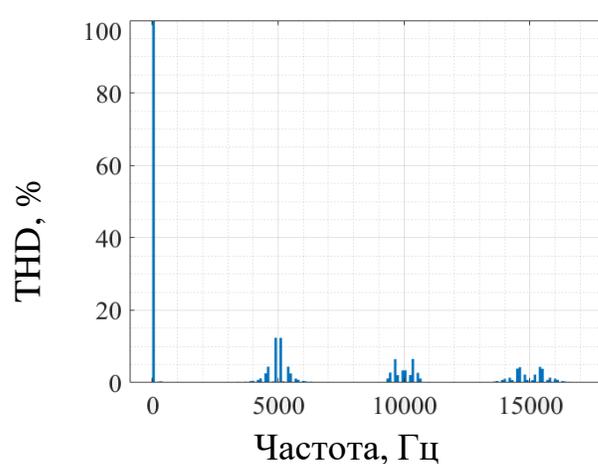
а) управляющие сигналы



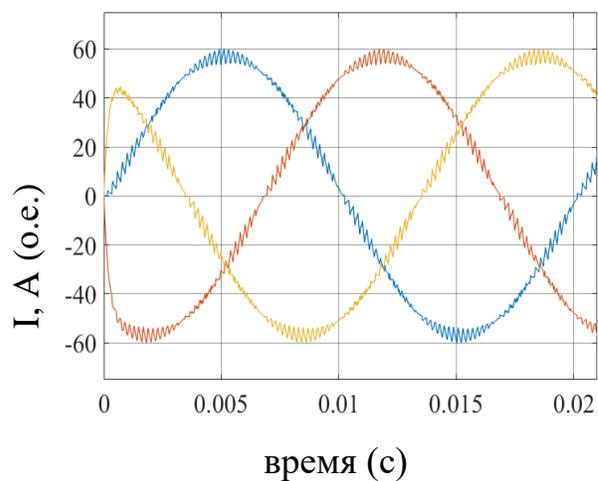
б) несущие сигналы



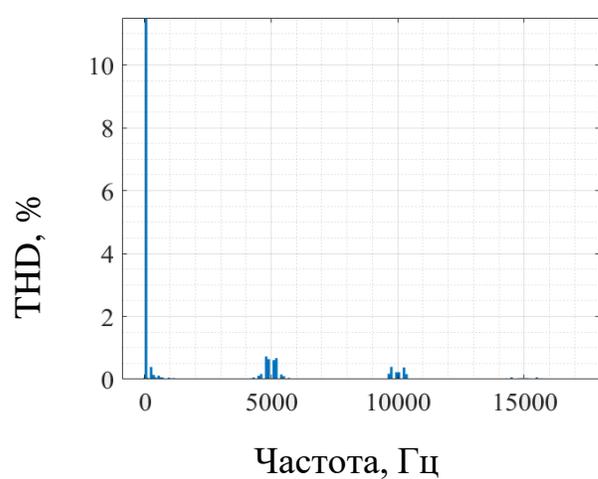
в) Выходные линейные напряжения



д) спектральный состав напряжения



е) Выходные токи



ё) спектральный состав тока

Рисунок 2.6 - Система ШИМ с предмодуляцией с частотой коммутации инвертора  $f_{\text{set}} = 5\,000$  Гц (составлено автором)

Таблица 2.4 - Анализ спектрального состава выходного напряжения и тока ШИМ с предмодуляцией с  $f_{\text{set}} = 5000$  Гц (составлено автором)

№	Частотная область, Гц	Амплитуда гармонической составляющей по напряжению, В		Амплитуда гармонической составляющей по току, А	
		абсолютная	Относительная	абсолютная	Относительная
Основная	50	99	100	57	100
1	1 000	0,4	0,4	0,17	0,3
2	2 000	0,2	0,2	0,03	0,05
3	3 000	0,2	0,2	0,05	0,08
4	4 000	2,6	2,6	0,43	0,75
5	5 000	12,4	12,4	1,14	2
6	6 000	0,4	0,4	0,21	0,37
7	7 000	0,2	0,2	0,01	0,01
8	8 000	0,1	0,1	0,01	0,01
9	9 000	1,2	1,2	0,13	0,23
10	10000	6,5	6,5	0,30	0,53
11	11 000	1,1	1,1	0,01	0,01
12	12 000	0,2	0,2	0,01	0,01
13	13 000	0,2	0,2	0,01	0,02
14	14 000	1,4	1,4	0,07	0,12
15	15 000	4,4	4,4	0,13	0,23

### 2.1.3 Система пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции трехуровневого автономного инвертора

Пространственно-векторная ШИМ обеспечивает более эффективное использование напряжения источника по сравнению с традиционной синусоидальной ШИМ. Это достигается за счет более оптимального выбора и преобразования составляющего базовых векторов напряжения инвертора в процессе формирования выходного линейного напряжения в двухфазную систему координат ( $\alpha$ - $\beta$ ).

Особенность пространственно-векторной ШИМ заключается в том, что в СШИМ используются только амплитуды управляющих сигналов, ограничивая максимальный коэффициент модуляции, а в пространственно-векторной ШИМ, напротив, алгоритм задействует пространство напряжений между базовыми векторами напряжения инвертора, позволяя реализовать более высокий уровень выходного напряжения без значительных потерь качества сигнала [20].

Главным преимуществом ТИСФНТ является то, что такой инвертор формирует 27 базовых векторов напряжения, том числе 3 пассивных вектор (PPP, NNN и OOO) и 24 активных вектора, которые могут быть разделены на 3 группы по уровню напряжения:

- первая группа I – первый уровень напряжения,  $U_I = U_{dc}/3$ ;
- вторая группа II – второй уровень напряжения  $U_{II} = U_{dc}/\sqrt{3}$ ;
- третья группа III – третий уровень напряжения  $U_{III} = 2U_{dc}/3$ .

Базовые векторы напряжения определяют различные комбинации работы ключей, влияя на выходное напряжение инвертора. Базовые векторы в первой группе I применяются для точной настройки формы выходного сигнала, во второй – для создания промежуточных уровней напряжения, и в третьей - для формирования основной амплитуды сигнала. Пассивные векторы обеспечивают паузы в подаче напряжения. Базовые векторы напряжения распределяются по шести секторам, каждый из которых дополнительно делится на четыре подсектора, что в сумме образует 24 подсектора. Такое разделение упрощает реализацию пространственно-векторной ШИМ, позволяя оптимально выбирать векторы для обеспечения высокой точности управления, делая преобразователь высокоэффективным для применения в мощных системах.

Основное преимущество применения пространственно-векторной ШИМ заключается в увеличении диапазона модуляции, что также позволяет повысить выходное напряжение на 15 % относительно синусоидальной ШИМ при той же амплитуде входного напряжения (коэффициент модуляции).

Формирование коммутационных функций ключей автономного инвертора системой векторной ШИМ происходит по следующим операциям:

[1] Проекция обобщенного вектора заданного напряжения преобразуются из трехфазной системы координат (ABC) в двухфазную систему координат ( $\alpha$ - $\beta$ ) (формула 2.9):

$$U_{\alpha}^* = U_A^*; U_{\beta}^* = (U_B^* - U_C^*) / \sqrt{3} \quad (2.9)$$

где:  $U_A, U_B, U_C$ : напряжения фаз A, B и C в системы координат (ABC), В;

$U_{\alpha}, U_{\beta}$ : напряжения в системы координат ( $\alpha$ - $\beta$ ), В.

[2] Вычисляется амплитуда  $U_{ref}$  (В) и угол управляющего сигнала  $\varphi^*$  (рад) (формула 2.10):

$$U_{ref} = \sqrt{(U_{\alpha}^*)^2 + (U_{\beta}^*)^2} \quad (В); \quad \varphi^* = \arctg(U_{\beta}^* / U_{\alpha}^*) \quad (рад) \quad (2.10)$$

где:  $U_{ref}$ : амплитуда управляющего сигнала, В;

$\varphi^*$ : угол управляющего сигнала, рад;

$U_{\alpha}, U_{\beta}$ : напряжения в системы координат ( $\alpha$ - $\beta$ ), В.

[3] Вычисляется сектор N (рисунок 2.7):

N = I, если  $0^{\circ} \leq \varphi^* < 60^{\circ}$ ;

N = IV, если  $180^{\circ} \leq \varphi^* < 240^{\circ}$ ;

N = II, если  $60^{\circ} \leq \varphi^* < 120^{\circ}$ ;

N = V, если  $240^{\circ} \leq \varphi^* < 300^{\circ}$ ;

N = III, если  $120^{\circ} \leq \varphi^* < 180^{\circ}$ ;

N = VI, если  $300^{\circ} \leq \varphi^* < 360^{\circ}$ .

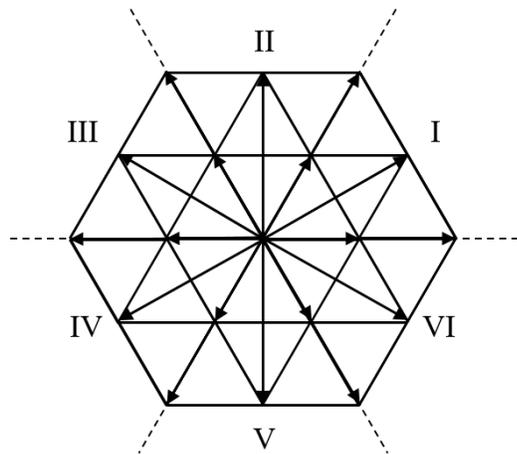


Рисунок 2.7 - Секторы ТИСФНТ (составлено автором)

## д. Выбор подсектора

Рисунок 2.8 иллюстрирует процесс формирования подсектора.

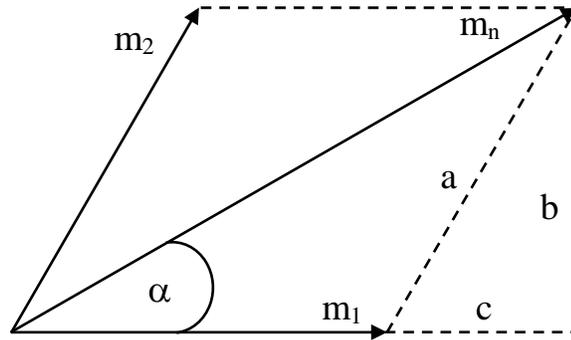


Рисунок 2.8 - Формирование подсектора (составлено автором)

В соответствии с рисунком индекс модуляции  $m_n$  (без размерностей) определяется (формула 2.11):

$$m_n = \frac{U_{ref}}{2U_{dc} / 3} \quad (2.11)$$

где:  $m_n$ : индекс модуляции

$U_{ref}$ : амплитуда управляющего сигнала,  $B$ ;

$U_{dc}$ : амплитуда входного инвертора,  $B$ .

Коэффициенты  $m_1$  и  $m_2$  (без размерностей) определяется (формула 2.12):

$$m_1 = m_n \cos \varphi - \left( \frac{2}{\sqrt{3}} m_n \sin \varphi \right) \cdot \cos \left( \frac{\pi}{3} \right) = m_n \left( \cos \varphi - \frac{\sin \varphi}{\sqrt{3}} \right);$$

$$m_2 = a = \frac{b}{\sin(\pi / 3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} m_n \sin \varphi; b = \frac{2}{\sqrt{3}} m_n \sin \varphi. \quad (2.12)$$

где:  $\varphi$ : угол управляющего сигнала,  $rad$ .

$a, b$ : коэффициенты для вычисления.

Таким образом, выбор подсектора соответствует следующему условию:

- Если  $m_1 < 0.5$  и  $m_2 < 0.5$  и  $(m_1 + m_2) < 0.5$ , то  $U_{ref}$  находится в подсектор 1;
- Если  $m_1 < 0.5$  и  $m_2 < 0.5$  и  $(m_1 + m_2) > 0.5$ , то  $U_{ref}$  находится в подсектор 2;
- Если  $m_1 > 0.5$ , то  $U_{ref}$  находится в подсектор 3;
- Если  $m_2 > 0.5$ , то  $U_{ref}$  находится в подсектор 4.

## б. Комбинация векторов и время переключения

Рассмотреть вариант когда  $U_{ref}$  находится в области 2 (рисунок 2.9), которая составлена из векторов напряжения  $V_1, V_2, V_8$ .

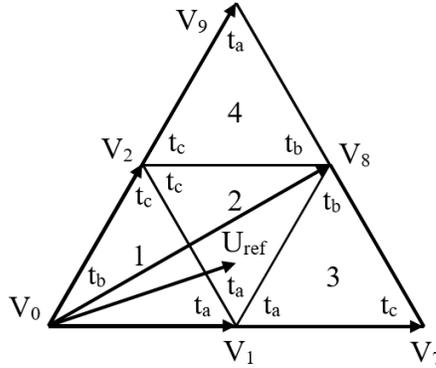


Рисунок 2.9 - Время переключения транзисторов сектора I (составлено автором)

Уравнения вычисления времени включения этих векторов напряжения могут быть заданы следующим (формула 2.13):

$$\begin{cases} T_s U_{ref} = t_a V_1 + t_b V_8 + t_c V_2; \\ T_s = t_a + t_b + t_c; \\ T_s = \frac{1}{f_1}. \end{cases} \quad (2.13)$$

Время включения для векторов напряжения можно рассчитать (формула 2.14):

$$\begin{cases} t_a = T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \alpha; \\ t_b = \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \varphi\right) - T_s; \\ t_c = T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right). \end{cases} \quad (2.14)$$

где:  $U_{ref}$ : управляющий сигнал в системе координат  $(\alpha-\beta)$ , В;

$T_s$ : период управляющего сигнала, с;

$t_a$ ;  $t_b$ ;  $t_c$ : времена включения векторов напряжения  $V_1$ ;  $V_8$ ; и  $V_2$  (рассмотрен в раздел 1.4) соответственно, с;

Аналогично для других подсекторов рассчитывается время переключения транзисторов сектора I. Результаты вычисления времени включения базовых векторов напряжения в секторе I представлены в таблице 2.5. Таблица 2.6 содержит данные о времени переключения транзисторов в секторе I.

Таблица 2.5 - Время включения для базовых векторов напряжения в секторе I (составлено автором)

Подсектор	$t_a, c$	$t_b, c$	$t_c, c$
1	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)$	$T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha)$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\alpha)$
2	$T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\alpha)$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha) - T_s$	$T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)$
3	$2T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha)$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\alpha)$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) - T_s$
4	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\alpha) - T_s$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)$	$2T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha)$

Таблица 2.6 - Время переключения транзисторов сектора I (составлено автором)

Подсектор	Стойка А		Стойка В		Стойка С	
	$t_{A1}, c$	$t_{A2}, c$	$t_{B1}, c$	$t_{B2}, c$	$t_{C1}, c$	$t_{C2}, c$
1	$\frac{t_a + t_b + t_c}{4}$	$\frac{t_a + t_b + t_c}{2} + \frac{t_b}{4}$	$\frac{t_b + t_c}{4}$	$\frac{t_b + t_c}{2} + \frac{t_a + t_b}{4}$	$\frac{t_c}{4}$	$\frac{t_a + t_b + t_c}{4} + \frac{t_b}{2}$
2	$\frac{t_a + t_c}{4} + \frac{t_b}{2}$	$\frac{t_a + t_b + t_c}{2}$	$\frac{t_c}{4}$	$\frac{t_a + t_b + t_c}{4} + \frac{t_c}{2}$	0	$\frac{t_a + t_c}{4}$
3	$\frac{t_a + t_b + t_c}{4} + \frac{t_c}{2}$	$\frac{t_a + t_b + t_c}{2}$	0	$\frac{t_a + t_b}{4} + \frac{t_c}{2}$	0	$\frac{t_a}{4}$
4	$\frac{t_a + t_b + t_c}{2} + \frac{t_c}{4}$	$\frac{t_a + t_b + t_c}{2}$	$\frac{t_a + t_c}{2} + \frac{t_c}{4}$	$\frac{t_a + t_b + t_c}{2}$	0	$\frac{t_c}{4}$

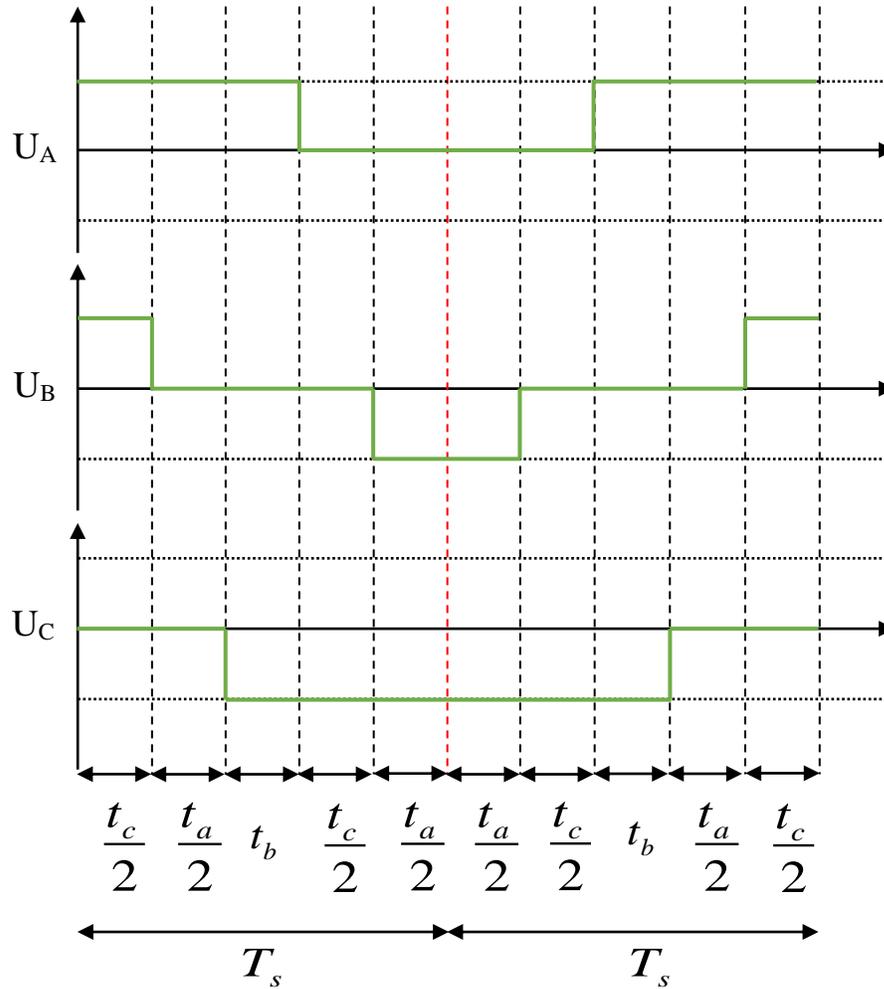


Рисунок 2.10 - Последовательность переключения в секторе А – Подсектор 2  
(составлено автором)

Последовательность переключения в секторе А (Обозначение P, O и N рассмотрено в раздел 1.4):

– Подсектор 1: NNN → ONN → OON → OOO → POO → PPP → PPP → POO → OOO → OON → ONN → NNN.

– Подсектор 2: PPO → POO → PON → OON → ONN → ONN → OON → PON → POO → PPO.

– Подсектор 3: ONN → PNN → PON → POO → POO → PON → PNN → ONN.

– Подсектор 4: OON → PON → PPN → PPO → PPO → PPN → PON → OON.

Вычисляются коммутационные функции стоек автономного инвертора в фазе А (формула 2.15):

$$\begin{aligned}
 & \text{Если } VT_{A1} > U_{set1}, \begin{cases} S_{A1} = 1 \\ S_{A3} = 0 \end{cases}; \\
 & \text{Если } VT_{A1} < U_{set1}, \begin{cases} S_{A1} = 0 \\ S_{A3} = 1 \end{cases}; \\
 & \text{Если } VT_{A2} > U_{set2}, \begin{cases} S_{A2} = 1 \\ S_{A4} = 0 \end{cases}; \\
 & \text{Если } VT_{A2} < U_{set2}, \begin{cases} S_{A2} = 0 \\ S_{A4} = 1 \end{cases};
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

где:  $VT_{A1}$  и  $VT_{A2}$  - результирующие управляющие сигналы в фазе А, В;

$S_{A1}; S_{A2}; S_{A3}; S_{A4}$  - коммутационные функции стойки А;

$U_{set1}$  и  $U_{set2}$  - несущие сигналы, В.

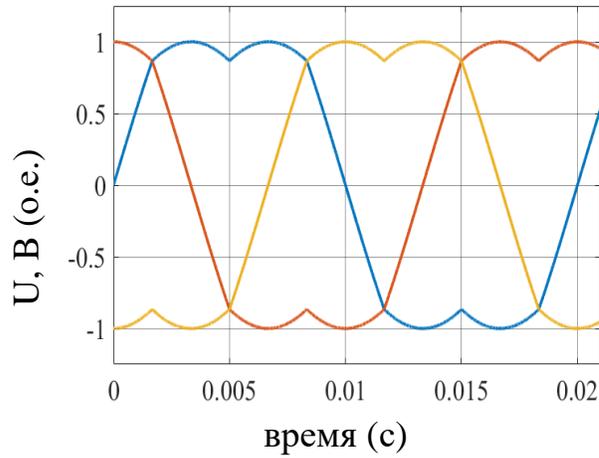
На рисунке 2.11 показаны результаты исследования пространственно-векторной ШИМ при частоте коммутации инвертора  $f_{set} = 1000$  Гц, включая результирующие управляющие сигналы, несущие сигналы, линейные выходные напряжения и их спектральный состав, а также выходные токи и их спектральный состав.

Эквивалентная схема включает источник постоянного напряжения  $U_{dc} = 100$  В, эквивалентную трёхфазную симметричную нагрузку с активным сопротивлением  $1$  Ом и индуктивностью  $0,5$  мГн, а также частоту управляющих сигналов  $f_l = 50$  Гц. Эквивалентная схема исследовалась с использованием компьютерных имитационных моделей в среде Matlab/Simulink.

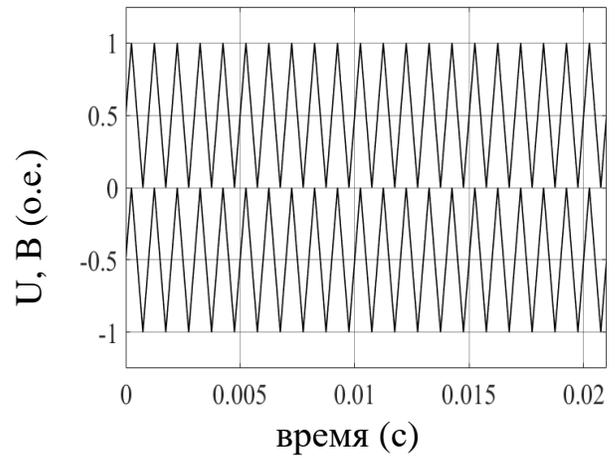
Таблица 2.7 содержит индивидуальные интервалы включения базовых векторов и в таблице 2.8 представлен анализ спектрального состава выходного напряжения и тока системы пространственно-векторной ШИМ при частоте коммутации инвертора  $f_{set} = 1000$  Гц.

Таблица 2.7 - Индивидуальные интервалы включения базовых векторов (составлено автором)

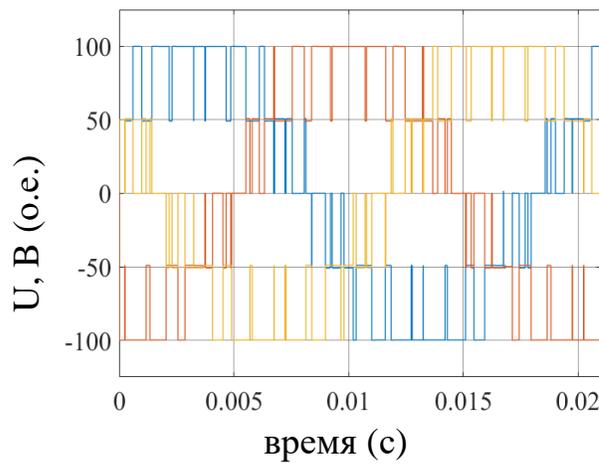
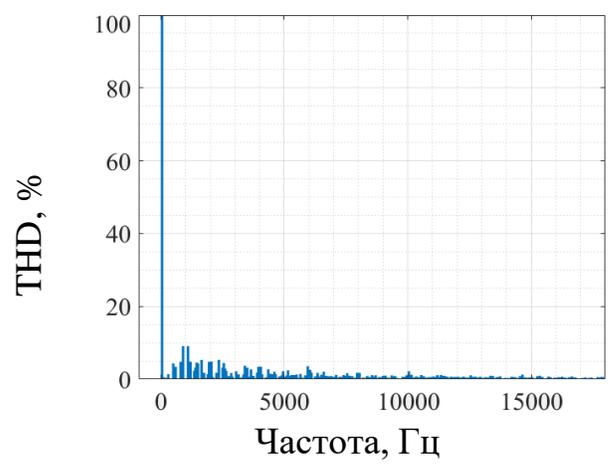
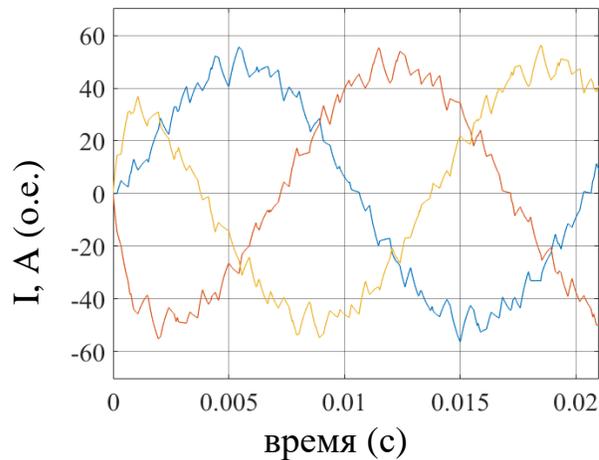
Номер сектора	Индивидуальный интервал включения вектора, с	Номер сектора	Индивидуальный интервал включения вектора, с	Номер сектора	Индивидуальный интервал включения вектора, с
N = 1	$VT_{A1} = t_{A1}$ $VT_{A2} = t_{A2}$ $VT_{B1} = t_{B1}$ $VT_{B2} = t_{B2}$ $VT_{C1} = t_{C1}$ $VT_{C2} = t_{C2}$	N = 3	$VT_{A1} = t_{C1}$ $VT_{A2} = t_{C2}$ $VT_{B1} = t_{A1}$ $VT_{B2} = t_{A2}$ $VT_{C1} = t_{B1}$ $VT_{C2} = t_{B2}$	N = 5	$VT_{A1} = t_{B1}$ $VT_{A2} = t_{B2}$ $VT_{B1} = t_{C1}$ $VT_{B2} = t_{C2}$ $VT_{C1} = t_{A1}$ $VT_{C2} = t_{A2}$
N = 2	$VT_{A1} = \frac{T_s}{2} - t_{B2}$ $VT_{A2} = \frac{T_s}{2} - t_{B1}$ $VT_{B1} = \frac{T_s}{2} - t_{C2}$ $VT_{B2} = \frac{T_s}{2} - t_{C1}$ $VT_{C1} = \frac{T_s}{2} - t_{A2}$ $VT_{C2} = \frac{T_s}{2} - t_{A1}$	N = 4	$VT_{A1} = \frac{T_s}{2} - t_{A2}$ $VT_{A2} = \frac{T_s}{2} - t_{A1}$ $VT_{B1} = \frac{T_s}{2} - t_{B2}$ $VT_{B2} = \frac{T_s}{2} - t_{B1}$ $VT_{C1} = \frac{T_s}{2} - t_{C2}$ $VT_{C2} = \frac{T_s}{2} - t_{C1}$	N = 6	$VT_{A1} = \frac{T_s}{2} - t_{C2}$ $VT_{A2} = \frac{T_s}{2} - t_{C1}$ $VT_{B1} = \frac{T_s}{2} - t_{A2}$ $VT_{B2} = \frac{T_s}{2} - t_{A1}$ $VT_{C1} = \frac{T_s}{2} - t_{B2}$ $VT_{C2} = \frac{T_s}{2} - t_{B1}$



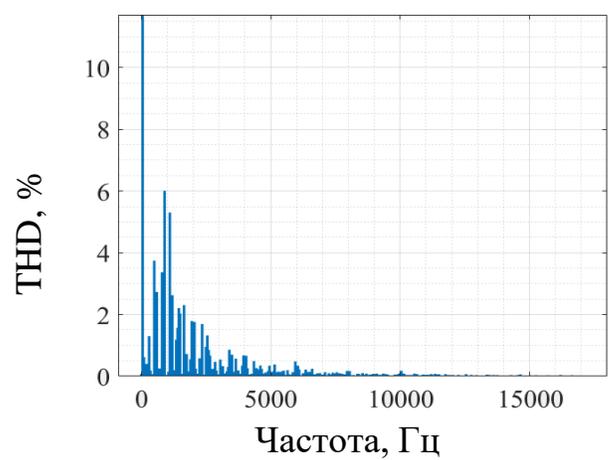
а) управляющие сигналы



б) несущие сигналы

в) Выходные линейные  
напряженияд) спектральный состав  
напряжения

е) Выходные токи



ё) спектральный состав тока

Рисунок 2.11 - Система пространственно-векторной ШИМ с  $f_{\text{set}} = 1\ 000$  Гц с частотой коммутации инвертора (составлено автором)

Таблица 2.8 - Анализ спектрального состава выходного напряжения и тока системы пространственно-векторной ШИМ с  $f_{set} = 1000$  Гц (составлено автором)

№	Частотная область, Гц	Амплитуда гармонической составляющей по напряжению, В		Амплитуда гармонической составляющей по току, А	
		абсолютная	Относительная	абсолютная	Относительная
Основная	50	99,7	100	57,4	100
1	1 000	9,07	9,1	3,44	6
2	2 000	5,28	5,3	1,03	1,8
3	3 000	3,69	3,7	0,75	1,3
4	4 000	3,39	3,4	0,40	0,7
5	5 000	2,39	2,4	0,23	0,4
6	6 000	2,59	2,6	0,29	0,5
7	7 000	2,09	2,1	0,06	0,1
8	8 000	1,79	1,8	0,11	0,2
9	9 000	1,00	1	0,06	0,1
10	10 000	2,19	2,2	0,11	0,2
11	11 000	1,10	1,1	0,06	0,1
12	12 000	0,70	0,7	0,06	0,1
13	13 000	1,10	1,1	0,06	0,1
14	14 000	0,80	0,8	0,03	0,05
15	15 000	1,79	1,8	0,03	0,05

На рисунке 2.12 представлены результаты исследования пространственно-векторной ШИМ с частотой коммутации инвертора  $f_{set} = 5000$  Гц для той же эквивалентной схемы. В таблице 2.9 приведён анализ спектрального состава выходного напряжения и тока системы. Эти результаты были получены методом компьютерного моделирования эквивалентной схемы, включающей источник постоянного напряжения  $U_{dc} = 100$  В, эквивалентную трёхфазную симметричную нагрузку с активным сопротивлением  $1$  Ом и индуктивностью  $0,5$  мГн, а также частоту управляющих сигналов  $f_l = 50$  Гц.

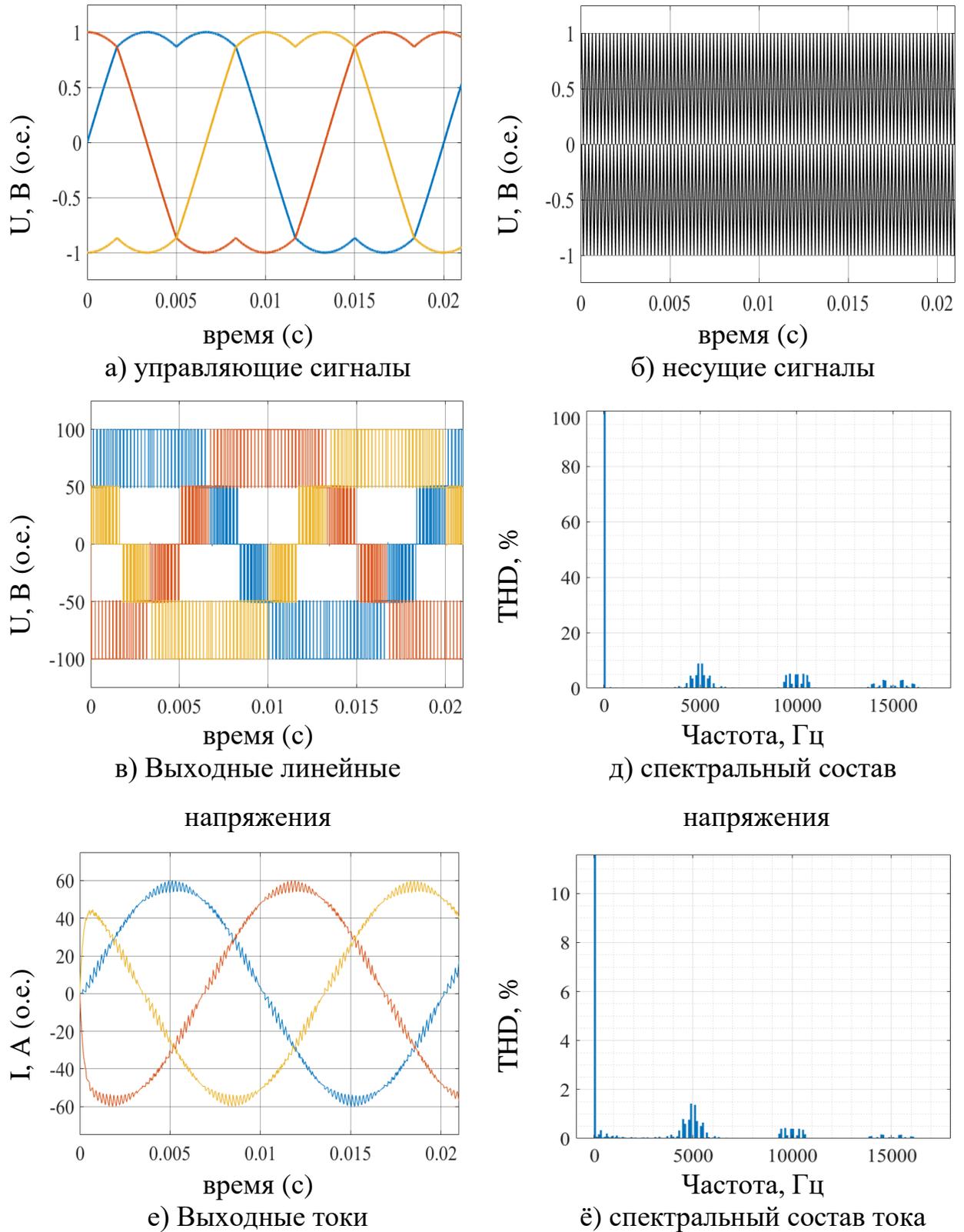


Рисунок 2.12 - Система пространственно-векторной ШИМ с частотой коммутации инвертора  $f_{\text{set}} = 5\,000$  Гц (составлено автором)

Таблица 2.9 - Анализ спектрального состава выходного напряжения и тока системы пространственно-векторной ШИМ с  $f_{\text{set}} = 5000$  Гц (составлено автором)

№	Частотная область	Амплитуда гармонической составляющей по напряжению		Амплитуда гармонической составляющей по току	
		абсолютная	Относительная	абсолютная	Относительная
Основная	50	99,4	100	57,3	100
1	1 000	0,20	0,2	0,05	0,08
2	2 000	0,10	0,1	0,05	0,09
3	3 000	0,20	0,2	0,03	0,06
4	4 000	5,27	5,3	0,46	0,8
5	5 000	8,85	8,9	0,81	1,41
6	6 000	3,48	3,5	0,15	0,27
7	7 000	0,30	0,3	0,03	0,06
8	8 000	0,10	0,1	0,03	0,05
9	9 000	2,29	2,3	0,11	0,2
10	10 000	5,17	5,2	0,23	0,4
11	11 000	0,30	0,3	0,02	0,03
12	12 000	0,10	0,1	0,01	0,02
13	13 000	0,30	0,3	0,01	0,01
14	14 000	1,49	1,5	0,06	0,1
15	15 000	2,98	3	0,09	0,15

## 2.2 Модуляционные системы управления трехуровневого автономного инвертора с переменной частоты коммутации

В раздел 2.1 отмечено, что модуляционные системы управления с постоянной частоты коммутации инвертора формируют высшие гармонические составляющие в спектральном составе выходного напряжения и тока. Эти гармоники могут вызывать резонансные явления в асинхронных двигателях, что приводит к нагреву статора, увеличению вибраций, а также усилению пульсаций электромагнитного момента асинхронного двигателя и снижению эффективности и надежности его работы.

С целью устранения этих недостатков в модуляционной системе управления может применяться ШИМ с переменной частоты коммутации, принцип работы которой заключается в изменении частоты переключения силовых ключей во время модуляции [19]. Это позволяет повысить эффективности преобразования электроэнергии за счет оптимизации интервала времени инвертора напряжения в различных режимах АЭП.

Однако применение ШИМ с переменной частотой коммутации инвертора связано с рядом следующих недостатков:

- частота переключения значительно влияет на динамические потери в транзисторах. При высоких частотах переключения увеличиваются и приводится к дополнительному тепловыделению и снижению общей эффективности системы.

- частота коммутации инвертора также влияет на тепловую нагрузку на транзисторах. Высокие частоты переключений могут привести к их перегреву, что требует дополнительных мер по охлаждению и может сократить срок службы транзисторов.

Типовые алгоритмы системы ШИМ с переменной частотой коммутации:

- частота коммутации инвертора изменяется пропорционально изменениям нагрузки: при увеличении нагрузки частота возрастает для повышения точности управления, а при её снижении частота уменьшается, что позволяет минимизировать динамические потери в транзисторов;

- частота коммутации инвертора изменяется в зависимости от состояния нагрузки: при низкой нагрузке используется минимальная частота для экономии энергии, а при высокой нагрузке – максимальная частота, чтобы обеспечить стабильность и качество выходного напряжения;

- стохастическое изменение частоты коммутации инвертора для минимизации гармоник и снижения электромагнитных помех.

### 2.2.1 Система широтно-импульсной модуляции трехуровневого автономного инвертора с функциональным изменением частоты коммутации

Система ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора применяется для управления автономными инверторами с целью генерации переменного напряжения, соответствующего заданным параметрам. Основной принцип работы системы заключается в регулировании длительности импульсов, управляющих ключами инвертора [23].

Основным преимуществом системы ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации является возможность контролирования частоты и амплитуды выходного напряжения для обеспечения его стабильности и качества.

Операции системы ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации:

[1] Генерация управляющих сигналов ( $U_A^*$ ,  $U_B^*$ ,  $U_C^*$ ): двигательная система управления формирует управляющие сигналы для модуляционной системы управления, которые соответствуют требуемым значениям частоты и амплитуды для выполнения технологического процесса. Управляющие сигналы представляются в следующем виде (формула 2.16):

$$\begin{aligned} u_A &= U_{1A} \sin(2\pi f_1)(B); \\ u_B &= U_{1B} \sin\left(2\pi f_1 - \frac{2\pi}{3}\right)(B); \\ u_C &= U_{1C} \sin\left(2\pi f_1 + \frac{2\pi}{3}\right)(B). \end{aligned} \quad (2.16)$$

где:  $u_A$ ,  $u_B$  и  $u_C$ : Управляющие сигналы фаз А; В и С, В;  
 $U_{1A}$ : Амплитуды управляющих сигналов фазы А, В;  
 $U_{1B}$ : Амплитуды управляющих сигналов фазы В, В;  
 $U_{1C}$ : Амплитуды управляющих сигналов фазы С, В;  
 $f_1$ : номинальная частота, Гц.

[2] Изменение частоты коммутации инвертора ( $f_{set1} > f_{set2}$ ):

– изменение частоты в области пиков управляющих сигналов: частота несущих сигналов изменяется в моменты максимальных амплитуд управляющего сигнала, позволяя достичь более точного соответствия выходного напряжения заданной форме сигнала;

– изменение частоты в области нулей управляющих сигналов: частота несущих сигналов регулируется в моменты перехода управляющего сигнала через нулевое значение, позволяя минимизировать динамические потери на транзисторах.

На рисунке 2.13 и 2.14 показаны результаты исследования ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора (частоты  $f_{set1}=1000$  Гц и  $f_{set2}=5000$  Гц), включая управляющие и несущие сигналы, формирование коммутационных функций в стойке А, линейные выходные напряжения инвертора и их спектральный состав, выходные токи и их спектральный состав.

Несущие сигналы  $U_{set1}$  и  $U_{set2}$  в области пиков вычисляются следующим (формула 2.17 и 2.18):

$$\text{Если } u_A < \frac{U_{1A}}{2} \vee u_B < \frac{U_{1B}}{2} \vee u_C < \frac{U_{1C}}{2}, \text{ то } \begin{cases} U_{set1} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set1}) + 0,5 (B); \\ U_{set2} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set1}) - 0,5 (B); \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\text{Если } u_A > \frac{U_{1A}}{2} \vee u_B > \frac{U_{1B}}{2} \vee u_C > \frac{U_{1C}}{2}, \text{ то } \begin{cases} U_{set1} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set2}) + 0,5 (B); \\ U_{set2} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set2}) - 0,5 (B). \end{cases} \quad (2.18)$$

где:  $f_{set1}=1000$  Гц и  $f_{set2}=5000$  Гц;

$u_A$ ;  $u_B$  и  $u_C$ : Управляющие сигналы фазы А; В и С, В;

$U_{1A}$ ;  $U_{1B}$  и  $U_{1C}$ : Амплитуды управляющих сигналов фазы А; В и С, В;

$U_{set1}$  и  $U_{set2}$  несущие сигналы, В.

Несущие сигналы  $U_{set1}$  и  $U_{set2}$  в области нулей вычисляются следующим (формула 2.19 и 2.20):

$$\text{Если } u_A < \frac{U_{1A}}{2} \vee u_B < \frac{U_{1B}}{2} \vee u_C < \frac{U_{1C}}{2}, \text{ то } \begin{cases} U_{set1} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set2}) + 0,5; \\ U_{set2} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set2}) - 0,5; \end{cases} \quad (2.19)$$

$$\text{Если } u_A > \frac{U_{1A}}{2} \vee u_B > \frac{U_{1B}}{2} \vee u_C > \frac{U_{1C}}{2}, \text{ то } \begin{cases} U_{set1} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set1}) + 0,5; \\ U_{set2} = \frac{1}{\pi} \arcsin(2\pi f_{set1}) - 0,5. \end{cases} \quad (2.20)$$

где:  $f_{set1} = 1000$  Гц и  $f_{set2} = 5000$  Гц;

$u_A, u_B$  и  $u_C$ : Управляющие сигналы фазы А, В и С, В;

$U_{1A}, U_{1B}, U_{1C}$ : Амплитуды управляющих сигналов фазы А, В и С, В;

3. Вычисляются коммутационные функции стоек автономного инвертора (формула 2.21):

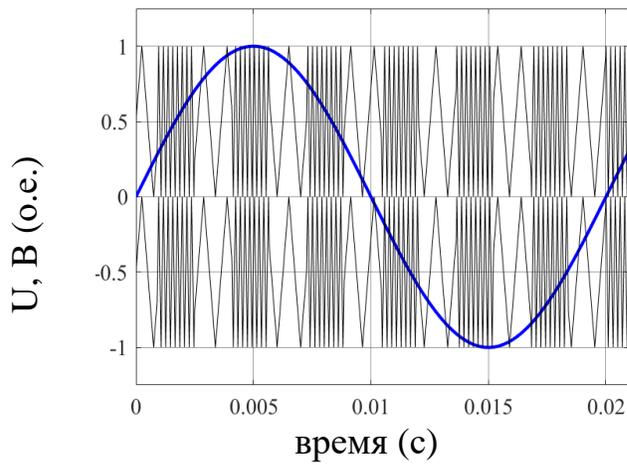
$$\begin{aligned} \text{Если } u_A > U_{set1}, & \begin{cases} S_{A1} = 1; \\ S_{A3} = 0; \end{cases} \\ \text{Если } u_A < U_{set1}, & \begin{cases} S_{A1} = 0; \\ S_{A3} = 1; \end{cases} \\ \text{Если } u_A > U_{set2}, & \begin{cases} S_{A2} = 1; \\ S_{A4} = 0; \end{cases} \\ \text{Если } u_A < U_{set2}, & \begin{cases} S_{A2} = 0; \\ S_{A4} = 1. \end{cases} \end{aligned} \quad (2.21)$$

где:  $u_A$ : Управляющий сигнал фазы А;

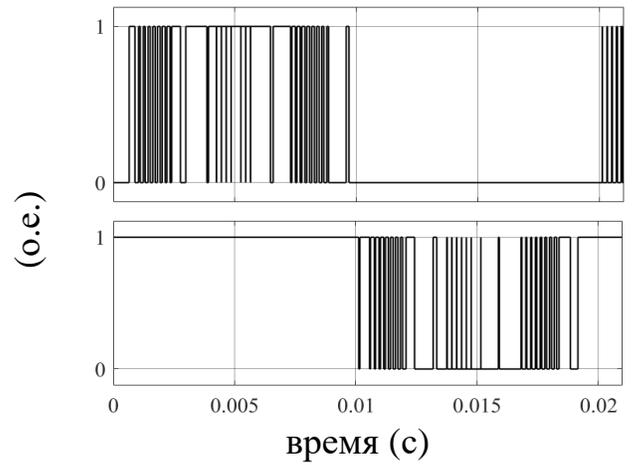
$U_{set1}$  и  $U_{set2}$  несущие сигналы, В;

$S_{A1}; S_{A2}; S_{A3}; S_{A4}$ : Коммутационные функции стойки А.

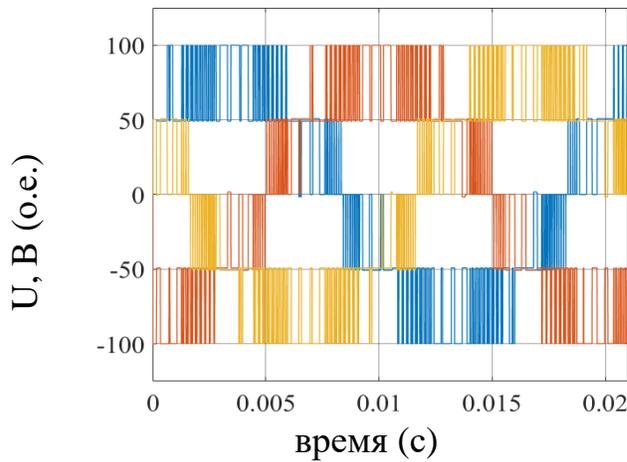
В таблице 2.10 представлен анализ спектрального состава выходного напряжения и тока при применении ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора в области пиков от 1000 Гц до 5000 Гц.



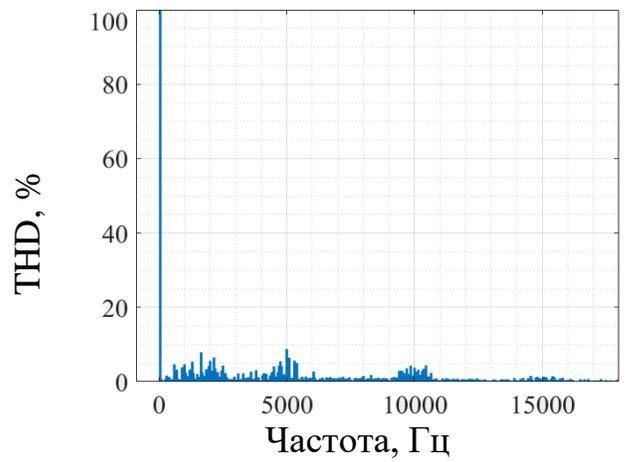
а) управляющий сигнал А  
и несущие сигналы



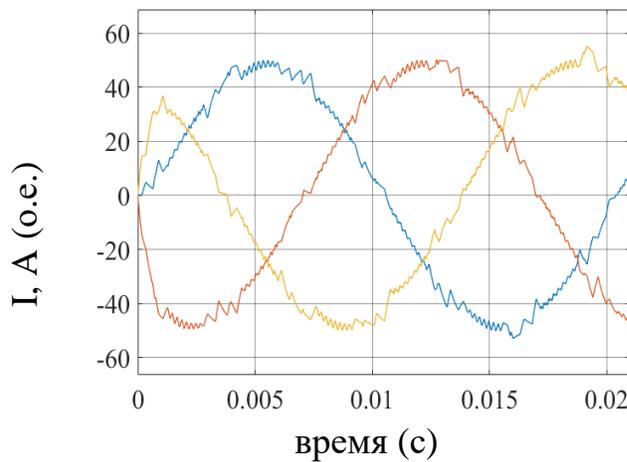
б) Формирование коммутационных  
функции  $VT_{A1}$  и  $VT_{A2}$



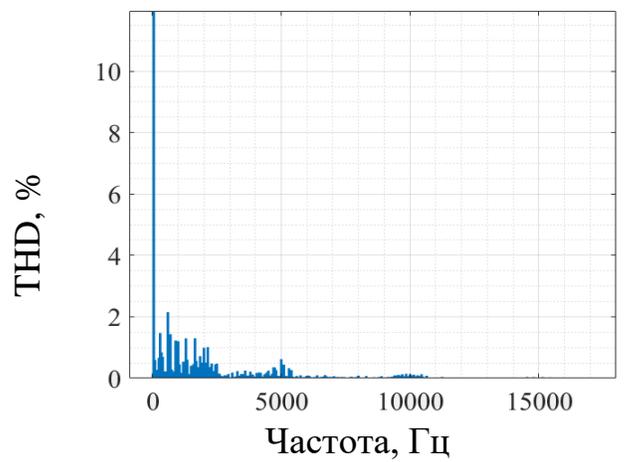
в) Выходные напряжения



д) спектральный состав напряжения



е) Выходные токи



ё) спектральный состав тока

Рисунок 2.13 - Система ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора в области пиков (составлено автором)

Таблица 2.10 - Анализ спектрального состава выходного напряжения и тока системы ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора в области пиков (составлено автором)

№	Частотная область, Гц	Амплитуда гармонической составляющей по напряжению, В		Амплитуда гармонической составляющей по току, А	
		абсолютная	Относительная	абсолютная	Относительная
Основная	50	86,8	100	49,6	100
1	1 000	4,69	5,4	0,74	1,5
2	2 000	5,64	6,5	0,50	1
3	3 000	3,73	4,3	0,25	0,5
4	4 000	2,69	3,1	0,15	0,3
5	5 000	4,95	5,7	0,30	0,6
6	6 000	2,43	2,8	0,05	0,1
7	7 000	1,22	1,4	0,02	0,05
8	8 000	1,56	1,8	0,03	0,07
9	9 000	0,95	1,1	0,07	0,15
10	10 000	3,73	4,3	0,06	0,13
11	11 000	0,87	1	0,01	0,03
12	12 000	0,78	0,9	0,01	0,03
13	13 000	0,61	0,7	0,01	0,02
14	14 000	0,87	1	0,01	0,02
15	15 000	1,39	1,6	0,01	0,02

На рисунке 2.14 показаны результаты исследования ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора в области нуля от  $1000 \text{ Гц}$  до  $5000 \text{ Гц}$ , а в таблице 2.11 представлен анализ спектрального состава выходного напряжения и тока. Указанные результаты также были получены методом компьютерного моделирования в среде Matlab/Simulink для той же эквивалентной схемы, описанной в разделе 2.1.1.

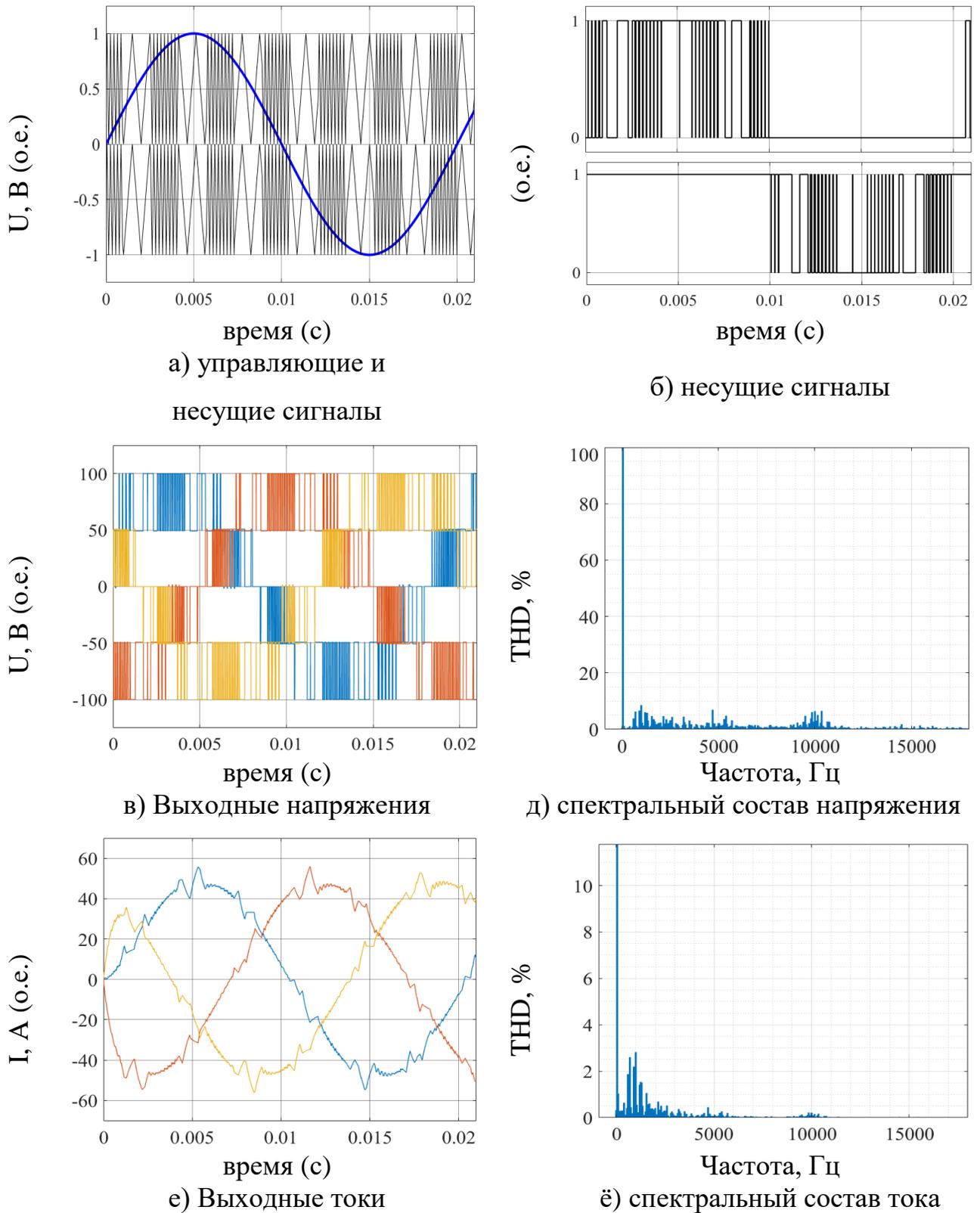


Рисунок 2.14 - Система ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора в области нуля (составлено автором)

Таблица 2.11 - Анализ спектрального состава выходного напряжения и тока системы ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора в области нуля (составлено автором)

№	Частотная область, Гц	Амплитуда гармонической составляющей по напряжению, В		Амплитуда гармонической составляющей по току, А	
		абсолютная	Относительная	абсолютная	Относительная
Основная	50	87	100	49,7	100
1	1 000	7,48	8,6	1,39	2,8
2	2 000	4,09	4,7	0,35	0,7
3	3 000	3,83	4,4	0,25	0,5
4	4 000	2,18	2,5	0,10	0,2
5	5 000	6,00	6,9	0,22	0,45
6	6 000	2,78	3,2	0,10	0,2
7	7 000	1,31	1,5	0,04	0,08
8	8 000	0,96	1,1	0,02	0,05
9	9 000	2,09	2,4	0,04	0,08
10	10 000	5,66	6,5	0,11	0,22
11	11 000	2,44	2,8	0,03	0,07
12	12 000	0,70	0,8	0,01	0,02
13	13 000	0,70	0,8	0,01	0,02
14	14 000	1,57	1,8	0,005	0,01
15	15 000	0,87	1	0,005	0,01

### 2.2.2 Система стохастической широтно-импульсной модуляции трехуровневого инвертора напряжения

Применение системы ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора позволило значительно снизить высшие гармонические составляющие в спектре выходных напряжений и токов инвертора в области низких частот [155]. Однако в области высоких частот такая система также формирует высшие гармоники. Кроме того, алгоритм системы ШИМ с

функциональным изменением частоты коммутации инвертора значительно сложнее [125].

Для устранения недостатка системы ШИМ с постоянной частотой коммутации инвертора и системы ШИМ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора можно принять меры по повышению частоты коммутации. Однако при значительном увеличении частоты переключения транзисторов может приводить к значительному возрастанию динамических потерь транзисторов. Более того, повышение частоты коммутации, в свою очередь, сопровождается повышенным тепловыделением и увеличением вероятности теплового повреждения преобразователей частоты. Следовательно, меры по повышению частоты коммутации не рассмотрены как эффективный способ устранения указанных недостатков.

Другой способ устранения высших гармоник в спектре выходных напряжений и токов инвертора, который можно считать более эффективным, применение системы стохастической модуляции. Стохастическая модуляция способствует улучшению энергетических характеристик выходных напряжений и токов инвертора напряжения за счет минимизации гармонических искажений и снижения ЭМП [173]. Основным отличием стохастической модуляции от традиционных алгоритмов является случайное изменение частоты коммутации инвертора в процессе модуляции, что позволяет избежать формирования гармонических составляющих в спектре выходного напряжения и тока (см. рисунок 2.15). Кроме того, широкий диапазон изменения частоты коммутации инвертора способствует равномерному распределению гармоник, снижению динамических потерь и тепловыделения, а также повышению эффективности преобразования электроэнергии. Проблема стохастической ШИМ без ограничения частоты коммутации инвертора заключается в том, что при её применении в АЭП возможно значительное увеличение количества переключения транзисторов (см. рисунок 2.16).

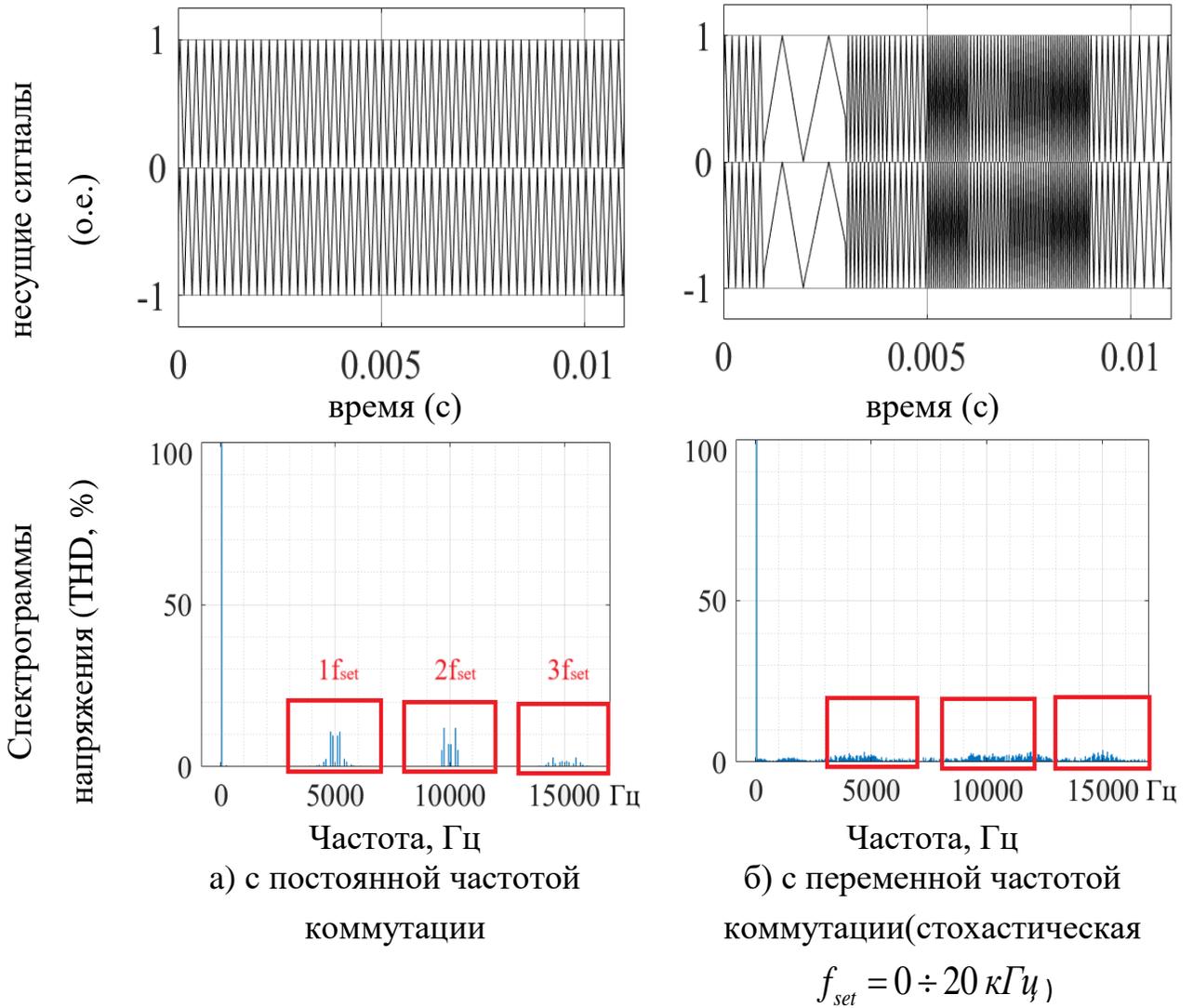


Рисунок 2.15 - ШИМ (составлено автором)

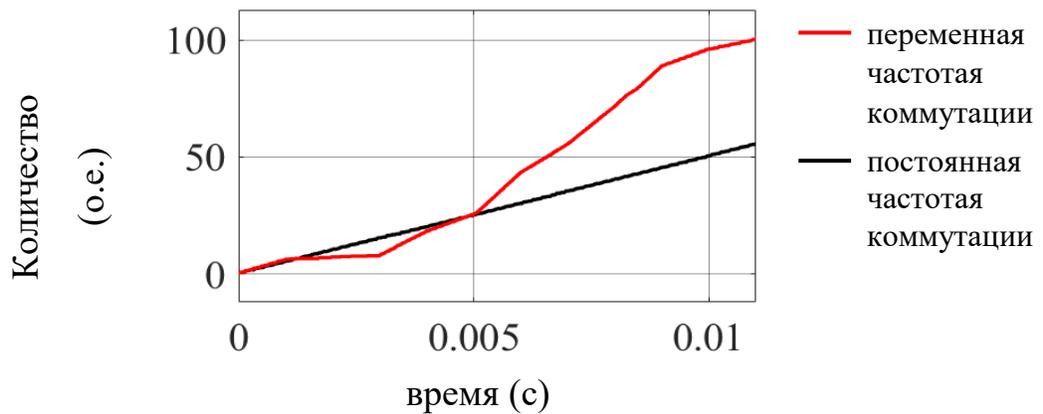


Рисунок 2.16 - Средняя частота переключения транзисторов (составлено автором)

Увеличение частоты коммутации инвертора приводит к росту потерь мощности в преобразователях частоты, что в свою очередь сопровождается увеличением тепловыделения. Повышенное тепловыделение создает дополнительные риски тепловых повреждений компонентов системы, снижая надежность и долговечность её работы.

В связи с этими проблемами была разработана стохастическая ШИМ с ограничением частоты коммутации, т.е. частоты несущих сигналов находятся в определённых пределах от  $f_{min}$  до  $f_{max} = f_{инвертор.max}/4$ ). Этот подход позволяет более точно оценить влияние стохастической модуляции с ограниченной частотой коммутации на динамические и энергетические характеристики АЭП.

На рисунке 2.17а показаны осциллограммы управляющих и несущих сигналов, а на рисунке 2.17б – выходные напряжения трехуровневого инвертора при случайном изменении частоты коммутации инвертора:

- вариант 1: 1000 ÷ 5000 Гц;
- вариант 2: 2000 ÷ 5000 Гц;
- вариант 3: 3000 ÷ 5000 Гц;
- вариант 4: 4000 ÷ 5000 Гц.

Анализ полученных осциллограмм и спектрограмм позволяет сделать следующие выводы:

- при изменении частоты коммутации инвертора в стабилизированном диапазоне от  $f_{min}$  до  $f_{max}$  приводит к изменению частоты несущего сигнала в этом же диапазоне, что вызывает разные ширины и количества импульсов напряжения в периоде коммутации;

- гармонические составляющие разбросаны по всей частотной области исследования, максимальные амплитуды гармоник выходного линейного напряжения инвертора с стохастической модуляцией ниже, чем с СШИМ.

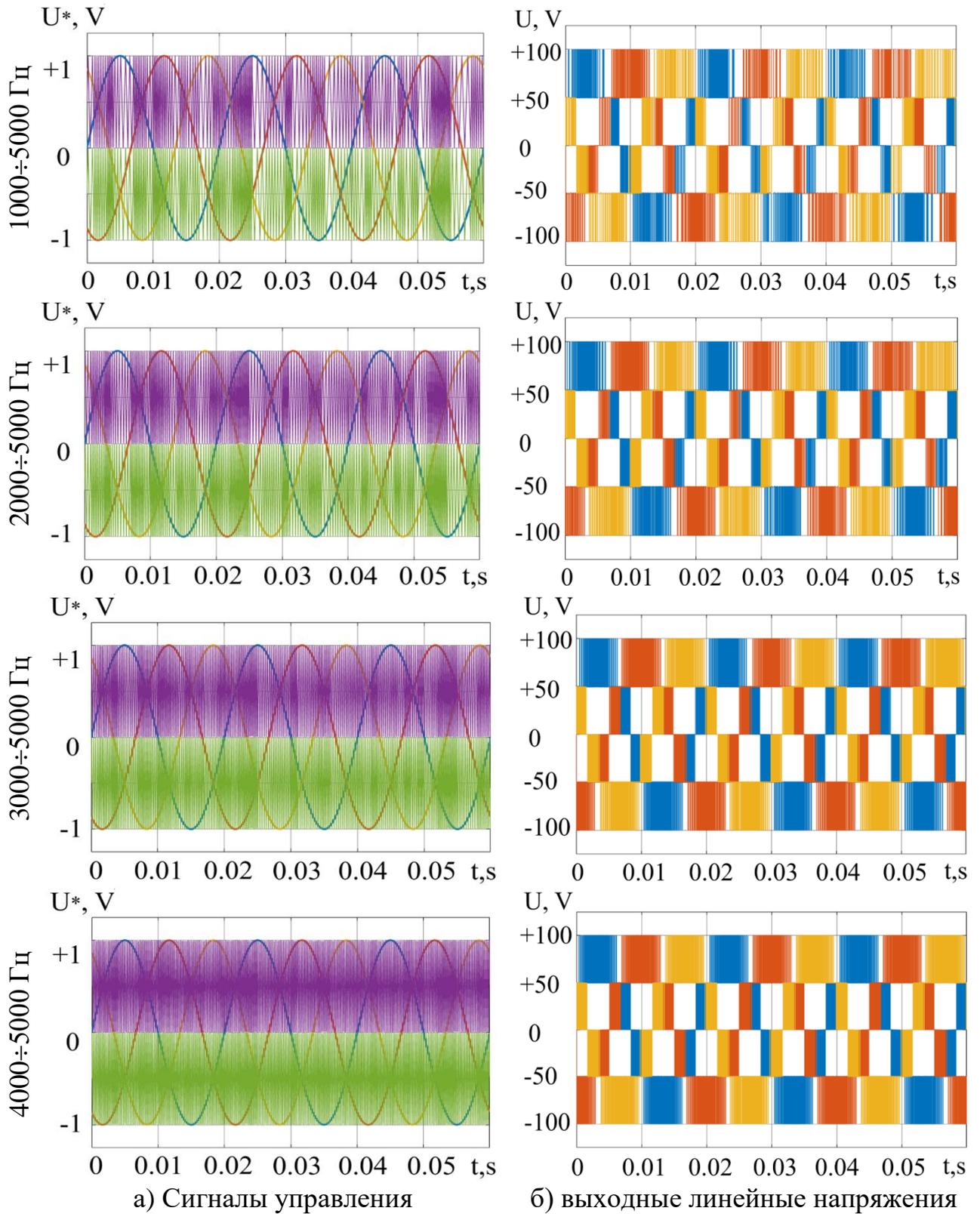


Рисунок 2.17 - Стохастическая ШИМ для трехуровневого инвертора

(составлено автором)

Эти результаты также были получены методом компьютерного моделирования эквивалентной схемы, включающей источник постоянного напряжения  $U_{dc}=100\text{ В}$ , эквивалентную трёхфазную симметричную нагрузку с активным сопротивлением  $1\text{ Ом}$  и индуктивностью  $0,5\text{ мГн}$ , а также управляющие сигналы с номинальной частотой  $f_l=50\text{ Гц}$ .

На рисунке 2.18 представлены спектрограммы выходного линейного напряжения трёхуровневого инвертора с стохастической ШИМ для различных диапазонов изменения частоты коммутации инвертора. Максимальная амплитуда гармоники напряжения представлена в таблице 2.12.

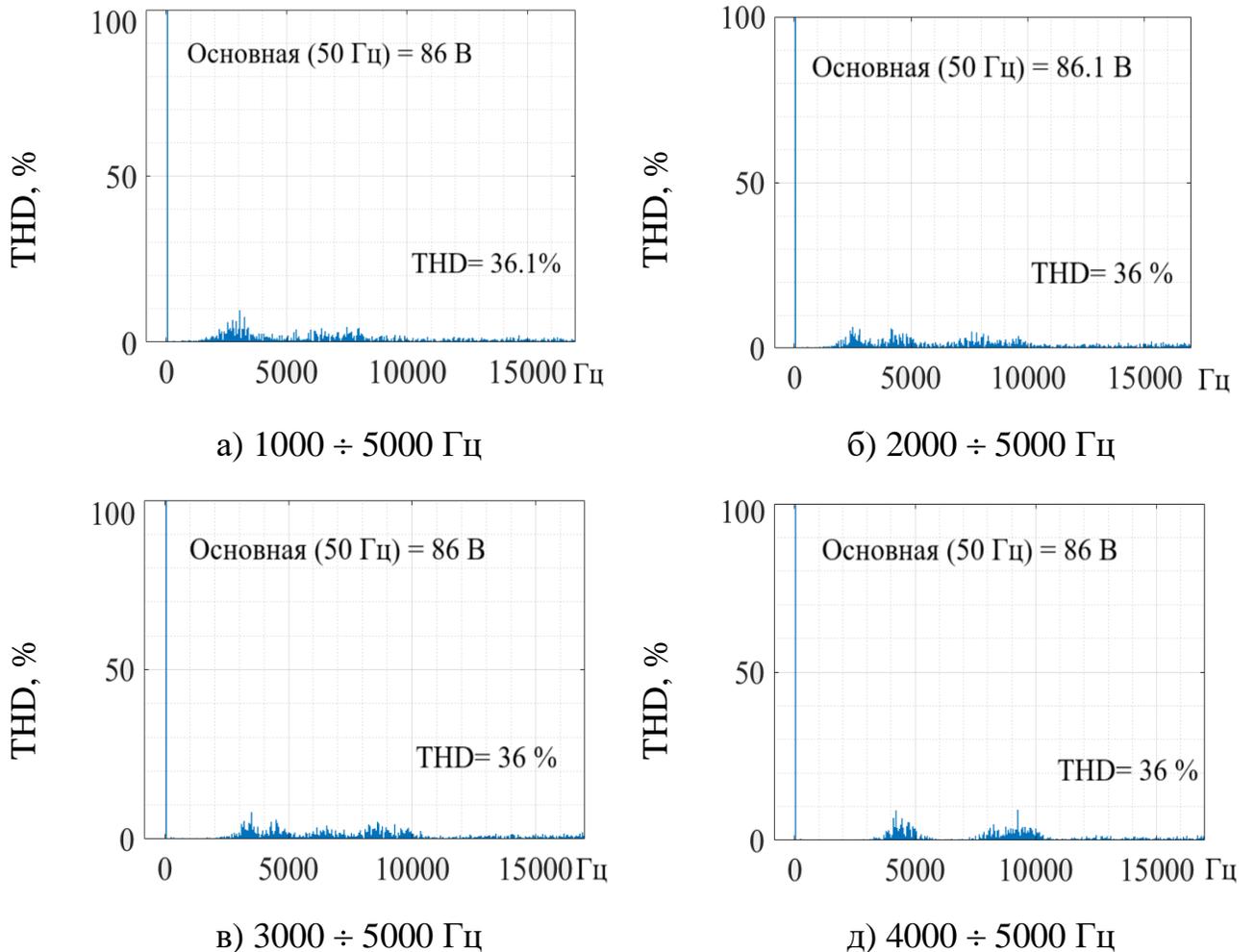


Рисунок 2.18 - Спектрограммы выходного линейного напряжения трехуровневого инвертора со стохастической ШИМ (составлено автором)

Таблица 2.12 - Максимальная амплитуда гармоника напряжения (составлено автором)

Частотная область, Гц	Максимальная амплитуда гармоника напряжения по $f_{set}$ , В			
	1000÷5000 Гц	2000÷5000 Гц	3000÷5000 Гц	4000÷5000 Гц
1000	2	0,5	0,1	0,2
2000	3	4	0,1	0,2
3000	5	2	3	0,2
4000	4	5	6	2
5000	3	5	3	9
6000	2	6	2	0,5
7000	2	2	5	0,3
8000	2	2	2	6
9000	4	2	1	6
10000	2	1	1	3

Для оценки влияния применения системы стохастической ШИМ на энергетической и динамической характеристиках были построены осциллограммы выходных токов трехуровневого инвертора и их спектрограммы (см. рисунок 2.19). По результатам исследования можно сделать вывод по электромагнитной совместимости при применении стохастической ШИМ для трехуровневого инвертора и эффективности преобразования электроэнергии преобразователя частоты, а также динамические потери в транзисторах.

Преимущества при применении стохастической модуляции:

- повышение уровня электромагнитной совместимости: на основании анализа таблицы 2.12 можно заключить, что максимальная амплитуда гармоник при применении изменения частоты переключения транзисторов демонстрирует низкие значения во всех диапазонах частот.

- при меньшем отклонении полосы частот переключения максимальные амплитуды стремятся концентрироваться на крайних значениях частот переключения  $f_{max}$  и  $f_{min}$ .

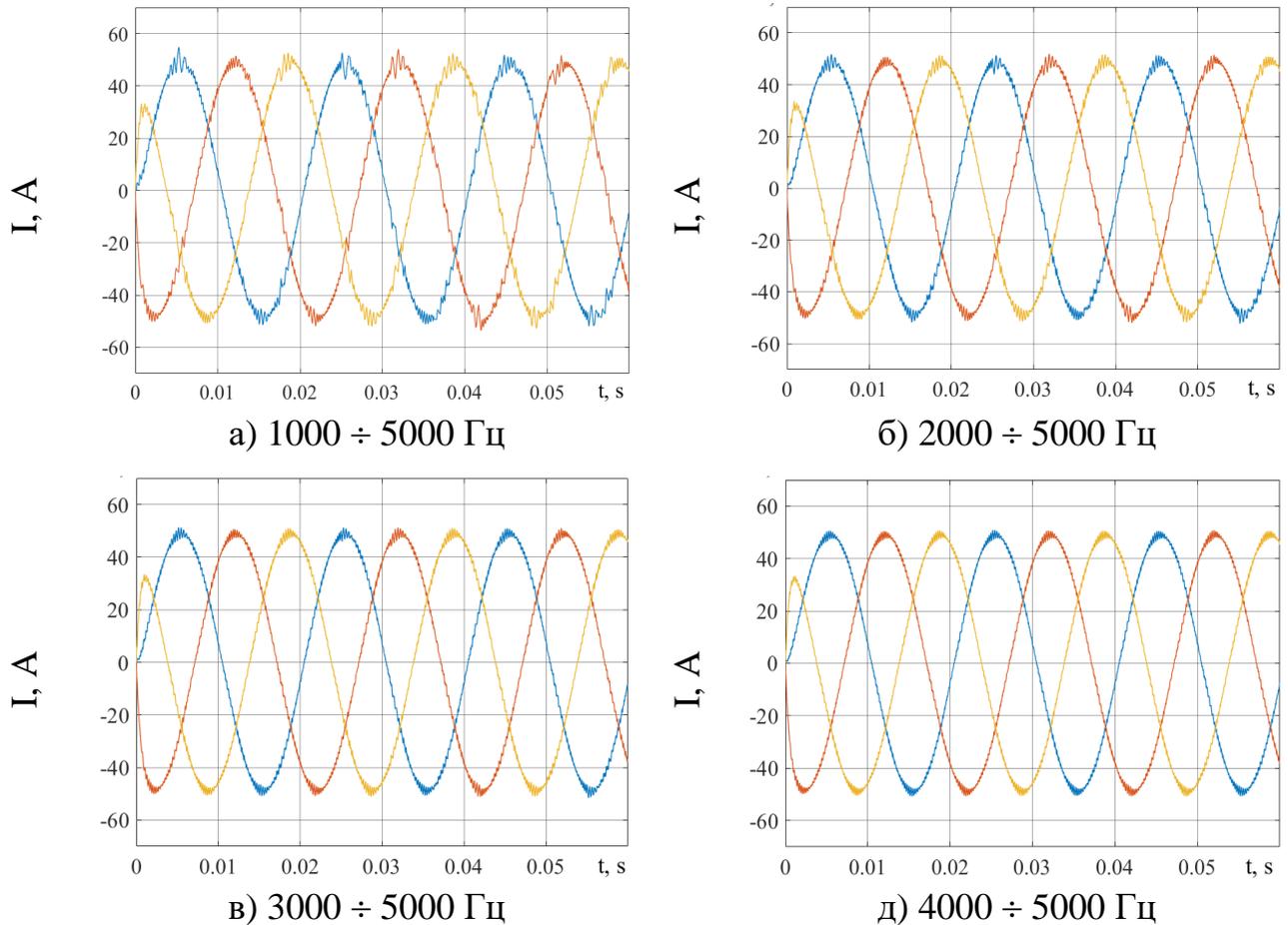


Рисунок 2.19 - Выходные токи ТИСФНТ (составлено автором)

– значительное снижение максимальных амплитуд гармоник существенно упрощает конструкцию LC-фильтров асинхронного электропривода и способствует повышению электромагнитной совместимости общей системы (см. рисунки 2.18 и 2.20);

– пульсация тока уменьшается (см. рисунок 2.19) и коэффициент искажения тока значительно снижается (см. рисунок 2.20);

– эффективность преобразования энергии: поскольку электромагнитные помехи уменьшаются, потери из-за электромагнитных помех также могут быть уменьшены, что повышает эффективность преобразования (см. таблицы 2.13).

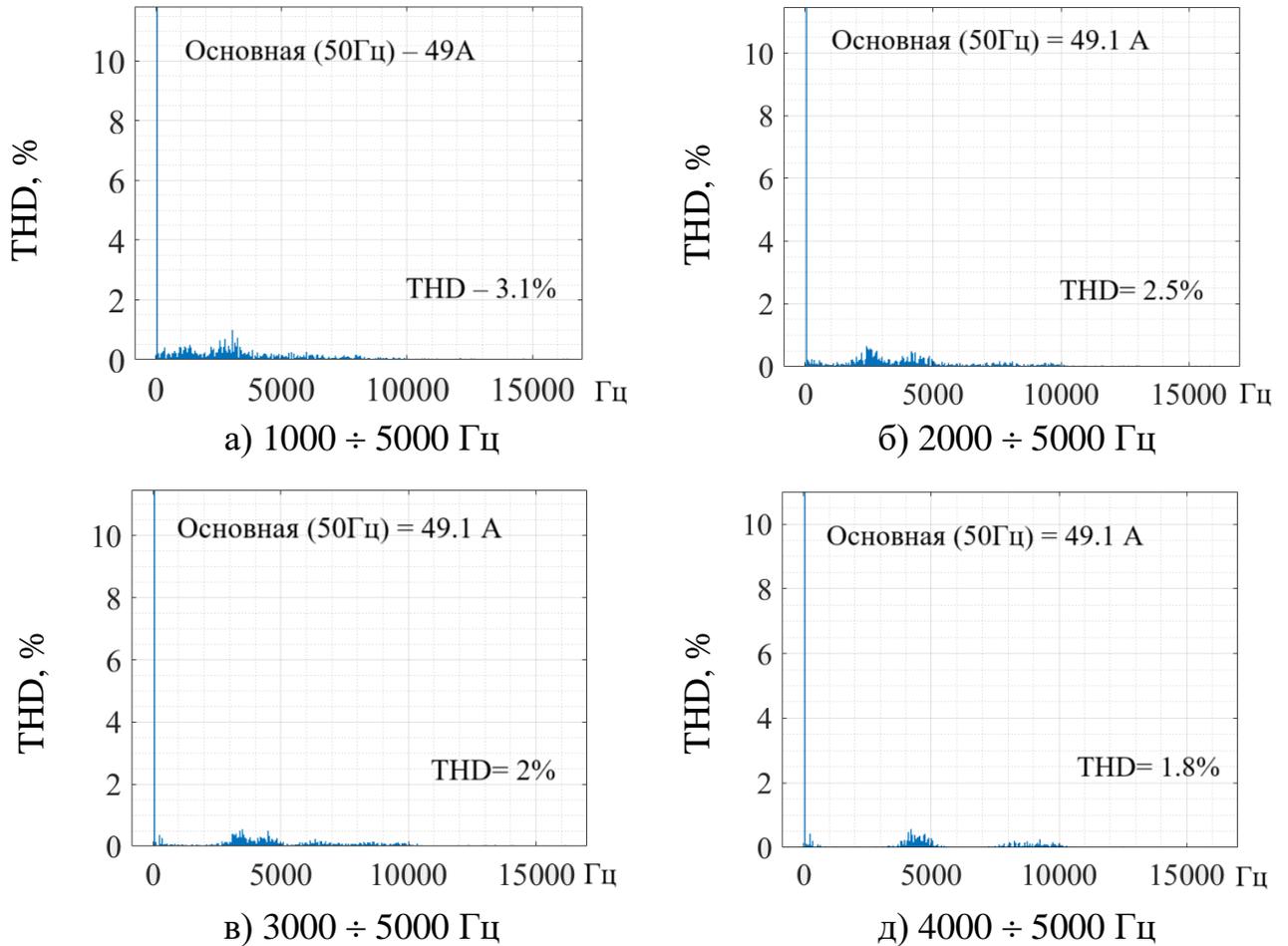
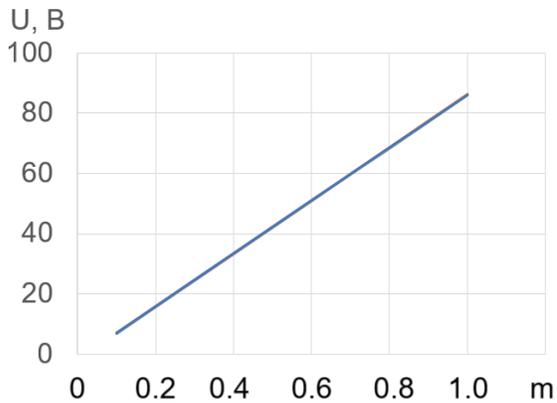


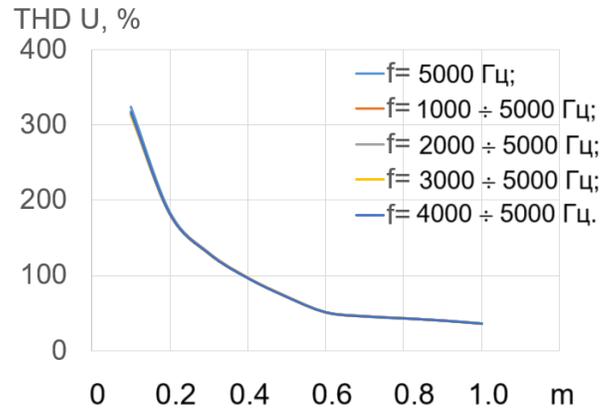
Рисунок 2.20 - Спектрограммы выходного тока инвертора (составлено автором)

Таблица 2.13 - Масимальная амплитуда гармоника тока (составлено автором)

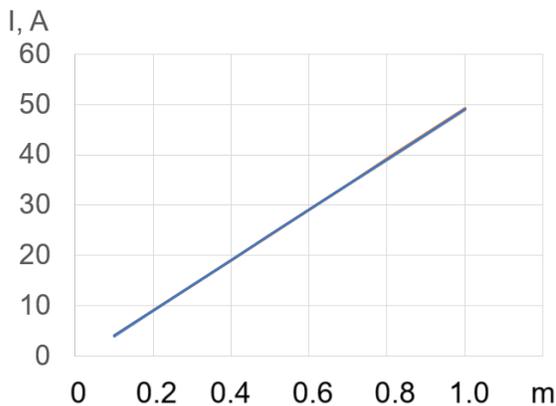
Частотная область, Гц	Максимальная амплитуда гармоника тока по $f_{set}$ , А			
	1000÷5000 Гц	2000÷5000 Гц	3000÷5000 Гц	4000÷5000 Гц
1000	0,8	0,4	0,3	0,1
2000	0,7	0,4	0,05	0,01
3000	0,5	0,3	0,3	0,01
4000	0,5	0,3	0,3	0,4
5000	0,3	0,2	0,1	0,6
6000	0,1	0,1	0,05	0,01
7000	0,1	0,1	0,1	0,01
8000	0,1	0,05	0,02	0,1
9000	0,1	0,02	0,02	0,1
10000	0,04	0,01	0,01	0,01



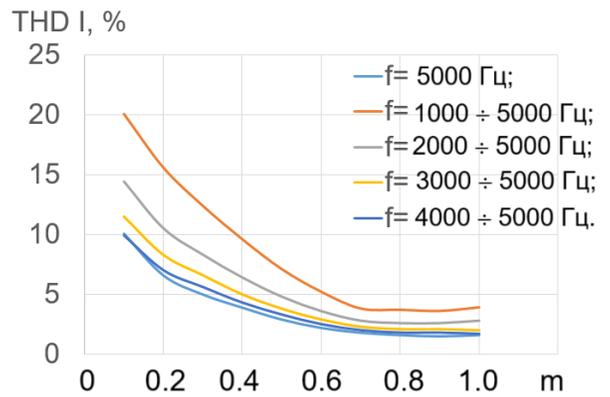
(а) Амплитуда первого гармоника  
напряжения



(б) Коэффициент искажения  
напряжения



(в) Амплитуда первого гармоника тока



(д) Коэффициент искажения тока

Рисунок 2.21 - Динамическая характеристика инвертора (составлено автором)

Для оценки влияния применения системы стохастической ШИМ на энергетические и динамические характеристики была построена динамическая характеристика инвертора (рисунок 2.21). Полученные осциллограммы указанных выше переменных дополнены диаграммами характеристики асинхронного привода, которые представлены зависимостями выходных напряжений и токов от коэффициента модуляции  $m$ .

По результатам исследования можно сделать вывод, что применение такого алгоритма позволяет сохранить энергетические и динамические характеристики асинхронного привода.

Дополнены диаграммами количества переходов состояний транзисторов инвертора VT (рисунок 2.22). На этом рисунке показано, что использование стохастической частоты коммутации инвертора приводит к среднему значению между  $f_{\max}$  и  $f_{\min}$  ( $f \approx (f_{\max} + f_{\min}) / 2$ ). Полученные результаты исследования демонстрируют, что случайная частота переключения обеспечивает более эффективные результаты по сравнению с высокой частотой  $f_{\max}$ .

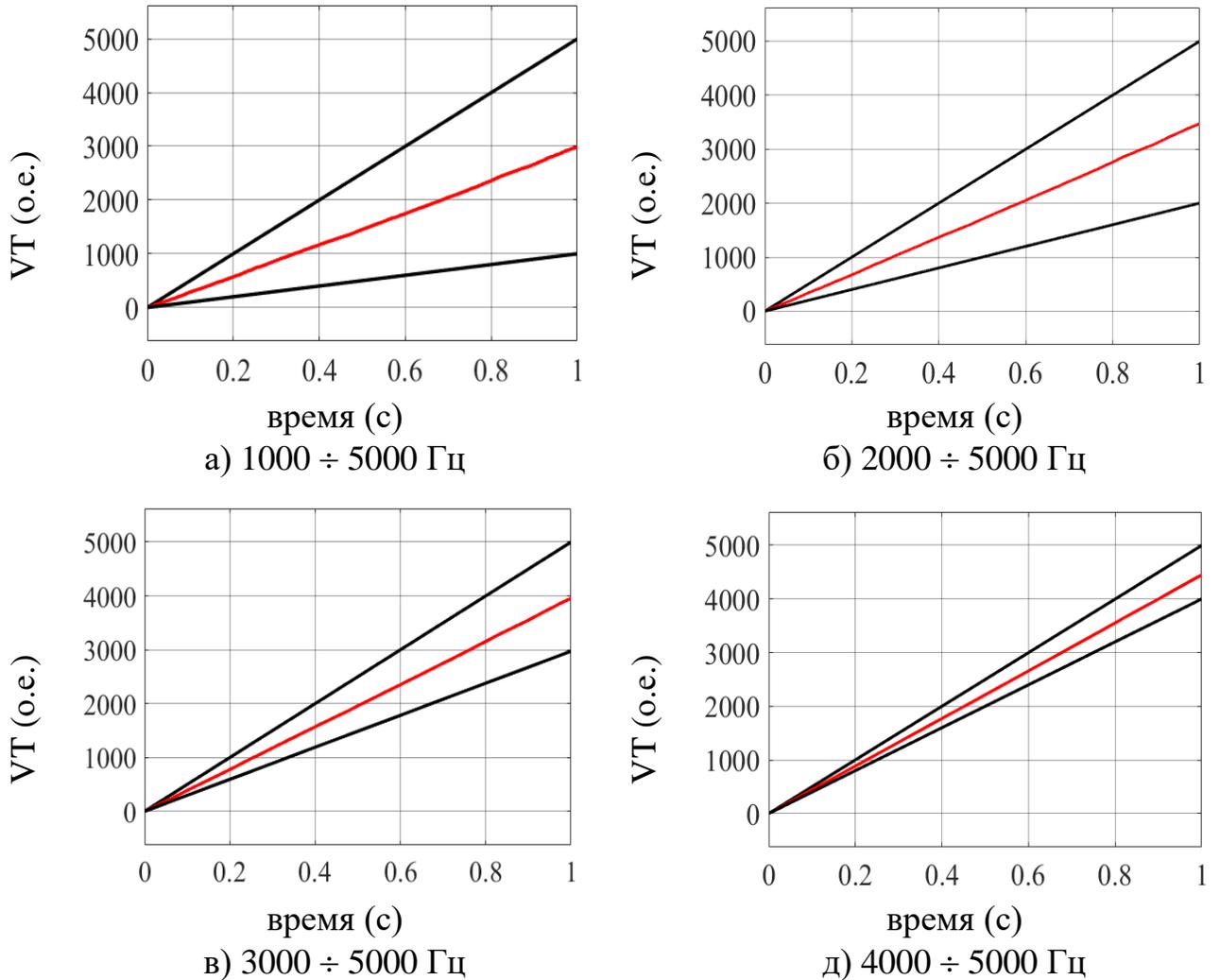


Рисунок 2.22 - Количество переключения транзисторов инвертора в 1 с (VT)

(составлено автором)

Примечание: — ШИМ с постоянной частотой коммутации инвертора  $f_{\min}$  и  $f_{\max}$ ;  
 — Стохастическая модуляция.

Это позволяет снизить частоту переключения вдвое, что, в свою очередь, приводит к уменьшению потерь на коммутацию транзисторов также вдвое. Рассеивание гармонической энергии помогает снизить локальную тепловую нагрузку на компоненты.

Недостатки при применении стохастической модуляции:

– по сравнению с ШИМ с постоянной частотой коммутации инвертора, стохастическая модуляция имеет сложные алгоритмы, которые требуют использования высокопроизводительных компонентов обработки сигналов. Это приводит к увеличению ее производственных затрат.

– поскольку частота переключения изменяется случайным образом, становится сложнее определить оптимальный фильтр, что, возможно, влияет на стабильность систем с высокой и строгой точностью.

Рекомендация границ параметров алгоритма стохастической модуляции (формула 2.22):

$$f_{set} = \left( \frac{f_{max}}{4} < f_{min} < \frac{f_{max}}{2} \right) \div f_{max}, f_{max} = \frac{f_{инвертор.max}}{4} \quad (2.22)$$

где:  $f_{set}$ : диапазон изменения частоты инвертора, Гц;

$f_{min}$ : первая граница параметров алгоритма стохастической модуляции, Гц;

$f_{max}$ : вторая граница параметров алгоритма стохастической модуляции, Гц;

$f_{инвертор.max}$ : максимальная возможность инвертора, Гц.

### 2.3 Выводы по Главе 2

Модуляционные системы управления играют ключевую роль в преобразовании электрической энергии, обеспечивая высокое качество выходного сигнала и эффективную работу преобразователей частоты.

Модуляционные системы с постоянной частотой коммутации инвертора (такие как СШИМ, ШИМ с предмодуляцией и пространственно-векторная ШИМ) генерируют высшие гармонические составляющие, которые могут вызывать резонанс в асинхронных двигателях. Это, в свою очередь, приводит к

перегреву, вибрациям и снижению общей эффективности работы двигателей в АЭП.

Модуляционные системы управления ТИСФНТ с функциональным изменением частоты коммутации инвертора позволяют уменьшить гармонические составляющие в высокочастотных диапазонах, однако при низких частотах они также генерируют ЭМП. Кроме того, реализация данного алгоритма в системе модуляции существенно сложнее по сравнению с ШИМ, использующей постоянную частоту коммутации.

Система стохастической модуляции без ограничения частоты коммутации инвертора эффективно устраняет высшие гармонические составляющие без ухудшения характеристик АЭП, что повышает энергоэффективность в процессе преобразования электроэнергии. Несмотря на преимущества, применение такой системы в АЭП имеет и ряд недостатков. Во-первых, эта система требует более сложного алгоритма. Во-вторых, такая система вызывает ЭМП в спектре выходного напряжения и тока.

Во второй главе разработан алгоритм стохастической модуляции со стабилизированным диапазоном изменения частоты коммутации инвертора, который позволяет устранить в спектре выходного напряжения и тока низко- и высокочастотные гармонические составляющие со снижением частоты коммутации без ухудшения характеристик АЭП.

Стохастическая модуляция продолжает активно исследоваться и внедряться в различные области, в том числе в системах прямого управления, которая обладает значительным потенциалом для повышения эффективности работы в асинхронных электроприводах.

### ГЛАВА 3 МОДИФИКАЦИЯ ДВИГАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ НА БАЗЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ

Исао Такахашаи и Тосихико Ногучи в своей статье, опубликованной в сентябре 1984 г. в журнале IEEJ, предложили методику управления, известную как СПУ, которая была разработана для устранения ограничений традиционных систем управления, таких как система скалярного управления [76, 90, 102, 149, 159, 187], система векторного управление [34, 91, 128, 156] и другие системы управления [113, 157, 158, 165].

Преимущества при применении СПУ заключаются в обеспечении высокой динамической отзывчивости на изменения крутящего момента и упрощении структуры системы управления за счет снижения количества вычислительных операций [75, 112, 174]. Принцип СПУ асинхронного двигателя заключается в расчете и создании на обмотках статора такого вектора выходного напряжения инвертора частотного преобразователя, который обеспечивает целенаправленные изменения регулируемых параметров двигателя – потокосцепления статора и электромагнитного момента [127]. На рисунке 3.1 представлена структурная схема каналов регулирования в системе прямого управления моментом асинхронного электропривода.

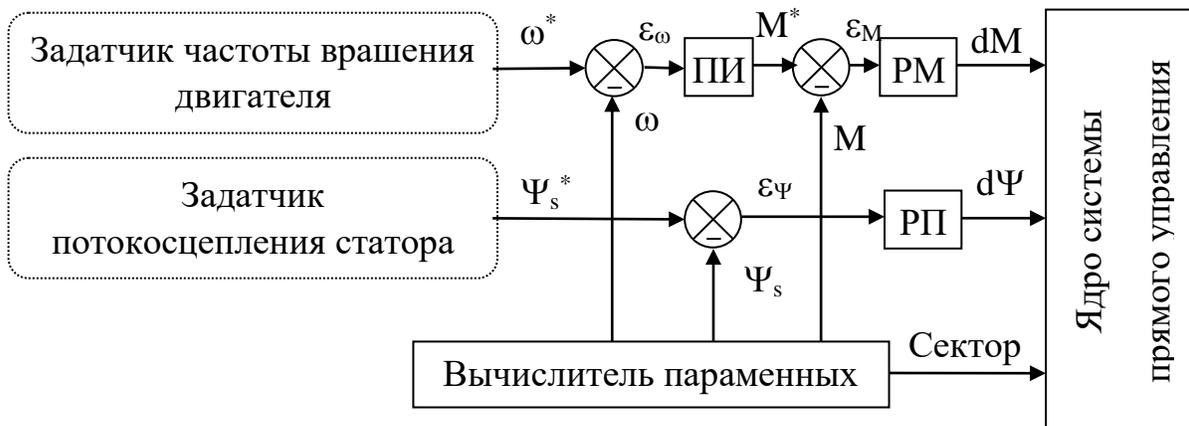


Рисунок 3.1 - Структурная схема каналов СПУ моментом асинхронного электропривода (составлено автором)

СПУ асинхронного электропривода включает два основных канала регулирования [186]:

– первый канал предназначен для регулирования потокосцеплением статора  $\Psi_s$  (РПС), обеспечивая его стабилизацию и контроль при воздействии внешних факторов.

– второй канал представляет собой двухконтурную структуру, в которой внешний контур отвечает за регулирование частоты вращения ротора  $\omega$  (ПИ-регулятор), а внутренний – за контроль и регулирование электромагнитного момента асинхронного двигателя  $M$ , обеспечивая высокую точность и быстродействие.

Одним из ключевых преимуществ СПУ является его устойчивость к изменениям рабочего состояния двигателя и нагрузки за счет непосредственного вычисления и регулирования потокосцепления статора и момента, что осуществляется с помощью датчиков фазных напряжений и токов автономного инвертора.

Регулирование частоты вращения ротора  $\varepsilon_\omega(p)$  осуществляется по рассованию, которое вычисливается следующим образом (формула 3.1):

$$\varepsilon_\omega(p) = \omega^*(p) - \omega(p); \quad (3.1)$$

Пояснение:  $\varepsilon_\omega$  . Отклонение по частоте вращения (рад/с);  $\omega^*$ . Требуемая частота вращения (рад/с);  $\omega$ . Частота вращения асинхронного двигателя (рад/с).

Передаточная функция ( $W_{rs}(p)$ ) ПИ-регулятора частоты вращения имеет следующий вид (формула 3.2):

$$W_{rs}(p) = K_{rs} \left(1 + \frac{1}{T_{rs}p}\right); \quad (3.2)$$

где:  $K_{rs}$ : коэффициент усиления ПИ-регулятора;

$T_{rs}$ : постоянная времени инвертора, с;

$1/p$ : преобразование Лапласа.

Как отмечалось в предыдущих разделах, автоматизированный асинхронный электропривод включает три ключевых элементов:

- асинхронный двигатель, который работает в непрерывном режиме;
- ТИСФНТ, который работает в импульсном режиме;
- системы управления АЭП, которые функционируют в режиме, близком к непрерывному, обеспечивая высокой частотой вычислительных операций.

Вычисление проекций заданного вектора напряжения статора происходит в пределах диапазона, ограниченного окружностью годографа инвертора. Это накладывает ограничения на точность формирования управляющих сигналов и влияет на эффективность управления АЭП. В последние годы спу активно используется для управления асинхронными двигателями с двухуровневыми инверторами (Далее - ДИ).

Применение ДИ в СПУ АЭП сопровождается рядом существенных проблем. Одной из ключевых задач является согласование работы инвертора с системой управления, что затрудняется из-за ограниченного числа уровней выходного напряжения, приводящего к высоким пиковым значениям токов, увеличению гармонических и тепловых потерь, а также снижению точности регулирования электромагнитного момента [114]. В установившихся режимах, для поддержания технологических процессов, ДИ вынужден работать с повышенной частотой коммутации, что приводит к увеличению динамических потерь в силовых ключах и, как следствие, к росту тепловыделения.

Высокочастотные импульсы выходных напряжений инвертора оказывают существенное влияние на эксплуатационные характеристики асинхронного двигателя, входящего в состав АЭП. Отрицательное воздействие данного режима проявляется в следующем:

- снижение энергетических характеристик: это обусловлено уменьшением КПД АЭП, что связано с высокой степенью несинусоидальности напряжения и тока в обмотках статора;

– снижение динамических характеристик: это обусловлено повышением высокочастотных пульсаций момента и потокосцепления статора;

– снижение технологических характеристик: это обусловлено снижением надежности и работоспособности асинхронного двигателя, что связано с ускоренным электрическим старением изоляции обмоток статора. Такое старение обусловлено воздействием напряжения, имеющего форму высокочастотных импульсов значительной амплитуды.

Для устранения этих недостатков целесообразно использовать ТИСФНТ. Этот инвертор имеет 27 выходных напряжений (3 пассивных вектора напряжения и 24 активных вектора напряжения). Больше количество выходных напряжений позволяет формировать вектор выходного напряжения с лучшей точностью управления моментом и потокосцеплением статора. Применение такого инвертора снижает среднюю частоту переключений силовых ключей, что уменьшает коммутационные потери и повышает общую эффективность системы АЭП в целом [22].

На основе СПУ на базе ДИ выполнена разработка СПУ асинхронного двигателя на базе ТИСФНТ, которая также основывается на двухпозиционном релейном регуляторе потокосцепления статора и трехпозиционном релейном регуляторе момента.

### **3.1 Математическое описание асинхронного двигателя для синтеза системы прямого управления на базе трехуровневого инвертора с фиксированной нейтральной точкой**

Для синтеза СПУ асинхронным двигателем требуется математическое описание не только самого двигателя, но и всей системы в целом, включающей автономный инвертор и асинхронный двигатель [146]. Такое описание должно представлять собой качественные зависимости, отражающие взаимосвязь между электромеханическими переменными двигателя, а не ограничиваться

аналитическими, интегральными или дифференциальными уравнениями. Этот подход можно назвать *лингвистическим*, или *качественным* описанием.

С учетом того, что управление асинхронным двигателем требует регулирования таких параметров, как частота вращения, момент и потокосцепление статора, лингвистическое описание должно устанавливать качественные связи между управляющим напряжением, формируемым автономным инвертором, и регулируемыми переменными:

- частотой вращения;
- электромагнитным моментом;
- потокосцеплением статора.

Построение математического описания асинхронного двигателя в форме качественных зависимостей может быть выполнено по следующему алгоритму:

**а. Установление зависимости напряжения статора и частоты вращения**

Вектор напряжения, формируемого автономным инвертором, может принимать 27 векторов, из которых 24 активных и 3 пассивных. В общем виде синусоидальное напряжение изменяется следующим образом (формула 3.3):

$$U = U_1 \sin(2\pi f_1 + \varphi) \text{ (В)}. \quad (3.3)$$

где:  $U_1$ : Напряжения обмотки статора, В;

$f_1$ : номинальная частота, Гц.

При формировании напряжения с помощью ТИСФНТ амплитуда  $U_1$  и угол поворота вектора напряжения  $\varphi$  определяются (формула 3.4 и 3.5):

– амплитуда напряжения:  $U_1 = [0; U_{dc} / 2; U_{dc}] \text{ (В)}$ ; (3.4)

– угол поворота вектора напряжения:

$$\varphi = [0; \frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{2}; \frac{2\pi}{3}; \frac{5\pi}{6}; \pi; \frac{7\pi}{6}; \frac{4\pi}{3}; \frac{3\pi}{2}; \frac{5\pi}{3}; \frac{11\pi}{6}] \text{ (рад)}. \quad (3.5)$$

**б. Зависимость потокосцепления статора от напряжения статора**

Уравнение потокосцепления статора (формула 3.6):

$$\Psi_1 = -\frac{U_1}{\omega_1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (\text{Вб}). \quad (3.6)$$

Формирование нулевых векторов напряжения приводит к уменьшению величины вектора потокосцепления статора, поскольку нулевым векторам напряжения соответствует выключенное состояние электропривода. Влияние активных векторов напряжения обмоток статора, формируемых автономным инвертором, на потокосцепление статора можно описать следующим образом:

– если вектор напряжения автономного инвертора попадает в выделенную область: такой вектор напряжения способствует увеличению величины вектора потокосцепления статора, вытягивая его. Это происходит потому, что вектор напряжения усиливает магнитный поток в обмотках статора, что в свою очередь увеличивает потокосцепление статора и повышает его эффективность.

– если вектор напряжения автономного инвертора не попадает в выделенную область: в этом случае вектор напряжения вызывает уменьшение величины вектора потокосцепления статора, сжимая его. Это объясняется тем, что вектор напряжения не оказывает эффективного воздействия на магнитный поток, что снижает его величину и ухудшает потокосцепление статора.

Влияние активных векторов выходного напряжения автономного инвертора на величину вектора потокосцепления статора также можно описать через угол между векторами напряжения и потокосцепления статора:

– если угол между векторами напряжения автономного инвертора и потокосцепления статора находится в диапазоне  $\pm 90^\circ$ : вектор напряжения эффективно усиливает магнитный поток, увеличивая величину вектора потокосцепления статора. Это связано с тем, что при таком угле вектор напряжения максимально эффективно воздействует на магнитный поток, усиливая его и улучшая потокосцепление статора.

– если угол между векторами напряжения автономного инвертора и потокосцепления статора выходит за пределы диапазона  $\pm 90^\circ$ : в этом случае вектор напряжения неэффективно воздействует на магнитный поток, что приводит к его ослаблению и уменьшению величины вектора потокосцепления статора. Это снижает эффективность работы двигателя.

#### **в. Установление зависимости напряжения статора и момента**

Для ТИСФНТ изменение момента нагрузки при проектировании таблицы управления, которое определяется (формула 3.7):

$$M = -\frac{3}{2} \frac{k_1 k_2}{\sigma L_0} |\Psi_1| |\Psi_2| \sin \theta \quad (\text{Н.м}). \quad (3.7)$$

где:  $k_1 = L_0 / L_1$ ;  $k_2 = L_0 / L_2$ ;  $\sigma = 1 - k_1 / k_2$ : коэффициенты;

$\Psi_1$  и  $\Psi_2$  – потокосцепления статора и ротора, Вб;

$\theta$  – угол между потокосцеплениями статора и ротора, рад.

По формуле определения момента (3.7) можно отметить, что эта величина определяется как длины векторов потокосцепления статора и ротора и угла между ними. С учетом того, что потокосцепления ротора должны поддерживаться на номинальном уровне, влияние векторов напряжения на величину момента необходимо оценивать с точки зрения влияния этих векторов на угол между векторами потокосцепления статора и ротора. Вектор потокосцепления статора стремится сблизиться с вектором напряжения, можно выделить три ключевых положения, влияющих на электромагнитный момент:

– если вектор напряжения увеличивает угол  $\theta$ : вектор напряжения отклоняет вектор потокосцепления статора от вектора потокосцепления ротора, что приводит к увеличению угла между ними. Это увеличение угла способствует росту электромагнитного момента, так как момент пропорционален синусу угла между потоками статора и ротора. Чем больше угол, тем сильнее этот момент.

– если вектор напряжения уменьшает угол  $\theta$ : вектор напряжения приближает вектор потокосцепления статора к вектору потокосцепления ротора, что снижает угол между ними. Это уменьшение угла также приводит к увеличению электромагнитного момента, поскольку момент пропорционален косинусу угла между потоками. Чем меньше угол, тем выше момент.

– если вектор напряжения не приводит к изменению угла  $\theta$ : В этом случае вектор напряжения не оказывает значительного воздействия на величину момента, поскольку угол остается неизменным. В результате электромагнитный момент остается стабильным.

### **Математическое описание асинхронного двигателя в системе прямого управления**

Каждый вектор напряжения может повлиять на амплитуду вектора потокосцепления статора (таблица 3.1). Эти векторы напряжения могут быть намагничивающими, если они усиливают потокосцепление статора, или размагничивающими, если они ослабляют его. При изменении векторов напряжения происходит либо увеличение, либо уменьшение амплитуды вектора потокосцепления статора, что влияет на электромагнитный момент асинхронного двигателя.

Некоторые векторы напряжения могут быть *«активными»*, то есть приводить к изменению момента. Вектор напряжения может быть *вращающим*, если он усиливает момент, *тормозящим*, если он ослабляет момент, или *нейтральным*, если он не оказывает значимого влияния на момент двигателя.

Вектор напряжения является вращающим, если он увеличивает поток, усиливая магнитное поле и, следовательно, момент. Вектор напряжения является тормозящим, если он снижает магнитное поле. Вектор напряжения является нейтральным, если он не изменяет момент, оставаясь на одном уровне.

На рисунке 3.2 представлен годограф напряжений ТИсФНТ. Обозначения Р, О, N рассмотрены в разделе 1.4.

Таблица 3.1 - Математическое описание асинхронного двигателя в качественной форме в сектор I для синтеза СПУ (составлено автором)

Вектор напряжения	Потокоцепления статора	Момент	Характер
V0	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V1	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V2	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
V3	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
V4	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V5	Размагничивающие	Тормозной	↓/↓
V6	Намагничивающие	Тормозной	↑/↓
V7	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V8	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V9	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
V10	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
V11	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V12	Размагничивающие	Тормозной	↓/↓
V13	Намагничивающие	Тормозной	↑/↓
V14	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
V15	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V16	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
V17	Размагничивающие	Тормозной	↓/↓
V18	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V19	Намагничивающие	Тормозной	↑/↓
V20	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V21	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
V22	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
V23	Нейтральный	Нейтральный	-/-
V24	Размагничивающие	Тормозной	↓/↓
V25	Намагничивающие	Тормозной	↑/↓
V26	Нейтральный	Нейтральный	-/-

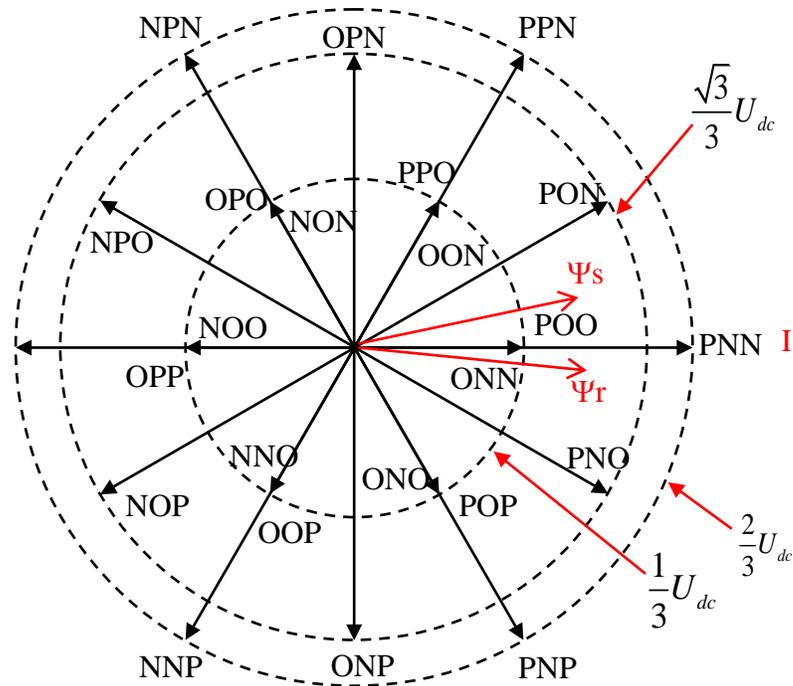


Рисунок 3.2 – Годограф трехуровневый инвертор с фиксированной нейтральной точкой (составлено автором)

### 3.2 Синтез закона регулирования системы прямого управления на базе трехуровневого инвертора с фиксированной нейтральной точкой

Математическое описание АД с СПУ имеет качественную форму, что позволяет установить качественные зависимости между управляющими и регулируемыми переменными электропривода как объекта управления. Математическое описание в качественной форме служит основой для выполнения синтеза закона системы прямого управления, выраженного в виде правил управления.

Правила управления представляют собой определённые соотношения между изменениями управляющей и регулируемых переменными. Для этого используется метод экспертной оценки, который основывается на качественных зависимостях управляющей и регулируемой переменных объекта управления, как описано в математической модели. Особенность асинхронного двигателя как объекта управления заключается в следующем:

- в качестве управляющего воздействия используется только одна переменная – напряжение статора, формируемое с помощью инвертора;
- количество возможных векторов напряжения ограничено возможностью инвертора;
- для обеспечения полного управления асинхронным двигателем необходимо контролировать частоту вращения, потокосцепление статора и момент.

В СПУ частота вращения асинхронного двигателя регулируется за счет формирования последовательного чередования векторов напряжения инвертора, которые формируются автономным инвертором преобразователей частоты. Это достигается путем управления переключением силовых ключей инвертора, что влияет на магнитное поле в двигателе и, соответственно, на частоту вращения.

Регулирование потокосцепления статора осуществляется путем формирования таких векторов напряжения автономного инвертора, которые приводят к заданному изменению потокосцепления статора. Это достигается за счет точного управления векторами напряжения, направленных на увеличение или уменьшение потокосцепления статора.

Для регулирования момента асинхронного двигателя используются векторы напряжения, которые изменяют угол между потокосцеплением статора и ротора, что приводит к необходимому изменению момента.

#### **Алгоритм формирования правил системы прямого управления:**

- разбиение системы координат  $(\alpha-\beta)$ : система координат  $(\alpha-\beta)$  используется для представления зависимости базовых векторов выходного напряжения с регулируемыми переменными в качественной форме для синтеза СПУ в АЭП. Векторы напряжений, потокосцепление статора ( $\Psi_s$ ) и потокосцепление ротора ( $\Psi_r$ ) вращаются вокруг начала координат с различными частотами. Для обеспечения гибкости управления необходимо

определить области системы координат, в которых векторы  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$  могут находиться при различных режимах работы двигателя.

– выбор типа регулятора потокосцепления статора: в зависимости от позиции векторов  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$  в системе координат  $(\alpha-\beta)$ , необходимо выбрать тип регулятора  $\Psi_s$ : если векторы  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$  находятся близко к первому вектору напряжения, используются простые правила управления для увеличения или уменьшения  $\Psi_s$ ; если векторы  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$  находятся в другой области координат, может потребоваться использование более сложных алгоритмов регулирования, таких как переменный регулятор, который может адаптироваться к различным положениям векторов.

– выбор типа регулятора момента: аналогично выбору типа регулятора  $\Psi_s$ , выбор регулятора момента также зависит от позиции векторов  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$ : если векторы находятся рядом друг с другом, используется базовая схема регулирования момента; в противном случае могут потребоваться более сложные методы, такие как адаптивные регуляторы или методы управления, учитывающие изменение угла между векторами  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$ .

– формулирование комплекса правил управления: на основе выбранных типов регуляторов  $\Psi_s$  и момента формулируются комплекс правил управления, который должен обеспечивать управление потокосцеплением статора и моментом асинхронного двигателя при любых возможных положениях векторов  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$  в системе координат  $(\alpha-\beta)$ . В СПУ на базе двухуровневого инвертора для  $\Psi_s$  – выбирать такие векторы напряжения, которые соответствуют текущему положению векторов  $\Psi_s$ , и изменять их для изменения  $\Psi_s$ ; для момента – адаптировать алгоритм регулирования в зависимости от угла между векторами  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$ , чтобы обеспечить требуемое изменение момента.

Рассмотрим алгоритм формирования правил для ТИсФНТ с трехпозиционным регулятором момента в системе прямого управления.

### 3.3 Система прямого управления на базе трехуровневого инвертора с фиксированной нейтральной точкой с трехпозиционным регулятором момента

#### Разбиение системы координат ( $\alpha$ - $\beta$ )

Пространство векторов напряжения ТИСФНТ подразделяется на 12 секторов (по синей линии – см. рисунок 3.3), каждый из которых охватывает  $30^\circ$  (таблица 3.2).

Таблица 3.2 - Разбиение системы координат ( $\alpha$ - $\beta$ ) трехуровневого инвертора (составлено автором)

Сектор	Граница	Сектор	Граница	Сектор	Граница
<b>I</b>	$[-15^\circ; 15^\circ]$	<b>V</b>	$[105^\circ; 135^\circ]$	<b>IX</b>	$[235^\circ; 265^\circ]$
<b>II</b>	$[15^\circ; 45^\circ]$	<b>VI</b>	$[135^\circ; 175^\circ]$	<b>X</b>	$[265^\circ; 295^\circ]$
<b>III</b>	$[-45^\circ; 75^\circ]$	<b>VII</b>	$[175^\circ; 205^\circ]$	<b>XI</b>	$[295^\circ; 315^\circ]$
<b>IV</b>	$[-75^\circ; 105^\circ]$	<b>VIII</b>	$[205^\circ; 235^\circ]$	<b>XII</b>	$[315^\circ; 345^\circ]$

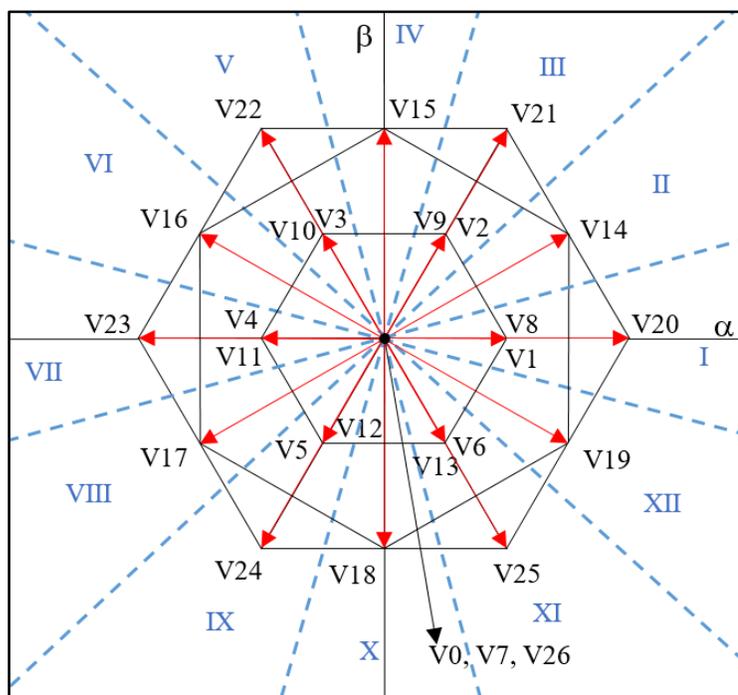


Рисунок 3.3 - Разбиение системы координат ТИСФНТ (составлено автором)

### Описание двухпозиционного релейного регулятора потокосцепления статора асинхронного двигателя

Двухпозиционный релейный регулятор представляет собой дискретный релейный регулятор, который может находиться в одном из двух устойчивых состояний, характеризующихся двумя уровнями выходной переменной (рисунок 3.4). В СПУ двухпозиционный релейный регулятор используется для канала управления потокосцеплением статора асинхронного двигателя. Уравнение статической характеристики двухпозиционного релейного регулятора потокосцепления статора имеет следующий вид:

$$d\Psi_s = \begin{cases} +1, & \text{если } \varepsilon_\Psi(p) > a', \text{ если } \frac{d[\varepsilon_\Psi(p)]}{dt} > 0; \\ 0, & \text{если } \varepsilon_\Psi(p) < -a', \text{ если } \frac{d[\varepsilon_\Psi(p)]}{dt} < 0. \end{cases}$$

Рисунок 3.4 - Двухпозиционный релейный регулятор потока статора  
(составлено автором)

Пояснение:  $\varepsilon_\Psi(p)$ . Отклонение по потокосцеплению статора.  $d\Psi_s$ . Выходное значение регулятора потокосцепления статора;  $a'$ . Зона нечувствительности потокосцепления статора.

Функционирование двухпозиционного релейного регулятора потокосцеплением статора:

1. Если рассогласование по потокосцеплению статора больше нуля ( $d[\varepsilon_\Psi(p)] > 0$ ):

– если рассогласование по потокосцеплению статора  $\varepsilon_\Psi(p) > a'$ , регулятор должен увеличивать потокосцепление статора. При этом СПУ формирует намагничивающий вектор напряжения, что приводит к увеличению потокосцепления статора. Выходное значение принимает единичное значение ( $d\Psi_s=1$ );

– если рассогласование по потокосцеплению статора  $\varepsilon_{\psi}(p) < a'$ , регулятор должен уменьшать потокосцепление статора. При этом СПУ формирует размагничивающий вектор напряжения, что приводит к уменьшению потокосцепления статора. Выходное значение принимает нулевое значение ( $d\Psi_s=0$ );

2. Если рассогласование по потокосцеплению статора меньше нуля ( $d[\varepsilon_{\psi}(p) < 0]$ ), регулятор должен увеличивать потокосцепление статора:

– если рассогласование по потокосцеплению статора  $\varepsilon_{\psi}(p) > -a'$ , регулятор должен увеличивать потокосцепление статора. При этом СПУ формирует намагничивающий вектор напряжения, что приводит к увеличению потокосцепления статора. Выходное значение принимает единичное значение ( $d\Psi_s=1$ );

– если рассогласование по потокосцеплению статора  $\varepsilon_{\psi}(p) < -a'$ , регулятор должен уменьшать потокосцепление статора. При этом СПУ формирует размагничивающий вектор напряжения, что приводит к уменьшению потокосцепления статора. Выходное значение принимает нулевое значение ( $d\Psi_s=0$ );

Динамические свойства двухпозиционного релейного регулятора потокосцепления статора можно описать с помощью статической характеристики, которая отображает зависимость выходной переменной от входной переменной.

### **Описание трехпозиционного релейного регулятора момента асинхронного двигателя**

Трехпозиционный релейный регулятор – это дискретный регулятор релейного типа, который может находиться в одном из трех устойчивых состояний. Трехпозиционный релейный регулятор момента предназначен для

формирования управляющего воздействия системы прямого управления в асинхронном двигателе с тремя состояниями вектора момента:

- увеличение (вращающее);
- уменьшение (Тормозной);
- стабилизация момента (нейтральное состояние).

Регулятор переключается между состояниями в зависимости от рассогласования, обеспечивая необходимое управление моментом асинхронного двигателя (рисунок 3.5). Уравнение статической характеристики трехпозиционного релейного регулятора имеет следующий вид:

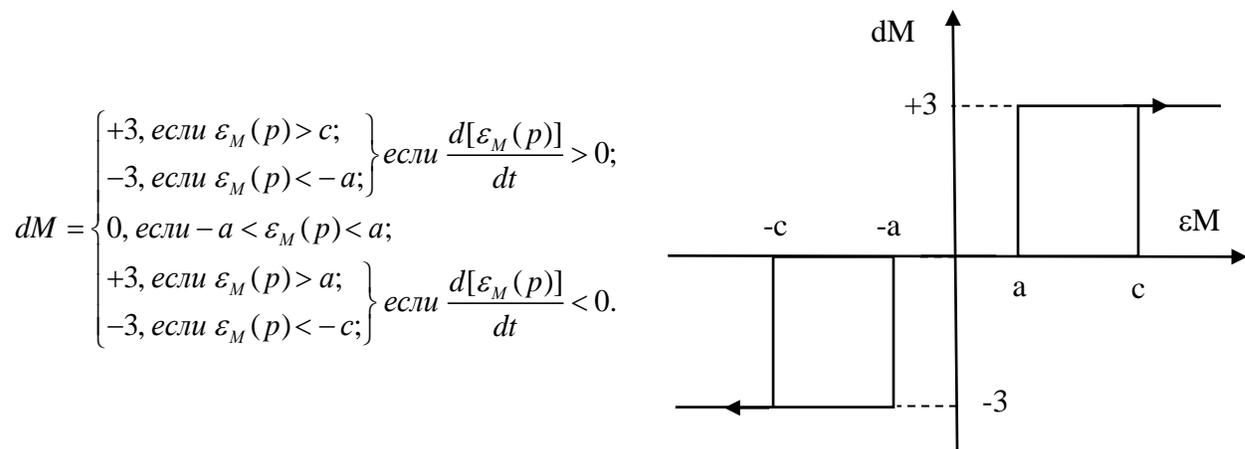


Рисунок 3.5 - Трехпозиционный релейный регулятор момента  
(составлено автором)

Пояснение:  $\varepsilon_M$ . Отклонение по моменту;  $dM$ . Выходное значение регулятора момента;  $a, c$ . Зоны нечувствительности регулятора момента.

*Функционирование трехпозиционного релейного регулятора момента:*

а. Если заданное значение момента  $M^*(p)$  больше действующего момента  $M(p)$ , рассогласование  $d[\varepsilon_M(p)]$  больше нулю:

– если рассогласование по моменту  $\varepsilon_M(p) > c$ , необходимо увеличить момент. В этом случае регулятор формирует вращающий вектор напряжения, что приводит к увеличению момента. Выходное значение принимает  $dM=+3$ ;

– если рассогласование по моменту  $\varepsilon_M(p) < -a$ , необходимо уменьшить момент. При этом регулятор формирует тормозящий вектор напряжения, что приводит к уменьшению момента. Выходное значение принимает  $dM = -3$ ;

– если рассогласование  $-a < \varepsilon_M(p) < a$ , момент находится на заданном уровне, и регулятор должен обеспечить его стабильность. При этом регулятор формирует нейтральный вектор напряжения, что не оказывает влияния на момент. Выходное значение принимает  $dM = 0$ ;

б. Если заданное значение момента меньше действующего, рассогласование  $d[\varepsilon_M(p)]$  меньше нуля:

– если рассогласование по моменту  $\varepsilon_M(p) > a$ , необходимо увеличить момент. При этом регулятор формирует вращающий вектор напряжения, что приводит к увеличению момента. Выходное значение принимает  $dM = +3$ ;

– если рассогласование по моменту  $\varepsilon_M(p) < -c$ , необходимо уменьшить момент. При этом регулятор формирует тормозящий вектор напряжения, что приводит к уменьшению момента. Выходное значение принимает  $dM = -3$ ;

– если рассогласование  $-a < \varepsilon_M(p) < a$ , момент находится на заданном уровне, и регулятор должен обеспечить его стабильность. При этом регулятор формирует нейтральный вектор напряжения, что не оказывает влияния на момент. Выходное значение принимает значение  $dM = 0$ .

Динамические свойства регулятора момента: динамические свойства трехпозиционного релейного регулятора момента определяются его статической характеристикой, которая отображает зависимость выходной переменной от входной переменной (рассогласования по моменту).

### **Формулирование комплекса правил управления**

Правила управления заключаются в определении вектора напряжения обмоток статора асинхронного двигателя, который формируется автономным инвертором преобразователя частоты. Эти правила применяются только в первом секторе системы координат  $(\alpha-\beta)$ , где обеспечивается стабильное

управление вектором напряжения, учитывающее все возможные состояния потокосцепления статора и момента.

Система координат  $(\alpha-\beta)$  разбивается на двенадцать секторов, что позволяет учитывать все возможные положения векторов потокосцеплений и обеспечивать комплексный подход к управлению АД. Для других секторов системы координат  $(\alpha-\beta)$  правила управления также могут быть представлены в виде аналогичных условий. Однако такое представление будет громоздким, а его анализ и изменения могут создать трудности. Комплекс правил управления системы прямого регулирования принято представлять в виде таблицы управления (закона СПУ). С учетом возможности идентификации состояний потокосцепления статора и момента с помощью релейных регуляторов, данные правила управления могут быть сформулированы в виде следующих условий:

*Если вектор напряжения находится в сектор I*

*если  $d\Psi = 1$ ;*

*если  $dM = 3$ , то  $U = U_{15}$ ;*

*если  $dM = 0$ , то  $U = U_0$ ;*

*если  $dM = -3$ , то  $U = U_{19}$ ;*

*если  $d\Psi = 0$ ;*

*если  $dM = 3$ , то  $U = U_{16}$ ;*

*если  $dM = 0$ , то  $U = U_{26}$ ;*

*если  $dM = -3$ , то  $U = U_{18}$ ;*

Внутреннее содержание таблицы управления асинхронным двигателем при разбиении системы координат  $(\alpha-\beta)$  на двенадцать секторов и использовании двухпозиционного регулятора потокосцепления статора и трехпозиционного регулятора момента представлено в таблице 3.3.

Количество строк таблицы управления определяется типами релейных регуляторов потокосцепления статора и момента асинхронного двигателя, а количество столбцов – количеством секторов, на которые разбивается система координат  $(\alpha-\beta)$ .

Таблица 3.3 - Таблица переключения напряжения для трехуровневого инвертора с трехпозиционным регулятором момента (составлено автором)

dΨ	dM	Сектор											
		I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII
+1	+3	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V14	V20
	0	V0	V0	V7	V7	V26	V26	V0	V0	V7	V7	V26	V26
	-3	V19	V25	V14	V20	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24
0	+3	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V14	V20	V15	V21
	0	V26	V26	V0	V0	V7	V7	V26	V26	V0	V0	V7	V7
	-3	V18	V24	V19	V25	V14	V20	V15	V21	V16	22	V17	V23

### **Структурная схема электропривода с асинхронным двигателем и системой прямого управления**

Система прямого управления, наряду с системами скалярного и векторного управления, реализуется с помощью преобразователя частоты и системы управления электроприводом. Следует отметить, что в состав системы управления электроприводом входят модуляционная и двигательная управления. Основными элементами двигательной системы управления АЭП на основе СПУ являются (см. рисунок 3.6):

- блок регуляторов: это структурный элемент системы прямого управления, который содержит регуляторы переменных асинхронного двигателя. Входными переменными блока регулятора являются задания на регулируемые переменные (частоту вращения и потокосцепление статора), а выходными – переменные состояний потокосцепления статора и момента.

- задание на частоту вращения и потокосцепления статора асинхронного двигателя в системе управления электроприводом формируется с помощью задатчика частоты вращения и задатчика потокосцепления статора.

- ядро системы управления: это ключевой элемент СПУ, который отвечает за реализацию закона управления. Оно вычисляет необходимый вектор

напряжения в зависимости от сектора, в котором находится вектор потокосцепления статора, а также от состояний потокосцепления статора и момента АД. Вычисление вектора напряжения для автономного инвертора осуществляется на основе таблицы управления.

– вычислитель переменных: это элемент системы прямого управления, который обеспечивает формирование обратных связей между блоком регулятора и ядром системы управления. Он отвечает за обработку и передачу необходимых данных для корректной работы регулятора СПУ в целом.

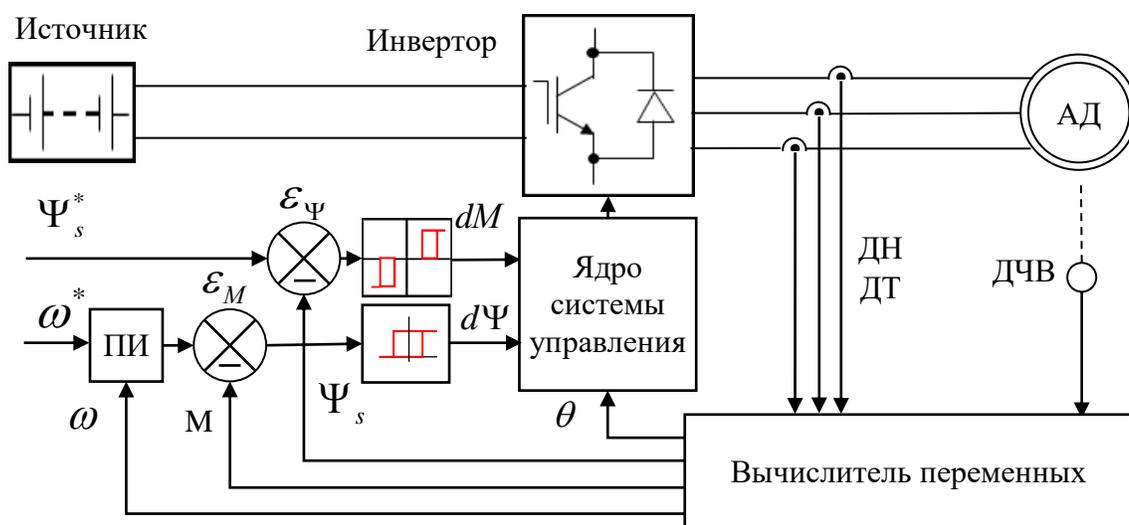


Рисунок 3.6 - Структурная схема системы прямого управления  
(составлено автором)

Пояснение: Источник.  $\Psi_s$ . Потокосцепление статора асинхронного двигателя  $\Psi_s^*$ . Требуемое потокосцепление статора;  $\varepsilon_\Psi$ . Отклонение по потокосцеплению статора;  $\varepsilon_M$ . Отклонение по моменту;  $\omega$ . Частота вращения асинхронного двигателя;  $\omega^*$ . Требуемая частота вращения;  $dM$ . Входное значение регулятора момента;  $d\Psi$ . Входное значение регулятора потокосцепления статора; АД. Асинхронный двигатель; ДН. Датчик напряжения; ДТ. Датчик тока; ДЧВ. Датчик частоты вращения;  $\theta$ . Угол между потокосцеплениями статора и ротора; ПИ. Схема формирования ПИ-регулятора.

Для оценки целесообразности использования ТИСФНТ и ДИ при неизменной зоне нечувствительности были построены осциллограммы следующих переменных:

- частота вращения асинхронного двигателя;
- электрический момент асинхронного двигателя;
- потокосцепление статора асинхронного двигателя;
- КПД автоматизированного электропривода;
- средняя частота коммутации инвертора.

Результаты моделирования включают следующие этапы:

- с 0,5 с до 2,5 с: процесс разгона двигателя номинальной (151 рад/с);
- с 16 с до 17 с: процесс торможения;
- с 2,5 с до 4 с и с 17 с до 19 с: работа без нагрузки;
- с 4 с до 7 с: работа с нагрузкой  $M_c = 50 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ;
- с 7 с до 10 с: работа с нагрузкой  $M_c = 100 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ;
- с 10 с до 13 с: работа с нагрузкой  $M_c = 150 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ;
- с 13 с до 16 с: работа с нагрузкой  $M_c = 200 \text{ Н}\cdot\text{м}$ .

Электрическая часть схемы системы прямого управления состоит из трехуровневого инвертора с трехпозиционным регулятором момента и двухпозиционным регулятором потокосцепления статора, двух источников постоянного напряжения с напряжением  $U_{dc1} = U_{dc2} = 300 \text{ В}$ , непосредственно подключенных к двум с емкостью  $0,15 \text{ Ф}$  и асинхронного двигателя.

Другие характеристики включают: зона нечувствительности двухпозиционного релейного регулятора для потокосцепления статора:  $a' = 0,02$ ; зоны нечувствительности трехпозиционного релейного регулятора момента ( $c = 0,4$  и  $a = 0,1$ ) и ПИ-регулятор ( $P = 122$ ;  $I = 175$ ).

Используем в качестве алгоритма вычислителя переменных асинхронного двигателя системы прямого управления следующие уравнения:

– уравнения преобразования проекций вектора напряжения статора (формула 3.8):

$$U_{1\alpha} = U_{1A} (B); U_{1\beta} = \frac{U_{1B} - U_{1C}}{\sqrt{3}} (B). \quad (3.8)$$

– уравнения преобразования проекций обобщенного вектора тока статора (формула 3.9)

$$I_{1\alpha} = I_{1A} (A); I_{1\beta} = \frac{I_{1B} - I_{1C}}{\sqrt{3}} (A). \quad (3.9)$$

– уравнения проекций обобщенного вектора потокосцепления статора (формула 3.10):

$$\begin{aligned} \Psi_{1\alpha} &= \int (U_{1\alpha} - I_{1\alpha} R_1) dt (B\delta); \\ \Psi_{1\beta} &= \int (U_{1\beta} - I_{1\beta} R_1) dt (B\delta). \end{aligned} \quad (3.10)$$

– уравнение амплитуды обобщенного вектора потокосцепления статора (формула 3.11):

$$\Psi_{1m} = \sqrt{\Psi_{1\alpha}^2 + \Psi_{1\beta}^2} (B\delta). \quad (3.11)$$

– уравнения тригонометрических направляющих (формула 3.12):

$$\cos \varphi_{\Psi} = \frac{\Psi_{1\alpha}}{\Psi_{1m}}; \sin \varphi_{\Psi} = \frac{\Psi_{1\beta}}{\Psi_{1m}}. \quad (3.12)$$

Расчета угла поворота вектора потокосцепления статора (формула 3.13):

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left( \frac{\cos \varphi_{\Psi}}{\sin \varphi_{\Psi}} \right) (rad). \quad (3.13)$$

– уравнения вычисления момента (формула 3.14):

$$M = \frac{3}{2} z (\Psi_{1\alpha} I_{1\beta} - \Psi_{1\beta} I_{1\alpha}) (H.m). \quad (3.14)$$

Используем в качестве алгоритма блока регулятора системы прямого управления следующие уравнения:

– уравнение вычислителя рассогласования по частоты вращения (формула 3.15):

$$\varepsilon_s(p) = \omega^* - \omega. \quad (3.15)$$

– уравнение регулятора частоты вращения (формула 3.16):

$$M^*(p) = K_p \varepsilon_s + K_I \int \varepsilon_s dt. \quad (3.16)$$

– уравнение вычислителя рассогласования по моменту (формула 3.17):

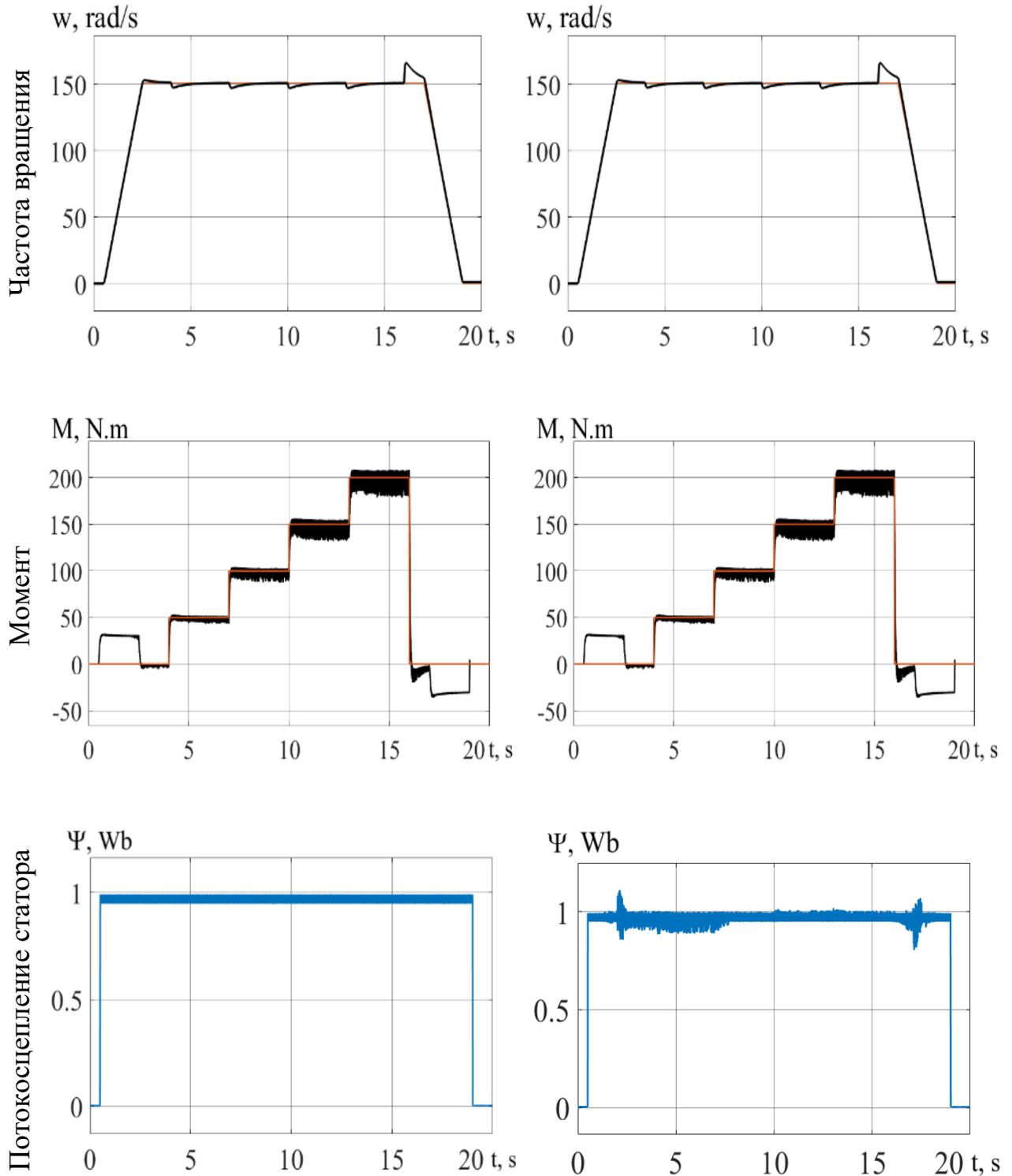
$$\varepsilon_M(p) = M^* - M. \quad (3.17)$$

– уравнение вычислителя рассогласования по потокосцеплению статора (формула 3.18):

$$\varepsilon_\Psi(p) = \Psi_s^* - \Psi_s. \quad (3.18)$$

Результаты исследования можно делать вывод, что применение системы прямого управления на базе ГИСФНТ с трехпозиционным регулятором момента не ухудшает характеристик асинхронного электропривода (рисунок 3.7) с повышением КПД АЭП от 0,9 (двухуровневый инвертор) до 0,96 (трехуровневый инвертор) – рисунок 3.8а. Более того, применение такого инвертора позволяет снизить среднюю частоту коммутации инвертора в установившихся режимах (с различными нагрузками) на 12-15 %. – рисунок 3.8б.

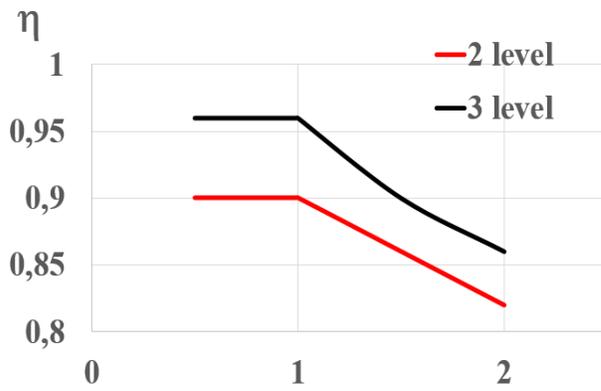
Проблема данной системы заключается в том, что использование таких систем в АЭП не позволяет обеспечить стабилизацию и контроль канала управления потокосцеплением статора при изменении нагрузки. Это может снижать эффективность управления и надежность работы электропривода, создавая проблемы для долгосрочной эксплуатации. Кроме этого, применение такой системы приводит к значительному увеличению средней частоты коммутации инвертора в переходных процессах (см. рисунок 3.8б). Увеличение частоты коммутации вызывает рост потерь мощности в преобразователях частоты и сопровождается повышенным тепловыделением, что увеличивает риск тепловых повреждений компонентов системы ( см. рисунок 3.9) [130].



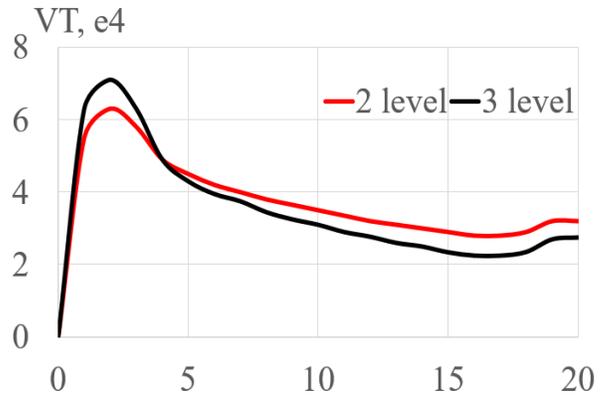
а) система прямого управления на  
базе двухуровневого инвертора

б) система прямого управления на базе  
трехуровневого инвертора

Рисунок 3.7 - Характеристика асинхронного двигателя (составлено автором)



а) КПД АЭП



б) Средняя частота коммутации

Рисунок 3.8 - Характеристика АЭП (составлено автором)

Указанные результаты были получены с использованием методов компьютерного моделирования в среде Matlab/Simulink с применением асинхронного двигателя, характеристики которого представлены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 - Параметры асинхронного двигателя [64]

Параметр	Значение	Измерения
Номинальная мощность ( $P_0$ )	кВт	15
Номинальное напряжение ( $U_0$ )	В	380
Частота ( $f$ )	Гц	50
Сопротивление статора ( $R_s$ )	Ом	0,12
Индуктивность статора ( $L_s$ )	мГн	0,19
Номинальная скорость	об/мин	1430
Номинальная нагрузка	Н.м	100
КПД асинхронного двигателя		0,89
Сопротивление ротора ( $R_r$ )	Ом	0,4258
Индуктивность ротора ( $L_r$ )	мГн	0,0053
Взаимная индуктивность ( $L_m$ )	мГн	51
Момент инерции ( $J$ )	кг·м <sup>2</sup>	0.4
Количество пар полюсов		2

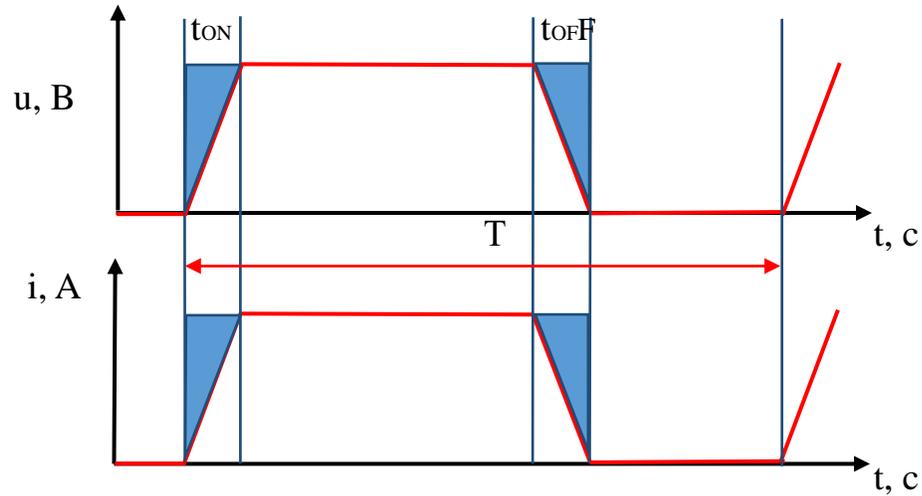


Рисунок 3.9 - Потери на переключение в преобразователях частоты  
(составлено автором)

В связи с этими проблемами была рассмотрена возможность модификации системы прямого управления на базе ТИсФНТ. Основные внимания уделяются на особенности трехуровневого инвертора и ядра системы прямого управления.

### **Способы модификации системы прямого управления на базе ТИсФНТ**

СПУ на базе ТИсФНТ может быть модифицирована различными способами в зависимости от конкретных целей и требований. Одним из методов является изменение количества строк таблицы управления, что может включать добавление новых строк или для учета дополнительных. Изменение количества строк в таблице управления СПУ может быть обусловлено необходимостью обновления параметров, интеграции дополнительных функций или оптимизации функционирования системы управления при появлении других требований. В СПУ количество строк таблицы управления определяется конфигурацией релейных регуляторов  $\Psi_s$  и момента (каналы управления), что связано с числом устойчивых состояний этих регуляторов. Расчет количества строк в таблице управления осуществляется по следующей формуле (формула 3.19):

$$m = m_{\Psi} \times m_M; \quad (3.19)$$

где:  $m_{\Psi}$ : количество состояний регулятора потокосцепления статора, о.е.;

$m_M$ : количество состояний регулятора момента, о.е.

При внедрении новых элементов управления или параметров в систему прямого управления необходимо учитывать их специфические особенности и вносить соответствующие изменения в таблицу управления. Это может включать добавление релейных регуляторов для управления потокосцеплением статора или момента, установку датчиков обратной связи или других вспомогательных элементов. В случае необходимости уменьшения количества или сложности ядра системы прямого управления можно удалить элементы управления или параметры из системы, а также соответствующие строки из таблицы управления.

При изменении параметров или свойств существующих элементов управления можно модифицировать соответствующие строки в таблице управления. Если новые элементы управления добавляются регулярно и предполагается дальнейшее расширение системы, стоит предусмотреть расширяемую структуру таблицы, чтобы упростить добавление новых строк без значительных изменений в программном обеспечении.

Другим способом является изменение количества столбцов таблицы управления, что позволяет добавлять новые параметры или удалять устаревшие [161]. Также возможно изменение внутреннего содержания таблицы управления, например, обновление данных, редактирование параметров или адаптация структуры таблицы к новым требованиям системы. Количество столбцов в таблице управления зависит от числа секторов в системе координат  $(\alpha-\beta)$ , например:

– 12–столбцовая таблица управления формируется при разбиении системы координат  $(\alpha-\beta)$  на 12 секторов.

– 24–столбцовая таблица управления формируется при разбиении системы координат ( $\alpha$ – $\beta$ ) на 24 сектора.

Изменение количества столбцов в таблице управления, включая модернизацию идентификатора фазового сектора, может быть необходимым для улучшения системы прямого управления или адаптации ее к новым требованиям. Процесс изменения внутреннего содержания таблицы управления может включать в себя следующие этапы:

– во-первых, определяется необходимость конкретных изменений, таких как корректировка параметров ПИ-регулятор, установка новых значений, изменение границ релейных регуляторов или внесение других поправок.

– во-вторых, выполняется редактирование данных, которое может включать обновление числовых значений, текстовых описаний, диапазонов работы, коэффициентов усиления, интегральных времен и других параметров.

– в-третьих, проводится проверка данных на соответствие требованиям.

– наконец, осуществляется тестирование системы для оценки возможных побочных эффектов от изменений.

С учетом особенности трехуровневого инвертора рассмотрим способ увеличения количества состояния релейного регулятора момента – шестипозиционный релейный регулятор момента.

### **3.4 Модификация системы прямого управления на базе трехуровневого инвертора с шестипозиционным регулятором момента**

При рассмотрении математического описания асинхронного двигателя в качественной форме для разработки системы прямого управления на базе ТИсФНТ с шестипозиционным регулятором момента [176], принимаются во внимание только воздействующие векторы напряжения.

Математическое описание асинхронного двигателя в качественной форме для сектора I может быть представлено в таблице 3.5.

Таблица 3.5 - Математическое описание асинхронного двигателя в качественной форме в сектор I для синтеза системы прямого управления (составлено автором)

№	Вектор напряжения	Потокосцепления статора	Момент	Характер
1	V2	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
2	V3	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
3	V5	Размагничивающие	Тозмозной	↓/↓
4	V6	Намагничивающие	Тозмозной	↑/↓
5	V9	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
6	V10	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
7	V12	Размагничивающие	Тозмозной	↓/↓
8	V13	Намагничивающие	Тозмозной	↑/↓
9	V14	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
10	V16	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
11	V17	Размагничивающие	Тозмозной	↓/↓
12	V19	Намагничивающие	Тозмозной	↑/↓
13	V21	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
14	V22	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
15	V24	Размагничивающие	Тозмозной	↓/↓
16	V25	Намагничивающие	Тозмозной	↑/↓

В частности:

– векторы V21 и V22 оказывают значительное влияние на увеличение крутящего момента, векторы V14, V2/V9, V16 и V3/V10 имеют менее выраженное воздействие;

– векторы V24 и V25 оказывают значительное влияние на увеличение крутящего момента, векторы V19, V6/V13, V17 и V5/V12 имеют менее выраженное воздействие.

В секторе II в момент времени  $t+\Delta t$ , математическое описание асинхронного двигателя в качественной форме представляется в таблице 3.6.

Таблица 3.6 - Математическое описание асинхронного двигателя в качественной форме в сектор II для синтеза системы прямого управления (составлено автором)

№	Вектор напряжения	Потокоцепления статора	Момент	Характер
1	V1	Намагничивающие	Тозмозной	↑/↓
2	V2	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
3	V4	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
4	V5	Размагничивающие	Тозмозной	↓/↓
5	V8	Намагничивающие	Тозмозной	↑/↓
6	V9	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
7	V11	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
8	V12	Размагничивающие	Тозмозной	↓/↓
9	V15	Намагничивающие	Тозмозной	↑/↓
10	V16	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
11	V18	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
12	V19	Намагничивающие	Тозмозной	↑/↓
13	V20	Намагничивающие	Тозмозной	↑/↓
14	V21	Намагничивающие	Вращающий	↑/↑
15	V23	Размагничивающие	Вращающий	↓/↑
16	V24	Размагничивающие	Тозмозной	↓/↓

В частности:

– векторы V15 и V16 оказывают значительное влияние на увеличение крутящего момента, векторы V2/V9, V21, V4/V11, V23 имеют менее выраженное воздействие;

– векторы V18 и V19 оказывают значительное влияние на увеличение крутящего момента, векторы V1/V8, V20, V5/V12 и V24 имеют менее выраженное воздействие.

Оценив выходные векторы напряжения ТИСФНТ, можно сделать вывод, что они будут сформированы на трёх уровнях с соответствующими значениями:

– первый уровень  $U_{dc} / 3$ : V1→V13

– второй уровень  $U_{dc} / \sqrt{3}$ : V14→V19

– третий уровень  $2U_{dc}/3$ : V20→V25.

Следовательно, разработанный алгоритм управления должен иметь шесть состояний в соответствии со значениями выходных напряжений инвертора, то есть шестипозиционный регулятор момента  $dM=[+3; +2; +1; -1; -2; -3]$ . Разработка таблицы переключения для системы прямого управления на базе трёхуровневого инвертора с шестипозиционным регулятором момента рассматривается с учётом двух основных аспектов:

[1] Сохранение зоны нечувствительности  $c=\cos t$  при увеличении числа позиционного регулятора момента с трех до шести. Это можно понять как переход от прямого переключения между уровнями  $dM=-3$  и  $dM=0$  или  $dM=-3$  и  $dM=3$ . Вместо этого система последовательно переходит от  $dM=-3$  к  $dM=-2$ , затем к  $dM=-1$  или через этапы  $dM=-3$ ,  $dM=-2$ ,  $dM=-1$ ,  $dM=1$ ,  $dM=2$  и, наконец, к  $dM=3$ . Постепенный переход создает короткий интервал, который улучшает стабильность работы двигателя и значительно снижает частоту переключений транзисторов инвертора.

[2] Выбор векторов для уровней  $dM=[+3; +2; +1; -1; -2; -3]$ : основная цель модификация системы прямого управления на базе трёхуровневого инвертора с шестипозиционным регулятором момента – минимизация количества переключений транзисторов в преобразователях частоты, поэтому переходные векторы напряжения для уровней  $dM=-2$ ,  $dM=-1$ ,  $dM=1$  и  $dM=2$  выбираются так, чтобы они как можно точнее соответствовали векторам уровней  $dM=-3$  и  $dM=3$ , удовлетворяя при этом условию уравнения (3.7).

Например, на уровне  $dM=+3$  используется вектор V15 (PPN), поэтому на уровне  $dM=+2$  используется вектор V20 (PON), а на уровне  $dM=+1$  – вектор V9 (OON); аналогично, на уровне  $-3$  применяется вектор V19 (PNP), а на уровнях  $dM=-2$  и  $dM=-1$  – соответствующие векторы V24 (PNO) и V5 (ONO).

Динамические свойства шестипозиционного релейного регулятора момента можно описать с помощью статической характеристики (рисунок 3.10), которая отображает зависимость выходной переменной от входной переменной.

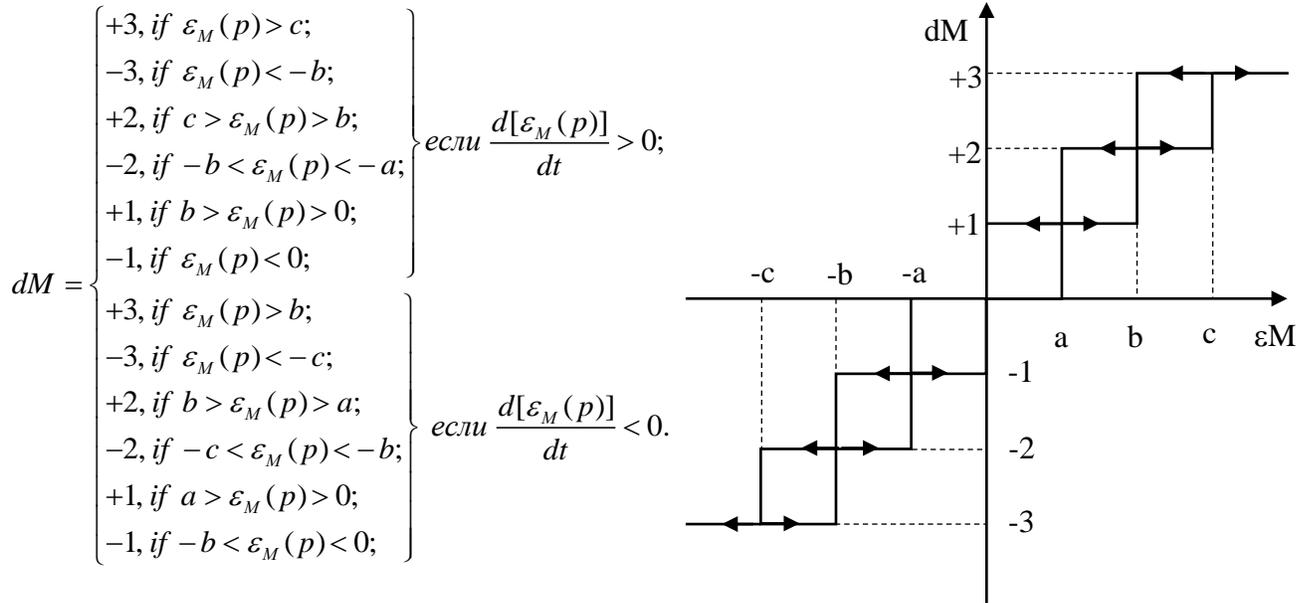


Рисунок 3.10 - Шестипозиционный релейный регулятор крутящего момента  
(составлено автором)

Пояснение:  $\varepsilon_M(p)$ . Отклонение по моменту;  $dM$ . Выходное значение регулятора момента;  $a, b, c$ . Зоны нечувствительности регулятора момента.

Функционирование шестипозиционного релейного регулятора момента:

в. Если заданное значение момента  $M^*(p)$  больше действующего момента  $M(p)$ , рассогласование  $d[\varepsilon_M(p)]$  больше нулю:

– если рассогласование по моменту  $\varepsilon_M(p) > c$ , необходимо увеличить момент. В этом случае регулятор формирует вращающий вектор напряжения, что приводит к увеличению момента. Принимать значение  $dM = +3$ ;

– если рассогласование по моменту  $c > \varepsilon_M(p) > b$ , необходимо увеличить момент. В этом случае регулятор формирует вращающий вектор напряжения, что приводит к увеличению момента. Принимать значение  $dM = +2$ ;

– если рассогласование по моменту  $b > \varepsilon_M(p) > 0$ , необходимо увеличить момент. В этом случае регулятор формирует вращающий вектор напряжения, что приводит к увеличению момента. Принимать значение  $dM = +1$ ;

– если рассогласование по моменту  $\varepsilon_M(p) < 0$ , необходимо уменьшить момент. В этом случае регулятор формирует тормозящий вектор напряжения, что приводит к уменьшению момента. Принимать значение  $dM = -1$ ;

– если рассогласование по моменту  $-b < \varepsilon_M(p) < -a$ , необходимо уменьшить момент. В этом случае регулятор формирует тормозящий вектор напряжения, что приводит к уменьшению момента. Принимать значение  $dM = -2$ ;

– если рассогласование по моменту  $\varepsilon_M(p) < -b$ , необходимо уменьшить момент. В этом случае регулятор формирует тормозящий вектор напряжения, что приводит к уменьшению момента. Принимать значение  $dM = -3$ ;

д. Если заданное значение момента меньше действующего, рассогласование  $d[\varepsilon_M(p)]$  меньше нуля:

– если рассогласование по моменту  $\varepsilon_M(p) > b$ , необходимо увеличить момент. В этом случае регулятор формирует вращающий вектор напряжения, что приводит к увеличению момента. Принимать значение  $dM = +3$ ;

– если рассогласование по моменту  $b > \varepsilon_M(p) > a$ , необходимо увеличить момент. В этом случае регулятор формирует вращающий вектор напряжения, что приводит к увеличению момента. Принимать значение  $dM = +2$ ;

– если рассогласование по моменту  $a > \varepsilon_M(p) > 0$ , необходимо увеличить момент. В этом случае регулятор формирует вращающий вектор напряжения, что приводит к увеличению момента. Принимать значение  $dM = +1$ ;

– если рассогласование по моменту  $-b < \varepsilon_M(p) < 0$ , необходимо уменьшить момент. В этом случае регулятор формирует тормозящий вектор напряжения, что приводит к уменьшению момента. Принимать значение  $dM = -1$ ;

– если рассогласование по моменту  $-c < \varepsilon_M(p) < -b$ , необходимо уменьшить момент. В этом случае регулятор формирует тормозящий вектор напряжения, что приводит к уменьшению момента. Принимать значение  $dM = -2$ ;

– если рассогласование по моменту  $\varepsilon_M(p) < -c$ , необходимо уменьшить момент. В этом случае регулятор формирует тормозящий вектор напряжения, что приводит к уменьшению момента. Принимать значение  $dM = -3$ ;

Структурная схема СПУ, основанная на трехуровневом инверторе с шестипозиционным регулятором момента представлена на рисунке 3.11. Ядро системы управления представлено в таблице 3.7.

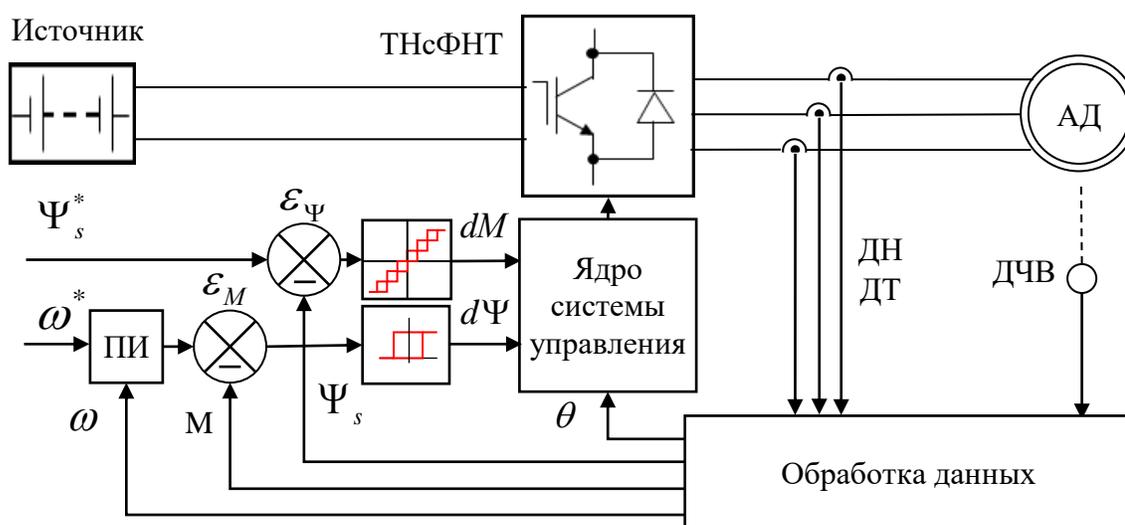


Рисунок 3.11 - Структурная схема СПУ на базе трехуровневого инвертора с шестипозиционным регулятором момента (составлено автором)

Пояснение: Источник. Источник постоянного тока; ТНсФНТ. Трехуровневый инвертор с фиксированной нейтральной точкой;  $\Psi_s$ . Потокосцепление статора асинхронного двигателя  $\Psi_s^*$ . Требуемое потокосцепление статора;  $\varepsilon_\Psi$ . Отклонение по потокосцеплению статора;  $\varepsilon_M$ . Отклонение по моменту;  $\omega$ . Частота вращения асинхронного двигателя;  $\omega^*$ . Требуемая частота вращения;  $dM$ . Входное значение регулятора момента;  $d\Psi$ . Входное значение регулятора потокосцепления статора; АД. Асинхронный

двигатель; ДН. Датчик напряжения; ДТ. Датчик тока; ДЧВ. Датчик частоты вращения;  $\theta$ . Угол между потокосцеплениями статора и ротора; ПИ. Схема формирования ПИ-регулятора.

Таблица 3.7 - Таблица переключения напряжения системы прямого управления на базе трехуровневого инвертора с шестипозиционным регулятором момента (составлено автором)

dΨ	dM	Сектор											
		I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII
+1	+3	V21	V15	V22	V16	V23	V17	V24	V18	V25	V19	V20	V14
	+2	V14	V21	V15	V22	V16	V23	V17	V24	V18	V25	V19	V20
	+1	V9	V9	V10	V10	V11	V11	V12	V12	V13	V13	V8	V8
	-1	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5
	-2	V19	V25	V14	V20	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24
	-3	V25	V19	V20	V14	V21	V15	V22	V16	V23	V17	V24	V18
0	+3	V22	V16	V23	V17	V24	V18	V25	V19	V20	V14	V21	V15
	+2	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V14	V20	V15	V21
	+1	V10	V10	V11	V11	V12	V12	V13	V13	V8	V8	V9	V9
	-1	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4
	-2	V17	V24	V18	V25	V19	V20	V14	V21	V15	V22	V16	V23
	-3	V24	V18	V25	V19	V20	V14	V21	V15	V22	V16	V23	V17

Структурная схема СПУ на базе ТИСФНТ с шестипозиционным регулятором момента состоит из двух источников постоянного напряжения с напряжением  $U_{dc1} = U_{dc2} = 300 \text{ В}$ , непосредственно подключенных к двум конденсаторам инвертора, каждый из которых имеет емкость  $0,15 \text{ Ф}$ , и асинхронного двигателя. Границы параметров алгоритма стохастической модуляции, в АЭП – зоны нечувствительности шестипозиционного релейного регулятора момента  $c = 0,4$ ;  $a = c/4 = 0,1$ ;  $b = c/2 = 0,2$ .

Для оценки целесообразности использования трехуровневого инвертора с модификационной таблицей управления при неизменной зоне нечувствительности были построены осциллограммы следующих переменных:

- частота вращения вала асинхронного двигателя;
- потокосцепление статора асинхронного двигателя;
- электрический момент асинхронного двигателя;
- ток статора и его коэффициента искажения (THD);
- средняя частота переключения транзисторво;
- КПД асинхронного электропривода.

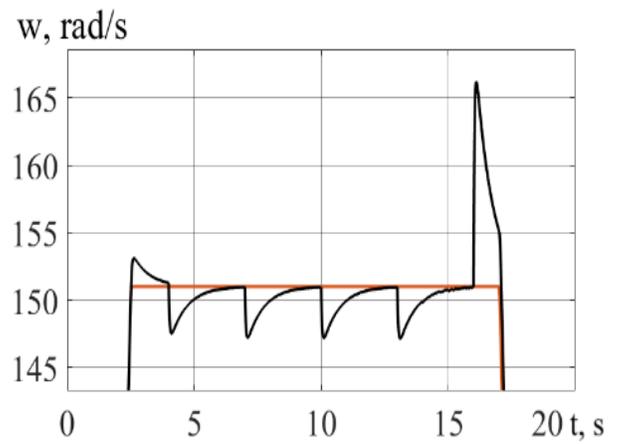
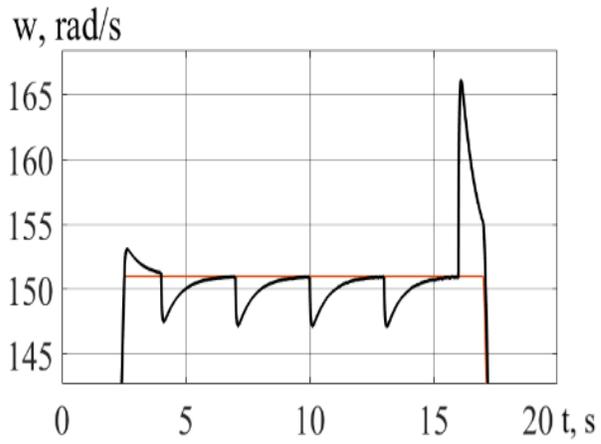
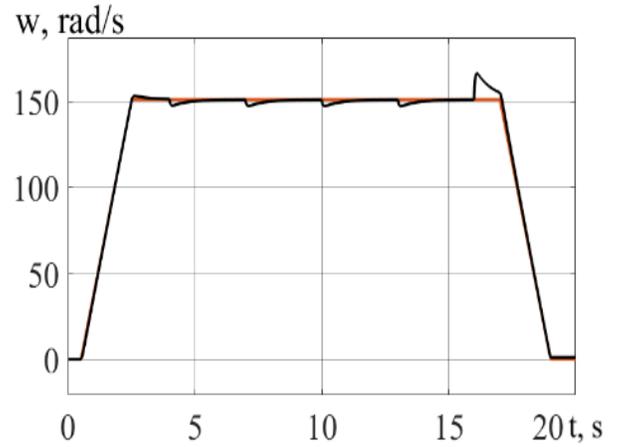
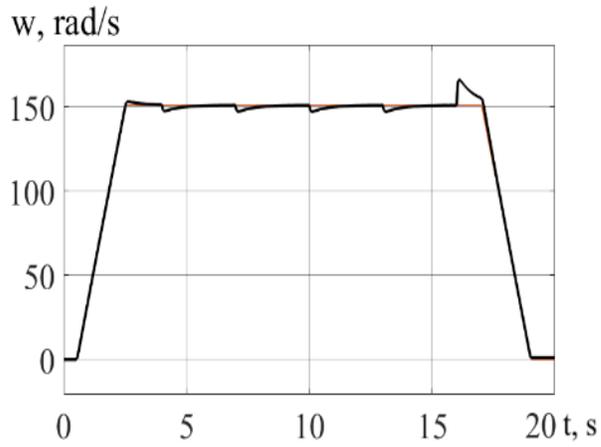
Результаты моделирования представлены на рисунках 3.12–3.14, включая следующие этапы:

- с 0,5 с до 2,5 с: разгон двигателя до номинальной частоты (151 рад/с);
- с 16 с до 17 с: торможени;
- с 2,5 с до 4 с и с 17 с до 19 с: работа без нагрузки;
- с 4 с до 7 с: работа с нагрузкой  $M_c = 50 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ;
- с 7 с до 10 с: работа с нагрузкой  $M_c = 100 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ;
- с 10 с до 13 с: работа с нагрузкой  $M_c = 150 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ;
- с 13 с до 16 с: работа с нагрузкой  $M_c = 200 \text{ Н}\cdot\text{м}$ .

Выводы на основе результатов разработанного алгоритма управления ТИсФНТ в СПУ с шестипозиционным релейным регулятором момента, по сравнению с трехпозиционными релейным регуляторами момента:

а) преимущества

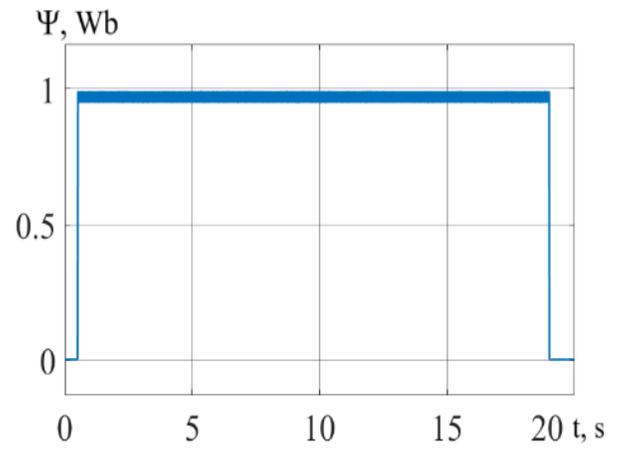
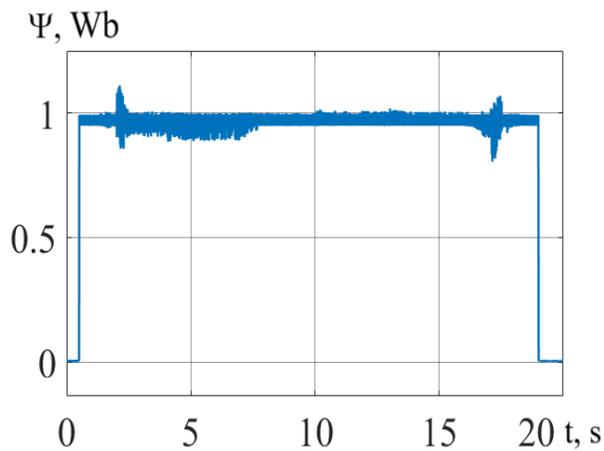
–реализация СПУ на основе ТИсФНТ с шестипозиционным регулятором момента не ухудшает работоспособность асинхронного двигателя при различных условиях нагрузки (см. рисунок 3.12 и 3.13).



(I) 3-level

(II) 3-level\_m

(a) Частота вращения



(I) 3-level

(II) 3-level\_m

(б) Потокосцепление статора

Рисунок 3.12 - Характеристика асинхронного двигателя (составлено автором)

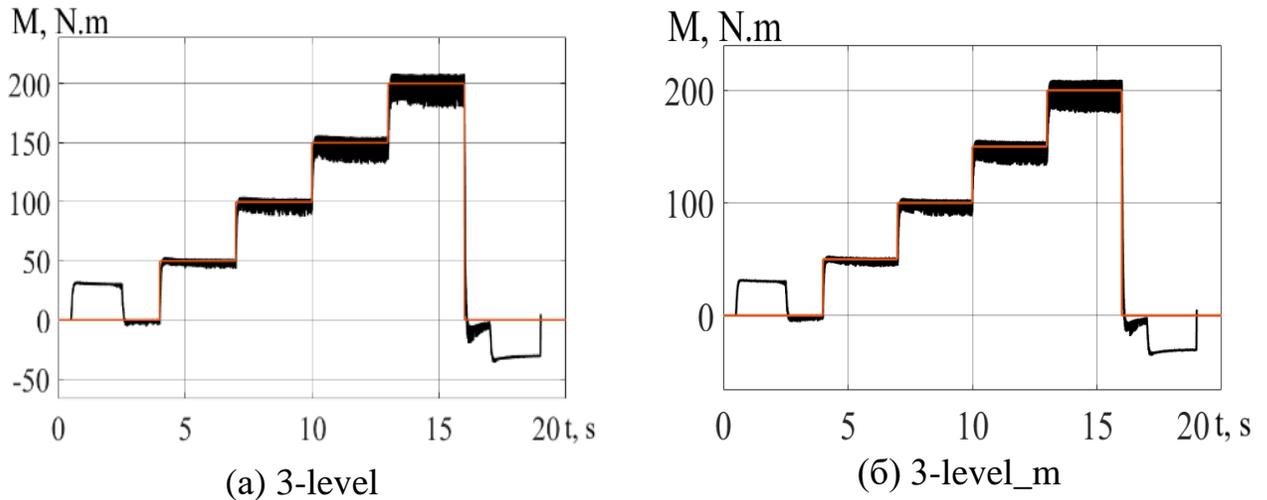


Рисунок 3.13. Момент асинхронного двигателя (составлено автором)

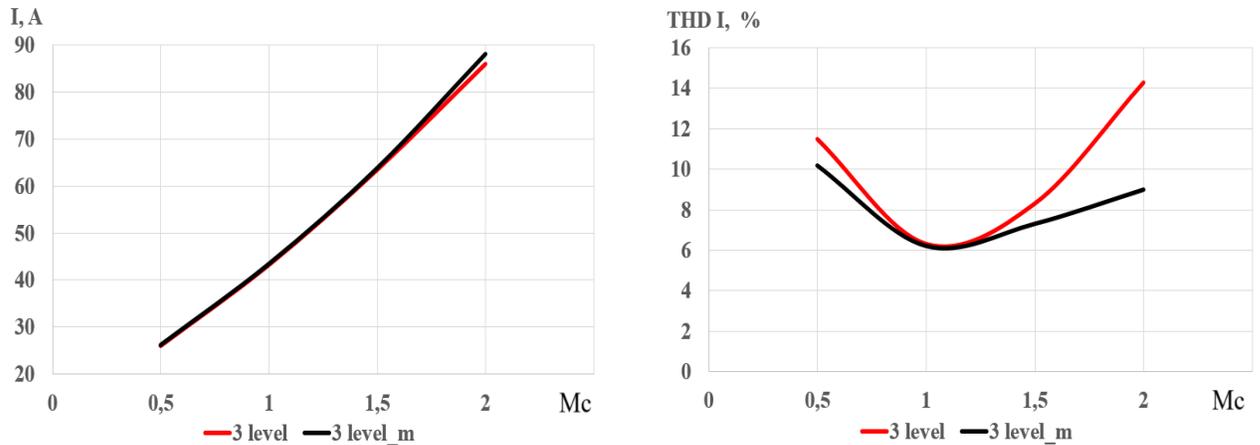
– по сравнению с СПУ с трехпозиционным регулятором момента, предложенная система уменьшает колебания потокосцепления статора, повышая стабильность системы при изменении нагрузки;

– применение разработанной системы позволяет значительно увеличить амплитуду тока и снизить коэффициент его искажения при различных нагрузках, что, в свою очередь, уменьшает пульсации тока (см. рисунок 3.14).

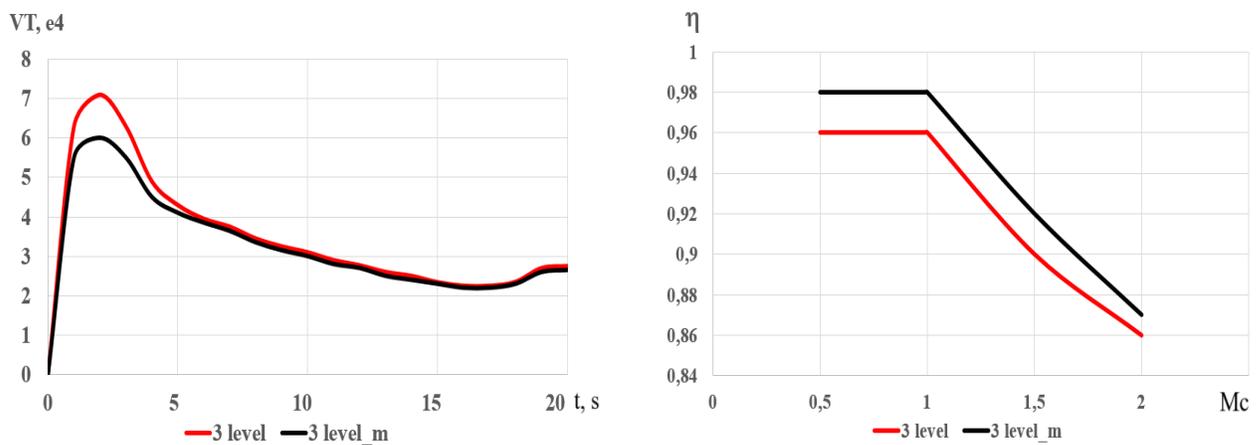
– снижение пульсаций тока приводит к значительному снижению пульсаций момента, позволяя повысить надежность системы с различными нагрузками ;

– средняя частота переключений транзисторов уменьшается на  $\sim 15\%$  в переходных процессах и на  $1-2\%$  в установившемся режиме, что снижает потери на переключения и уменьшает температуру работы транзисторов, способствуя увеличению срока службы преобразователя частоты.

– повышение эффективности системы: предложенный алгоритм с шестипозиционным регулятором момента повышает КПД на  $2\%$  по сравнению с базовым трехпозиционным регулятором момента.



а) Ток и его искажения при различных нагрузках



б) Средняя частота коммутации

в) КПД

Рисунок 3.14 - Характеристик асинхронного электропривода

(составлено автором)

б) недостатки:

- СПУ реализуется на стохастической модуляции, что усложняет проектирование оптимальных фильтров для широкого диапазона частот;
- сложность формирования таблицы управления;
- высокочастотные пульсации момента и потокосцепления статора.

### 3.5 Выводы по Главе 3

В третьей главе рассмотрено математическое описание асинхронного двигателя для синтеза системы прямого управления на базе ТИСФНТ. Математическое описание асинхронного двигателя представлено в

качественной форме. Представлена система прямого управления на базе ТИсФНТ с трехпозиционным регулятором момента. Результаты исследования этой системы, выполненного в среде Matlab/Simulink, показали, что использование таких систем в АЭП канал управления потокосцеплением статора не обеспечивает его стабилизацию и контроль при установке нагрузки, и значительное увеличение средней частоты коммутации инвертора в переходных процессах.

Установлена зависимость базовых активных векторов выходного напряжения с регулируемыми переменными в качественной форме для синтеза системы прямого управления на базе ТИсФНТ, позволяющей уменьшить высокочастотные колебания момента и потокосцепления статора с повышением КПД АЭП. Установлена зависимость зон нечувствительности шестипозиционного релейного регулятора момента и границ изменения частот коммутации с целью снижения количества переключения транзисторов в системе прямого управления на базе ТИсФНТ.

Разработка таблицы переключения напряжений основана на шестипозиционным регулятором момента, который позволяет значительно повысить точность и стабильность управления при динамических изменяющихся нагрузок. Результаты исследования показали, что разработанная таблица эффективно оптимизирует взаимодействие автономного инвертора и асинхронного двигателя, снижает искажения тока статора и улучшает характеристики управления моментом. Дальнейшее исследование направлено на адаптацию системы прямого управления на базе ТИсФНТ и шестипозиционного регулятора момента к различным условиям эксплуатации в горной промышленности Вьетнама.

## **ГЛАВА 4 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОДВИЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ШАХТНЫХ ГОРНОТРАНСПОРТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ**

Для достижения целей исследования и проведения комплексной оценки эффективности предлагаемого алгоритма системы прямого управления в сравнении с существующими топологиями, необходимо решить следующие ключевые задачи:

- разработать систему электродвижения для автономных шахтных горно-транспортных оборудований и ее способ прямого управления моментом асинхронного двигателя на базе ТИСФНТ;
- выполнить расчёт тяговой силы горно-транспортного оборудования с питанием от аккумуляторной батареи и выбор и асинхронного двигателя;

### **4.1 Система электродвижения автономных шахтных горно-транспортного оборудования и способ прямого управления моментом асинхронного двигателя на базе трехуровневого инвертора**

Система электродвижения автономных шахтных горно-транспортных оборудований состоит из двух симметричных частей, которые питаются от аккумуляторных батарей через их предварительную защиту. Каждая часть системы электродвижения оснащена двумя асинхронными двигателями (АД), которыми управляются отдельными ДСУ (см. рисунок 4.1).

Работа системы выполняется следующим образом: электрическая энергия от аккумуляторных батарей (1) через их устройства защиты (2) поступает на трехуровневые автономные инверторы (3), которые коммутируют фазные обмотки двигателей, преобразуя постоянный ток в переменный для работы асинхронных двигателей. Эти двигатели преобразуют электрическую энергию в механическую и передают ее на движущие колеса (8).

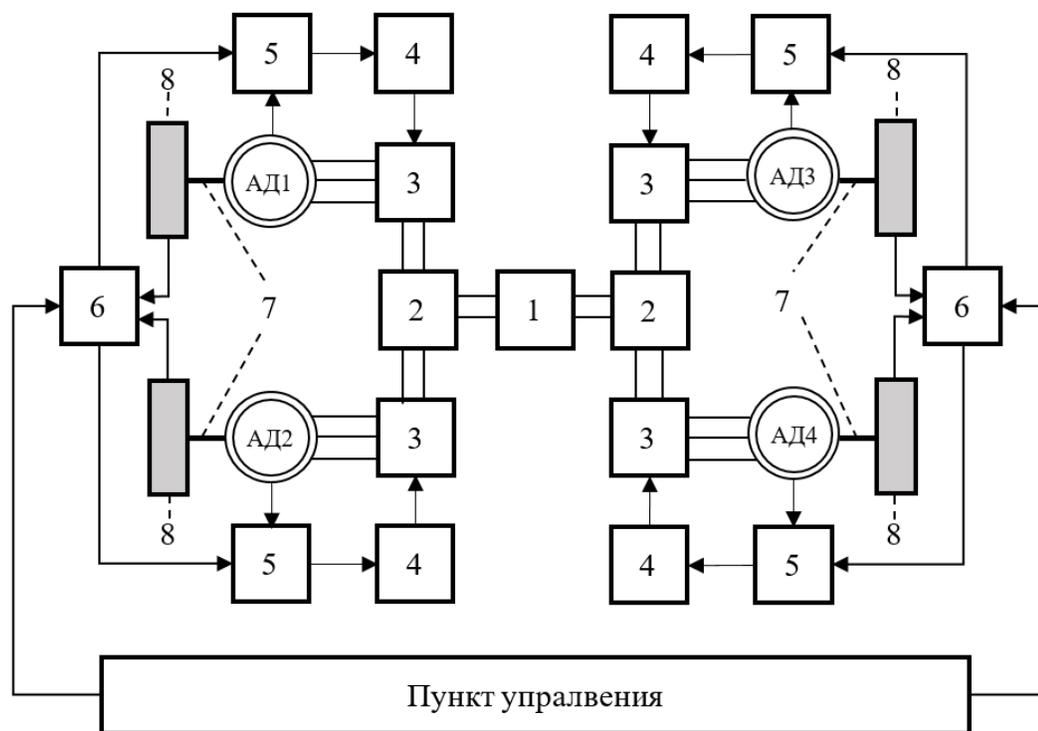


Рисунок 4.1 - Система электродвижения горно-транспортных оборудований [80]

Пояснение: 1. Аккумуляторные батареи; 2. Устройства защиты аккумуляторных батарей; 3. ТИсФНТ; 4. Модуляционная система управления; 5. Двигательная система управления; 6. Система управления движением; 7. Передаточные устройства; 8. Колесы; АД. Асинхронный двигатель.

Системы управления движением (6) получают текущие значения о состоянии двигателей, анализируют их и команды от пункта управления, генерируют соответствующие управляющие сигналы для систем управления асинхронными двигателями (5). ДСУ, получающие информацию от системы управления движением, передают управляющие сигналы в соответствующие МСУ для управления их инверторами (4).

Преимущество предложенной системы электродвижения заключается в повышении манёвренности горно-транспортного оборудования внутри шахт за счёт улучшения массогабаритных характеристик, устранения недостатков оборудования, работающего на дизельном топливе, а также снижения энергетических потерь, уровня шума и вибрации асинхронного двигателя.

Поскольку в системе одновременно работают четыре активных асинхронных двигателя, необходимо разработать алгоритм системы управления движением для обеспечения технологического процесса. Алгоритм системы управления движением должен обеспечивать следующие режимы работы:

– В переходных режимах, таких как разгон, торможение и поворот влево (или вправо), изменение частоты вращения электропривода должно происходить по  $S$ -образной траектории, которую должен обеспечивать задатчик интенсивности (рисунок 4.2);

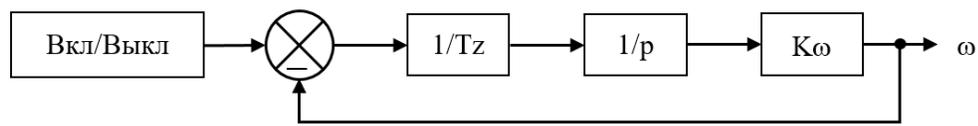


Рисунок 4.2 - Задатчик частоты вращения (составлено автором)

Пояснение: Вкл/Выкл: Включение и выключение задатчика частоты вращения;  $1/Tz$ . Коэффициента  $S$ -образной траектории;  $1/p$ . Операция интегратора;  $K\omega$ . номинальная частота, рад/с.

– в установившемся режиме поддерживать синхронную частоту вращения асинхронных двигателей в каждой частях для выполнения технологического процесса в ходе движения;

– в установившемся режиме поддерживать коэффициент мощности.

Поскольку каждый асинхронный двигатель подключён к отдельному автономному инвертору, его способ управления можно рассматривать как отдельный объект управления. Рассмотрим способ прямого управления моментом асинхронного двигателя на базе ТИсФНТ. Способ управления электромагнитным моментом асинхронного двигателя, питающегося от трехуровневого инвертора напряжения, включает установку заданных значений модуля вектора электромагнитного момента  $M$  и модуля вектора потокосцепления статора  $\Psi_s$  (рисунок 4.3).

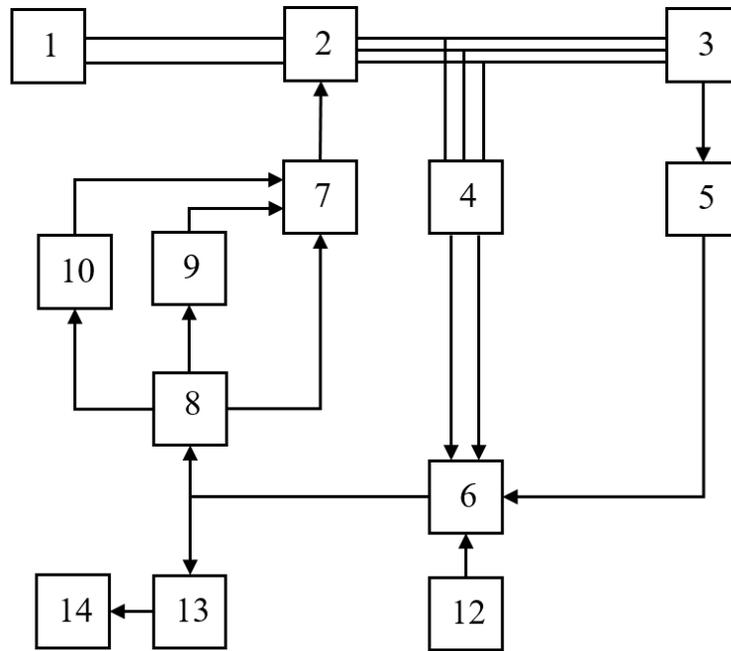


Рисунок 4.3 - Способ прямого управления моментом асинхронного двигателя

[81]

Пояснение: 1. Источник постоянного тока; 2. Трехуровневый инвертор с фиксированной нейтральной точкой; 3. Асинхронный двигатель; 4. Датчики токов и фазных напряжений; 5. Датчик частоты вращения; 6. Двигательная система управления – система прямого управления; 7. Модуляционная система управления – стохастическая модуляция; 8. Аналого-цифровой преобразователь; 9. Двухпозиционный релейный регулятор потокосцепления статора; 10. Шестипозиционный релейный регулятор момента.; 12. Пункт управления; 13. Второй аналого-цифровой преобразователь. 14. Система хранения, обработки и дополнения модели.

В процессе работы измеряются текущие значения токов статора, на основании которых вычисляются текущие значения потокосцепления статора и электромагнитного момента (рисунок 4.4). Одновременно измеряется текущее значение входного постоянного напряжения инвертора, а также определяется угол поворота вектора потокосцепления статора. Регулирование модулей векторов электромагнитного момента и потокосцепления статора

осуществляется через два независимых канала с использованием релейных регуляторов:

- двухпозиционный релейный регулятор потокосцепления статора;
- шестипозиционный релейный регулятор момента.

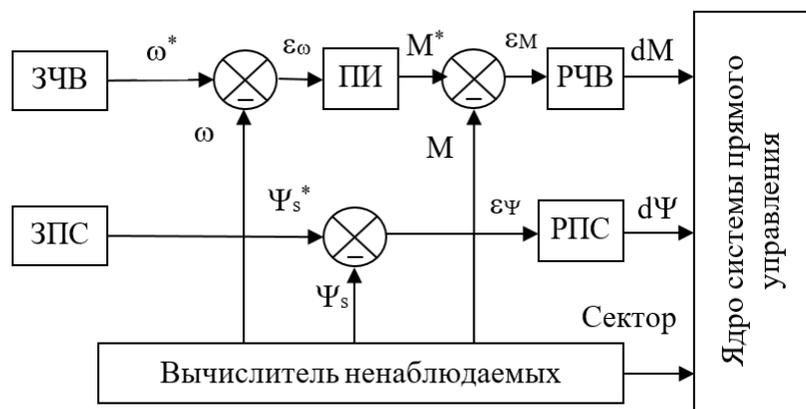


Рисунок 4.4 - Каналы с использованием релейных регуляторов  
(составлено автором)

Пояснение: ЗЧВ. Задатчик частоты вращения; ЗПС. Задатчик потокосцепления статора; РЧВ. Регулятор частоты вращения; РПС. Регулятор потокосцепления статора; ПИ. Схема формирования ПИ-регулятора;  $\omega$ . Частота вращения асинхронного двигателя;  $\Psi_s$ . Потокосцепление статора асинхронного двигателя;  $M$ . Момент;  $\omega^*$ . Требуемая частота вращения;  $\Psi_s^*$ . Требуемое потокосцепление статора;  $M^*$ . Требуемый момент;  $\varepsilon_\omega$ . Отклонение по частоте вращения;  $\varepsilon_\Psi$ . Отклонение по потокосцеплению статора;  $\varepsilon_M$ . Отклонение по моменту.

Выходные сигналы этих каналов приходят в ядро системы прямого управления, где происходит, в соответствии с таблицей переключений, выбор вектора напряжения автономного инвертора производится.

Асинхронный двигатель подключается к источнику постоянного тока (аккумуляторная батарея) через ТИСФНТ, который играет роль управления этим двигателем за счет управления силовыми полупроводниковыми ключами (транзисторов) инвертора. Пункт управления, подключенный к двигательной

системе управления через сетевой кабель, передает и принимает информацию о текущем состоянии двигателя. Двигательная система управления также соединена по сети с МСУ, которая, в свою очередь, связана с инвертором.

Выбор частоты вращения левой (или правой) части соответствует наименьшей частоте вращения асинхронных двигателей в этой части (см. рисунок 4.1) и может определяться (формула 4.1):

$$\omega_{\text{левая}} = \begin{cases} \omega_{\text{АД1}}, & \text{если } \omega_{\text{АД1}} < \omega_{\text{АД2}} \\ \omega_{\text{АД2}}, & \text{если } \omega_{\text{АД1}} > \omega_{\text{АД2}} \end{cases}; \omega_{\text{правая}} = \begin{cases} \omega_{\text{АД3}}, & \text{если } \omega_{\text{АД3}} < \omega_{\text{АД4}} \\ \omega_{\text{АД4}}, & \text{если } \omega_{\text{АД3}} > \omega_{\text{АД4}} \end{cases} \quad (4.1)$$

где:  $\omega_{\text{левая}}$  – частота вращения левой части системы электродвижения;;

$\omega_{\text{правая}}$  – частота вращения правой части системы электродвижения;

$\omega_{\text{АД1}}$  – частота вращения первого асинхронного двигателя системы электродвижения;

$\omega_{\text{АД2}}$  – частота вращения второго асинхронного двигателя системы электродвижения;

$\omega_{\text{АД3}}$  – частота вращения третьего асинхронного двигателя системы электродвижения;

$\omega_{\text{АД4}}$  – частота вращения четвертого асинхронного двигателя системы электродвижения.

Описанный способ управления асинхронным двигателем реализуется следующим образом. Информация от датчиков токов и напряжений поступает в блок «Вычислитель ненаблюдаемых координат», где формируются параметры, отражающие текущее состояние асинхронного двигателя. Эта информация используется для построения его математической модели, необходимой для эффективного управления двигателем.

При поступлении команды от АЦП осуществляется запуск двигателя на заданной скорости. Скорость вращения регулируется за счет синхронизации с

математической моделью двигателя, которая уточняет текущие значения о состоянии двигателя (потокосцепления статора и скорости вращения вала двигателя). Отклонения о скорости вращения вала двигателя через ПИ-регулятор передаются на канал регулятора момента. Отклонения о потокосцеплении статора передаются на канал регулятора потокосцепления статора.

Скорректированные сигналы от независимых каналов релейных регуляторов поступают в модуляционную систему управления, обеспечивающую работу инвертора. Инвертор регулирует частоту вращения двигателя путем изменения величины выходного напряжения. Для уточнения модели и повышения точности управления во время работы система электродвижения снимаются электрические характеристики двигателя с помощью системы хранения, обработки и дополнения модели. Это позволяет дополнять математическую модель асинхронного двигателя для повышения ее точности управления на последующих этапах работы в длительном режиме работы.

Таким образом, реализация описанного способа управления позволяет точно регулировать скорость вращения двигателя, повышает эффективность работы системы электропривода и обеспечивает адаптацию параметров управления к текущим условиям работы.

#### **4.2 Расчет энергосбережения системы электродвижения автономных шахтных горно-транспортного оборудования с рекуператором электроэнергии в преобразователе частоты без передаточных устройств**

Для расчета энергосбережения системы электродвижения автономных шахтных горно-транспортных оборудований с рекуператором электроэнергии в преобразователе частоты без передаточных устройств требуется выполнить следующую последовательность действий:

- а. Описание технологического процесса;
- б. Расчёт диаграммы движения горно-транспортного оборудования;
- в. Математическая модель транспортного оборудования;
- д. Выбор и проверка асинхронного двигателя;
- е. Расчет энергосбережения системы.

**Исходные данные для расчета установившегося режима работы:**

**1. Требуемая скоростная диаграмма по технологическому процессу:**

– номинальная скорость движения, $v_0$	16 м/с
– скорость движения с грузом в шахте, $v_1$	8 м/с
– скорость движения с грузом после шахта до разгрузки, $v_2$	12 м/с
– скорость пустого движения до шахта, $v_3$	16 м/с
– скорость пустого движения в шахте, $v_4$	8 м/с
– максимальное допустимое ускорение, $a$	0,2 м/с <sup>2</sup>
– максимальная скорость движения	20 м/с

**2. Масса горно-транспортного оборудования:**

– масса груза	10 000 кг
– масса горно-транспортного оборудования без груза, $m_1$	2 000 кг
– масса горно-транспортного оборудования с грузом, $m_2$	12 000 кг

**3. Характеристика системы электродвижения:**

- КПД базовой системы электродвижения: 0,9
- КПД разработанной системы электродвижения: 0,96
- КПД редуктора  $\eta_p = 0,9$ ;
- тариф на электроэнергию:  $T_{эп} = 3\,900 \text{ внд/кВт}\cdot\text{ч}$ ;
- количество циклов:  $KЦ = 1000$ .
- относительная стоимость ПЧ  $C_{ПЧ}^{\%} = 12\,000 \text{ внд/кВт}\cdot\text{ч}$ ;
- коэффициент запас мощности ПЧ  $K_{пч} = 1,3$ .

**а. Описание технологического процесса**

$l$  – расстояние движения внутри шахта  $d_1 \approx 600 \text{ м}$

$\Pi$  – расстояние движения вне шахта  $d_2$  8 000 м

## **б. Расчёт диаграммы движения горно-транспортного оборудования**

### 1. Время движения внутри шахта

Время разгона от 0 м/с до  $v_1=8$  м/с после загрузки (формула 4.2):

$$t_1 = \frac{\Delta v}{a} = \frac{8-0}{0,2} = 40 \text{ с.} \quad (4.2)$$

Требуемое расстояние движения для разгона (формула 4.3):

$$s_1 = a \frac{t_1^2}{2} = 0,2 \frac{40^2}{2} = 160 \text{ м.} \quad (4.3)$$

Время движения со скоростью  $v_1=8$  м/с внутри шахта (формула 4.4):

$$t_1' = \frac{3600-160}{8} = 430 \text{ с.} \quad (4.4)$$

Общее время движения внутри шахта (формула 4.5):

$$t_I = t_1 + t_1' = 40 + 430 = 470 \text{ с.} \quad (4.5)$$

### 2. Время движения с грузом после шахта до разгрузки

Время разгона от  $v_1=8$  м/с до  $v_2=12$  м/с после выхода шахта (формула 4.6):

$$t_2 = \frac{\Delta v}{a} = \frac{12-8}{0,2} = 20 \text{ с.} \quad (4.6)$$

Требуемое расстояние движения для разгона (формула 4.7):

$$s_2 = vt_2 + a \frac{t_2^2}{2} = 8 \times 20 + 0,2 \frac{20^2}{2} = 200 \text{ м.} \quad (4.7)$$

Время движения торможения до остановки (формула 4.8):

$$t_2' = \frac{\Delta v}{a} = \frac{0-12}{-0,2} = 60 \text{ с.} \quad (4.8)$$

Требуемое расстояние движения для разгона (формула 4.9):

$$s_2' = vt_2' + a \frac{t_2'^2}{2} = 12 \times 60 - 0,2 \frac{60^2}{2} = 360 \text{ м.} \quad (4.9)$$

Время движения со скоростью  $v_2=12$  м/с вне шахта (формула 4.10):

$$t_2'' = \frac{d_2 - s_2 - s_2'}{v_2} = \frac{8000 - 200 - 360}{12} = 620 \text{ с.} \quad (4.10)$$

Общее время движения внутри шахта (формула 4.11):

$$t_{II} = t_2 + t_2' + t_2'' = 20 + 60 + 620 = 700 \text{ с.} \quad (4.11)$$

### 3. Время пустого движения до шахта

Время разгона от 0 м/с до  $v_3=16$  м/с после разгрузки (формула 4.12):

$$t_3 = \frac{\Delta v}{a} = \frac{16 - 0}{0,2} = 80 \text{ с.} \quad (4.12)$$

Требуемое расстояние движения для разгона до  $v_3=16$  м/с (формула 4.13):

$$s_3 = a \frac{t_3^2}{2} = 0,2 \frac{80^2}{2} = 640 \text{ м.} \quad (4.13)$$

Время торможения от  $v_3=16$  м/с до  $v_4=8$  м/с до шахта (формула 4.14):

$$t_3' = \frac{\Delta v}{a} = \frac{8 - 16}{-0,2} = 40. \quad (4.14)$$

Требуемое расстояние движения для торможения до  $v_4=8$  м/с (формула 4.15):

$$s_3' = v_3 t_4 - a \frac{t_4^2}{2} = 16 \times 40 - 0,2 \frac{40^2}{2} = 480 \text{ м.} \quad (4.15)$$

Время движения с скоростью  $v_3=16$  м/с вне шахта (формула 4.16):

$$t_3'' = \frac{d_2 - s_3 - s_4}{v_3} = \frac{8000 - 640 - 480}{16} = 430 \text{ с.} \quad (4.16)$$

Общее время пустого движения до шахта (формула 4.17):

$$t_{III} = t_3 + t_3' + t_3'' = 80 + 40 + 430 = 550 \text{ с.} \quad (4.17)$$

### 4. Время пустого движения внутри шахта

Время торможения от  $v_4=8$  м/с до остановки (формула 4.18):

$$t_4 = \frac{\Delta v}{a} = \frac{0 - 8}{-0,2} = 40. \quad (4.18)$$

Требуемое расстояние движения для торможения (формула 4.19):

$$s_4 = v_4 t_4 - a \frac{t_4^2}{2} = 8 \times 40 - 0,2 \frac{40^2}{2} = 160 \text{ м.} \quad (4.19)$$

Время движения со скоростью  $v_4=8$  м/с внутри шахта (формула 4.20):

$$t_4' = \frac{d_2 - s_4}{v_4} = \frac{3600 - 160}{8} = 430 \text{ с.} \quad (4.20)$$

Общее время движения внутри шахта (формула 4.21):

$$t_{IV} = t_4 + t_4' = 40 + 430 = 470 \text{ с.} \quad (4.21)$$

5. Общее время технологического процесса (формула 4.22):

$$T = t_I + t_{II} + t_{III} + t_{IV} = 470 + 700 + 550 + 470 = 2190 \text{ с.} \quad (4.22)$$

Диаграмма скоростей движения горно-транспортного оборудования представлена на рисунке 4.5.

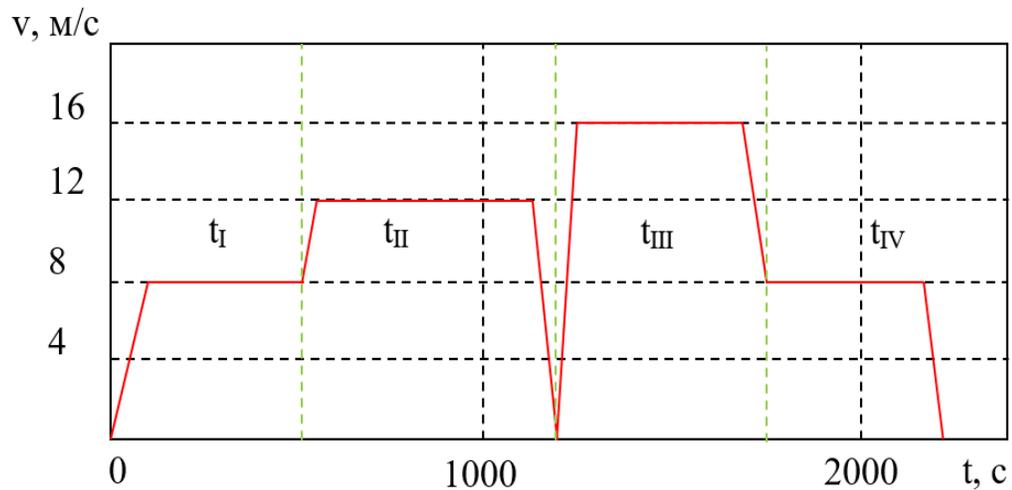


Рисунок 4.5 - Диаграмма скоростей движения горно-транспортного оборудования (составлено автором)

### в. Математическая модель транспортного оборудования

Для определения мощности асинхронного двигателя в АЭП используется модель транспортного оборудования (рисунок 4.6).

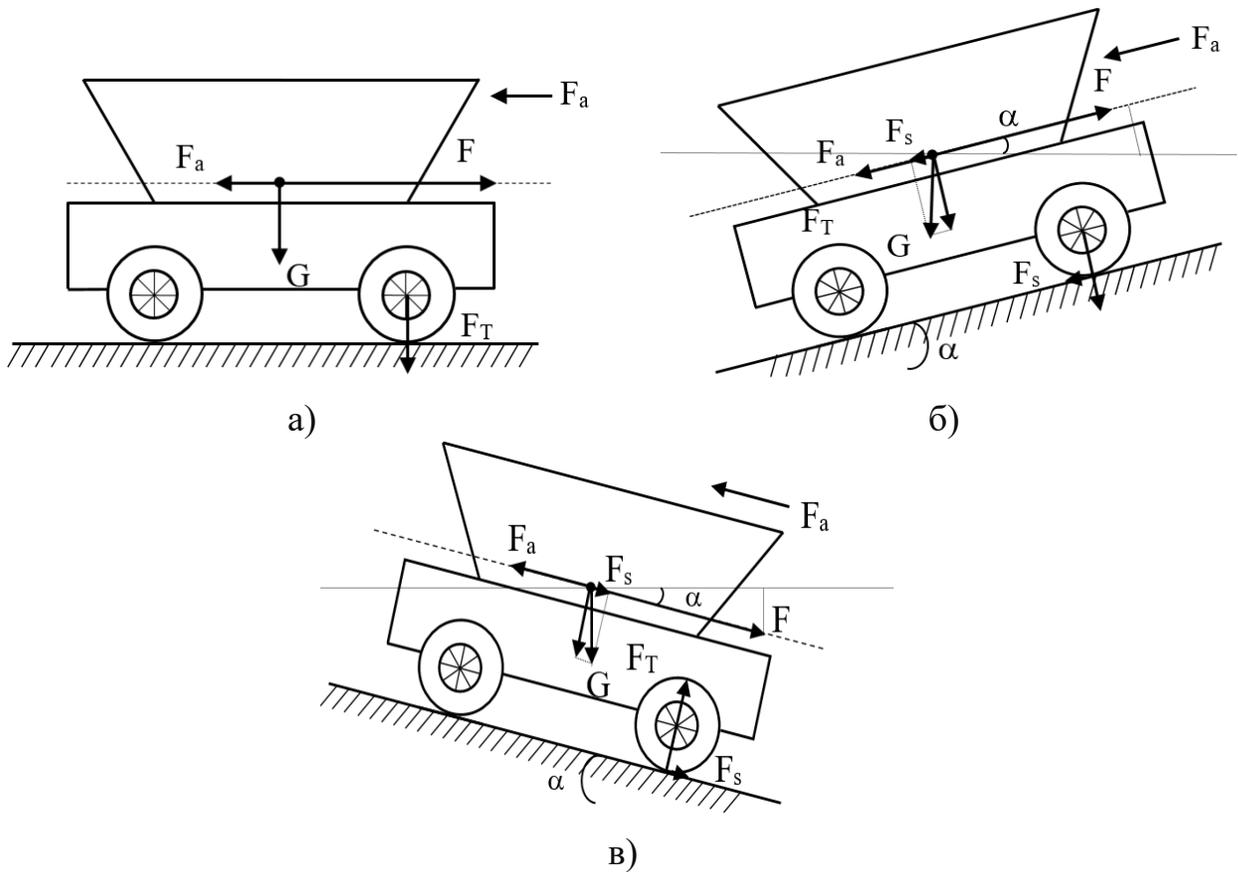


Рисунок 4.6 - Воздействующие силы на транспортное средство при движении  
(составлено автором)

Пояснение:  $F$ . Тяговая сила (Н);  $F_a$ . Сила аэродинамического сопротивления (Н);  $F_T$ . Сила трения качения (Н);  $G$ . Сила тяжести (Н);  $F_s$ . Сила при движении на подъёме или спуску (Н);  $\alpha$ . Уклон дорожного полотна (град);

Согласно второму закону Ньютона, движение описывается уравнением из действующих сил в одной плоскости, которое определяется (формула 4.23):

$$ma = m \frac{dv}{dt} = F - F_R (H). \quad (4.23)$$

где:  $m$ : масса электротранспортного оборудования, кг;

$a$ : ускорение транспортного оборудования,  $\text{м/с}^2$ ;

$F$ : тяговая сила транспортного оборудования, Н

$F_R$ : сумма противодействующих сил, Н.

К противодействующим силам относятся: сила аэродинамического сопротивления  $F_a$  (Н); сила трения качения  $F_T$  (Н) и сила трения скольжения –  $F_s$  (Н). Сумма их определяется (формула 4.24):

$$F_R = F_a + F_T + F_s (H). \quad (4.24)$$

Уравнение баланса тяговой силы горно-транспортного оборудования можно представить в зависимости между тяговой силой, развиваемой на ведущем колесе  $F_0$ , и силами сопротивления движению, зависящими от взаимодействия горно-транспортного оборудования  $P=f(v)$ . В случае равномерного движения со скоростью ветра  $v_B=0$ , уравнение баланса мощностей имеет вид (формула 4.25):

$$P_0 = (P_a + P_T + P_s) / \eta_t \text{ (кВт)}. \quad (4.25)$$

где:  $P_0$ : Минимальная мощность горно-транспортного оборудования, кВт;

$P_a$ : Мощность аэродинамического сопротивления, кВт;

$P_T$ : Мощность трения качения, кВт;

$P_s$ : Мощность при движении на подъёме или спуску, кВт;

$\eta_t$ : коэффициент запаса,  $\eta_t = 1,1 \div 1,3$ .

### ***в.1) Сила аэродинамического сопротивления***

Сила аэродинамического сопротивления  $F_a$  учитывает воздействие набегающих потоков воздуха и может быть рассчитана (формула 4.26):

$$F_a = \rho_a C_d A_f (v \pm v_e)^2 / 2. \quad (4.26)$$

где:  $\rho_a$ : плотность воздуха, кг/м<sup>3</sup>;

$C_d$ : коэффициент аэродинамического сопротивления;

$A_f$ : площадь лобовой части транспортного оборудования ( $A_f = h \times a$ ), м<sup>2</sup>;

$h$ : высота транспортного оборудования, м;

$a$ : ширина транспортного оборудования, м;

$v$ : скорость транспортного оборудования, м/с;

$v_e$ : скорость встречного потока ветра, м/с.

Знак (+) – когда направление движения и ветра противоположны, (-) знак, когда направление движения совпадает с направлением ветра. Плотность воздуха  $\rho_a$  изменяться в зависимости от условия окружающей среды (температуры и влажности). При нормальных условиях значение плотности воздуха принимается около 1,225 кг/м<sup>3</sup>.

Коэффициент аэродинамического сопротивления  $C_d$  определяется аэродинамическими испытаниями по приближенным формулам. По данным испытаниям в шахте Вьетнаме, для грузовых горно-транспортных оборудований коэффициент аэродинамического сопротивления находится в диапазоне 0,6–0,9 (примем среднее значение равно 0,8).

Квадратичная зависимость от скорости  $(v \pm v_v)^2$  м<sup>2</sup>/с<sup>2</sup> указывает на то, что аэродинамическое сопротивление значительно зависит от скорости и направления ветра (примем  $v_v = 0$  м/с).

Площадь лобовой части транспортного оборудования, по указанию требования безопасности и обслуживания внутри шахтов Вьетнама, находится в диапазоне 3–5 м<sup>2</sup> (примем среднее значение равно 4 м<sup>2</sup>).

Таким образом, сила аэродинамического сопротивления при движения с скоростью определена по следующему выражению:

– 20 м/с (формула 4.27):

$$F_{a20} = \frac{1}{2} \times 1,225 \times 0,8 \times 4 \times (20 - 0)^2 = 784 \text{ (Н.м)}. \quad (4.27)$$

– 16 м/с (формула 4.28):

$$F_{a16} = \frac{1}{2} \times 1,225 \times 0,8 \times 4 \times (16 - 0)^2 = 502 \text{ (Н.м)}. \quad (4.28)$$

– 12 м/с (формула 4.29):

$$F_{a12} = \frac{1}{2} \times 1,225 \times 0,8 \times 4 \times (12 - 0)^2 = 282 \text{ (Н.м)}. \quad (4.29)$$

– 8 м/с (формула 4.30):

$$F_{a8} = \frac{1}{2} \times 1,225 \times 0,8 \times 4 \times (8 - 0)^2 = 125 \text{ (Н.м)}. \quad (4.30)$$

### в.2) Сила трения качения – $F_T$

Сила трения качения  $F_T$  возникает в результате деформации перекатываемого колеса транспортного оборудования и опорной поверхности, и может быть определена по следующему выражению (формула 4.31):

$$F_T = C_T mg \cos(\alpha). \quad (4.31)$$

где:  $C_T$  : коэффициент трения качения, о.е.;

$m$  : масса транспортного оборудования, кг;

$g$  : ускорение свободного падения, м/с<sup>2</sup>;

$\alpha$  : уклон дорожного полотна, град.

Коэффициент трения качения определяется по таблице 4.1.

Таблица 4.1 - Зависимость коэффициента трения качения  $C_T$  от типа дороги при скорости движения транспортного оборудования  $v < 20$  м/с [40]

№	Тип дороги в шахте Вьетнама	Коэффициент трения качения $C_T$
1	Хорошая асфальтовая дорога	0,015 – 0,018
2	Сухая грунтовая дорога	0,025 – 0,035
3	Бетонная дорога	0,012 – 0,015
4	Мокрая грунтовая дорога	0,05 – 0,15
5	Гравийная дорога	0,023 – 0,03
6	Песчаная дорога	0,1 – 0,3

Коэффициент трения качения  $C_T$  является показателем, определяющим эффективность передвижения транспортного оборудования на дорогах. Этот коэффициент зависит от множества факторов, включая:

- скорость движения: увеличение скорости движения приводит к увеличению трения за счёт деформации поверхности и колеса;
- материал изготовленного колеса транспортного оборудования;
- давление в шинах колеса: увеличение давления шина приводит к уменьшению площадь контакта колеса с поверхностью догори и снизит сопротивление качению;

- нагрузка на транспортное средство, которая влияет на силу реакции;
- качество дорожного покрытия;
- погодные условия работы (температура и влажность).

Коэффициент трения качения  $C_T$ , в зависимости от вышних указанных факторов. Применяется в диапазоне от 0,05 до 0,15 (Мокрая грунтовая дорога). Среднее значение коэффициента для колёс составляет 0,1. Максимальный уклон дорожного полотна, по указанию требования безопасности и обслуживания внутри шахтов Вьетама,  $\alpha = 10^0$  (0,17 рад).

Таким образом, при движении по дороге с нулевым уклоном сила трения качения  $F_T$  определена по следующему выражению:

- без груза  $m=m_1=2000$  кг (формула 4.32):

$$F_T = 0,1 \times 2000 \times 9,8 = 1960 \text{ Н.} \quad (4.32)$$

- с грузом  $m= m_2=12\ 000$  кг (формула 4.33):

$$F_T' = 0,1 \times 12000 \times 9,8 = 11760 \text{ (Н)}. \quad (4.33)$$

- при  $\alpha = 0.17$  рад без груза  $m=m_1=2000$  кг (формула 4.34):

$$F_{T\alpha} = 0,1 \times 2000 \times 9,8 \cos(10^0) = 1930 \text{ Н.} \quad (4.34)$$

- при  $\alpha = 0.17$  рад с грузом  $m= m_2=12\ 000$  кг (формула 4.35):

$$F_{T\alpha}' = 0,1 \times 12000 \times 9,8 \cos(10^0) = 11581 \text{ (Н)}. \quad (4.35)$$

### **в.3) Сила при движении на подъёме или спуску – $F_s$**

Сила трения скольжения возникает в результате взаимодействия горно-транспортного оборудования с поверхностью дорожного полотна. Эта сила учитывает влияние гравитации на наклонной поверхности и может либо способствовать движению, либо противодействовать ему в зависимости от направления движения. Формула для силы трения скольжения  $F_s$  (формула 4.36):

$$F_s = mg \sin(\alpha). \quad (4.36)$$

где:  $m$ : масса горно-транспортного оборудования, кг;

$g$ : ускорение свободного падения, м/с<sup>2</sup>;

$\alpha$ : уклон дорожного полотна, град.

При движении по дороге с уклоном  $\alpha = 10^0$  сила трения скольжения:

– без груза  $m=m_1=2000$  кг (формула 4.37):

$$F_s = 2000 \times 9,8 \sin(10^0) = 3\,404 \text{ (Н)}. \quad (4.37)$$

– с грузом  $m= m_2=12\,000$  кг (формула 4.38):

$$F_s' = 12000 \times 9,8 \sin(10^0) = 20\,421 \text{ (Н)}. \quad (4.38)$$

Максимальная сумма сил противодействующих движению ( $F_{R_{\max}}$ ) по технологическому процессу равна (формула 4.39):

$$F_{R_{\max}} = F_a + F_{T(\alpha)} \pm F_{s(\alpha)} \text{ (Н)}. \quad (4.39)$$

Примечание: знак ( $\pm$ ) зависит от направления движения: подъём (+); спуск (–).

1. При движении со скоростью  $v_1=8$  м/с внутри шахтов с нагрузкой (формула 4.40):

$$F_1 = F_{a8} + F_{T(\alpha)}' + F_{s(\alpha)}' = 125 + 11\,581 + 20\,421 = 30\,127 \text{ (Н)}. \quad (4.40)$$

2. При движении со скоростью  $v_1=12$  м/с с нагрузкой вне шахта (формула 4.41):

$$F_2 = F_{a12} + F_T' = 282 + 11\,760 = 12\,042 \text{ (Н)}. \quad (4.41)$$

3. При движении до шахта без нагрузки с скоростью  $v_3=16$  м/с (формула 4.42):

$$F_3 = F_{a16} + F_T = 502 + 1\,960 = 2\,462 \text{ (Н)}. \quad (4.42)$$

4. Время движения внутри шахта без нагрузки со скоростью  $v_4=8$  м/с (формула 4.43):

$$F_4 = F_{a8} + F_{T\alpha} - F_{s\alpha} = 125 + 1\,930 - 3\,404 = -1\,349 \text{ (Н)}. \quad (4.43)$$

Требуемая тяговая сила, действующая на машине с ускорением  $a=0,2$  м.с<sup>2</sup>

– без груза  $m=m_1=2000$  кг (формула 4.44):

$$F_{m1} = m_1 a = 2\,000 \times 0,2 = 400 \text{ (Н)}. \quad (4.44)$$

– без груза  $m=m_1=2000$  кг (формула 4.45):

$$F_{m2} = m_2 a = 12\,000 \times 0,2 = 2\,400 \text{ (Н)}. \quad (4.45)$$

Таким образом, максимальная сумма противодействующих сил  $F_{max}$  равна (формула 4.46):

$$F_{max} = \max[F_1; F_2; F_3; F_4] = F_1 = 30\,127 \text{ (Н)}. \quad (4.46)$$

Диаграмма тяговых сил горно-транспортного оборудования представлена на рисунке. 4.7.

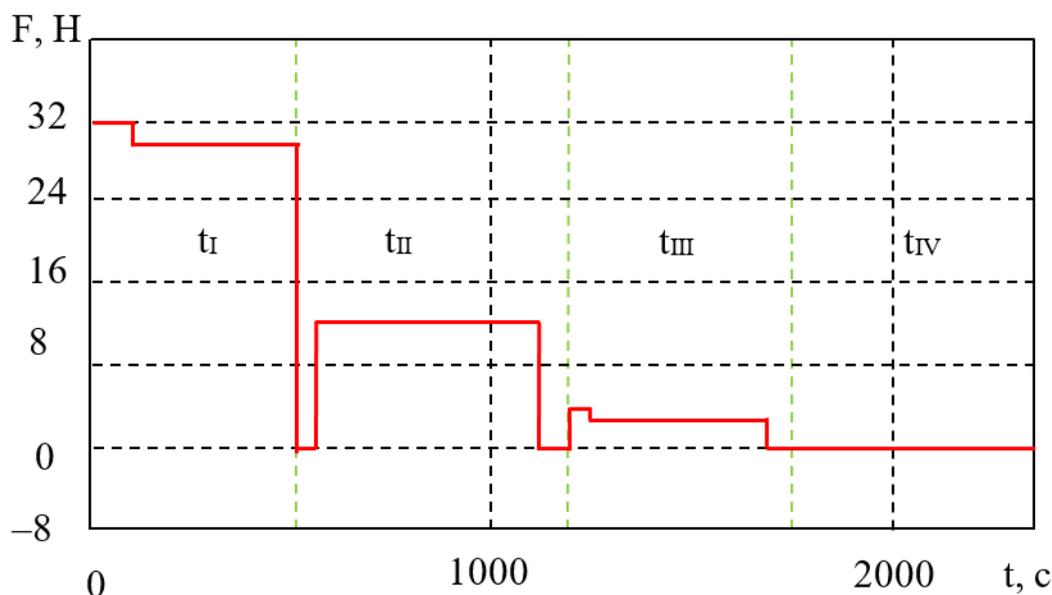


Рисунок 4.7 - Диаграмма тяговых сил горно-транспортного оборудования  
(составлено автором)

#### д) Выбор и проверка асинхронного двигателя

Требуемая тяговая сила транспортного оборудования  $F_{Tmax}$  (формула 4.47):

$$F_{Tmax} = F_{max} + F_{m2} = 30\,127 + 2\,400 = 32\,527 \text{ (Н)}. \quad (4.47)$$

Требуемая мощность системы электродвижения  $P_{об}$  (формула 4.48):

$$P_{об} = K_3 F_{Tmax} v_{max} = 1,3 \times 32\,527 \times 20 = 845\,702 \text{ (Вт)}. \quad (4.48)$$

Примечание:  $K_3$  – коэффициент запаса.

Требуемая мощность асинхронного двигателя  $P_{ДВ}$  (формула 4.49):

$$P_{ДВ} = \frac{P_{Об}}{4} = 211\,426 \text{ Вт.} \quad (4.49)$$

В соответствии с значением требуемой мощностей асинхронного двигателя выберем асинхронный двигатель – SGP Y2–355L–6, номанальные парметры которого приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 - Асинхронный двигатель – SGP Y2–355L–6 [64]

Параметры	Обозначение	Измерения	Значение
номинальная частота	$\omega_0$	Гц	50
Напряжение	$U_1$	В	380
Мощность	$P$	кВт	250
Номинальный ток	$I$	А	459
Частота вращения	$n$	об/мин	980
Коэффициент полезного действия	$\eta$		0.94
Перегрузочная способность	$\lambda$		2
Диапазон рабочих температур		°С	-15 ~ 40°
Система охлаждения			IC411
Степень защиты			IP54/IP55
Уровень шума		dB	9.2

Определим радиус колеса без передаточного устройства (формула 4.50):

$$R = \frac{v_0}{\omega_{ном}} = \frac{20}{980\pi / 30} = 0,2(м). \quad (4.50)$$

Рассчитаем угловое ускорение (формула 4.51):

$$\varepsilon = \frac{a}{R} = \frac{0,2}{0,2} = 1 \text{ (рад/с}^2\text{)}. \quad (4.51)$$

Рассчитаем момент инерции движущихся масс  $J$ , приведенный к валу асинхронного двигателя:

– без груза  $m=m_1=2000$  кг (формула 4.52):

$$J_{m1} = m_1 R = 2\,000 \times 0,2 = 400 \text{ (кг.м)}. \quad (4.52)$$

– с грузом (формула 4.53):

$$J_{m2} = m_2 R = 12\,000 \times 0,2 = 2\,400 \text{ (кг.м)}. \quad (4.53)$$

Рассчитаем динамический момент нагрузки М:

– без груза  $m=m_1=2000$  кг (формула 4.54):

$$M_{д1} = J_{m1} \varepsilon = 400 \times 1 = 400 \text{ (Н.м)}. \quad (4.54)$$

– с грузом (формула 4.55):

$$M_{д2} = J_{m2} \varepsilon = 2\,400 \times 1 = 2\,400 \text{ (Н.м)}. \quad (4.55)$$

а. Статический момент нагрузки по технологическому процессу равна (формула 4.56):

$$M_i = \frac{F_i R}{\eta} \text{ (Н.м)}. \quad (4.56)$$

а.1. При движении со скоростью  $v_1=8$  м/с внутри шахтов с нагрузкой (формула 4.57):

$$M_{c1} = \frac{F_1 R}{\eta} = \frac{30\,127 \times 0,2}{0,94} = 6410 \text{ (Н.м)}. \quad (4.57)$$

а. 2. При движении со скоростью  $v_2=12$  м/с с нагрузкой вне шахта (формула 4.58):

$$M_{c2} = \frac{F_2 R}{\eta} = \frac{12\,042 \times 0,2}{0,94} = 2562 \text{ (Н.м)}. \quad (4.58)$$

а. 3. При движении до шахта без нагрузки с скоростью  $v_3=16$  м/с (формула 4.59):

$$M_{c3} = \frac{F_3 R}{\eta} = \frac{2462 \times 0,2}{0,94} = 524 \text{ (Н.м)}. \quad (4.59)$$

а. 4. Время движения внутри шахта без нагрузки со скоростью  $v_4=8$  м/с (формула 4.60):

$$M_{c4} = \frac{F_4 R}{\eta} = \frac{-1349 \times 0,2}{0,94} = -287 \text{ (Н.м)}. \quad (4.60)$$

б. Моменты нагрузки соответствуют интервалам технологического процесса:

1. Разгона до скорости  $v_1 = 8$  м/с (формула 4.61):

$$M_1 = M_{д2} + M_{с1} = 2\,400 + 6\,410 = 8\,810 \text{ (Н.м)}. \quad (4.61)$$

2. Движения со скоростью  $v_1 = 8$  м/с внутри шахта (формула 4.62):

$$M_2 = M_{с1} = 6\,410 \text{ (Н.м)}. \quad (4.62)$$

3. Разгона до скорости  $v_2 = 12$  м/с (формула 4.63):

$$M_3 = M_{д2} + M_{с2} = 2\,400 + 2\,562 = 4\,962 \text{ (Н.м)}. \quad (4.63)$$

4. Движения со скоростью  $v_2 = 12$  м/с вне шахта (формула 4.64):

$$M_4 = M_{с2} = 2\,562 \text{ (Н.м)}. \quad (4.64)$$

5. Торможения до остановки (формула 4.65):

$$M_5 = -M_{с2} = -2\,562 \text{ (Н.м)}. \quad (4.65)$$

6. Разгона до скорости  $v_3 = 16$  м/с (формула 4.66):

$$M_6 = M_{д1} + M_{с3} = 400 + 524 = 924 \text{ (Н.м)}. \quad (4.66)$$

7. Движения со скоростью  $v_3 = 16$  м/с вне шахта (формула 4.67):

$$M_7 = M_{с3} = 524 \text{ (Н.м)}. \quad (4.67)$$

8. Торможения до скорости  $v_4 = 8$  м/с (формула 4.68):

$$M_8 = -M_{с3} = -524 \text{ (Н.м)}. \quad (4.68)$$

9. Движения со скоростью  $v_4 = 8$  м/с внутри шахта (формула 4.69):

$$M_9 = M_{с4} = 287 \text{ (Н.м)}. \quad (4.69)$$

10. Торможения до остановки (формула 4.70):

$$M_{10} = -M_{с4} = -287 \text{ (Н.м)}. \quad (4.70)$$

Рассчитываем общий эквалентный статический момент (формула 4.71):

$$M_э = \sqrt{\frac{\sum M_i^2 t_i}{\sum t_i}} = 3345 \text{ (Н.м)}. \quad (4.71)$$

Примечание: если  $M_i \leq 0$ , то принимаем  $M_i=0$

Рассчитываем эквалентный статический момент, действующий на один асинхронного двигателя (формула 4.72):

$$M_д = K_3 \frac{M_э}{4} = 1,3 \times \frac{3345}{4} = 1116 \text{ (Н.м)}. \quad (4.72)$$

Примечание: Тяговая сила делится на 4 асинхронных двигателя.

Диаграмма момента горно-транспортного оборудования представлена на рисунке 4.8.

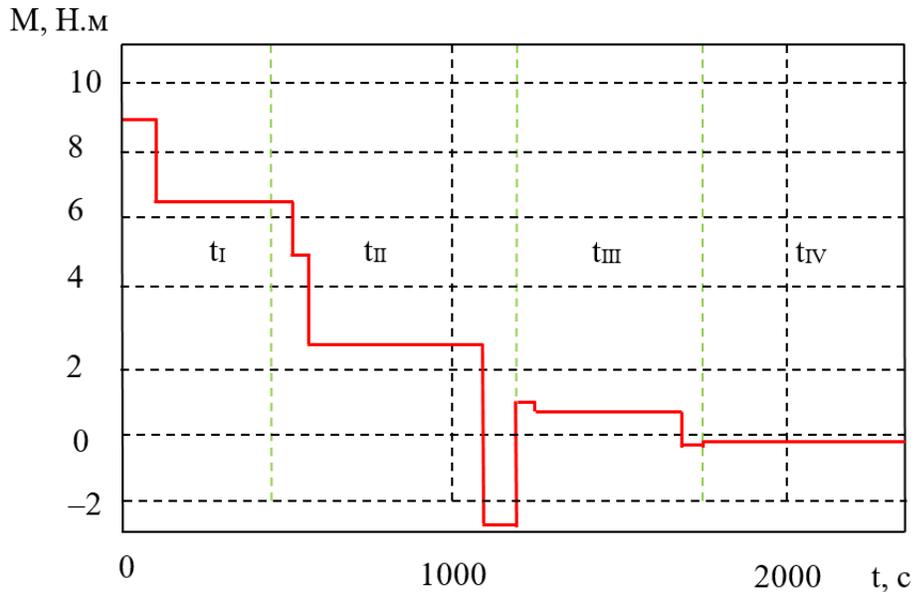


Рисунок 4.8 - Диаграмма момента горно-транспортного оборудования  
(составлено автором)

Рассчитываем номинальный момент выбранного асинхронного двигателя (формула 4.73):

$$M_{АД} = \frac{P_{АД}}{\omega_0} = \frac{250\,000}{100} = 2500 \text{ (Н.м)}. \quad (4.73)$$

Рассчитываем максимальный момент одного асинхронного двигателя (формула 4.74):

$$M_{АДmax} = M_{АД} \lambda = 2\,500 \times 2 = 5\,000 \text{ (Н.м)}. \quad (4.74)$$

Рассчитываем максимальный момент горно-транспортного оборудования (формула 4.75):

$$M_{max} = 4M_{АДmax} = 4 \times 5\,000 = 20\,000 \text{ (Н.м)}. \quad (4.75)$$

Следовательно, разработанное горно-транспортное оборудование соответствует требуемому технологическому процессу:

1. Эквалентный статический момент, действующий на один асинхронного двигателя, меньше номинального момента выбранного асинхронного двигателя;
2. Максимальный момент технологического процесса ( $M_{max} = 8\,810 \text{ Н.м}$ ) меньше максимального момента горно-транспортного оборудования.

**е) Расчет энергосбережения системы электродвижения автономных шахтных горно-транспортных оборудований с рекуператором электроэнергии в преобразователе частоты без передаточных устройств.**

Для расчет энергосбережения системы электродвижения автономных шахтных горно-транспортных оборудований с рекуператором электроэнергии в преобразователе частоты без передаточных устройств требуется технологические характеристики движения, разработанные в высших разделах.

Расчет потребляемой мощности энергии электропривода электроэнергии (формула 4.76):

$$W_э = \sum P_i t_i = \sum M_i \omega_i t_i \text{ (кВт.с)}. \quad (4.76)$$

Примечание: 1. В процессе разгона и торможения потребляемая мощность

энергии рассчитывается только по формуле:  $W_э = \frac{1}{2} M_i \omega_i t_i$ .

2. Частота вращения:  $\omega = v / R$  (рад/с).

Технологические характеристики движения автономных шахтных горно-транспортных оборудований по технологическому процессу представлены в таблице 4.3.

Таблица 4.3 - Технологические характеристики движения (составлено автором)

Время t (с)		Момент М (Н.м)		Скорость v (м/с)	
				Начало	Конец
t <sub>1</sub>	40	M1	8810	0	8
t <sub>1</sub> '	430	M2	6410	8	8
t <sub>2</sub>	20	M3	4962	8	12
t <sub>2</sub> "	620	M4	2562	12	12
t <sub>2</sub> '	60	M5	-2562	12	0
t <sub>3</sub>	80	M6	924	0	16
t <sub>3</sub> "	430	M7	524	16	16
t <sub>3</sub> '	40	M8	-524	16	8
t <sub>4</sub>	430	M9	-287	8	8
t <sub>4</sub> '	40	M10	-287	8	0

а) Потребляемая энергия в технологических процессах:

а.1. Разгона до скорости  $v_1 = 8$  м/с (формула 4.77):

$$W_1 = \frac{1}{2} M_1 t_1 \frac{v_1}{R} = \frac{1}{2} \times 8810 \times 40 \times 40 = 7\,048 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.77)$$

а.2. Движения со скоростью  $v_1 = 8$  м/с внутри шахта (формула 4.78):

$$W_2 = M_2 t_1' \frac{v_1}{R} = 6410 \times 430 \times 40 = 110\,252 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.78)$$

а.3. Разгона до скорости  $v_2 = 12$  м/с (формула 4.79):

$$W_3 = \frac{1}{2} M_3 t_2 \frac{v_1 + v_2}{2R} = \frac{1}{2} \times 4962 \times 20 \times 50 = 2\,481 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.79)$$

а.4. Движения со скоростью  $v_2 = 12$  м/с вне шахта (формула 4.80):

$$W_4 = M_4 t_2'' \frac{v_2}{R} = 2562 \times 620 \times 60 = 95\,306,4 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.80)$$

а.5. Торможения до остановки (формула 4.81):

$$W_5 = \frac{1}{2} M_5 t_2' \frac{v_2}{R} = \frac{1}{2} \times (-2562) \times 60 \times 60 = -4\,773,6 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.81)$$

а.6. Разгона до скорости  $v_3 = 16$  м/с (формула 4.82):

$$W_6 = \frac{1}{2} M_6 t_3 \frac{v_3}{R} = \frac{1}{2} \times 924 \times 80 \times 80 = 2956,8 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.82)$$

а.7. Движения со скоростью  $v_3 = 16$  м/с вне шахта (формула 4.83):

$$W_7 = M_7 t_3 \frac{v_3}{R} = 524 \times 430 \times 80 = 18025,6 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.83)$$

а.8. Торможения до скорости  $v_4 = 8$  м/с (формула 4.84):

$$W_8 = \frac{1}{2} M_8 t_3 \frac{v_3 + v_4}{2R} = \frac{1}{2} \times (-524) \times 40 \times 60 = -628,8 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.84)$$

а.9. Движения со скоростью  $v_4 = 8$  м/с внутри шахта (формула 4.85):

$$W_9 = M_9 t_4 \frac{v_4}{R} = (-287) \times 430 \times 40 = -4936,4 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.85)$$

а.10. Торможения до остановки (формула 4.86):

$$W_{10} = \frac{1}{2} M_{10} t_4 \frac{v_4}{R} = \frac{1}{2} (-287) \times 40 \times 40 = -229,6 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.86)$$

Расчет потребляемой электроэнергии без рекуператора электроэнергия  $W_9$  (формула 4.87):

$$W_9 = \sum W_i = 217044,2 \text{ кВт.с}; W_i > 0. \quad (4.87)$$

Определим КПД горно-транспортного оборудования с редуктором (формула 4.88):

$$\eta_{эн} = \eta_o \eta_p = 0,96 \times 0,9 = 0,864. \quad (4.88)$$

Таким образом, потребляемая электроэнергия с передаточным устройством (формула 4.89):

$$W_{II} = \frac{W_9}{\eta} = \frac{217044,2}{0,864} = 251208,6 \text{ кВт.с}. \quad (4.89)$$

б) Расчет потребляемой электроэнергии с рекуператором устройством (формула 4.90):

$$W = W_9 - W_{рек}; \quad (4.90)$$

где:  $W_{рек}$ : мощность рекуператора электроэнергии определяется (формула 4.91):

$$W_{рек} = \eta_{рек} \sum |W_i| = 9\,511,5 \text{ (кВт.с)}; W_i < 0; \quad (4.91)$$

$\eta_{рек}$  – коэффициента эффективности рекуперации, примем  $\eta_{рек}=0,9$ .

Таким образом, потребляемая мощность с рекуператором устройством  $W$  (формула 4.92):

$$W = W_э - W_{рек} = 207\,532,7 \text{ (кВт.с)}; \quad (4.92)$$

Расчет потребляемой электроэнергии без передаточного устройства  $W_{бр}$  (формула 4.93):

$$W_{бр} = \frac{W}{\eta} = \frac{207\,532,7}{0,96} = 216\,180 \text{ (кВт.с)}; \quad (4.93)$$

в) Расчет энергосбережения системы электродвижения (формула 4.94):

$$\Delta W = W_{II} - W_{бр} = 251\,208,6 - 216\,180 = 35\,028,7 \text{ (кВт.с)}. \quad (4.94)$$

Определим стоимость сэкономленной электроэнергии в течении года (формула 4.95):

$$C_э = K_{ц} T_{ЭН} \frac{\Delta W}{3600} = 1000 \times 3\,900 \times \frac{35\,028,7}{3600} = 38 \text{ (млдр. внд)}; \quad (4.95)$$

Рассчитаем стоимость преобразователя частоты рассчитанной мощности (формула 4.96):

$$C_{ПЧ} = K_{ПЧ} \cdot C_{ПЧ}^{\%} \cdot P_n = 1,3 \times 12\,000 \times 250 \times 4 = 15,6 \text{ (млдр. внд)}; \quad (4.96)$$

Определим срок окупаемости АЭП с рекуператором электроэнергии в преобразователе частоты без передаточных устройств (формула 4.97):

$$T = \frac{C_{ПЧ}}{C_э} = \frac{15,6}{38} = 0,41 \text{ (года)}; \quad (4.97)$$

Таким образом, срок окупаемости электропривода:

$$T = 0,41 \text{ года.}$$

### 4.3 Аккумуляторная батарея и ее проблемы при эксплуатации

На рисунке 4.9 представлены аккумуляторные ячейки (далее - АЯ) компании «Vinfast» (Вьетнам), которые служат базовыми элементами при формировании аккумуляторных батарей. Особенности АЯ компании «Vinfast» являются высокая энергетическая плотность, компактные размеры, а также адаптация к условиям эксплуатации при повышенной влажности и температуре, характерных для тропического климата Вьетнама.



Рисунок 4.9 - Аккумуляторные ячейки компании «Vinfast» [101]

Ёмкость является одной из ключевых характеристик аккумуляторной батареи, определяющей возможность обеспечения работы горно-транспортного оборудования на требуемом расстоянии перемещения. Для расчета требуемой емкости необходимо рассчитать требуемую энергию для работы оборудования в заданных условиях (формула 4.98):

$$E = I_p \cdot t; \quad (4.98)$$

где:  $E$ : требуемая емкость, А.ч.

$I_p$ : сила разрядного тока, А;

$t$  : время работы оборудования без подзарядки, ч.

Основными характеристиками АЯ являются:

– отдача по ёмкости представляет собой отношение количества электрического заряда, отдаваемого аккумуляторной батареей при разряде, к её

полной номинальной ёмкости. Потери заряда, обусловленные газообразованием и другими побочными электрохимическими реакциями в процессе эксплуатации батареи, могут привести к снижению коэффициента отдачи по ёмкости. Коэффициент остаточной ёмкости характеризует способность аккумулятора сохранять часть энергии после неполного разряда, что имеет важное значение при оценке эффективности его повторного использования в циклических режимах работы.

– время автономной работы оборудования без подзарядки представляет собой период, в течение которого аккумуляторная батарея способна обеспечивать функционирование электрических потребителей при установленном эксплуатационном режиме. Зарядная ёмкость аккумулятора – это количество электричества, которое аккумулятор может накопить в процессе зарядки. Зарядная ёмкость всегда превышает разрядную из-за потерь энергии, возникающих в результате побочных химических реакций и процессов во время зарядки. При увеличении тока разряда ёмкость аккумуляторной батареи уменьшается. Обычно на аккумуляторах указываются различные режимы разряда. Например 3, 5, 6, 10, 20 и 100 часов, при этом наименьшая ёмкость будет при 3-часовом разряде, наибольшая – при 100-часовом.

– Напряжение аккумуляторной батареи представляет собой разность потенциалов между положительным и отрицательным электродами. Эта величина варьируется в зависимости от степени заряженности аккумулятора (SOC) и не остаётся постоянной [22]. Температура также оказывает влияние на ёмкость аккумуляторной батареи. При повышении температуры электролита ёмкость увеличивается. Однако, при увеличении температур аккумуляторной батареи приводит к сокращению ее срок службы [100]. Одной из ключевых технических задач является обеспечение эффективной системы охлаждения, позволяющей поддерживать стабильный температурный режим аккумуляторов как в процессе зарядки, так и при их эксплуатации.

Система охлаждения играет важную роль в повышении эффективности процессов зарядки и разрядки, а также в продлении срока службы АЯ. Помимо этого, при эксплуатации АЯ необходимо строго соблюдать требования безопасности, особенно в условиях подземных горных выработок [32, 67].

#### **4.4 Выводы по Главе 4**

В этом разделе разработки системы электродвижения автономных шахтных горно-транспортных оборудований и способа прямого управления моментом асинхронного двигателя на базе трехуровневого инвертора.

Усовершенствованная система электродвижения преобразуют энергию аккумулятора в кинетическую энергию более эффективно, чем двигатели внутреннего сгорания, оптимизируя потребление энергии. Способ рекуперативного торможения помогает повторно использовать энергию при ее замедлении или торможении.

Благодаря энергосбережению, обеспечиваемому безредукторным электроприводом и рекуперативным торможением, усовершенствованная система электродвижения позволяет снизить потребление электроэнергии и её затраты, что, в свою очередь, улучшает общую экономическую эффективность. Эта система не выделяет выбросов и других вредных веществ в окружающую среду, что способствует созданию более «чистой» экологической среды. Все эти факторы способствуют более эффективному использованию энергии аккумуляторных батарей и улучшению характеристик управления.

Основным ограничением реализации разработанной системы электродвижения является выбор аккумуляторных батарей, напряжение которых постепенно снижается в процессе эксплуатации. Также необходимо учитывать систему охлаждения аккумуляторных ячеек, чтобы обеспечить соблюдение требований безопасности внутри шахт и карьеров.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации предлагается новое решение актуальной научно-технической задачи по повышению динамических и энергетических характеристик АЭП за счет создания и внедрения алгоритмов стохастической модуляции с ограничением диапазона изменения частоты коммутации инвертора в модуляционной системе управления и модификации двигательной системы управления на основе СПУ на базе трехуровневого инвертора и нового алгоритма матричного регулятора.

По результатам выполнения диссертационной работы сделаны следующие выводы и рекомендации:

1. Анализ актуальных проблем эксплуатации электрические оборудования в горной промышленности, выявлено, что современные электрические горно-транспортные оборудования целесообразно рассматриваются как одну из эффективных мер по улучшению экологического воздействие и повышению экономической устойчивости развития.

2. Разработана эквивалентная схема автоматизированного асинхронного привода в программной среде имитационного моделирования Matlab, позволяющая оценивать уровень электромагнитной совместимости выходных напряжений и токов ТИсФНТ при различных алгоритмах его управления.

3. Установлено, что использование в управлении преобразователем частоты алгоритма стохастической широтно-импульсной модуляцией со стабилизированным диапазоном коммутации инвертора позволяет устранить в спектре выходного напряжения и тока высшие гармонические составляющие без ухудшения энергетической и динамической характеристик асинхронного привода; и также снизить пульсации выходных токов автономного инвертора.

4. Разработана ДСУ АЭП, включающей блока релейных регуляторов (шестипозиционный регулятор момента и двухпозиционный регулятор потокосцепления статора) и ядра системы прямого управления и ее отладка.

5. Установлено, что внедрение СПУ на ТИСФНТ, управляемым разработанной таблицей переключения напряжения, значительно улучшило энергетической и динамической характеристик АЭП с уменьшенным средней частотой коммутации инвертора.

6. Проведено технико-экономическое обоснование эффективности внедрения разработанной усовершенствованной системы электродвижения и предложенного способа ее управления, демонстрирующее снижение эксплуатационных затрат.

Дальнейшее исследование направлено на развитие и практическую реализацию предложенных алгоритмов по повышению энергетических и динамических характеристик АЭП за счёт усовершенствования алгоритмов стохастической модуляции и систем прямого управления. В частности, планируется адаптация и внедрение разработанных алгоритмов в условиях горной промышленности Вьетнама с учётом её специфики, а также проведение анализа экономической эффективности при эксплуатации модернизированных АЭП на базе ТИСФНТ и матричных регуляторов.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Абрамов, Б.И. Электропривод современных шахтных подъемных машин / Абрамов Б.И., Иванов А.Г., Шиленков В.А., Кузьмин И.К., Шевырев Ю.В. // Горный информационно-аналитический бюллетень. –2022. –№ 5(2). –с. 145-162. DOI: 10.25018/0236\_149 3\_ 2022\_52\_0\_145.
2. Абрамович, Б.Н. Система бесперебойного электроснабжения предприятий горной промышленности // Записки Горного института. –2018. –Т. 229. –с. 31-40. DOI: 10.25515/PMI.2018.1.31.
3. Абрамович, Б.Н. Повышение эффективности автономных электротехнических комплексов нефтегазовых предприятий / Абрамович Б.Н., Богданов И.А // Записки Горного института. –2021. –Т. 249.–с. 408-416. DOI: 10.31897/PMI.2021.3.10.
4. Алсултан, М.Д. Исследование проблем качества электроэнергии в электрификации железных дорог: Глубокий анализ // Горное оборудование и электромеханика. –2023. –№ 4 (168). –с. 3–19. DOI: 10.26730/1816-4528-2023- 4-3-19. EDN: КННКСУ
5. Аль Махтури, Ф.Ш.И.А. Методы повышения энергетической эффективности тягового электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Аль Махтури Фуад Шараф Ибрахим Ахмед; Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.и. Ульянова (Ленина). – Санкт-Петербург, 2021. – 146с.
6. Анучин, А.С. Системы управления электроприводов: учеб. для вузов / А.С. Анучин. – М.: Изд. дом МЭИ, 2015. – 373 с.
7. Артюхов, И.И. Электромагнитная совместимость и качество электроэнергии: учеб. пособие / Артюхов И.И., Сошитов А.Г., Бочкарева И.И. – Волгоград: ИУНЛ ВолгГТУ, 2015. – 124 с.

8. Бабакин, В.И. Курсовое проектирование по теории электропривода: учеб. пособие / Бабакин В.И., Байбурин Э.Р., Кондрашова О.Г. –Уфа: УГНТУ. – 2007.
9. Бабицкий, Д.Ю. Энергоэффективный тяговый электропривод переменного тока и исследование его модификации / Бабицкий Д.Ю., Никулин Р.О. // Горный информационно-аналитический бюллетень. –2022. –№ 12(2). –с. 34-46. DOI: 10.25018/0236\_1493\_2022\_122\_0\_34.
10. Безносенко, Д.М. Новые источники питания тягового электропривода карьерных автосамосвалов // Записки Горного института. – 2004. –№ 157. –с. 98.
11. Белов, Г. Структурные динамические модели и частотный метод синтеза двухконтурных систем управления импульсными преобразователями / Белов Г., Павлова А. // Силовая электроника. – 2008. – № 3. – С. 98-106. 159
12. Бельский, А.А. Анализ степени влияния учета характеристик литийионных аккумуляторов на оценку жизненного цикла гибридного комплекса с ветроэлектрической установкой / Бельский А.А., Емельянов Е.А. // Горное оборудование и электромеханика. –2023. –№ 3(167). –с. 13-21. DOI: 10.26730/1816-4528- 2023-3-13-21. EDN: APNVOM.
13. Борисов, С.В. Совершенствование структуры имитационной модели тягового асинхронного электропривода рудничного электровоза / Борисов С.В., Колтунова Е.А., Кладиев С.Н. // Записки Горного института. –2021. –Т. 247. –с. 114-121. DOI: 10.31897/PMI.2021.1.12.
14. Борисов, С.В., Совершенствование структуры имитационной модели тягового асинхронного электропривода рудничного электровоза / Борисов С.В., Колтунова Е.А., Кладиев С.Н. // Записки Горного института. – 2021. –№ 247. –с. 1-8. DOI: 10.31897/PMI.2021.1.12
15. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений /

Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Поляков В.Н.; Под ред. Браславского И.Я. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 256 с.

16. Брускин, Д.Э. Электрические машины. Ч. 2: Учебник для электротехн. спец. вузов / Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. – М.: Высшая школа, 1990. – 528 с.

17. Васильев, Б.Ю. Методы и средства повышения энергоэффективности машин и технологий с асинхронными электроприводами / Васильев Б.Ю., Козярук А.Е. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. –2016. –с. 47-57. DOI: 10.14529/power150106

18. Васильев, Б.Ю. Повышение эффективности асинхронных электроприводов с прямым управлением моментом / Васильев Б.Ю., Козярук А.Е. / Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика.–2013. – Т 13. №. 2, –с. 75-84.

19. Васильев, Б.Ю. Система управления с переменной частотой модуляции автономного инвертора преобразователя частоты / Васильев Б.Ю., Шелудченко Е.С. // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2020. –Т. 63(1). –с. 43-48. DOI: 10.17213/0136-3360-2020-1-43-48. DOI: <https://doi.org/10.17213/0136-3360-2020-1-43-48>.

20. Васильев, Б.Ю. Увеличение коэффициента использования автономного инвертора при пространственно-векторном управлении / Васильев Б.Ю., Козярук А.Е., Мардашов Д.В. // Электротехника. –2020. –№ 4. – с. 14-23.

21. Васильев, Б.Ю. Энергосбережение и энергоэффективность в промышленности / Васильев Б.Ю., Жуковский Ю.Л. –СПб: Энергетика. – 2016.

22. Васильев, Б.Ю. Анализ влияния полупроводниковых преобразователей на батарею и двигатель асинхронного привода шахтных горнотранспортных машин / Васильев Б.Ю., Нгуен Т.Х. // Горный информационно-аналитический бюллетень. – 2023. – № 9-1. –с. 299–318. DOI:

10.25018/0236\_1493\_2023\_91\_0\_299.

23. Васильев, Б.Ю. Анализ системы широтно-импульсной модуляции с функциональным изменением частоты коммутации в электроприводах транспорта с аккумуляторным источником / Васильев Б.Ю., Нгуен Т.Х. // Горное оборудование и электромеханика. –2024. –№ 3. –с. 3-12. DOI: 10.26730/1816-4528-2024-3-3-12, EDN: JMJUZH

24. Васильев, Б.Ю. Модуляционные алгоритмы управления полупроводниковыми преобразовательными устройствами / Васильев Б.Ю., Добуш В.С. // Электротехника. – 2015. – № 4. – с. 12-19.

25. Васильев, Б.Ю. Применение алгоритмов управления с целью повышения эффективности и электромагнитной совместимости автономных инверторов / Васильев Б.Ю., Добуш В.С. // Промышленная энергетика. –2014, № 9, с. 40–45.

26. Васильев, Б.Ю. Электропривод. Энергетика электропривода / Васильев Б.Ю. – М.: СОЛОН-Пресс, 2015. – 268 с.

27. Васильев, Б.Ю. Автоматизированный электропривод машин и установок горного производства. Том 1. Основы электропривода и преобразовательной техники : учебник для вузов / Васильев Б.Ю. – Санкт-Петербург : Лань, 2022. –356 с.

28. Васильев, Б.Ю. Автоматизированный электропривод машин и установок горного производства. Том 2. Современный промышленный электропривод / Б.Ю. Васильев. – 2-е изд., стер. – Санкт-Петербург : Лань, 2023. – 392 с.

29. Васильев, Б.Ю. Автоматизированный электропривод машин и установок горного производства : учебник для вузов / Б.Ю. Васильев. – 2-е изд., стер. – Санкт-Петербург : Лань, 2022. – 144 с.

30. Вершинин, В.И. Электромагнитная и электромеханическая совместимость в электротехнических системах с полупроводниковыми

преобразователями / Вершинин В.И., Загривный Э.А., Козярук А.Е. – СПб.: Санкт-Петербургский горный институт, 2000. – 67 с.

31. Винакомин. История становления и развития угольной промышленности. [Электронный ресурс] URL: <http://www.vinacomin.vn/gioi-thieuchung/lich-su-hinh-thanh-va-phat-trien-201506031201389356.htm> (дата обращения: 30/01/2025). –Текст: электронный.

32. Винакомин. Отчет угольной компании «Винакомин» об использовании угля в народном хозяйстве СРВ. Ханой, 2020. – 66с. Ханой. [Электронный ресурс] URL: <http://www.vinacomin.vn/> (дата обращения: 31.01.2025). –Текст: электронный.

33. Винакомин. Процесс формирования и развития угольной промышленности в районе Куангнинь. 2016; [Электронный ресурс] URL: <http://thuviendienst.baoquangninh.com.vn/kinh-te/201601/qua-trinh-hinh-thanh-va-phat-trien-cua-nganh-than-quang-ninh-2295341/index.htm> (дата обращения 30.01.2025). –Текст: электронный.

34. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново: ГОУ ВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2008. –298 с.

35. Гаврилова, С.В. Улучшение динамических характеристик электротехнического многодвигательного судоподъемного комплекса «СЛИП»: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Гаврилова Светлана Владимировна; Ульяновский государственный технический университет. – Ульяновск, 2019. –138с.

36. Галкин, В.И. Влияние физико-механических свойств на пусковые процессы ленточных конвейеров / Галкин В.И., Сазанкова Е.С. // Горный информационно-аналитический бюллетень. –2014. –№ S6. –с. 19-35.

37. Гельман, М.В. Преобразовательная техника: учебное пособие / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский. – Челябинск: Издательский

центр ЮУрГУ, 2009. – 424 с.

38. Герман-Галкин, С.Г. Широтно-импульсные преобразователи. - Л.: Энергия, 1979. - 96 с.

39. ГОСТ 30372-2017. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. – М.: Стандартинформ, 2020.

40. ГОСТ. 05/2025/ТТ-ВСТ [Электронный ресурс]. <https://chinhphu.vn/?pageid=27160&docid=212774&classid=1>. (дата обращения 30.01.2025). –Текст: электронный.

41. Директива Вьетнама № 29/СТ-ТТг от 02 декабря 2019 «Об дальнейшем усилении государственного управления деятельностью по добыче и торговле углем и поставками угля для производства электроэнергии Вьетнама». –Текст: электронный.

42. Дмитриева, В.В. Моделирование различных режимов торможения ленточного конвейера / Дмитриева В.В., Собянин А.А., Сизин П.Е. // Горный информационно-аналитический бюллетень. – 2022. – № 11. – С. 80–95. DOI: 10.25018/0236\_1493\_2022\_11\_0\_80.

43. Довудов, С.У. Анализ энергетических показателей импульсных преобразователей / Довудов С.У., Дунаев М.П. // Вестник Иркутского государственного технического университета. – 2020. – Т. 24. – № 2(151). DOI: <http://dx.doi.org/10.21285/1814-3520-2020-2-345-355>.

44. Драгуленко, В.В. Применение газового топлива на дизельном двигателе // Новая наука: Теоретический и практический взгляд. –2017. –с. 70-72.

45. Дубинкин, Д.М. Современное состояние техники и технологий в области карьерных самосвалов с накопителями энергии / Дубинкин Д.М., Карташов А.Б., Арутюнян Г.А., Бузунов Н.В., Сорокин К.П., Ялышев А.В. // Горное оборудование и электромеханика. –2020. –№6. –с. 31-42. DOI: 10.26730/1816-4528-2020-6-31-42

46. Дудкин, М.М. Энергосберегающие технологии в испытательных стендах с использованием однофазных обратимых преобразователей // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2013. – том 13. – № 1. – С. 5–18.
47. Дунаев, М.П. Моделирование схемы частотно-импульсного преобразователя / Дунаев М.П., Довудов С.У. // Информационные и математические технологии в науке и управлении. – 2019. – № 3(15). – С. 144-152. DOI: 10.25729/2413-0133-2019-3-13
48. Дунаев, М.П. Преобразовательная техника. Учебное пособие для студентов специальности 1804.- Иркутск, Изд-во ИрГТУ, 2001.-77 с.
49. Дунаев, М.П. Силовые электронные преобразователи электростанций: Учеб. пособие. - Иркутск, Изд-во ИРНТУ, 2016. - 116 с.
50. Ещин, Е.К. Расчеты динамических режимов работы электроприводов самоходных горных машин // Записки Горного института. – 2018. –Т. 233. –с. 534–538. DOI: 10.31897/pmi.2018.5.534.
51. Жданкин, Е.В. Имитационное моделирование активной накопительной системы / Жданкин Е.В., Устинов Д.А. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия «Энергетика». –2018. –Т. 18. –№ 4. –с. 52—58. DOI: 10.14529/power180406.
52. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники: учебник / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2. – 197 с. 160
53. Иванов, А.Г. Тиристорные электроприводы постоянного тока // Электротехника, 2 – 2001. - С.12 - 15.
54. Импорт угля вырастет во Вьетнаме до рекордных уровней. [Электронный ресурс] URL: <https://novostivl.ru/post/83415/>. (дата обращения: 30.01.2025). –Текст: электронный.
55. Информация о потреблении угля Винакомин в 2018 году. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.vinacomin.vn/tin-tuc-vinacomin/thong-tinh-hinh-tieu-thu-than-cua-tkv-nam-2018-201811281547402792.html>. (дата

обращения: 30.01.2025). –Текст: электронный.

56. Иоффе, Д.С. Разработка импульсного преобразователя напряжения с топологией SEPIC / Д.С. Иоффе // Компоненты и технологии. – 2006. – № 62. – С. 126-132.

57. Камышьян, А.М. Структура и алгоритмы управления бесконтактным тяговым электроприводом карьерных автосамосвалов: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Камышьян Альберт Михайлович; Санкт-Петербургский горный университет. – Санкт-Петербург, 2019. – 141с.

58. Козярук, А.Е. Повышение энергетической эффективности электромеханической трансмиссии карьерного автосамосвала / Козярук А.Е., Камышьян А.М. // Записки Горного института. –2019. –Т. 239. –с. 576-582. DOI: 10.31897/PM1.2019.5.576.

59. Козярук, А.Е. Методы и средства повышения энергоэффективности машин и технологий с асинхронными электроприводами / Козярук А.Е., Васильев Б.Ю. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2015. – Т. 15. – №. 1. – с. 47-53.

60. Козярук, А.Е. Повышение энергетической эффективности электромеханической трансмиссии карьерного автосамосвала / Козярук А.Е., Камышьян А.М. // Записки Горного института. –2019. –Т. 239. –с. 576– 582. DOI: 10.31897/PM1.2019.5.576.

61. Козярук, А.Е. Повышение энергетической эффективности электромеханической трансмиссии карьерного автосамосвала / Козярук А.Е., Камышьян А.М. // Записки Горного института. – 2019. № 239 , –с 576-582.

62. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / Козярук А.Е., Рудаков В.В., Народицкий А.Г. (ред.). – СПб.: Санкт-Петербургская электротехническая компания, 2004. – 127 с.

63. Котин, Д.А. Сравнение различных видов пуска электрического двигателя ленточного конвейера угольной шахты / Котин Д.А., Сухинин С.Е., Иванов И.А. // Горный информационно-аналитический бюллетень. –2022. –№ 12(2). –с. 129-142. DOI: 10.25018/0236\_1493\_2022\_122\_0\_129.

64. Кравчик, А.Э. Асинхронные двигателя серии 4А: Справочник/ Кравчик А.Э., Шлаф М.М., Афонин В.И., Соболенская, Е.А. - М.: Энергоиздат, 1982.

65. Кузнецов, М.Д. Особенности двигателей внешнего сгорания – двигателей Стирлинга // Записки Горного института. –2012. –№ 196. –с. 252.

66. Лаврик, А.Ю. Повышение энергоэффективности автономных электротехнических комплексов путем обоснования состава и режимов работы с учётом предиктивных алгоритмов управления нагрузкой: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Лаврик Александр Юрьевич; Санкт-Петербургский горный университет. – Санкт-Петербург, 2021 – 145с.

67. Ле, В.Т. Структура и алгоритмы управления электроприводом конвейеров для повышения энергоэффективности их работы на горнодобывающих предприятиях: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Ле Ван Тунг; Санкт-Петербургский горный университет. – Санкт-Петербург, 2021. – 136с.

68. Лутонин, А.С. Структура и алгоритмы энергоэффективного управления электротехническим комплексом транспортного средства с использованием мотор-колес с синхронными двигателями: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Лутонин Александр Сергеевич; Санкт-Петербургский горный университет. – Санкт-Петербург, 2020 – 123с.

69. Лях Д.Д., Худякова И.Н., Иванов С.Л. Обоснование параметров модуля формования торфяного сырья и энергомассовых характеристик

комплекса оборудования по добыче и переработке торфа // Горный информационно-аналитический бюллетень. –2022. –№ 6. –с. 93-108. DOI: 10.25018/0236\_1493\_2022\_6\_0\_93.

70. Ляхомский, А.В. Исследование энергоэффективного управляемого электромеханического резонанса для процессов резания и разрушения горного массива / Ляхомский А.В., Фащиленко В.Н. // Горный информационно-аналитический бюллетень. 2019. № 10. С. 223–234. DOI: 10.25018/0236-1493-2019-10-0- 223-234.

71. Максимальное повышение производительности и рентабельности с помощью наших высокоэффективных продуктов для горных работ и выемки горных пород. [Электронный ресурс]. URL: <https://www.rocktechnology.sandvik/ru/>. –Текст: электронный.

72. Малафеев, С.И. К анализу энергетических процессов в питающей сети при работе карьерного экскаватора / Малафеев С.И., Малафеев С.С. // Горный информационно-аналитический бюллетень. –2020. –№ 3. –с. 126–137. DOI: 10.25018/0236-1493-2020-3-0-126- 137.

73. Назарычев, А.Н. Исследование надежности тягового электропривода карьерных самосвалов на основе анализа отказов его функциональных узлов / Назарычев А.Н., Дяченко Г.В., Сычев Ю.А. // Записки Горного института. –2023. –Т. 261. –с. 363–373.

74. **Нгуен, Т.Х.** Анализ автономных роботизированных машин горного производства с автономными системами электродвижения // Васильев, Б.Ю., **Нгуен, Т.Х.** // Горное оборудование и электромеханика. – 2022. –№ 5. –с. 59-69. DOI: 10.26730/1816-4528-2022-5-59-69

75. **Нгуен, Т.Х.** Анализ системы прямого управления моментом на основе трехуровневого автономного инвертора с фиксированной нейтральной точкой // Сборник тезисов докладов XXV Международная молодёжная научная конференция «СЕВЕРГЕОЭКОТЕХ-2024». –2024.

76. Новожилов, Н.Г. Структура и алгоритмы управления асинхронным частотно-регулируемым электроприводом при провалах напряжения в электрической сети: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Новожилов Никита Геннадьевич; Санкт-Петербургский горный университет. – Санкт-Петербург, 2017. – 200 с.

77. Обеспечение национальной энергетической безопасности в новой эпохе – эпохе возрождения нации. [Электронный ресурс]. URL:[https://dangcongsan.org.vn/hoidonglyluan/lists/xaydungdang/view\\_detail.aspx?itemid=402](https://dangcongsan.org.vn/hoidonglyluan/lists/xaydungdang/view_detail.aspx?itemid=402) (дата обращения 30.01.2025). –Текст: электронный.

78. Обухов, С.Г. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / Обухов С.Г., Чаплыгин Е.Е., Кондратьев Д.Е. // Электричество. 164 – 2008. – № 7. – С. 23-31.

79. Отчет о результатах работы институт горных наук и технологий «ВИНАКОМИН» за 2017– 2021 гг. – Ханой, 2022. – 21 с. [Электронный ресурс] URL:<https://cmsc.gov.vn/documents/20181/2681909/HCL%C4%90+N%E1%BA%A1ng+nh%E1%BA%A5tVi%E1%BB%87n+KHCN+m%E1%BB%8F+TKV.pdf/b7f16cfa-c51f-4d13-893e-2ec477a115ec>. (дата обращения 30.01.2025). –Текст: электронный.

80. Патент на изобретение № 2808304 Российская Федерация, СПК В60L 50/51 (2019.01) В60L 50/60 (2019.01) В60L 15/20 (2006.01). Система электродвижения автономных шахтных горно-транспортных средств. Заявка № 2023110528 : заявл. 25.04.2023 : опубл. 28.11.2023, Бюл. № 34 / Васильев Б.Ю., **Нгуен Т.Х.**; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский горный университет императрицы Екатерины II». – 9 с., ил.

81. Патент на изобретение № 2821420 Российская Федерация, СПК H02P 21/12 (2024.01). Устройство прямого управления моментом асинхронного

двигателя на основе трехфазного трехуровневого автономного инвертора NPC. Заявка № 2023135524 : заявл. 27.12.2023 : опубл. 24.06.2024, Бюл. № 18 / Васильев Б.Ю., **Нгуен Т.Х.**; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский горный университет императрицы Екатерины II». – 10 с., ил.

82. Постановление № 25/QDBTNMT от 2007 «Об принятии Положений по обеспечению и распределению угольных ресурсов [Электронный ресурс] URL: <https://thuvienphapluat.vn/van-ban/Tai-nguyen-Moi-truong/Quy-dinh-25-2007-QDBTNMT-Quy-dinh-tham-do-phan-cap-tru-luong-tai-nguyen-than-62365.aspx> (дата обращения: 30.01.2025). –Текст: электронный.

83. Постановление № 140/ NQ-CP от 11 февраля 2020 года «Об стратегических направлениях развития вьетнамской стратегии до 2030 года и взгляд на до 2045 года». [Электронный ресурс] URL: <https://thuvienphapluat.vn/van-ban/Tai-nguyen-Moi-truong/Nghi-quyet-140-NQ-CP-2020-thuc-hien-Nghi-quyet-55-NQ-TW-phat-trien-nang-luong-quoc-gia-454494.aspx> (дата обращения: 30.01.2025). –Текст: электронный.

84. Постановление № 158/ND-CP от 29 ноября 2016 г. о деталях реализации некоторых статей закона о полезных ископаемых. [Электронный ресурс] URL: <https://luatvietnam.vn/tai-nguyen/nghi-dinh-158-2016-nd-cp-huong-danluat-khoang-san-110765-d1.html> (дата обращения: 30.01.2025). –Текст: электронный.

85. Постановление Правительства Вьетнама № 17/НДКП от 05 февраля 2020 г. «Об внесении изменений и дополнений в ряд статей Постановлений, касающихся условий инвестирования бизнеса в сфере государственного управления Минпромторга Вьетнама». –Текст: электронный.

86. Постановление Премьер-Министра Вьетнама № 2223/QD-TTg от 28 декабря 2020 года «Об утверждении проекта развития конкурентного

энергетического рынка до 2030 года с перспективой до 2045 года». –Текст: электронный.

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

88. Пронин, М.В. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями (моделирование, расчет, применение) / Пронин М.В., Воронцов А.Г., Калачиков П.Н., Емельянов А.П.; под редакцией Крутякова Е.А. – СПб.: Электросила, 2004 г. – 252 с.: ил.

89. Розанов, Ю.К. Основные этапы развития и современное состояние силовой электроники / Розанов Ю.Л. // Электричество, 2005, № 7. – С. 52-61.

90. Сабинин, Ю.А., Грузов В.Л. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Сабинин Ю.А., Грузов В.Л. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985.

91. Сандлер, А.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. - М.: Энергия, 1974. - 328 с.

92. Скамьин, А.Н. Определение сопротивления электрической сети при расчете режимов с искажениями в напряжении / Скамьин А.Н., Добуш В.С., Жопри М.Х. // Записки Горного института. –2023. Т. 261. С. 443– 454. DOI: 10.31897/PMI.2023.25.

93. Сычев, Ю.А. Анализ несинусоидальных режимов в системах электроснабжения горных предприятий с нелинейной нагрузкой и конденсаторными установками / Сычев Ю.А., Костин В.Н., Сериков В.А., Аладьин М.Е. // Горный информационно-аналитический бюллетень. –2023. –№ 1. –с. 159–179. DOI: 10.25018/0236\_1493\_2023\_1\_0\_159.

94. Сычев, Ю.А. Многофункциональные фильтрокомпенсирующие устройства в комбинированных системах электроснабжения предприятий

минерально-сырьевого комплекса / Сычев Ю.А., Аладьин М.Е., Зимин Р.Ю. // Горный информационноаналитический бюллетень. 2022. № 7. С. 164–179. DOI: 10.25018/0236\_1493\_2022\_7\_0\_164.

95. Сычев, Ю.А. Повышение качества электроэнергии в системах электроснабжения минерально-сырьевого комплекса гибридными фильтрокомпенсирующими устройствами / Сычев Ю.А., Зимин Р.Ю. // Записки Горного института. –2021. –Т. 247. –с. 132–140. DOI: 10.31897/PMI.2021.1.14.

96. Татаринов, Д.Е. Алгоритмические методы обеспечения электромеханической совместимости асинхронных электроприводов при питании от преобразователей частоты / Татаринов Д.Е., Козярук А.Е. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2016. – Т. 16. – №. 4. – с. 77-83.

97. Татаринов, Д.Е. Обеспечение электромагнитной и электромеханической совместимости в электротехнических комплексах с асинхронными электроприводами: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Татаринов Денис Евгеньевич; Санкт-Петербургский горный университет. – Санкт-Петербург, 2017. – 160 с.

98. Техника для высоких достижений. [Электронный ресурс] URL: <https://belaz.by/> (дата обращения 30.01.2025).

99. Тонкаль, В. Е. Способы улучшения качества выходного напряжения автономных инверторов / Тонкаль В.Е., Липковский К.А., Мельничук Л.П. // Киев, 1972. – 92 с. (АН УССР; ИЭД, № 49).

100. Тютрина, А.Ю. Анализ применения водородных элементов и аккумуляторных батарей на электротранспортных средствах / Тютрина А.Ю., Бурманов С.А. // Инновации в информационных технологиях, машиностроении и автотранспорте. 2021. С. 410-412. EDN: JFMMQJ.

101. Условия эксплуатации аккумуляторных батарей компании «Vinfast» [Электронный ресурс] URL: [https://vinfastauto.com/vn\\_vi](https://vinfastauto.com/vn_vi) (дата обращения

30.01.2025). –Текст: электронный.

102. Усынин Ю.С. Системы управления электроприводов: Учеб. пособие. - 2-е изд., испр. и доп. - Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. - 328 с.

103. Флоренцев, С. Современное состояние и прогноз развития приборов силовой электроники // Современные технологии автоматизации. – 2004. – № 2. –с. 20-30.

104. Чаплыгин, Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией. Учебное пособие / Чаплыгин Е.Е. – М.: Изд-во МЭИ, 2009. – 56 с.

105. Черепанов, В.А. Обзор транспорта с электропитанием в фокусе развития горнодобывающих предприятий / Черепанов В.А., Журавлев А.Г., Глебов И.А., Чендырев М.А. // Проблемы недропользования. 2019. С. 33-49. DOI: 10.25635/2313-1586.2019.01.033.

106. Черных, И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink / Черных, И.В. – М. : ДМК Пресс, 2007. – 288 с.

107. Шевырев, Ю.В. Улучшение качества электроэнергии при работе полупроводникового преобразователя частоты / Шевырев Ю.В. // Горный информационно-аналитический бюллетень. –2020. –№ 2. –с. 171-178. DOI: 10.25018/0236-1493-2020-2-0-171-178.

108. Шевырев, Ю.В. Улучшение формы напряжения в системах электроснабжения предприятий минерально-сырьевого комплекса с активным выпрямителем / Шевырев Ю.В., Шевырева Н.Ю. // Горный журнал. –2019. –№ 1. –с. 66-69. DOI: 10.17580/gzh.2019.01.14

109. Шклярский, Я.Э. Анализ потерь электроэнергии алюминиевого производства при наличии искажений в системе электроснабжения / Шклярский А.Я., Замятин Е.О. // Цветные металлы. –2019. –№ 4. –с. 84–91. DOI: 10.17580/tsm.2019.04.11.

110. Шклярский, Я.Э. Оценка энергетической эффективности электротехнического комплекса / Шклярский Я.Э., Замятина Е.Н., Замятин Е.О. // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2020. –№ 3. –с. 339–347.
111. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
112. Aaltonen, M. Direct torque control of AC motor drives / Aaltonen M., Titinen P., Laly J., Heikkila S. // ABB Review. –1995. –no.3. –pp. 19–24. DOI: 10.1002/9781119969242.ch5.
113. Albalawi, H. Ant Colony Optimized Controller for Fast Direct Torque Control of Induction Motor / Albalawi H., Zaid, S.A., El-Shimy M.E., Kassem A.M. // Sustainability. –2023. –vol. 15(4). –p. 3740, <https://doi.org/10.3390/su15043740>.
114. Babaei, E.M. Improving Output Voltage of the Three Phase Six-Switch Inverters / Babaei E.M., Mehdi. // Telkomnika. – 2011. –vol. 9, –no. 3. DOI: <http://doi.org/10.12928/telkomnika.v9i3.741>.
115. Baros, J. Review of Fundamental Active Current Extraction Techniques for SAPF / Baros J., Sotola V., Bilik P., Martinek R., Jaros R., Danys L., Simonik P. // Sensors. –2022. –vol. 22(20). –p. 7985, <https://doi.org/10.3390/s22207985>.
116. Belsky, A. Operation of a single-phase autonomous inverter as a part of a low-power wind complex / Belsky A.V., Dobush S., Haikal Sh.F. // Journal of Mining Institute. –2019. –vol. 239. –pp. 564. DOI: 10.31897/PMI.2019.5.564.
117. Blahnik, V. Single-phase synchronization for traction active rectifier / Blahnik V., Talla J // International Conference on Applied Electronics (AE). –2016. DOI: 10.1109/ae.2016.7577233.
118. Borisov, S.V. Traction asynchronous electric drive of mine electric locomotivesimulation model structure improvement / Borisov S.V., Koltunova E.A.,

Kladiev S.N. // Journal of Mining Institute. –2021. –vol. 247. –pp. 1-8. DOI: 10.31897/PMI.2021.1.12.

119. Borrega, M. Modeling and control of a master-slave PV inverter with n-paralleled inverters and three-phase threelimb inductors / Borrega M., Marroyo L., Gonzalez R., Balda J., Agorreta J. // IEEE Trans. Power Electron. 2013. Vol. 28. No. 6. P. 2842– 2855. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2220859.

120. Bowes, S.R. High frequency PWM technique for two and three level single-phase inverters / Bowes S.R., Holliday D., Grewal S. // IEEE Proceedings - Electric Power Applications. –May 2001. –vol. 147,–no. 3. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20000330>.

121. Debdouche, N. Direct Power Control for Three-Level Multifunctional Voltage Source Inverter of PV Systems Using a Simplified Super-Twisting Algorithm / Debdouche N., Deffaf B., Benbouhenni H., Laid Z., Mosaad M.I. // Energies. –2023. –vol 16(10). –p.4103. <https://doi.org/10.3390/en16104103>.

122. Depenbrock, M. Direct self-control of inverterfed induction machines / Depenbrock M. // IEEE Transactions on Power Electronics. –1988. –vol. 3, iss. 4. –p. 420– 429. DOI: 10.1109/63.17963

123. Dunaev, M.P. Pulse-Frequency Converter Development and Modeling within MATLAB/SIMULINK Environment / Dunaev M., Dovudov S., Yunusov R., Safaraliev M., Gulyamov K. // 2020 IEEE 61th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). –2020. DOI: 10.1109/RTUCON51174.2020.9316558

124. Elamri, O. Combined Vector and Direct Controls Based on Five-Level Inverter for High Performance of IM Drive / Elamri O., Oukassi A., El Bahir L., El Idrissi Z. // World Electric Vehicle Journal. –2022, –vol. 13(1), –p. 17, <https://doi.org/10.3390/wevj13010017>.

125. Ertan, H.B. Comparison of PWM and PFM induction drives regarding audible noise and vibration for household applications / Ertan H.B., Simsir N.B. //

IEEE Transactions on Industry Applications. – 2004. –vol. 40, –no. 6. –pp. 1621-1628. DOI: 10.1109/TIA.2004.836316.

126. Esa, M. THD analysis of SPWM & THPWM controlled three phase voltage source inverter / Esa M., Abdul M., Nawaz M. // Int. Res. J. Eng. Technol. – 2017. –vol. 4, –no. 166 10. –pp. 391–398. DOI: 10.6084/m9.figshare.7641887.

127. Fathima, A.S. Depletion of Torque Ripple in Induction Motor Using Direct Torque Control Technique Incorporating Novel Multilevel Inverter Topology / Fathima A.S., Roykumar M., Cherian E. // 3rd Asian Conference on Innovation in Technology (ASIANCON). –2023. –pp. 1-6, DOI: 10.1109/ISIE.2004.1571937.

128. Frolov, V.Ya. Development of sensorless vector control system for permanent magnet synchronous motor in Matlab Simulink / Frolov V.Ya., Zhiligitov R.I. // Journal of Mining Institute. –2018. –vol. 229. –p. 92. DOI: 10.25515/PMI.2018.1.92.

129. Górecki, P. Accurate Electrothermal Modeling of High Frequency DC–DC Converters With Discrete IGBTs in PLECS Software / Górecki P., Wojciechowski D. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. –June 2023. –vol. 70, –no. 6. –pp. 5739-5746, doi: 10.1109/TIE.2022.3189102.

130. Górecki, P. Thermal limits of the maximum operating frequency of SiC MOSFETs / Górecki P., Górecki K. // 2022 IEEE 16th International Conference on Compatibility, Power Electronics, and Power Engineering (CPE-POWERENG), Birmingham, United Kingdom. –2022, –pp. 1-4, doi: 10.1109/CPE-POWERENG54966.2022.9880909.

131. Ibrahim, Z.B. Simulation Investigation of SPWM, THIPWM and SVPWM Techniques for Three Phase Voltage Source Inverter / Ibrahim Z.B., Hossain M.L., Bugis I.B., Mahadi N.M.N., Hasim A.S.A. // International Journal of Power Electronics and Drive System. –2014. –vol. 4. –pp. 223-232. DOI: 10.11591/ijpeds.v4i2.5833.

132. Ikram Saady. Optimization and control of photovoltaic water pumping

system using kalman filter based MPPT and multilevel inverter fed DTC-IM / Ikram Saady, Mohammed Karim, Badre Bossoufi, Najib El Ouanjli, Saad Motahhir, Btissam Majout // *Results in Engineering*. –2023, –vol. 17. –pp.100829, ISSN 2590-1230, <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2022.100829>.

133. Jnayah, S. IM Fed by Three-Level Inverter under DTC Strategy Combined with Sliding Mode Theory / Jnayah S., Moussa I., Khedher A. // *Electronics*. –2022. –vol. 11(22). –p. 3656. <https://doi.org/10.3390/electronics11223656>.

134. Kamalapur G.A Novel Neuro Fuzzy Method DTC of Induction Motor Drive for Efficient Torque Response / Kamalapur G., Muni T.V., Kumar P.R., Parimala V., Kishore K.V., Aspalli M.S. // *3rd International Conference for Emerging Technology (INCET)*. –2022. –pp. 1-7, DOI: 10.1109/INCET54531.2022.9824324.

135. Kamalapur G. Direct torque control and dynamic performance of induction motor using fractional order fuzzy logic controller / Kamalapur G., Aspalli M.S. // *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. –2023. –vol. 13(4). –pp. 3805-3816. DOI: <http://doi.org/10.11591/ijece.v13i4.pp3805-3816>

136. Kazmierkowski, M.P. Control of Converter-Fed Induction Motor Drives. *Power Electronics and Motor Drives* / Kazmierkowski M.P., Wilamowski B.M., Irwin J.D. // *The Industrial Electronics Handbook* (2nd edition). CRC Press, Taylor and Francis Group. –April 2016. –Chapter 21. –p. 21-39. DOI: 10.1201/b10643-26.

137. Khalid, M. Carrier-Based Variable Frequency PWM Technique for PMSM Drives to Achieve Dispersed Spectrum and Extended Low-Speed Operation Capability / Khalid M., Mohan A., Binojkumar A.C. // *Arab J Sci Eng* 48. –2023. –p. 15045–15061. <https://doi.org/10.1007/s13369-023-08013-2>.

138. Khorasani, R.R. Power loss modeling and thermal comparison of SiC-MOSFET-Based 2-level Inverter and 3-level flying capacitor multicell inverter / Khorasani R.R., Farzamkia S., Wu F., Khoshkbar-Sadigh A., Brady M.T., Dargahi V.

// 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). –2021. –pp. 2607-2612. DOI: 10.1109/APEC42165.2021.9487152.

139. Korolev, N.A. Problems of diagnostics of asynchronous motor powered by an autonomous voltage inverter / Korolev N.A., Solovev S.V., Zhukovskiy Y.L. // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. –2019. –vol. 643. –no. 1. –p. 012022, DOI: 10.1088/1757-899X/643/1/012022.

140. Koteleva, N. A soft sensor for measuring the wear of an induction motor bearing by the parks vector components of current and voltage / Korolev N., Zhukovskiy Yu., Baranov G. // Sensors. –2021. –vol. 21. –no. 7900. <https://doi.org/10.3390/s21237900>.

141. Koteleva, N. Automatic Detection of Maintenance Scenarios for Equipment and Control Systems in Industry / Koteleva N., Valnev V. // Appl. Sci. –2023. –vol. 13. –p. 12997. DOI: <https://doi.org/10.3390/app132412997>.

142. Koteleva, N.I. Identification of the Technical Condition of Induction Motor Groups by the Total Energy Flow / Koteleva N.I., Korolev N.A., Zhukovskiy Y.L. // Energies. –2021. –vol. 14. p. 6677, <https://doi.org/10.3390/en14206677>.

143. Kozyaruk, E. Energy efficient electromechanical systems of mining and transport machines // Journal of Mining Institute. –2016. –vol. 218. –pp. 261. DOI: 10.31897/PMI.2019.5.576.

144. Lutonin, S. Topology and control algorithms for a permanent magnet synchronous motor as a part of a vehicle with in-wheel motors / Lutonin S., Shklyarskiy J.E. // E3S Web of Conferences. –2021. –vol. 266. –pp. 04001. DOI: <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202126604001>.

145. Maklakov, A.S. Study of Behavior of Voltage and Current Spectra of Three-Level Neutral Point Clamped Converter at Selected Harmonic Elimination Programmed Pulse Pattern Pulse-Width Modulation / Maklakov A.S., Erdakov I.N. // Energies. –2023. –vol 16(13). –p. 5183, <https://doi.org/10.3390/en16135183>.

146. Marino, R. Induction motor control design (Advances in Industrial Control) / Marino R., Tomei P., Verrelli C.M. // Springer; 2011th edition. –p. 371.
147. Minakova, T.E. Method to identify operating regimes of asynchronous drivers by subharmonic parameters in mining / Minakova T.E., Malarev V.I., Korzhev A.A. // Mining Informational and Analytical Bulletin. –2022. –vol. 11. –pp. 96–108. DOI: 10.25018/0236\_1493\_2022\_11\_0\_96.
148. Minh Thao, N.G. Experimental assessment of motor core loss inverter loss and ringing phenomenon under SiC-MOSFET inverter excitation / Minh Thao N.G., Zhong S., Fujisaki K., Iwamoto F., Kimura T., Yamada T. // 2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC). –2019. –pp. 1634-1640. DOI: 10.1109/IEMDC.2019.8785190.
149. Muley, S.P. Modeling and Simulation of a Scalar Controlled Induction Motor Using Combined Inverter Machine Interaction in State Space / Muley S.P., Aware M.V. // 2009 Second International Conference on Information and Computing Science. –2009. –pp. 3-6. DOI: 10.1109/ICIC.2009.309.
150. Naderi, R. Phase-shifted carrier PWM technique for general cascaded inverters / Naderi R., Rahmati A. // IEEE Trans. Power Electron. –2008. –vol. 23, –no. 3. –p.1257–1269. DOI: 10.1109/TPEL.2008.921186.
151. Nakaoka, M. Pulse Width and Pulse Frequency Modulation Pattern Controlled Active Clamp ZVS Inverter Link AC-DC Power Converter Utility AC Side Active Power Filtering Function for Consumer Magnetron Driver / Nakaoka M., Saha B., Mun S. P., Mishima T., Kwon S. K. // IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – December 2007. –pp. 1968-1971. DOI: 10.1109/IECON.2007.4460148.
152. Narendra, K.S. Stable adaptive systems (Dover Books on Electrical Engineering) / Narendra K.S., Annaswamy A.M.// New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall. –2012. –p.512.

153. Nazarychev, A.N. A reliability study of the traction drive system in haul trucks based on failure analysis of their functional parts / Nazarychev A.N., Dyachenok, G.V., Sychev Yu.A. // Journal of Mining Institute. –2023. –vol. 261. –p. 363-373.

154. Nepsha, F.S. Integration of renewable energy at coal mining enterprises: problems and prospects / Nepsha F.S., Varnavskiy K.A., Voronin V.A., Zaslavskiy I.S., Liven A.S. // Journal of Mining Institute. –2023. –vol. 261. –p. 455-469, <https://pmi.spmi.ru/pmi/article/view/16215>.

155. **Nguyen, T.H.** Analysis of the impact of Autonomous Inverter Control Algorithms on the Battery and Motor / **Nguyen T.H.**, Vasilev B.Y. // International Russian Automation Conference 2022 (RusAutoCon), Sochi, Russian Federation. – 2022, pp. 649-654. DOI: 10.1109/RusAutoCon54946.2022.9896280.

156. Novotny, D.W. Vector Control and Dynamics of AC Drives (Monographs in Electrical and Electronic Engineering) / Novotny D.W., Lipo T.A. // Oxford: Clarendon Press. – September 1996. – p.464.

157. Ortega, R. Espinosa-Perez G. On speed control of induction motors / Ortega R., Nicklasson P.J. // Automatica. – March 1996. –vol. 32, –no. 3. –pp.455–460. [https://doi.org/10.1016/0005-1098\(95\)00171-9](https://doi.org/10.1016/0005-1098(95)00171-9).

158. Ortega, R. Nonlinear control of induction motors: Torque tracking with unknown load disturbance / Ortega R., Canudas C., Seleme S.I. // IEEE Transactions on Automatic Control. –November 1993. –vol. 38, –no. 11. –pp. 1675–1680. DOI: 10.1109/9.262039.

159. Peña, J.M. Implementation of V/f scalar control for speed regulation of a three-phase induction motor / Peña J.M., Díaz E.V // 2016 IEEE ANDESCON. – February 2017. –pp. 1-4. DOI: 10.1109/ANDESCON.2016.7836196.

160. Rahman, M.H. Design and Implementation of a Three-Phase Inverter Operated with different Conduction Modes with Automatic Powerfactor Improvement / Rahman M.H., Mannan M.A., Mamun M.M.H. // AIUB Journal of Science

Engineering. – August 2019. –vol. 18. –no. 2. –pp. 44-48. DOI: 10.53799/ajse.v18i2.39.

161. Sahri, Y. Effectiveness analysis of twelve sectors of DTC based on a newly modified switching table implemented on a wind turbine DFIG system under variable wind velocity / Sahri Y., Tamalouzt S., Belaid S. L., Bajaj M., Belkhier Y., Singh A.R., Kamel S. // Ain Shams Engineering Journal. –2023. –pp. 102221. <https://doi.org/10.1016/j.asej.2023.102221>.

162. Senchilo, N. Improving the energy efficiency of electricity distribution in the mining industry using distributed generation by forecasting energy consumption using machine learning / Senchilo N. and Babanova I. // 2020 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon). – December 2020. –pp. 1-7. DOI: 10.1109/FarEastCon50210.2020.9271335.

163. Shabalov, M.Yu. The influence of technological changes in energy efficiency on the infrastructure deterioration in the energy sector / Shabalov M.Yu., Zhukovskiy Yu.L., Buldysko A.D., Gil B., Starshaia V.V. // Energy Reports. –2021. –vol. 7. –pp. 2664-2680, ISSN 2352-4847, <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2021.05.001>.

164. Shklyarskiy, Ya. Experimental study of harmonic influence on electrical energy metering / Ya. Shklyarskiy, Zbigniew Hanzelka, A. Skamyin // Energies. – 2020. –vol. 13. –no. 21. –p. 5536. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13215536>.

165. Shonin, O.B. Energy-efficient control of asynchronous motor drive with current refinement of the loss minimum on the basis of fuzzy logic / Shonin O. B. and Pron'ko V. S. // Journal of Mining Institute. –2016. –vol. 218. –pp. 270.

166. Shpenst, V.A. Improving the efficiency of autonomous electrical complex with renewable energy sources by means of adaptive regulation of its operating modes / Shpenst V.A., Belsky A.A., Orel E.A. // Journal of Mining Institute. –2023. –vol. 261, pp.479-492. EDN: SNUKNA

167. Shpenst, V.A. The study on interaction of pwm algorithms and the sine-wave filter in the three phase inverter of the mining truck / Shpenst V.A.,

Grigorev P.S. // Mining Equipment and Electromechanics. –2021. –vol. 3. –pp. 60-70. DOI: 10.26730/1816-4528-2021-3-60-70.

168. Skamyin, N. Consumed power regulation algorithm in the presence of high harmonics / Skamyin N., Rastvorova I.V. // Journal of Physics: Conference Series. –2021. –vol. 1753. –no. 1. DOI 10.1088/1742-6596/1753/1/012042.

169. Stanislav, V.B. Traction asynchronous electric drive of mine electric locomotivesimulation model structure improvement / Stanislav V.B., Ekaterina A.K, Sergei N.K. // Journal of Mining Institute. –2021. –vol. 247. –pp. 1–8. DOI: 10.31897/PMI.2021.1.12.

170. Sychev, Yu. The assesement of the shunt active filter efficiency under varied power supply source and load parameters / Sychev Yu., Abramovich B., Prokhorova V. // International Journal of Electrical Computer Engineering. –2020. –vol. 10. –no. 6. –pp. 2088-8708. <http://doi.org/10.11591/ijece.v10i6.pp5621-5630>.

171. Sychev, Yu.A. Improving the quality of electricity in the power supply systems of the mineral resource complex with hybrid filter-compensating devices / Sychev Yu.A., Zimin R.Yu. // Journal of Mining Institute. –2021. –vol. 247, pp. 132-140, DOI:10.31897/PMI.2021.1.14.

172. Sychev, Yu.A. Power components analysis under non-sinusoidal conditions / Sychev Yu. A., Aladin M.E., Prokhorova V.B. // 2020 International MultiConference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon). –2020. –pp. 1-5. DOI: 10.1109/FarEastCon50210.2020.9271137.

173. T. Morales-Leal. New Random PWM Method at Constant Switching Frequency and Maximum Harmonic Reduction Created With a Flexible FPGA-Based Test Bench / T. Morales-Leal, A. Moreno-Munoz, M. A. Ortiz-López, S. R. Geninatti and F. J. Quiles-Latorre. // IEEE Access. –2023. –vol. 11. pp. 19385-19394, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3248505.

174. Thakre, M.P. Analytical Evaluation of FOC and DTC Induction Motor Drives in Three Levels and Five Levels Diode Clamped Inverter / Thakre M.P.,

Borse P.S. // 2020 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS). –2020. pp. 1-6, DOI: 10.1109/ICPECTS49113.2020.9337015.

175. Urazakov, K.R. Method for calculating dynamic loads and energy consumption of a sucker rod installation with an automatic balancing system / Urazakov K.R., Molchanova V.A., Tugunov P.M. // Journal of Mining Institute. – 2020. –vol. 246. –pp. 640-649. DOI: 10.31897/PMI.2020.6.6.

176. Vasilev, B.Y. Stochastic Pulse-Width Modulation and Modification of Direct Torque Control Based on a Three-Level Neutral-Point Clamped Inverter / Vasilev B.Y., **Nguyen T.H.** // Energies. –2024. –vol17. –p.6017. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17236017>.

177. Vasilev, U. Analysis and improvement of the efficiency of frequency converters with pulse width modulation // 2019 International Journal of Electrical and Computer Engineering. –2019. –vol. 4. –pp. 2314-2320. DOI: <http://doi.org/10.11591/ijece.v9i4.pp2314-2320>.

178. Vasiliev, Y. Increasing the utilization factor of an autonomous inverter under space vector control / Vasiliev Y., Kozyaruk A.E., Mardashov D.V. // Russian Electrical Engineering. –2020. –vol. 4. –pp. 247-254. <https://doi.org/10.3103/S1068371220040082>.

179. Vasin, S.A. Methods for assessing the technical compatibility of heterogeneous elements within a technical system / Vasin S.A., Vasilev A.S., Plahotnikova E.V. // Journal of Mining Institute. –2020. –vol. 243. –pp. 329. DOI: 10.31897/PMI.2020.3.329

180. Vladimir, P. To issue of designing scalar closed-loop controllers for frequency controlled induction motor drives / Vladimir P., Dmitry S. // 2018 17th International Ural Conference on AC Electric Drives (ACED). – April 2018. –pp.1-4. DOI: 10.1109/ACED.2018.8341708.

181. Voronin, V.A. Simulation of the electric drive of the shearer to assess the energy efficiency indicators of the power supply system / Voronin V.A., Nepsha F.S. // Journal of Mining Institute. –2020. –vol. 246. –pp. 633-639. DOI: 10.31897/PMI.2020.6.5.

182. Zhang, P. Three-Phase Two-Level VSIs With Significant PWM Harmonics Dispersion and Improved Performance Using Generalized N-State Random Pulse Position SVPWM With Constant Sampling Frequency // Zhang P., Wang S., Li Y. // IEEE Transactions on Power Electronics. –2024. –vol. 39, –no. 1. pp. 1394-1409, doi: 10.1109/TPEL.2023.3328213.

183. Zhang, S. Chaotic ant colony algorithm-based frequency-optimized random switching frequency SVPWM control strategy / Zhang S., Wang X., Zhou K. // J. Power Electron. –2023. –vol 23. pp. 1688–1702. <https://doi.org/10.1007/s43236-023-00664-6>.

184. Zhukovskiy, Y. Induction Motor Bearing Fault Diagnosis Based on Singular Value Decomposition of the Stator Current / Zhukovskiy Y., Buldysko A., Revin I. // Energies. –2023. –vol. 16. –p. 3303. <https://doi.org/10.3390/en16083303>.

185. Zhukovskiy, Y.L. Asynchronous motor drive operability field with two-link structure of frequency converter / Zhukovskiy Y.L., Korolev N., Filatova I. // Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing. –2020. –vol. 1661. –no. 1. – p. 012127, DOI: 10.1088/1742-6596/1661/1/012127.

186. Zhukovskiy, Y.L. Monitoring of grinding condition in drum mills based on resulting shaft torque / Zhukovskiy Y.L., Korolev N.A., Malkova Y.M. // Journal of Mining Institute. –2022. –vol. 256. –pp. 686-700. <https://doi.org/10.31897/PMI.2022.91>.

187. Zhukovskiy, Yu. Analysis of the behavior of asynchronous electric drive with a closed scalar control system when changing the inductance of the magnetizing circuit / Zhukovskiy Yu.L., Vasilev B.Y., Korolev N.A., Malkova Y.M. // Indonesian

Journal of Science and Technology. –2023. –vol. 8. –no. 1. –pp. 65–78. DOI: 10.17509/ijost.v8i1.51983.

188. Zhukovskiy, Yu.L. Development of an algorithm for regulating the load schedule of educational institutions based on the forecast of electric consumption within the framework of application of the demand response // Sustainability. –2021. –vol. 13. –no. 24. –pp. 13801. <https://doi.org/10.3390/su132413801>.

## PHỤ LỤC A

### Act of implementation of the results of a dissertation work

(In Vietnamese)



Hà Nội, ngày 19 tháng 05 năm 2024

### GIẤY CHỨNG NHẬN

Về việc ứng dụng kết quả nghiên cứu luận án  
 “Cấu trúc và thuật toán điều khiển bộ truyền động điện đa động cơ kéo  
 cho các tổ hợp robot trong ngành khai khoáng”  
 của Nghiên cứu sinh **Nguyễn Thế Hiển**  
 chuyên ngành 2.4.2 – Tổ hợp và hệ thống điện

Hội đồng đánh giá:

Chủ tịch hội đồng: Nguyễn Thế Nghĩa

Thành viên hội đồng:

Tiến sĩ Nguyễn Trung Thiên

Kỹ sư trưởng Phạm Sỹ Hiệp

Kỹ sư Dương Duy Đôn

Đã chứng nhận về việc ứng dụng kết quả nghiên cứu luận án Tiến sĩ “Cấu trúc và thuật toán điều khiển bộ truyền động điện đa động cơ kéo cho tổ hợp robot trong ngành khai khoáng” tại Tổng Công ty Sản xuất thiết bị Viettel khi nghiên cứu xây dựng hướng dẫn, đề xuất thiết kế và hiện đại hóa các bộ truyền động điện không đồng bộ sử dụng nguồn ắc quy, dưới hình thức:

– Cải thiện các đặc tính về mật độ công suất và năng lượng cho các bộ truyền động điện động cơ không đồng bộ công suất 55 kW được kết nối với nguồn một chiều DC thông qua bộ nghịch lưu áp ba bậc 3 pha dạng Diode kẹp (three-phase 3-level Neutral Point Clamped), cũng như phát triển các thuật toán điều khiển trực tiếp mô-men (Direct torque control) kết hợp với role mô-men bảy vị trí và role từ thông stator hai vị trí.

– Các cấu trúc và thuật toán điều khiển bộ truyền động điện đa động cơ nhằm nâng cao độ tin cậy, chất lượng.

– Nghiên cứu các phương pháp nâng cao hiệu suất và chất lượng hoạt động của bộ truyền động điện tại các chế độ làm việc và ảnh hưởng từ tác động bên ngoài khác nhau.

Sử dụng những kết quả nghiên cứu trên cho phép:

– Nâng cao hiệu quả tính toán thiết kế và hiện đại hóa bộ truyền động điện không đồng bộ.

– Tối ưu hóa hiệu quả sử dụng các phương tiện, giải pháp kỹ thuật nhằm nâng cao chất lượng bộ truyền động điện sử dụng nguồn điện một chiều DC dưới nhiều tác động từ bên ngoài.

**Chủ tịch hội đồng:**

Tổng giám đốc

*Tổng Công ty Sản xuất thiết bị Viettel*

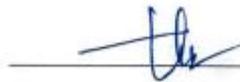


/ Nguyễn Thế Nghĩa/

**Thành viên hội đồng:**

Giám đốc

*Trung tâm Nghiên cứu  
phát triển sản phẩm*



/Nguyễn Trung Thiên/

Kỹ sư trưởng



/Phạm Sỹ Hiệp/

Kỹ sư



/ Dương Duy Đôn/

(На русском языке)

*Перевод с вьетнамского языка на русский язык*

**Утверждено**  
**«ВЬЕТТЕЛ»**

Ханой, 19 мая 2024 года

*/Печать/:* Общество с ограниченной  
ответственностью «Вьеттел» – Компания по  
производству оборудования – Район Хоай  
Дык – Город Ханой

### **АКТ**

о внедрении результатов кандидатской диссертации по теме  
**«АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С СИСТЕМОЙ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ И  
АЛГОРИТМОМ СТОХАСТИЧЕСКОЙ МОДУЛЯЦИИ СО СТАБИЛИЗИРОВАННЫМ  
ДИАПАЗОНОМ ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТЫ КОММУТАЦИИ ИНВЕРТОРА»**

аспиранта **Нгуен Тхе Хиен**

по специальности 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы

Рабочая комиссия в составе:

Председатель комиссии: Нгуен Тхе Нгиа

Члены комиссии:

Кандидат технических наук: Нгуен Чунг Тхиен

Главный инженер: Фам Си Хиеп

Инженер: Зыонг Зуй Дон

подтверждает внедрение результатов диссертационного исследования по теме «Асинхронный электропривод с системой прямого управления и алгоритмом стохастической модуляции со стабилизированным диапазоном изменения частоты коммутации инвертора» в Компании по производству оборудования ВЬЕТТЕЛ при разработке методических указаний, проектировании и модернизации асинхронных электроприводов с аккумуляторным источником питания в следующих формах:

– Повышение динамических и энергетических характеристик асинхронных электроприводов мощностью 55 кВт, подключённых к источнику постоянного тока через трёхфазный

трёхуровневый инвертор типа NPC (Neutral Point Clamped), а также разработка алгоритмов прямого управления моментом (Direct Torque Control) с использованием семипозиционного реле момента и двухпозиционного реле потокосцепления статора.

– Разработка структур и алгоритмов управления многодвигательными электроприводами с целью повышения надёжности и качества.

– Исследование методов повышения эффективности и качества работы электроприводов в различных режимах работы и при воздействии внешних факторов.

Использование указанных результатов исследования позволяет:

– Повысить эффективность проектирования, модернизации и реконструкции асинхронных электроприводов.

– Оптимизировать применение технических средств и решений для повышения качества работы электроприводов с питанием от источника постоянного тока при разнообразных внешних воздействиях.

**Председатель комиссии:**

Генеральный директор

Компании по производству оборудования «ВЬЕТТЕЛ»: Нгуен Тхе Нгиа /Подпись/

**Члены комиссии:**

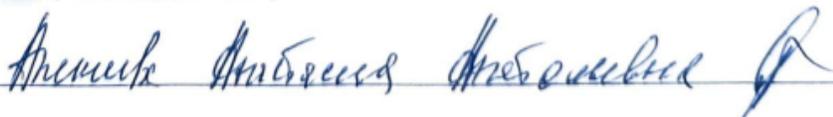
Директор Центра исследований и разработок продукции: Нгуен Чунг Тхиен /Подпись/

Главный инженер: Фам Си Хиеп /Подпись/

Инженер: Зыонг Зуй Дон /Подпись/

==== Конец перевода документа =====

Перевод с вьетнамского языка на русский язык выполнен переводчиком Алексеевой Анастасией Анатольевной.  
Я подтверждаю, что свободно владею указанными языками, и что выполненный мной перевод является правильным, точным и полным.



Санкт-

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

## Патенты на изобретения

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2808304

СИСТЕМА ЭЛЕКТРОДВИЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ  
ШАХТНЫХ ГОРНО-ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

Патентообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский горный университет императрицы Екатерины II" (RU)*

Авторы: *Васильев Богдан Юрьевич (RU), Нгуен Тхе Хиен (RU)*

Заявка № 2023110528

Приоритет изобретения 25 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации  
в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 28 ноября 2023 г.

Срок действия исключительного права  
на изобретение истекает 25 апреля 2043 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ  
№ 2821420

**УСТРОЙСТВО ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ  
МОМЕНТОМ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА  
ОСНОВЕ ТРЕХФАЗНОГО ТРЕХУРОВНЕВОГО  
АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА NPC**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский горный университет императрицы Екатерины II" (RU)*

Авторы: *Васильев Богдан Юрьевич (RU), Нгуен Тхе Хиен (RU)*

Заявка № 2023135524  
Приоритет изобретения 27 декабря 2023 г.  
Дата государственной регистрации  
в Государственном реестре изобретений  
Российской Федерации 24 июня 2024 г.  
Срок действия исключительного права  
на изобретение истекает 27 декабря 2043 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

