

Инженерная школа энергетики
 Направление подготовки – 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника
 Отделение электроэнергетики и электротехники

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

Тема работы
«Исследование бездатчикового асинхронного электропривода насосного агрегата»
УДК 62-83-523:622.276.53

Студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5AM06	Перовошиков Филипп Владимирович		

Руководитель ВКР:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Профессор	Букреев Виктор Григорьевич	д.т.н., профессор		

КОНСУЛЬТАНТЫ ПО РАЗДЕЛАМ:

По разделу «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение»:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент	Былкова Татьяна Васильевна	к.э.н.		

По разделу «Социальная ответственность»:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Старший преподаватель	Черемискина Мария Сергеевна	–		

По разделу на иностранном языке:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент	Федоринова Зоя Владимировна	к.п.н.		

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ:

Руководитель ООП	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Профессор	Гарганеев Александр Георгиевич	д.т.н.		

**ПЛАНИРУЕМЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ОБУЧЕНИЯ ПО НАПРАВЛЕНИЮ
13.04.02 электроэнергетика и электротехника**

Код результата	Наименование компетенции
Универсальные компетенции	
УК(У)-1	Способен осуществлять критических анализ проблемных ситуаций на основе системного подхода, вырабатывать стратегию действий.
УК(У)-2	Способен управлять проектом на всех этапах его жизненного цикла.
УК(У)-3	Способен организовывать и руководить работой команды, вырабатывая командную стратегию для достижения поставленной цели.
УК(У)-4	Способен применять современные коммуникативные технологии, в том числе на иностранном языке, для академического и профессионального взаимодействия.
УК(У)-5	Способен анализировать и учитывать разнообразие культур в процессе межкультурного взаимодействия.
УК(У)-6	Способен определять и реализовывать приоритеты собственной деятельности и способы ее совершенствования на основе самооценки.
Общепрофессиональные компетенции	
ОПК(У)-1	Способен формулировать цели и задачи исследования, выявлять приоритеты решения задач, выбирать критерии оценки.
ОПК(У)-2	Способен применять современные методы исследования, оценивать и представлять результаты выполненной работы.
Профессиональные компетенции	
ПК(У)-1	Способен выбирать серийные и проектировать новые объекты профессиональной деятельности.
ПК(У)-2	Способен применять методы создания и анализа математических моделей, позволяющих прогнозировать свойства и поведение объектов профессиональной деятельности.
ПК(У)-3	Способен разрабатывать, реализовывать и осуществлять контроль выполнения технических и организационных мероприятий, направленных на энергосбережение и повышение энергетической эффективности.
ПК(У)-4	Способен формулировать технические задания, анализировать различные варианты и искать компромиссные решения.
ПК(У)-5	Способен проектировать и организовывать учебный процесс по образовательным программам с использованием современных образовательных технологий.

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
 федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
 «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (ТПУ)

Инженерная школа энергетики
 Направление подготовки – 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника
 Отделение электроэнергетики и электротехники

УТВЕРЖДАЮ:
 Руководитель ООП
 _____ Гарганеев А.Г.
 (Подпись) (Дата) (Ф.И.О.)

ЗАДАНИЕ на выполнение выпускной квалификационной работы

В форме:

Магистерской диссертации <i>(бакалаврской работы, дипломного проекта/работы, магистерской диссертации)</i>
--

Студенту:

Группа	ФИО
5AM06	Перевощикову Филиппу Владимировичу

Тема работы:

«Исследование бездатчикового асинхронного электропривода насосного агрегата»	
Утверждена приказом директора (номер, дата):	102-20/с 12.04.2022

Срок сдачи студентом выполненной работы:	
--	--

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ:

<p>Исходные данные к работе <i>(наименование объекта исследования или проектирования; производительность или нагрузка; режим работы (непрерывный, периодический, циклический и т. д.); вид сырья или материал изделия; требования к продукту, изделию или процессу; особые требования к особенностям функционирования (эксплуатации) объекта или изделия в плане безопасности эксплуатации, влияния на окружающую среду, энергозатратам; экономический анализ и т. д.)</i></p>	<p>Объектом исследования является специальный электропривод насосного агрегата.</p>
<p>Перечень подлежащих исследованию, проектированию и разработке вопросов <i>(аналитический обзор по литературным источникам с целью выяснения достижений мировой науки техники в рассматриваемой области; постановка задачи исследования, проектирования, конструирования; содержание процедуры исследования, проектирования, конструирования; обсуждение результатов выполненной работы; наименование дополнительных разделов)</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> • Рассмотрение особенностей работы электронасоса; Алгоритмов идентификации гармонического состава потребляемых электродвигателем токов. • Разработка экспериментального стенда и верификация на его основе математической модели. Отработка метода симплексной ШИМ. • Разработка цифрового наблюдателя состояния и исследование его работы. • Синтез регулятора напряжения автономного инвертора. • Разработка раздела «Социальная ответственность» • Разработка раздела «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение».

Перечень графического материала <i>(с точным указанием обязательных чертежей)</i>	<ul style="list-style-type: none"> Графики структурных схем алгоритмов и переходных процессов величин, полученных с помощью этих алгоритмов.
Консультанты по разделам выпускной квалификационной работы <i>(с указанием разделов)</i>	
Раздел	Консультант
Социальная ответственность	Черемискина Мария Сергеевна
Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение	Былкова Татьяна Васильевна
Раздел на иностранном языке	Федоринова Зоя Владимировна
Названия разделов, которые должны быть написаны на русском и иностранном языках:	
Введение; Общие сведения о работе насосного агрегата; Экспериментальные исследования; Наблюдатели состояния; Синтез регулятора напряжения; Финансовый менеджмент; Социальная ответственность – на русском языке. Пространственно-векторная ШИМ и трехфазный инвертор – на английском языке.	

Дата выдачи задания на выполнение выпускной квалификационной работы по линейному графику	28.02.2022
---	------------

Задание выдал руководитель:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Профессор	Букреев Виктор Григорьевич	д.т.н., профессор		28.02.2022

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5АМ06	Перевощиков Филипп Владимирович		28.02.2022

**ЗАДАНИЕ ДЛЯ РАЗДЕЛА
«ФИНАНСОВЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ, РЕСУРСООЭФФЕКТИВНОСТЬ И
РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЕ»**

Студенту:

Группа	ФИО
5AM06	Перовоциков Филипп Владимирович

Школа	ИШЭ	Отделение школы (НОЦ)	Электроэнергетики и электротехники
Уровень образования	магистратура	Направление/специальность	13.04.02 Электроэнергетика и электротехника

Исходные данные к разделу «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение»:

1. <i>Стоимость ресурсов научного исследования (НИ): материально-технических, энергетических, финансовых, информационных и человеческих</i>	Оклад НР – 30300руб, Оклад инженера – 20000руб.
2. <i>Нормы и нормативы расходования ресурсов</i>	Нормы амортизации – 20 %
3. <i>Используемая система налогообложения, ставки налогов, отчислений, дисконтирования и кредитования</i>	Страховые взносы – 30 %

Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:

1. <i>Оценка коммерческого и инновационного потенциала НТИ</i>	Потенциальные потребители результатов исследования; Анализ конкурентных технических решений; SWOT – анализ.
2. <i>Разработка устава научно-технического проекта</i>	Цели и результат проекта; Организационная структура проекта
3. <i>Планирование процесса управления НТИ: структура и график проведения, бюджет, риски и организация закупок</i>	Составление календарного плана проекта; Определение трудоемкости выполнения работ и разработка графика проведения научного исследования; Расчет бюджета научно – технического исследования (НТИ) Реестр рисков проекта
4. <i>Определение ресурсной, финансовой, экономической эффективности</i>	Оценка сравнительной эффективности исследования.

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей):

1. Матрица-SWOT
2. Диаграмма Ганта
3. Сегментирование рынка
4. График проведения НТИ
5. Иерархическая структура работ по проекту

Дата выдачи задания для раздела по линейному графику	7.02.2022
---	-----------

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
доцент ОСГН ШБИП	Былкова Татьяна Васильевна	канд.экон.наук		7.02.2022

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5AM06	Перовоциков Филипп Владимирович		7.02.2022

ЗАДАНИЕ ДЛЯ РАЗДЕЛА «СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ»

Студенту:

Группа		ФИО	
5AM06		Перовщиков Филипп Владимирович	
Школа	Инженерная школа энергетики	Отделение (НОЦ)	Электроэнергетики и электротехники
Уровень образования	магистратура	Направление/специальность	13.04.02 Электроэнергетика и электротехника

Тема ВКР:

Исследование бездатчикового асинхронного электропривода насосного агрегата	
Исходные данные к разделу «Социальная ответственность»:	
<p>Введение</p> <ul style="list-style-type: none"> – Характеристика объекта исследования (вещество, материал, прибор, алгоритм, методика) и области его применения. – Описание рабочей зоны (рабочего места) при разработке проектного решения 	<p>Объект исследования: асинхронный электропривод насосного агрегата. Область применения: системы охлаждения технологических объектов. Рабочая зона: производственное помещение (10x15) м. Количество и наименования оборудования рабочей зоны: преобразователь частоты, асинхронный двигатель, нагрузочное устройство. Рабочие процессы, связанные с объектом исследования, осуществляющиеся в рабочей зоне: запуск электродвигателя; измерение потребляемого тока, напряжения питания, скорости электродвигателя; реализация алгоритмов управления и интегрирование программного кода управляющее устройство.</p>
Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:	
<p>1. Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности при разработке проектного решения:</p> <ul style="list-style-type: none"> – специальные (характерные при эксплуатации объекта исследования, проектируемой рабочей зоны) правовые нормы трудового законодательства; – организационные мероприятия при компоновке рабочей зоны. 	<ul style="list-style-type: none"> • ГОСТ 12.2.032-78 ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования; • ГОСТ 21889-76 Система «человек-машина». Кресло человека-оператора. Общие эргономические требования; • ГОСТ 22269-76 Система «человек-машина». Рабочее место оператора. Взаимное расположение элементов рабочего места. Общие эргономические требования; • Трудовой кодекс Российской Федерации от 30.12.2001 N 197-ФЗ (ред. От 27.12.2018);

2. Производственная безопасность при разработке проектного решения:

- Анализ выявленных вредных и опасных производственных факторов
- Расчет уровня опасного или вредного производственного фактора

Наиболее значимые вредные факторы:

1. Превышение уровня шума;
2. Недостаточная освещенность рабочей зоны;
3. Отклонение показателей микроклимата;
4. Превышение уровня вибрации.

Наиболее вероятно воздействие на персонал следующих опасных факторов:

1. Поражение электрическим током, вследствие приложения сетевого напряжения к частям тела человека.

Средства коллективной защиты:

- к средствам защиты от повышенного уровня шума относятся устройства: звукоизолирующие, звукопоглощающие; глушители шума; автоматического контроля и сигнализации;
- к средствам нормализации освещения производственных помещений и рабочих мест относятся: источники света; осветительные приборы; светозащитные устройства;
- к средствам защиты от повышенных или пониженных температур воздуха и температурных перепадов относятся устройства: автоматического контроля и сигнализации; термоизолирующие; дистанционного управления.
- к средствам защиты от повышенного уровня вибрации относятся устройства: виброизолирующие, виброгасящие и вибропоглощающие; автоматического контроля и сигнализации;
- к средствам защиты от поражения электрическим током относятся: оградительные устройства; устройства автоматического контроля и сигнализации; изолирующие устройства и покрытия; устройства защитного заземления и зануления; устройства автоматического отключения; предохранительные устройства;

Средства индивидуальной защиты

- средства защиты органов дыхания: респираторы;
- одежда специальная защитная: накидки; плащи, полуплащи; халаты;
- средства защиты ног: сапоги; сапоги с удлиненным голенищем; ботинки; полуботинки.
- средства защиты рук: рукавицы; перчатки; полуперчатки.
- средства защиты головы: каски защитные; шлемы, подшлемники;
- средства защиты глаз: очки защитные.
- средства защиты лица: щитки защитные лицевые
- средства защиты органа слуха: противошумные шлемы; противошумные вкладыши; противошумные наушники.

В работе будет производиться расчет по фактору освещенности рабочей зоны.

<p>3. Экологическая безопасность <u>при разработке проектного решения:</u></p>	<p>Воздействие на гидросферу: выброс загрязняющих веществ, образующихся в результате многократного использования и слива отработавшей технической жидкости в контурах охлаждения. Сбросные воды обладают повышенной минерализацией, щелочностью и могут содержать в себе различные соединения фтора, мышьяка и ртути; Воздействия на литосферу: выброс отходов в ходе разработки и модернизации управляющего устройства электропривода. Такими могут быть сгоревшие радиоэлектронные приборы, входящие в состав логических устройств.</p>
<p>4. Безопасность в чрезвычайных ситуациях <u>при разработке проектного решения:</u></p>	<p>Возможны следующие ЧС:</p> <ul style="list-style-type: none"> • пожар; • затопление; • землетрясение; • террористического характера <p>Одно из наиболее вероятных ЧС– пожар и затопление</p>
<p>Дата выдачи задания для раздела по линейному графику</p>	

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Старший преподаватель	Черемискина Мария Сергеевна			

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5AM06	Перовошиков Филипп Владимирович		

Инженерная школа энергетики
 Направление подготовки – 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника
 Отделение электроэнергетики и электротехники
 Период выполнения: осенний / весенний семестр 2021/2022 учебного года

Форма представления работы:

Магистерская диссертация

КАЛЕНДАРНЫЙ РЕЙТИНГ-ПЛАН выполнения выпускной квалификационной работы

Срок сдачи студентом выполненной работы:

Дата контроля	Название раздела (модуля) / вид работы (исследования)	Максимальный балл раздела (модуля)
15.02.2021 г.	Литературный обзор	5
25.02.2022 г.	Общие вопросы работы насосного агрегата	10
10.03.2022 г.	Построение экспериментального стенда	20
12.04.2022 г.	Расчет параметров схемы замещения	10
02.05.2022 г.	Моделирование работы алгоритмом в программе Matlab	20
15.05.2022 г.	Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение	10
20.05.2022 г.	Социальная ответственность	10
25.05.2022 г.	Раздел на английском языке	5
27.05.2022 г.	Оформление результатов работы и выводов по работе. Формирование файла дипломной работы	10
28.05.2022 г.	Итог	100

СОСТАВИЛ:

Руководитель ВКР

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Профессор	Букреев Виктор Григорьевич	д.т.н.		

СОГЛАСОВАНО:

Руководитель ООП

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Профессор	Гарганеев Александр Георгиевич	д.т.н.		

Реферат

Выпускная квалификационная работа содержит 159 страниц, 88 рисунков, 41 таблицу, 70 источников, 2 приложения

Ключевые слова: НАСОСНАЯ УСТАНОВКА, АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ, СКАЛЯРНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ, ПЕРЕНАСТРАИВАЕМАЯ МОДЕЛЬ, НАБЛЮДАТЕЛЬ ЛЮЕНБЕРГЕРА.

Предмет исследования – модели и алгоритмы управления асинхронного электропривода насосного агрегата.

Цель работы: улучшение гармонического состава потребляемых асинхронным двигателем токов.

По результатам исследования предложена модель перенастраиваемого регулятора напряжения, опирающегося на оценку угловой скорости и скорость роста токового сигнала. Такой алгоритм регулирования предполагает его реализацию на микроконтроллере в режиме реального времени.

Полученные результаты должны обеспечить необходимые показатели качества работы электропривода.

Выпускная квалификационная работа выполнена в текстовом редакторе Microsoft Word 2019 с использованием программ MathCAD; пакет MATLAB: Simulink; Mathtype.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	13
1 ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НАСОСНОГО АГРЕГАТА.....	15
1.1 Анализ условий возникновения нежелательных гармоник в фазном токе статора асинхронного двигателя.....	15
1.3 Практическая реализация алгоритма вычисления гармонического состава тока статора асинхронного двигателя	20
1.4 Выводы по главе	22
2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОТОТИПА ЭЛЕКТРОПРИВОДА НАСОСНОГО АГРЕГАТА.....	24
2.1 Описание экспериментального стенда для исследования прототипа электропривода насосного агрегата	24
2.2 Снятие экспериментальных данных частоты вращения и фазного тока двигателя 32	32
2.3 Выводы по главе	35
3 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НАБЛЮДАТЕЛЕМ НЕИЗМЕРЯЕМЫХ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ	37
3.1 Математическое описание процессов в асинхронном двигателе	37
3.1.1 Расчет параметров схемы замещения по паспортным данным двигателя.....	43
3.2 Имитационное моделирование скалярной системы управления	47
3.2.1 Пространственно-векторная ШИМ и трехфазный инвертор	49
3.2.2 Анализ адекватности модели асинхронного двигателя.....	58
3.2.3 Введение коррекции в имитационную модель асинхронного двигателя	64
3.3 Реализация и исследование адаптивного наблюдателя Люенбергера.....	71
3.4 Выводы по главе	78
4 СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ЭЛЕКТРОПРИВОДА	80
4.1 Имитационная модель источника энергии электропривода.....	80
4.2 Построение регулятора напряжения автономного инвертора.....	82
4.3 Выводы по главе	91
5 Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение	92
Введение	92
5.1 Предпроектный анализ.....	92
5.1.1 Потенциальные потребители результатов исследования	92
5.1.2 Анализ конкурентных технических решений с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения.....	94

5.1.3	SWOT-анализ	95
5.1.4	Оценка готовности проекта к коммерциализации	100
5.1.5	Методы коммерциализации результатов научно-технического исследования 101	
5.2	Инициация проекта.....	102
5.3	Планирование управления научно-техническим проектом.....	105
5.3.1	Иерархическая структура работ проекта.....	105
5.3.2	Контрольные события проекта.....	107
5.3.3	План проекта.....	107
5.3.4	Бюджет научного исследования.....	112
5.3.5	Реестр рисков проекта.....	117
5.4	Определение ресурсной (ресурсосберегающей), финансовой, бюджетной, социальной и экономической эффективности исследования.....	119
5.4.1	Оценка сравнительной эффективности исследования.....	119
5.5	Выводы по главе:	121
6	СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ	122
	Введение	122
6.1	Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности.....	122
6.2	Производственная безопасность	123
6.2.1	Анализ опасных и вредных факторов производственных факторов и обоснование мероприятий по снижению уровней воздействия опасных и вредных факторов на работающего	124
6.2.2	Расчет системы искусственного освещения	129
6.3	Экологическая безопасность при эксплуатации.....	133
6.4	Безопасность в чрезвычайных ситуациях	135
6.4.1	Пожар (загорание) как источник ЧС	136
6.5	Выводы по разделу	136
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	139
	СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ	141
	ПРИЛОЖЕНИЕ А	148
	ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	159

ВВЕДЕНИЕ

Современные системы автоматического управления регулируемым электроприводом насосных агрегатов, как правило, опираются на применении достижений силовой электроники. В частности, в состав таких систем входят автономные инверторы, которые обеспечивают желаемое напряжение питания для объекта управления. Однако, подобное решение не лишено недостатков – импульсное формирование выходных величин инвертора сопровождается существенными гармоническими искажениями их спектра, что негативно сказывается на форму кривых координат регулирования во времени.

Высшие гармоники, содержащиеся в спектре выходных токов, обычно разделяют на три группы. Первая – высокочастотная группа гармонических компонент, которые находятся в области опорной частоты широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Они не имеют существенного влияния на коэффициент гармонических искажений, так как достаточно хорошо фильтруются самим двигателем до 1-2 % в соотношении к фундаментальной гармонике. Вторая группа частот вызвана наличием пульсаций в выпрямленном напряжении, которое осуществляет питание инвертора. Они должны быть максимально подавлены входным LC – фильтром. Но это не всегда возможно в полной мере из-за массогабаритных показателей фильтра. Третья группа – гармоники кратные фундаментальной вплоть до 1 кГц. Именно они вызывают повышенный нагрев и вибрацию электродвигателя. Также на практике снижение влияния этой группы компонент весьма затруднительно для электроприводов большой мощности из-за пропорционального роста параметров индуктивности и ёмкости фильтров с снижением величины его полосы пропускания.

Причины появления данных частот в спектре могут быть весьма разнообразны. Основные из них это – дискретное формирование опорного и модулирующего сигнала; неидеальная динамика силовых ключей, которая требует введения задержек между комплементарными переключениями в стойке; реакция ротора и механической нагрузки.

В ходе практических изысканий было установлено, то что уровень вышеописанных спектральных составляющих можно незначительно снизить уменьшением основной гармоники питающего напряжения и введением зависимости частоты опорного сигнала ШИМ для снижения частоты переключений в некоторых режимах работы установки с целью снижения влияния искусственно введенных задержек между коммутациями силовых ключей. Однако, эти меры не всегда могут помочь в ходе оптимизации состава спектра. Поэтому необходима такая организация управления, которая позволила бы в реальном времени следить за изменениями в координатах регулирования, и при необходимости корректировать гармонический состав потребляемого тока.

1 ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НАСОСНОГО АГРЕГАТА

1.1 Анализ условий возникновения нежелательных гармоник в фазном токе статора асинхронного двигателя

Гармонический состав потребляемых асинхронным двигателем (АД) токов при использовании ПЧ имеет множество дополнительных гармонических составляющих. Так, например, для исследуемого насосного агрегата мощностью 20-40 кВт спектр тока в номинальном режиме работы представлен на рисунке 1.1 [1-4].

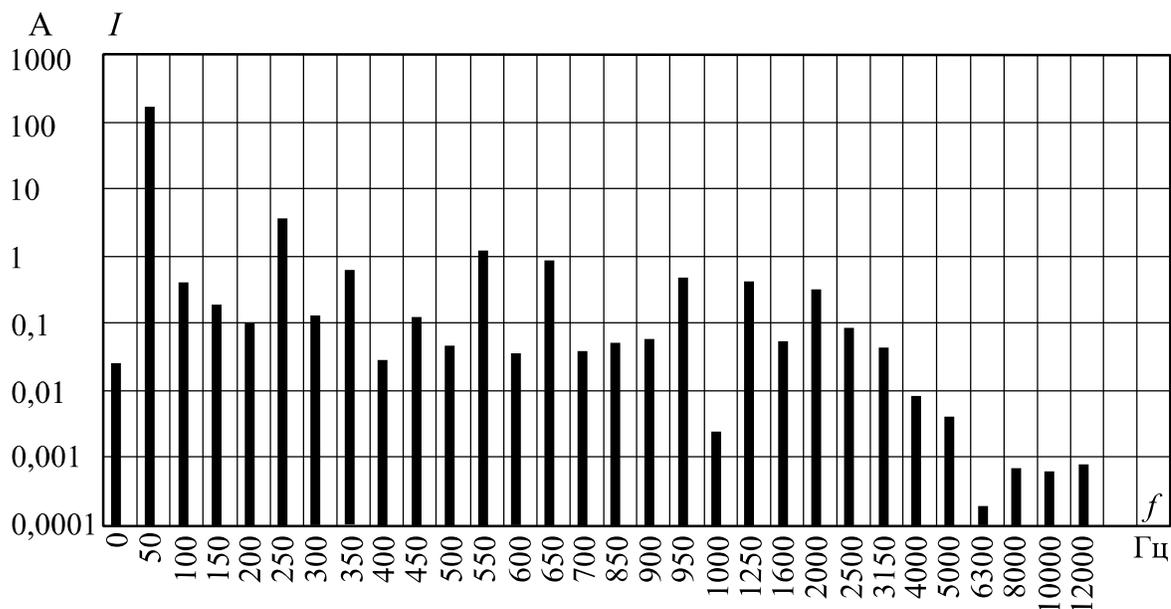


Рисунок 1.1 – Гармонический состав фазного тока насосной установки

Повышенный уровень шума, при работе электронасоса наблюдаются в области 300 Гц, что связано с наличием в выходном токе инвертора кратных основной гармоник [2]. Подобные явления нежелательны, так как искажают виброшумовую характеристику установки, параметры которой должны быть минимизированы как можно больше для успешной работы технологического оборудования.

Более того, при изменении напряжения U_{dc} питания инвертора, коэффициент гармонических искажений (КГИ) может менять свое значение, вместе с амплитудой кратных гармоник. Подобная картина представлена на

рисунке 1.2. Причем в широком диапазоне изменения U_{dc} достаточно проблематично выделить определенную зависимость изменения КГИ, а следовательно, и стратегию регулирования этим напряжением в том случае, если бы система автоматического управления подразумевала поиск оптимального значения исходя из минимума КГИ.

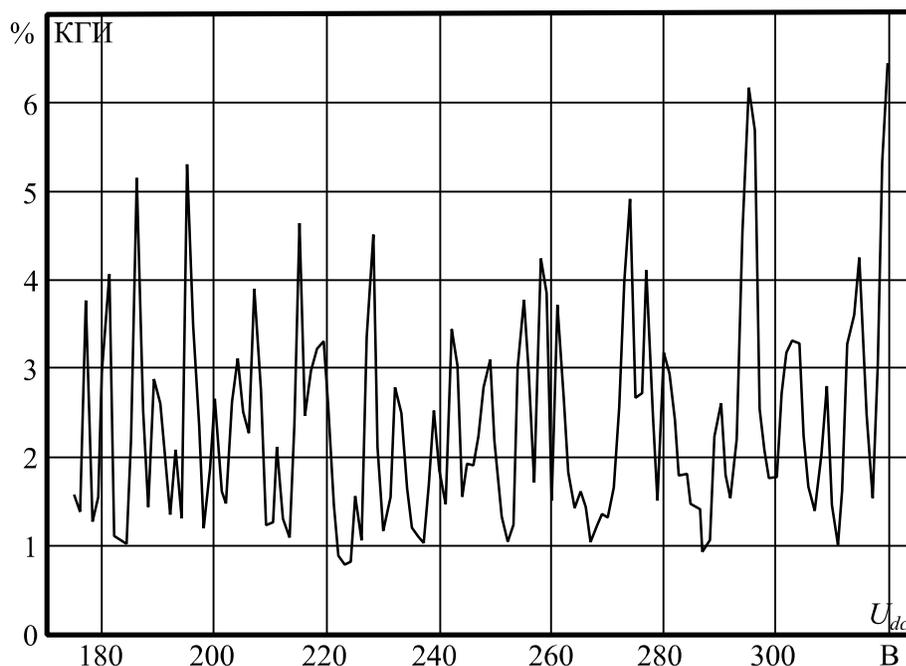


Рисунок 1.2 – Зависимость КГИ(U_{dc})

Также острой проблемой является идентификация величины этих гармонических компонент в реальном времени, чтобы система управления смогла отработать и компенсировать их с целью уменьшения вибраций. Подобную процедуру возможно осуществить с помощью различных устройств фильтрации нежелательных гармоник. Наиболее известным и интуитивно близким является метод преобразование Фурье [5-8].

1.2 Способы определения гармонического состава фазного тока статора асинхронного двигателя

Существует множество алгоритмов преобразования Фурье, которые позволяют узнать спектральный состав того или иного сигнала. Ныне наиболее распространен алгоритм Кули-Тьюки [9-13]. Но последний

вычисляет полный спектр на желаемом интервале частот и из-за этого имеет некоторые вычислительные особенности.

Безусловно, этот алгоритм быстрее, чем «прямое» вычисление дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которое требует N^2 операций [5- 6]. В свою очередь алгоритм Кули – Тьюки требует $N \log_2(N)$ операций «сложение – умножение», что при выборке $N = 2^{10}$ дает более чем стократное ускорение (102,4 раз). Но хочется подчеркнуть, что все эти суждения работают для выборок, размер которых представляет из себя четное число формата $N = 2^v, v = \overline{1, \text{inf}}$. В противном случае скорость вычислений резко снижается и приближается к количеству вычислительных операции классического ДПФ – $4N^2$ вещественных умножения и $4N^2$ вещественных сложения для комплексной входной последовательности.

Однако можно избежать такого количества вычислений, в том случае если необходимо знать информацию только о «избранных» гармонических составляющих сигнала. В этом случае вычисление одного «бина» спектра за счет периодичности ДПФ имеет следующий вид [5]:

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \exp(j2\pi \frac{n}{N}(N-k)). \quad (1.1)$$

Интересен тот факт, что (1.1) — это свертка входного сигнала с некоторой импульсной характеристикой фильтра на основе ДПФ (1.2):

$$h_n(k) = \exp(j2\pi \frac{n}{N}k). \quad (1.2)$$

Применив Z-преобразование [14] к (1.2), получим передаточную функцию такого фильтра (1.3):

$$H(z) = \frac{1 - z^N}{1 - e^{j2\pi \frac{n}{N}} \cdot z^{-1}}. \quad (1.3)$$

Для удобства применения формулу (1.3) можно модифицировать, исключив член $-z^N$ в числителе передаточной функции, который ограничивает длину импульсной характеристики на уровне N отсчетов. В

работе фильтра ничего не изменится только при том условии, что конечное вычисление будет производиться порциями по N отсчетов, обнуляя предыдущие [15-18].

Следующее изменение связано с тем, что в обратной связи фильтра стоит комплексное число, поэтому рациональным шагом будет сокращение вычислений за счет исключения «комплексности» в рекурсивной части фильтра. Этого можно достичь переносом ее в нерекурсивную часть [5]:

$$H(z) = \frac{1 - e^{-j2\pi\frac{n}{N}} \cdot z^{-1}}{\left(1 - e^{-j2\pi\frac{n}{N}} \cdot z^{-1}\right) \left(1 - e^{j2\pi\frac{n}{N}} \cdot z^{-1}\right)} = \frac{1 - e^{-j2\pi\frac{n}{N}} \cdot z^{-1}}{\left(1 - 2\cos\left(2\pi\frac{n}{N}\right) \cdot z^{-1} + z^{-2}\right)} \quad (1.4)$$

Рекурсивная часть в таком случае состоит из линии задержки с двумя элементами памяти, причем один из коэффициентов в линии единичный, что позволяет при обработке каждого отсчета сигнала выполнять лишь одно вещественное умножение и два вещественных сложения. А в целом вычислительная нагрузка на 1 такт программы составляет $2N+1$ вещественных сложений и $N+2$ вещественных умножений, что в

$$M = \frac{\frac{3}{2} N \log_2 N}{2N+1} \text{ и } K = \frac{N \log_2 N}{N+2} \text{ меньше по сравнению с алгоритмом Кули –$$

Тьюки для сложения и умножения соответственно. Так, например, при выборке $N = 2^{10}$ выигрыш в количестве операций составляет порядка $M = 8$ для операции сложения и $N = 10$ для операции умножения. Структурная схема фильтра в канонической форме представлена на рисунке 1.3.

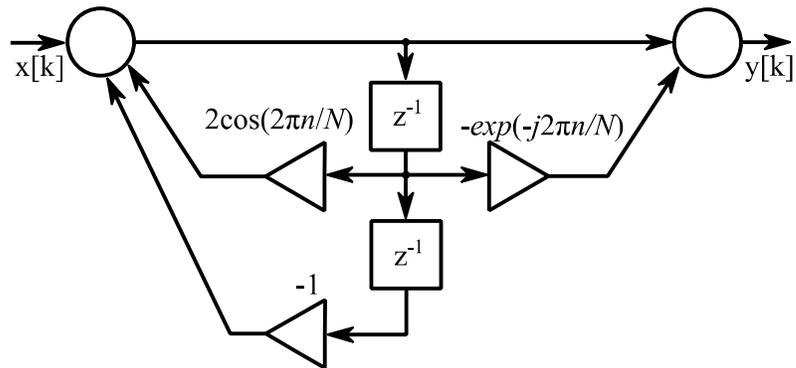


Рисунок 1.3 – Структурная схема алгоритма фильтрации

Для проверки работоспособности алгоритма он был воспроизведен в MATLAB Simulink с помощью S-function на базе языка «Си». Через вышеописанный блок пропускался пробный сигнал вида (1.5):

$$s(t) = \begin{cases} 1 \cdot \sin(\omega \cdot t) + 0,2 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t) + 0,15 \cdot \sin(6 \cdot \omega \cdot t) + 0,1 \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t), & \text{if } 0,8 \leq t \leq 0,4 \text{ с;} \\ 3 \cdot \sin(\omega \cdot t) + 0,3 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t) + 0,3 \cdot \sin(6 \cdot \omega \cdot t) + 0,2 \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t), & \text{if } 0,8 > t > 0,4 \text{ с,} \end{cases} \quad (1.5)$$

где $\omega = 2\pi f_s = 2\pi \cdot 50 = 314,1592$ рад/с. Или в покомпонентном представлении формула (1.5) имеет вид, представленный на рисунке 1.4.

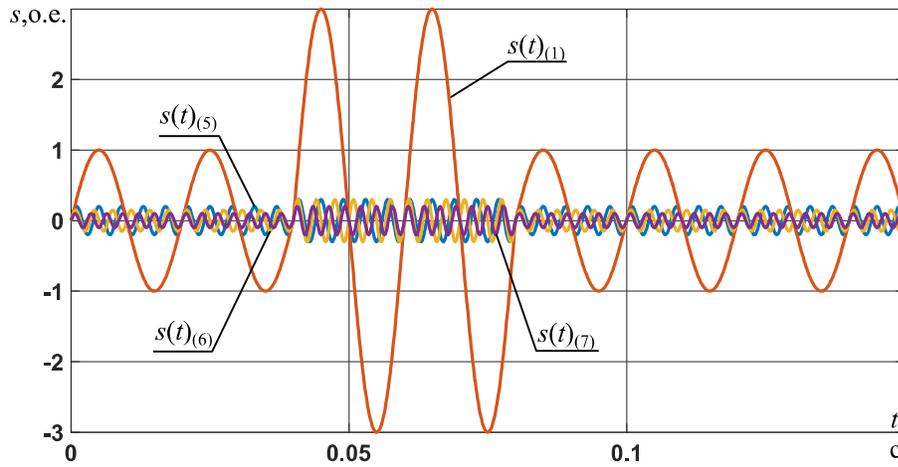


Рисунок 1.4 – Фильтруемый сигнал в покомпонентном представлении

После прохождения данного сигнала через блок фильтрации была получена переходная характеристика оценки амплитуд гармоник при частоте вызова функции main() $F_d = 1000$ Гц и $N = 20$ (рис. 1.5).

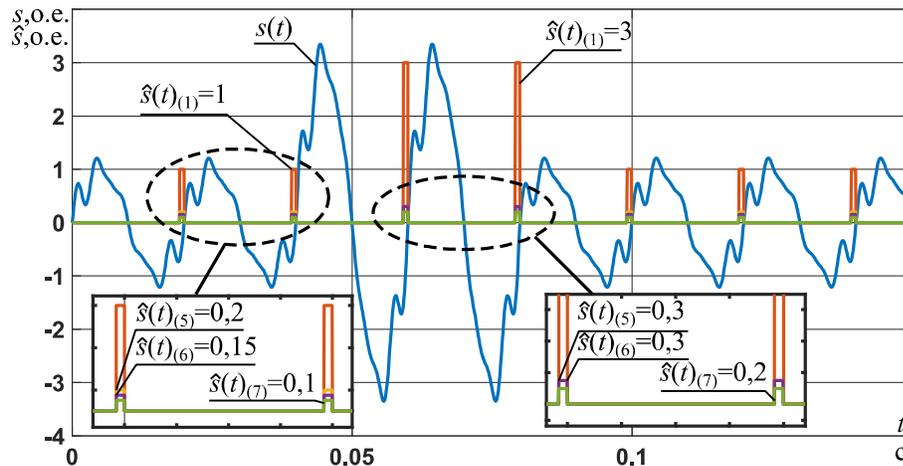


Рисунок 1.5 – Результат фильтрации

В конечном итоге наблюдается идеальный результат, так как ошибки оценивания нет. В данном случае спектр сигнала не подвержен размытию, поскольку гармоники кратны фундаментальной и частотная ось преобразования совпадает с частотами искомым «бинов». Это обеспечивается за счет целочисленного произведения нормированной фундаментальной частоты и количества отсчетов входного сигнала $m = \tilde{f}_s N = \frac{f_s}{F_d} N = \frac{50}{1000} 20 = 1$.

Если же в спектре присутствуют некрatные гармоники, то нужно вызывать функцию фильтра с иной частотой, чтобы обеспечить условие целочисленности m для каждой из частот сигнала. В противном случае будет наблюдаться искажение результатов вследствие растекания спектра. Чаще всего этот эффект принципиально неустраним, поэтому необходимо искать компромисс по соотношению ошибок оценивания и разрешения частотной оси ПФ.

1.3 Практическая реализация алгоритма вычисления гармонического состава тока статора асинхронного двигателя

Для оценки работоспособности фильтра была написана программа, реализующая описанный алгоритм Герцеля на микроконтроллере, который осуществлял управление асинхронным электроприводом. Функция, включающая в себя фильтр, работала с частотой 1000 Гц. В этом случае размер выборки N был равен 50, что на цикл работы фильтра создает не более чем 153 арифметических операций. Наиболее наглядные и интерпретируемые без дополнительных разложений результаты в динамических режимах получены для основной гармоники и представлены на рисунке 1.6.

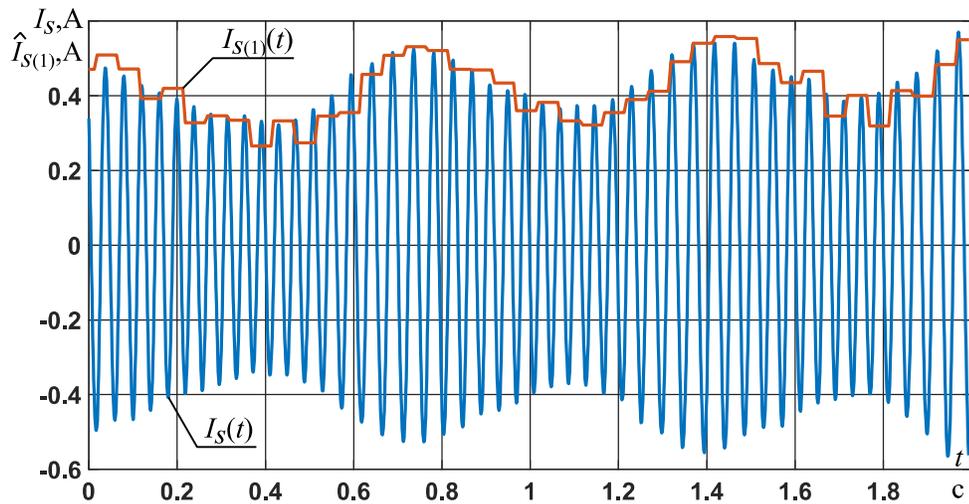


Рисунок 1.6 – Кривая тока $I_s(t)$ и оценка $\hat{I}_{s(1)}(t)$ при переменной нагрузке двигателя

Может показаться что фильтр работает удовлетворительно, но это не совсем так. Поскольку спектр подвержен явлению растекания, что подразумевает перераспределение спектральной энергии между рядом стоящими «бинами». Однако избавиться от этого невозможно, так как микроконтроллерная реализация позволяет делать выборку отсчетов при любой частоте дискретизации длиной не более $N = 320$. Это число, во-первых, отличается от любой степени двойки, а во-вторых, не позволяет достичь разрешающей способности частотной оси спектра хотя-бы в 1 Гц при дискретизации выше, чем 320 Гц, что непозволительно мало. Поэтому приходилось искусственно увеличивать N для получения удовлетворительного частотного разрешения при получении спектра классическими средствами с целью сравнения результата, полученного с микроконтроллера. А это и приводит к эффекту растекания, которым придется пренебречь. В ходе сравнения полученных оценок с вычисленными значениями были построены графики ошибок вычисления гармоник

$$\hat{E} = \frac{I_s(j) - \hat{I}_{s(j)}}{I_s(j)}, \text{ которые представлены на рисунке 1.7.}$$

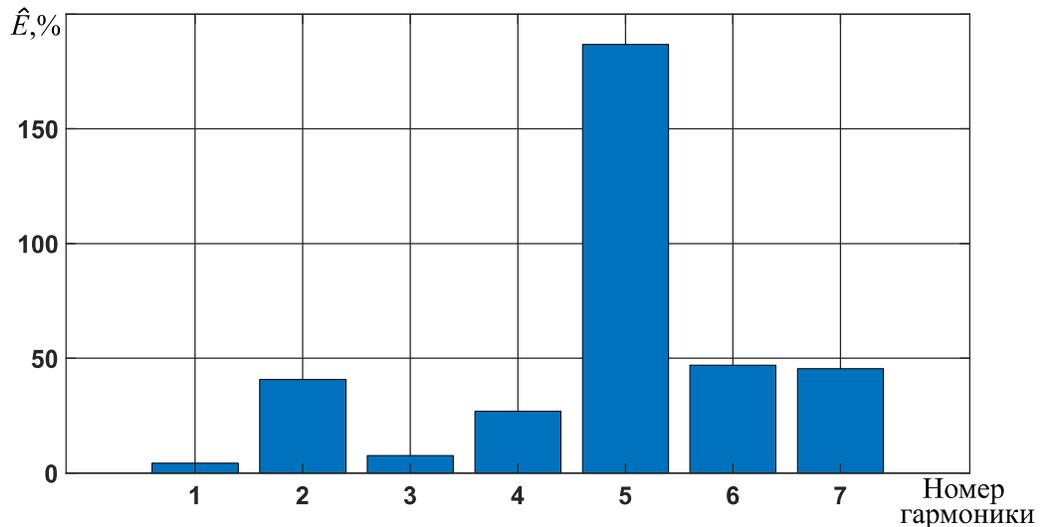


Рисунок 1.7 – Ошибки оценивания гармонического состава

По полученным рисункам можно сделать вывод, что максимум ошибки в районе пятой гармоники, причем он достаточно высок (более 150%). Сравнительно адекватные результаты для некоторых гармоник, были получены вследствие того, что окончательное вычисление нерекурсивной части фильтра происходило в окрестности нуля исследуемого сигнала. В других же случаях расчет мог произойти чуть раньше или позже, что и значительно исказило окончательный результат, но так или иначе ошибка оценки «младших» из набора гармоник остается на сравнительно низком уровне. Таким образом можно заключить, что известные алгоритмы определения спектрального состава работают не совсем корректно в режиме реального времени, что ограничивает область их применения.

1.4 Выводы по главе

- Приведены причины появления вибраций и увеличений коэффициента гармонических искажений при работе системы «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» (ПЧ – АД).
- Рассмотрены типовые решения для оценки гармонического состава. Определены основные достоинства и недостатки алгоритма Фурье-

фильтрации. Вычислительно наименее затратный реализован в пакете Matlab Simlink. Показана его работоспособность в идеальных условиях.

- Показано, что микроконтроллерная реализация алгоритма Герцеля обладает вычислительными недостатками, ввиду недостаточного количества элементов массива токов. Это приводит к явлению растекания вычисляемого спектра, что существенно ухудшает оценку и в некоторых случаях делает её вовсе неадекватной. Поэтому требуется альтернативный подход для измерения и коррекции неидеальности гармонического состава токов и угловой скорости двигателя, колебания в которой вызывают повышенную вибрацию и нагрев.

2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОТОТИПА ЭЛЕКТРОПРИВОДА НАСОСНОГО АГРЕГАТА

2.1 Описание экспериментального стенда для исследования прототипа электропривода насосного агрегата

Для отработки разрабатываемых алгоритмов был собран экспериментальный стенд малой мощности, имитирующий работу прототипа специального электропривода, так как проведение экспериментальных исследований на реальной установке и её прототипе мощностью 20-40 кВт весьма затруднительно из-за бюрократических ограничений. (рис.2.1-2.2).

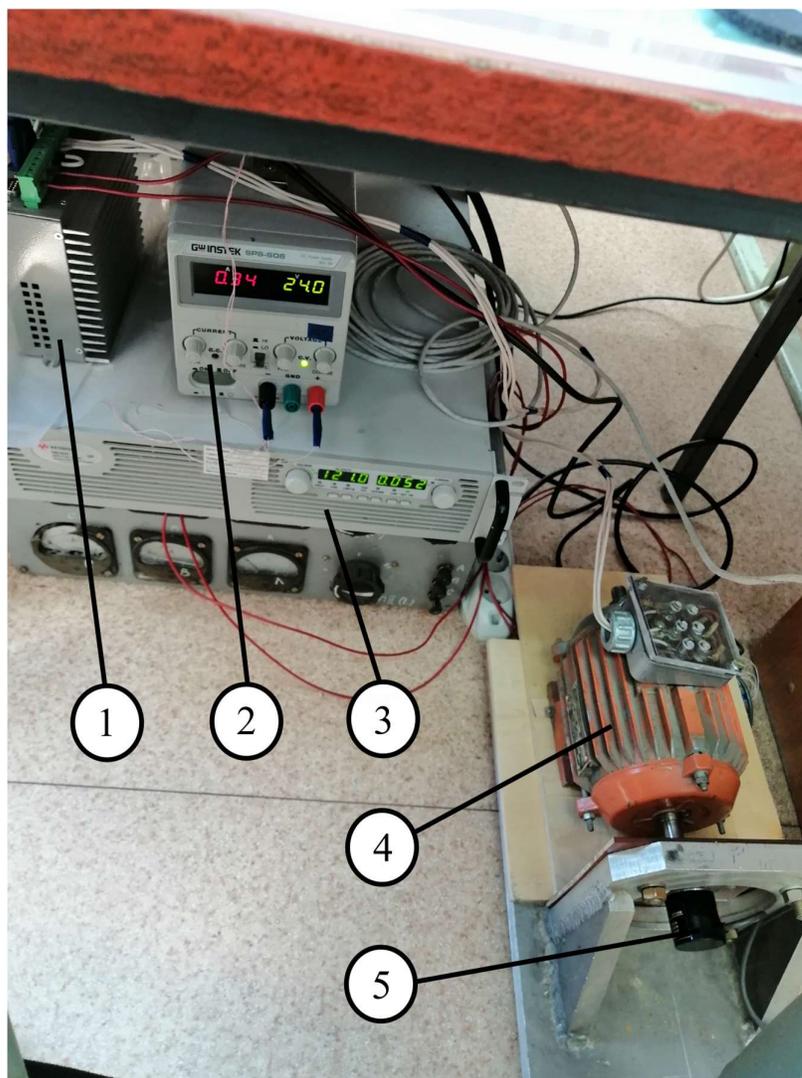


Рисунок 2.1 – Экспериментальный стенд вид сверху

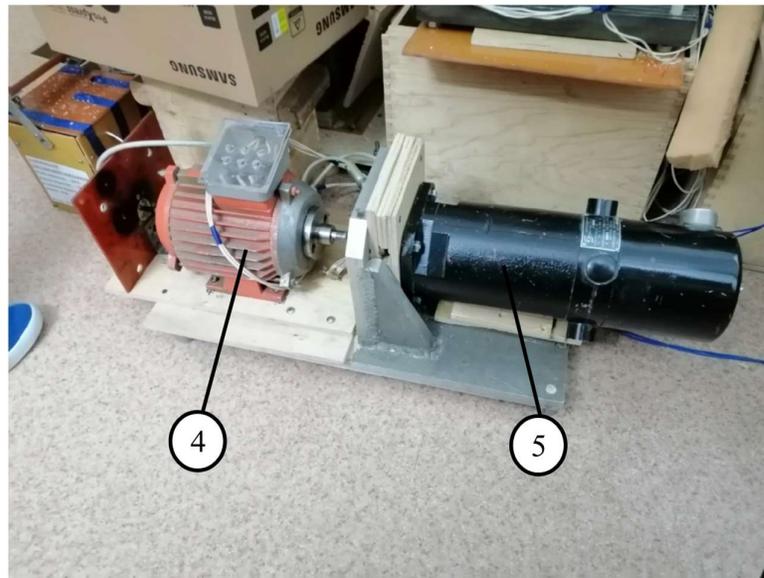


Рисунок 2.2 – Экспериментальный стенд вид сбоку

В состав стенда входит сервоконтроллер СК-ЭТ-380-1.0 (1); блок питания для питания шины 24В сервоконтроллера Gwinstek SPS-606 (2); блок питания для силовой цепи Keysight Technologies N8742A (3); асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором 4АМА71В8У3 (4); инкрементный угловой энкодер Omron E6B2-CWZ6C/ ЛИР 158А (5). Основные технические сведения о комплектующих представлены в таблицах 2.1-2.6 [19-23].

Таблица 2.1 – Основные характеристики СК-ЭТ-380-1.0

Наименование параметра	Единица измерения	Значение
Напряжение питания сервоконтроллера (постоянный ток) $U_{\text{нп.ск}}$	В	22-28
Силовое питание сервоконтроллера (переменный ток) $U_{\text{нсп.ск}}$	В	380
Максимальный ток нагрузки $I_{\text{макс.ск}}$	А	3
Мощность тормозного резистора $P_{\text{торм.рез}}$	Вт	50
Сопротивление тормозного резистора $R_{\text{торм.рез}}$	Ом	500

Таблица 2.2 – Основные характеристики Gwinstek SPS-606

Наименование параметра	Единица измерения	Значение
Выходное напряжение $U_{\text{вых.ип1}}$	В	0-60
Выходной ток $I_{\text{вых.ип1}}$	А	0-6
Напряжение питания $U_{\text{ип.ип1}}$	В	230

Таблица 2.3 – Основные характеристики Keysight Technologies N8742A

Наименование параметра	Единица измерения	Значение
Выходное напряжение $U_{\text{вых.ип2}}$	В	0-600
Выходной ток $I_{\text{вых.ип2}}$	А	0-5,5
Выходная мощность $P_{\text{вых.ип2}}$	Вт	0-3300

Таблица 2.4 – Основные характеристики 4АМА71В8У3

Наименование параметра	Единица измерения	Значение
Напряжение питания $U_{1\Phi}$	В	220
Номинальный ток I_{IH}	А	1,05
Номинальная мощность P_{H}	Вт	250
Номинальная частота вращения вала $n_{\text{н.дв}}$	об/мин	680
Номинальный КПД η_{H}	о.е.	0,6
Коэффициент мощности $\cos \varphi$	о.е.	0,69

Таблица 2.5 – Основные характеристики Omron E6B2-CWZ6C

Наименование параметра	Единица измерения	Значение
Напряжение питания	В	5-24
Максимальный ток потребления	мА	35
Разрешение	Меток на оборот	1000
Тип выхода	-	Открытый коллектор NPN

Таблица 2.6 – Основные характеристики ЛИР 158А

Наименование параметра	Единица измерения	Значение
Напряжение питания	В	5-24
Максимальный ток потребления	мА	120
Разрешение	Меток на оборот	50
Тип выхода	-	ПИ-TTL

Эквивалентная структурная схема установки и структурная схема сервоконтроллера приведена на рисунке 2.3-2.4.

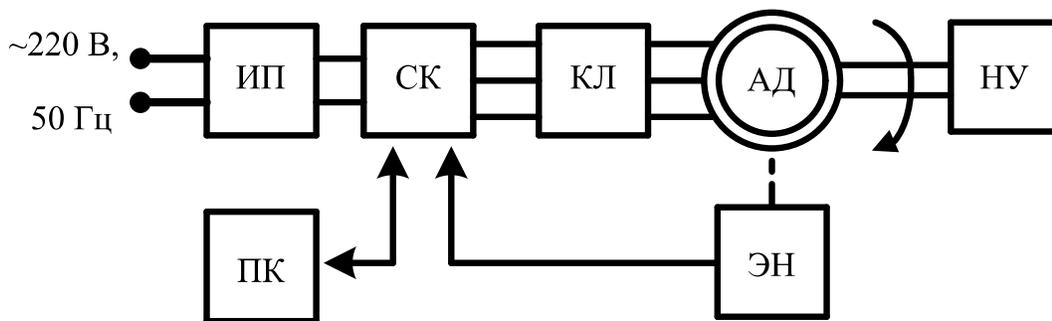


Рисунок 2.3 – Эквивалентная структурная схема экспериментальной установки

На вход регулируемого источника питания постоянного тока ограниченной мощности (ИП) поступает однофазное напряжение

переменного тока. Выходное напряжение постоянного тока ИП подается на вход СК.

КЛ в данной установке имеет сравнительно малую длину и при моделировании рабочих режимов рассматривается как линия с сосредоточенными параметрами.

Напряжение, поступающее на обмотку статора АД, формируется сервоконтроллером с пространственно-векторной ШИМ. Данный метод ШИМ используется в подавляющем большинстве современных ПЧ, благодаря снижению динамических потерь за счет меньшего количества коммутаций ключей автономного инвертора напряжения (АИН) за период, а также максимального использования промежуточного звена постоянного напряжения без искажения формы выходного тока.

Управление режимом работы ПЧ осуществляется путем подачи сигналов управления, поступающий с персонального компьютера (ПК).

Для измерения частоты вращения вала АД используется инкрементный угловой энкодер ЛИР-158А (ЭН).

Нагрузочное устройство (НУ) представляет собой обращенный двигатель постоянного тока с постоянными магнитами (ГПТ) типа ДПУ-127-450-1-57-Д43, работающий на активную нагрузку, вал которого посредством муфты соединен с валом АД. Параметры ГПТ представлены в таблице 2.7.

Таблица 2.7 – Основные характеристики ДПУ-127-450-1-57-Д43

Наименование параметра	Единица измерения	Значение
Номинальный ток $I_{н.дв}$	А	1,1
Номинальная мощность $P_{н.дв}$	Вт	450
Номинальная частота вращения вала $n_{н.дв}$	об/мин	1000

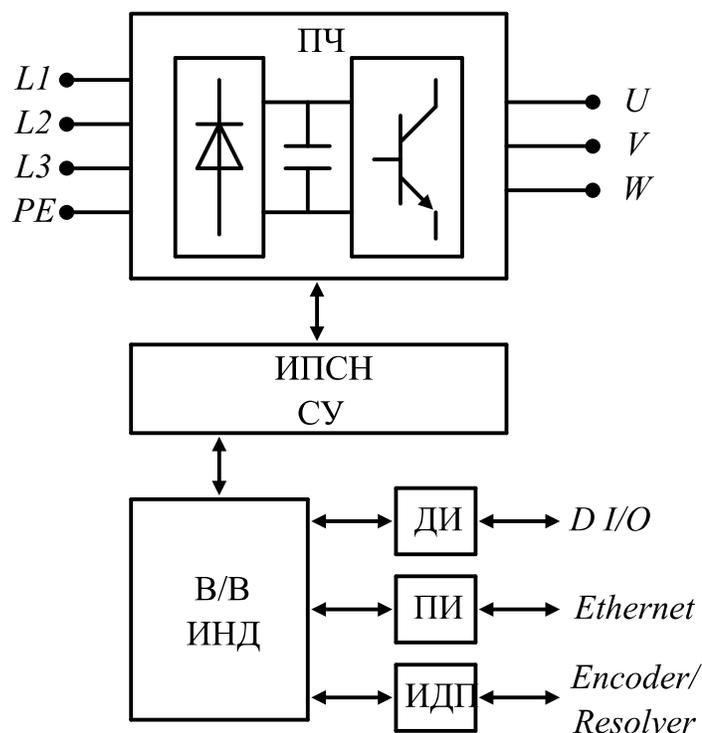


Рисунок 2.4 – Структурная схема сервоконтроллера

ПЧ предназначен для управления выходным напряжением и частотой сервоконтроллера.

Система управления (СУ) представляет собой микропроцессорный контроллер управления (МКУ) и производит управление работой всех узлов сервоконтроллера в соответствии с заложенной программой. СУ производит анализ текущих параметров работы (токов, напряжений), команд управления, и формирует на их основе управляющие воздействия на управляющие силовыми ключами драйвера.

Источник питания собственных нужд (ИПСН) предназначен для преобразования входного напряжения 24В в напряжения питания электронных узлов схемы сервоконтроллера.

Дискретный интерфейс (ДИ) предназначен для приема сигналов состояния управляемого объекта, а также для формирования сигналов управления.

Интерфейс датчика положения (ИДП) предназначен для обработки сигналов с датчика положения с вала электродвигателя.

Последовательный интерфейс (ПИ) предназначен для связи с внешними устройствами по интерфейсу Ethernet при работе сервоконтроллера в составе системы АСУ. Обмен производится по протоколу Modbus TCP/IP. Сервоконтроллер так же поддерживает стандарт промышленной сети EtherCAT, профиль DS-402.

Управление электроприводом и снятие экспериментальных данных велось через ПО Tetzbios (рис.2.5).

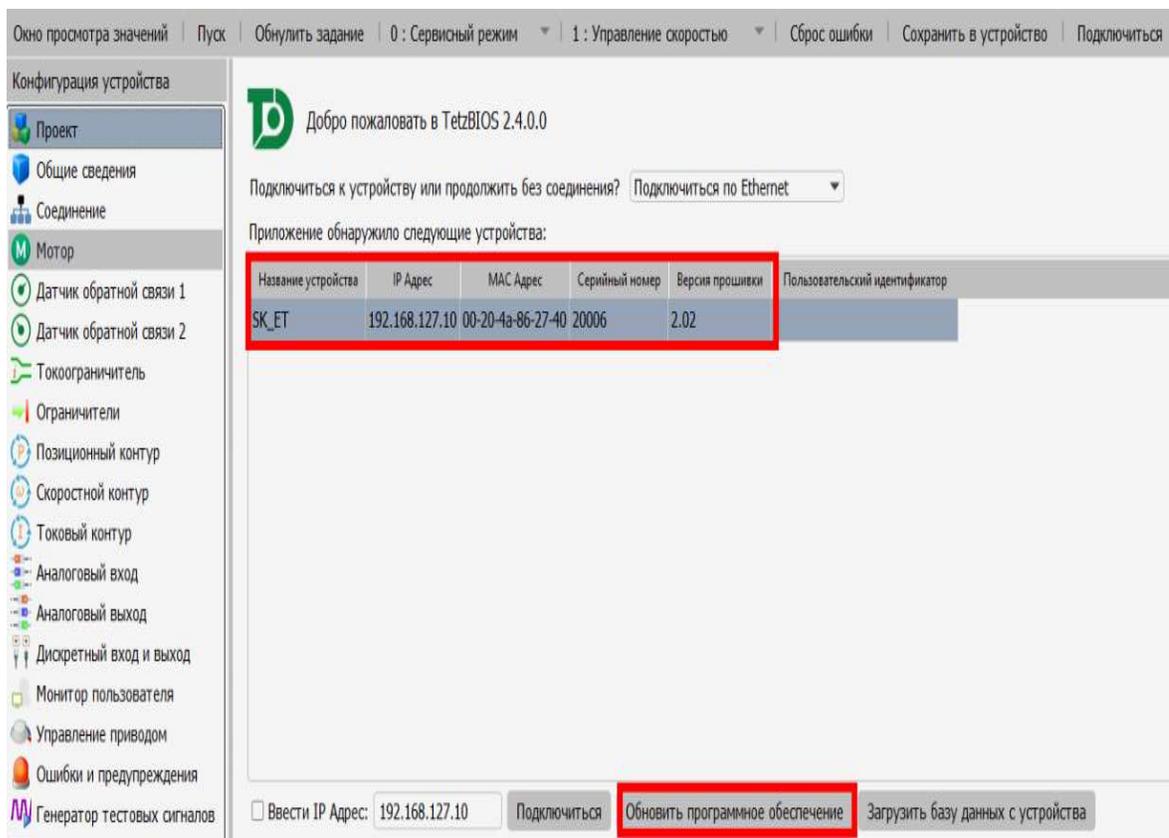


Рисунок 2.5 – Программное обеспечение TetzBios

Подключение к контроллеру было установлено по фиксированному IP адресу путем введения компьютера и сервоконтроллера в одну подсеть. В качестве способа управления было выбрано скалярное регулирование. Структурная схема СУ представлена на рисунке 2.6.

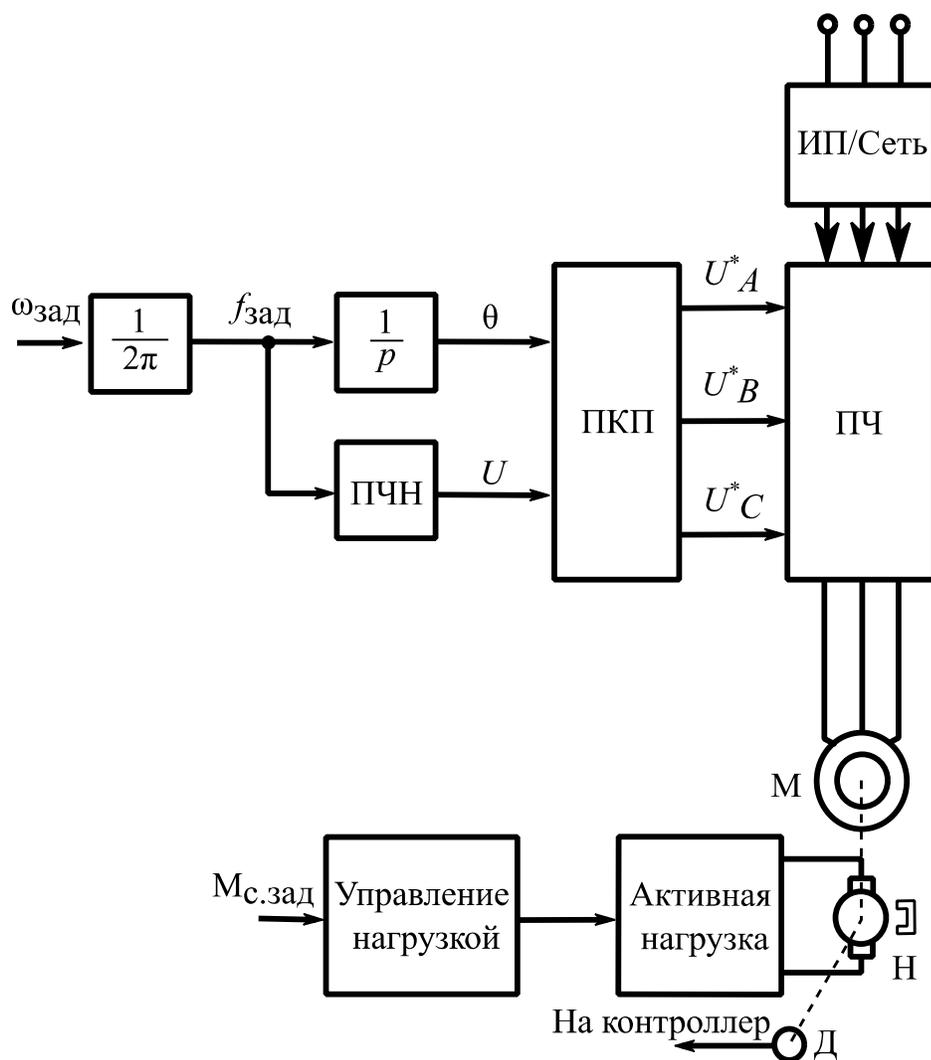


Рисунок 2.6 – Структурная схема скалярной СУ

где ПКП и ОКП – прямое и обратное координатное преобразование; М – двигатель; Н – нагрузочное устройство; Д – энкодер; В экспериментах, к сожалению, нагрузочное устройство не участвовало. Схема подключения энкодера представлена на рисунке 2.7.

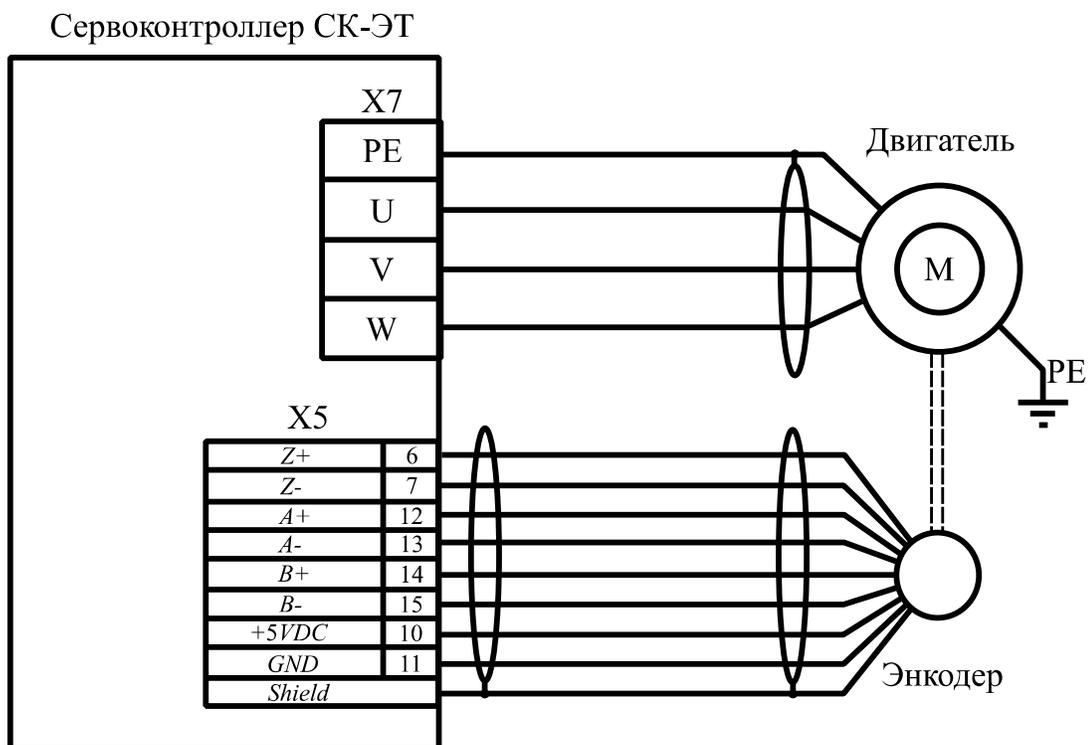


Рисунок 2.7 – Схема подключения энкодера

2.2 Снятие экспериментальных данных частоты вращения и фазного тока двигателя

Данные скорости снимались без нагрузки на валу асинхронного двигателя с помощью энкодера ЛИР 158А ввиду обнаруженной технической неисправности Omron E6B2-CWZ6C. Для получения кривых скорости используется процедура цифрового дифференцирования и последующая фильтрация выходных данных апериодическим звеном с шириной полосы пропускания T_f . Чтобы оценить влияние искусственно введенной задержки было получено несколько вариантов переходных процессов скорости при различных постоянных времени фильтрации на разных частотах задания. На рисунках 2.8 - 2.12 представлены разгонные кривые угловой скорости двигателя при $f_{зад} = \left[\frac{1}{3}, \frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{5}{6} \right] \cdot f_n$, где $f_n = 50$ Гц.

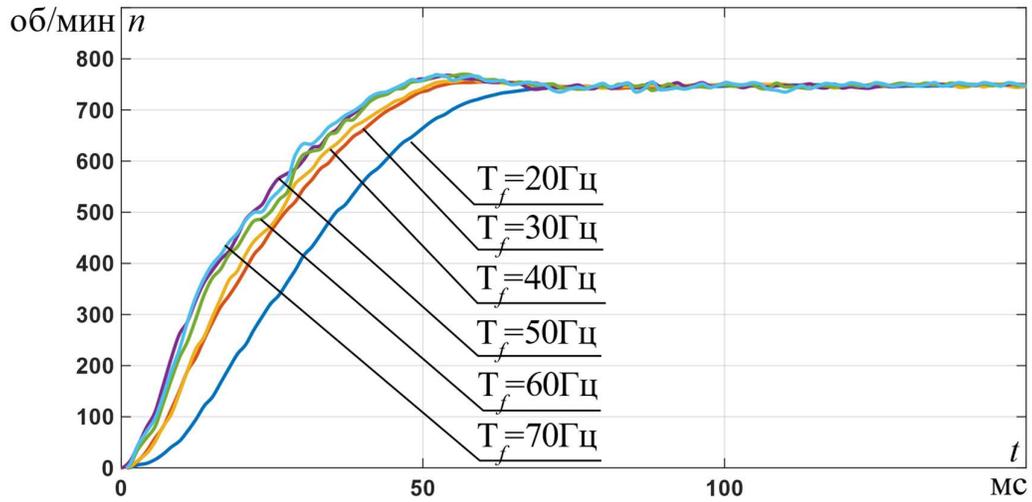


Рисунок 2.8 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$

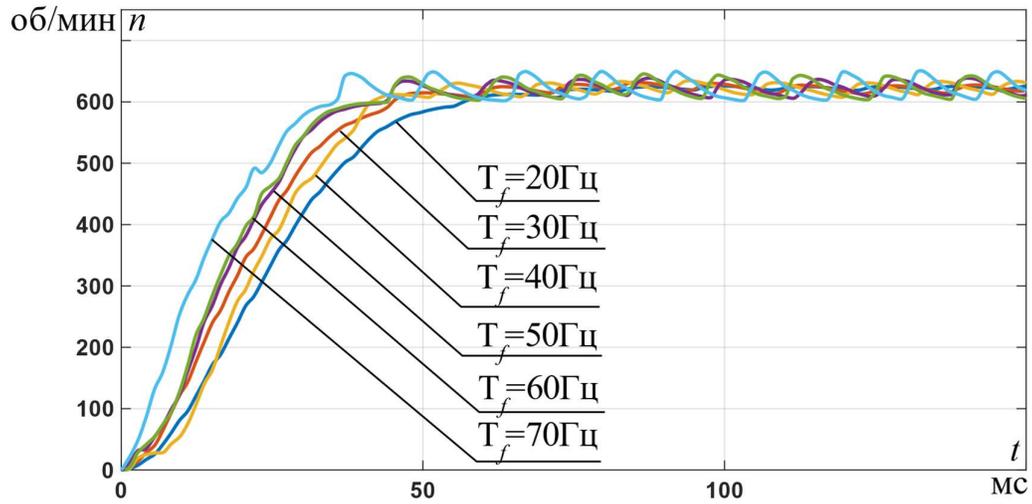


Рисунок 2.9 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$

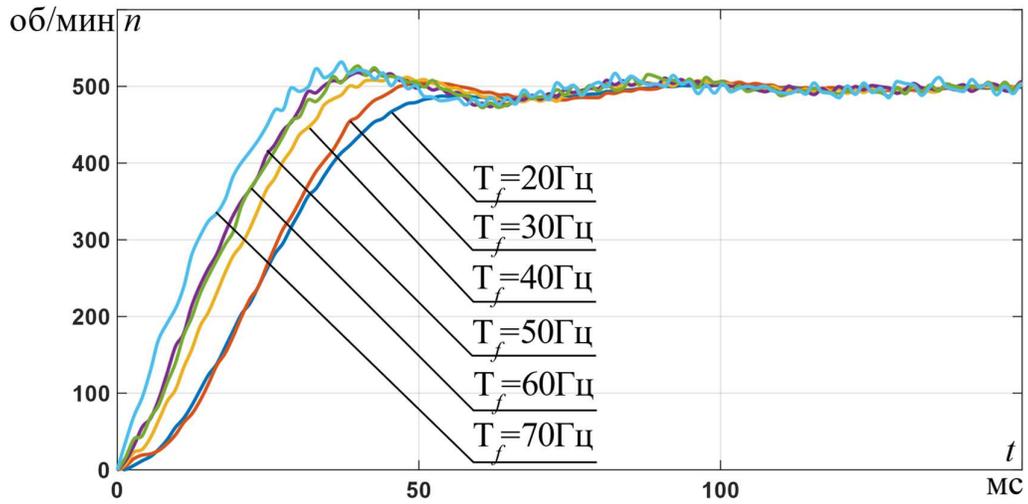


Рисунок 2.10 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$

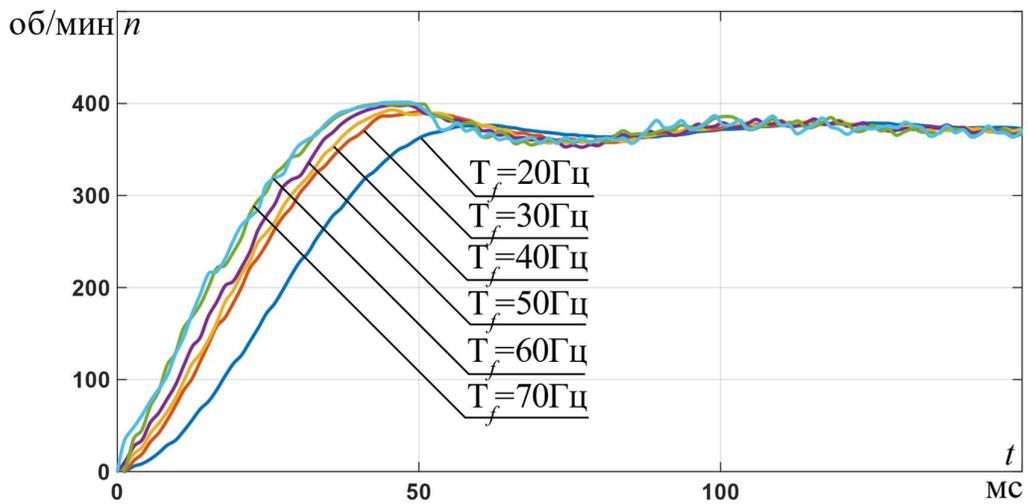


Рисунок 2.11 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$

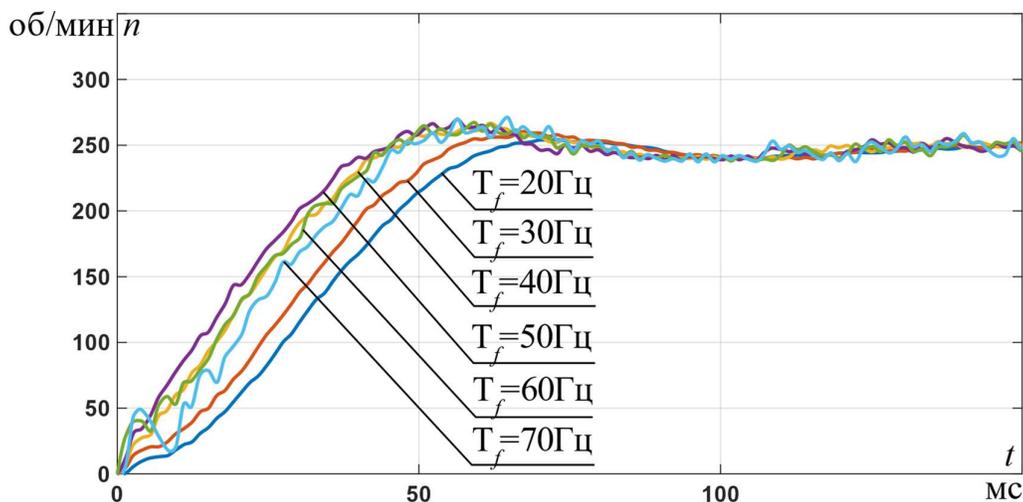


Рисунок 2.12 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_{\text{н}}$

Как видно из вышеприведенных рисунков наиболее оптимальной шириной полосы пропускания является 50 Гц, поскольку такая настройка позволяет получить кривые переходных процессов угловой скорости с наименьшей шумовой составляющей при том, что в темпе своего роста они не будут отставать от тех, который были пропущены через более «быстрые» фильтры. Поэтому в дальнейшем для оценки адекватности будет использоваться массивы с $T_f = 50$ Гц.

Помимо данных с угловой скоростью также были сняты переходные процессы токов для каждой из исследуемых частот задания, но они будут представлены в следующей главе для сравнительного анализа математической модели и экспериментальных данных, что позволит приблизить процессы, происходящие в реальном двигателе к математической модели. А последняя, в свою очередь, даст возможность построения модернизированной системы управления.

2.3 Выводы по главе

- Собран экспериментальный стенд асинхронного электропривода специальной насосной установки для сбора данных основных координат и отработки синтезированных алгоритмов управления.

- Реализован скалярный принцип регулирования на используемом сервоконтроллере.
- Выбраны оптимальные параметры фильтра низких частот для вычисления скорости по данным с энкодера.
- Собраны экспериментальные данные токов статора и угловой скорости вращения вала АД для различных частот задания. Это необходимо для дальнейшей верификации разработанной математической модели.

3 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НАБЛЮДАТЕЛЕМ НЕИЗМЕРЯЕМЫХ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ

3.1 Математическое описание процессов в асинхронном двигателе

Математическое описание процессов в АД основано на составлении и решении дифференциальных уравнений Кирхгофа.

Рассмотрим математическую модель АД с рядом допущений:

- значения активных сопротивлений и индуктивностей схемы замещения АД не изменяются во времени;
- потерь на перемагничивание нет;
- переход магнитной системы в зону насыщения не учитывается;
- распределение магнитного поля в зазоре между статором и ротором синусоидальное.

Уравнения для напряжений фаз статора (3.1) в системе координат ABC принимают вид [24]:

$$\begin{cases} U_{1A} = R_1 \cdot i_{1A} + \frac{d\psi_{1A}}{dt}, \\ U_{1B} = R_1 \cdot i_{1B} + \frac{d\psi_{1B}}{dt}, \\ U_{1C} = R_1 \cdot i_{1C} + \frac{d\psi_{1C}}{dt}. \end{cases} \quad (3.1)$$

Уравнения для напряжений фаз ротора в системе координат abc принимают вид (3.2):

$$\begin{cases} U_{2a} = R_2 \cdot i_{2a} + \frac{d\psi_{2a}}{dt}, \\ U_{2b} = R_2 \cdot i_{2b} + \frac{d\psi_{2b}}{dt}, \\ U_{2c} = R_2 \cdot i_{2c} + \frac{d\psi_{2c}}{dt}. \end{cases} \quad (3.2)$$

где $U_{1A}, U_{1B}, U_{1C}, U_{2a}, U_{2b}, U_{2c}$ – статорные и роторные напряжения; $i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}$ – статорные и роторные токи; $\psi_{1a}, \psi_{1b}, \psi_{1c}, \psi_{2a}, \psi_{2b}, \psi_{2c}$ – результирующие

потокосцепления статора и ротора соответственно; R_1, R_2 – активное сопротивление статора и ротора соответственно;

Уравнения (3.1) и (3.2) можно представить в векторной форме, но для этого необходимо ввести понятие – обобщенный вектор $\mathbf{X} = \frac{2}{3} \cdot (x_a \cdot \mathbf{a}^0 + x_b \cdot \mathbf{a}^1 + x_c \cdot \mathbf{a}^2)$, где x_a, x_b, x_c – мгновенные значения рассматриваемой величины; $\mathbf{a}^0, \mathbf{a}^1, \mathbf{a}^2$ – фазные операторы, соответствующие комплексам $e^{j \cdot 0}, e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}}, e^{-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}}$ соответственно (рис.3.1).

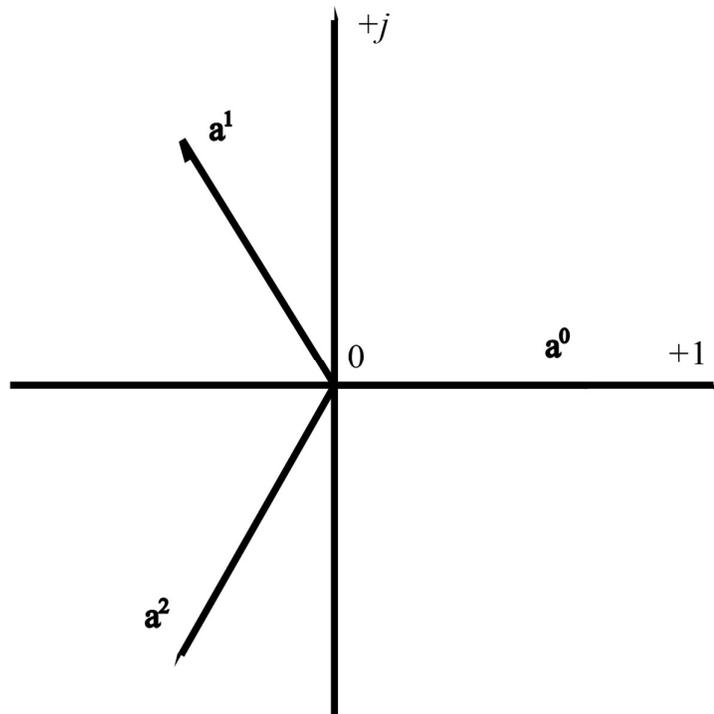


Рисунок 3.1 – Геометрическая интерпретация фазных операторов

Перейдем к векторной форме записи уравнений статора и ротора (3.3):

$$\begin{cases} \mathbf{U}_1^{(ABC)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(ABC)} + \frac{d\Psi_1^{(ABC)}}{dt}, \\ \mathbf{U}_2^{(abc)} = R_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(abc)} + \frac{d\Psi_2^{(abc)}}{dt}. \end{cases} \quad (3.3)$$

где $\mathbf{U}_1^{(ABC)} = [U_{1A} \ U_{1B} \ U_{1C}]^T$, $\mathbf{I}_1^{(ABC)} = [i_{1A} \ i_{1B} \ i_{1C}]^T$, $\Psi_1^{(ABC)} = [\Psi_{1A} \ \Psi_{1B} \ \Psi_{1C}]^T$ – вектора статорных напряжений, токов и потокосцепления;

$\mathbf{U}_2^{(abc)} = [U_{2a} \ U_{2b} \ U_{2c}]^T$, $\mathbf{I}_2^{(abc)} = [i_{2a} \ i_{2b} \ i_{2c}]^T$, $\mathbf{\Psi}_2^{(abc)} = [\Psi_{2a} \ \Psi_{2b} \ \Psi_{2c}]^T$ - вектора роторных напряжений, токов и потокосцепления.

Так как размерность рассматриваемого векторного пространства $\dim \mathbf{V} = 2$, то количество компонент всех векторов можно сократить до 2 выбрав базис $[[e_\alpha \ e_\beta]] = [[1 \ j]]$ и разложить по нему каждый из векторов.

На примере преобразования вектора тока статора осуществим переход в матричном виде $ABC \rightarrow \alpha\beta$ (3.4) [25]:

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

В случае симметрии системы $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$ эти соотношения принимают следующий вид и именуется преобразованием Кларк (3.5) [26]:

$$\begin{cases} i_{1\alpha} = i_{1A}, \\ i_{1\beta} = \frac{2 \cdot i_{1B} + i_{1A}}{\sqrt{3}}. \end{cases} \quad (3.5)$$

В результате, после применения вышеописанного преобразования к (3.3) получаем уравнения равновесия статорных напряжений в двухфазной системе координат (3.6) [24]:

$$\mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + \frac{d\mathbf{\Psi}_1^{(\alpha\beta)}}{dt}. \quad (3.6)$$

Такую же процедуру проведем для уравнений ротора, имея ввиду то, что преобразование вращающейся трехфазной системы координат abc приводит уравнения к двухфазной вращающейся системе координат uv , имеющей скорость вращения трехфазной (3.7):

$$\mathbf{U}_2^{(uv)} = R_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(uv)} + \frac{d\mathbf{\Psi}_2^{(uv)}}{dt}. \quad (3.7)$$

Далее в работе удобно будет рассматривать уравнения в одной неподвижной системе координат $\alpha\beta$. Поэтому приведем выражения для ротора к неподвижной системе координат с помощью фазовращателя

$e^{j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot t}$, где ω_r – скорость ротора, а Z_p – количество пар полюсов. В результате получим следующую систему (3.8):

$$\begin{cases} \mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_1^{(\alpha\beta)}}{dt}, \\ \mathbf{U}_2^{(\alpha\beta)} = R_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_2^{(\alpha\beta)}}{dt} - j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)}. \end{cases} \quad (3.8)$$

Система уравнений равновесия потокосцеплений ротора и статора приводятся к неподвижной системе координат (3.9):

$$\begin{cases} \Psi_1^{(\alpha\beta)} = L_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + L_m \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)}, \\ \Psi_2^{(\alpha\beta)} = L_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} + L_m \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}. \end{cases} \quad (3.9)$$

где $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$ и $L_2 = L_{2\sigma} + L_m$ – полные индуктивности статорной и роторной обмоток; $L_{1\sigma}$ и $L_{2\sigma}$ – индуктивности рассеяния статора и ротора; L_m – взаимоиנדуктивность статора и ротора.

Электромагнитный момент, развиваемый машиной, можно вычислить через векторное произведение потокосцепления и токов (3.10):

$$M_{эм} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \text{mod}(\Psi_1^{(\alpha\beta)} \times \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}). \quad (3.10)$$

Механические процессы объекта описываются основным уравнением движения электропривода, представляющего из себя второй закон Ньютона для вращательного движения (3.11) [27]:

$$J_{\Sigma} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = M_{эм} - M_c. \quad (3.11)$$

где J_{Σ} – приведенный момент инерции к валу АД; M_c – момент сопротивления.

Для дальнейшего моделирования будем использовать следующую систему векторных дифференциальных уравнений (ДУ), с учетом того, что для АД с короткозамкнутым ротором справедливо утверждение $\mathbf{U}_2^{(\alpha\beta)} = \mathbf{0}$.

Умозрительно идеализированную двухфазную модель асинхронного двигателя можно представить следующим образом (рис.3.2) [28]:

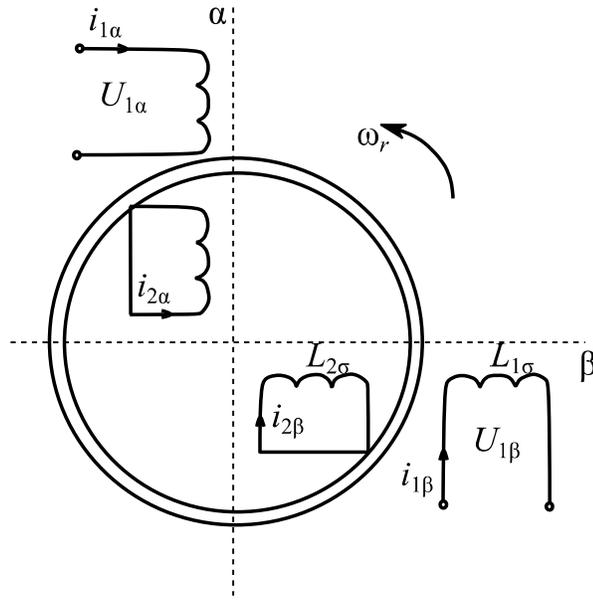


Рисунок 3.2 – Идеализированная модель двухфазного АД

Этой схеме соответствуют вышеописанные уравнения, полученные ранее (3.12) [1]:

$$\begin{cases}
 \mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + \frac{d\mathbf{\Psi}_1^{(\alpha\beta)}}{dt}, \\
 \mathbf{0} = R_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} + \frac{d\mathbf{\Psi}_2^{(\alpha\beta)}}{dt} - j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot \mathbf{\Psi}_2^{(\alpha\beta)}, \\
 \mathbf{\Psi}_1^{(\alpha\beta)} = L_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + L_m \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)}, \\
 \mathbf{\Psi}_2^{(\alpha\beta)} = L_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} + L_m \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}, \\
 M_{эм} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \text{mod}(\mathbf{\Psi}_1^{(\alpha\beta)} \times \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}), \\
 J_\Sigma \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = M_{эм} - M_c.
 \end{cases} \quad (3.12)$$

где $\mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = [U_{1\alpha} \ U_{1\beta}]^T$, $\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} = [i_{1\alpha} \ i_{1\beta}]^T$, $\mathbf{\Psi}_1^{(\alpha\beta)} = [\Psi_{1\alpha} \ \Psi_{1\beta}]^T$ - вектора статорных напряжений, токов и потокосцепления в неподвижной системе координат; $\mathbf{U}_2^{(\alpha\beta)} = [U_{2\alpha} \ U_{2\beta}]^T$, $\mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} = [i_{2\alpha} \ i_{2\beta}]^T$, $\mathbf{\Psi}_2^{(\alpha\beta)} = [\Psi_{2\alpha} \ \Psi_{2\beta}]^T$ - вектора роторных напряжений, токов и потокосцепления в неподвижной системе координат.

Данная форма уравнений не совсем удобна в анализе электромеханических процессов, поэтому введем промежуточные переменные $K_r = \frac{L_m}{L_2}$; $R_e = R_1 + R_2 \cdot K_r^2$; $L_e = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}$; $A_r = \frac{R_2}{L_2}$.

Первостепенно важно исключить из уравнений ток ротора $\mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)}$ и поток статора $\Psi_1^{(\alpha\beta)}$ ввиду их неизмеримости. Поэтому из уравнений №3 и №4 системы (3.12) выразим $\mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)}$ и $\Psi_1^{(\alpha\beta)}$ и получим (3.13):

$$\begin{aligned}\mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} &= \frac{\Psi_2^{(\alpha\beta)} - L_m \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}}{L_2}, \\ \Psi_1^{(\alpha\beta)} &= L_e \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + K_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)}.\end{aligned}\quad (3.13)$$

Подставляя получившиеся выражения (3.13) в первое и второе уравнение системы (3.11) получим альтернативные уравнения баланса напряжений (3.14-3.15):

$$\mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + L_e \cdot \frac{d\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}}{dt} + K_r \frac{d\Psi_2^{(\alpha\beta)}}{dt}, \quad (3.14)$$

$$\mathbf{0} = -R_2 \cdot K_r \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + A_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} - j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_2^{(\alpha\beta)}}{dt}. \quad (3.15)$$

Окончательный вид системы может быть получен вычитанием уравнения (3.15) из (3.14) с умножением второго на K_r :

$$\begin{cases} \mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + L_e \cdot \frac{d\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot K_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} - A_r \cdot K_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)}, \\ \mathbf{0} = -R_2 \cdot K_r \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + A_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} - j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_2^{(\alpha\beta)}}{dt}, \\ M_{\text{ЭМ}} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \text{mod}(\Psi_1^{(\alpha\beta)} \times \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}) = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot K_r \cdot \text{mod}(\Psi_2^{(\alpha\beta)} \times \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}), \\ J_\Sigma \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = M_{\text{ЭМ}} - M_c. \end{cases} \quad (3.16)$$

Выбирая базис и раскладывая каждый обобщенный вектор по нему в виде $X = X_\alpha \cdot e_\alpha + X_\beta \cdot e_\beta = X_\alpha \cdot 1 + X_\beta \cdot j$, можно будет получить проекции векторных уравнений. Выпишем их, совместно приводя систему ДУ (3.16) в форму Коши:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{1\alpha}}{dt} &= \frac{1}{L_e} (U_{1\alpha} - R_e \cdot i_{1\alpha} + A_r \cdot K_r \cdot \psi_{2\alpha} + \omega_r \cdot K_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\beta}), \\ \frac{di_{1\beta}}{dt} &= \frac{1}{L_e} (U_{1\beta} - R_e \cdot i_{1\beta} + A_r \cdot K_r \cdot \psi_{2\beta} - \omega_r \cdot K_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\alpha}), \\ \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} &= K_r \cdot R_2 \cdot i_{1\alpha} - A_r \cdot \psi_{2\alpha} - \omega_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\beta}, \\ \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} &= K_r \cdot R_2 \cdot i_{1\beta} - A_r \cdot \psi_{2\beta} + \omega_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\alpha}, \\ M_{эм} &= \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot K_r \cdot (i_{1\beta} \cdot \psi_{2\alpha} - \psi_{2\beta} \cdot i_{1\alpha}), \\ J_{\Sigma} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} &= M_{эм} - M_c. \end{aligned} \right. \quad (3.17)$$

Система уравнений (3.17) позволяет получить структурную схему имитационной модели (рисунок 3.3).

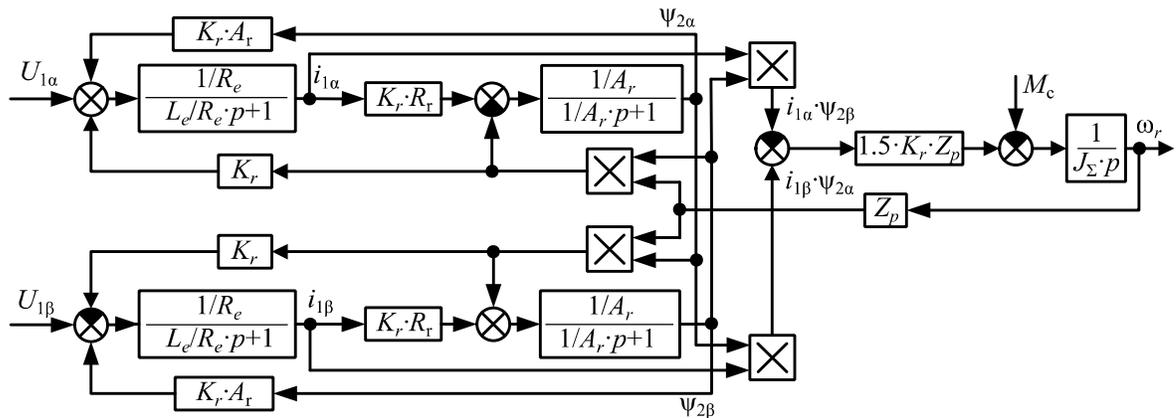


Рисунок 3.3 – Структурная схема модели АД в неподвижной системе координат

3.1.1 Расчет параметров схемы замещения по паспортным данным двигателя

Произведем расчет параметров 4АМА71В8У3 согласно широко известной методике, опирающейся на паспортные данные двигателя, которые приведены в таблице 4 [29].

Ток ветви намагничивания объекта управления вычисляется формуле (3.18):

$$I_0 = \sqrt{\frac{I_{11}^2 \cdot (p_{\text{ж}} \cdot I_{1\text{н}} \cdot \frac{1-s_{\text{н}}}{1-p_{\text{ж}} \cdot s_{\text{н}}})^2}{1 - (p_{\text{ж}} \cdot \frac{1-s_{\text{н}}}{1-p_{\text{ж}} \cdot s_{\text{н}}})^2}} \quad (3.18)$$

где I_{11} - ток статора двигателя при неполной нагрузке:

$$I_{11} = \frac{p_{\text{ж}} \cdot P_{\text{н}}}{3 \cdot U_{1\Phi} \cdot \cos \varphi_{\text{рж}} \cdot \eta_{\text{нрж}}} = \frac{0,75 \cdot 25}{3 \cdot 220 \cdot 0,585 \cdot 0,575} = 0,845 \text{ А},$$

где $\eta_{\text{нрж}} = \eta_{\text{н}} \cdot 0,958 = 0,6 \cdot 0,958 = 0,575$ о.е. – КПД при неполной нагрузке;

$\cos \varphi_{\text{рж}}$ - коэффициент мощности при неполной нагрузке:

$$\cos \varphi_{\text{рж}} = \cos \varphi \cdot \left(\frac{\cos \varphi_{0,75}}{\cos \varphi} \right) = 0,69 \cdot 0,8477 = 0,585 \text{ о.е.},$$

где $\frac{\cos \varphi_{0,75}}{\cos \varphi} = 0,8477$ – приведенный к режиму неполной нагрузки

коэффициент мощности.

Номинальный ток потребления статора можно получить следующим образом:

$$I_{1\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{3 \cdot U_{1\Phi} \cdot \cos \varphi \cdot \eta_{\text{н}}} = \frac{250}{3 \cdot 220 \cdot 0,9 \cdot 0,6} = 0,915 \text{ А}.$$

Тогда, по формуле 3.18 ток холостого хода двигателя имеет значение:

$$I_0 = \sqrt{\frac{0,845^2 \cdot (0,75 \cdot 0,915 \cdot \frac{1-0,093333}{1-0,75 \cdot 0,093333})^2}{1 - (0,75 \cdot \frac{1-0,093333}{1-0,75 \cdot 0,093333})^2}} = 0,757 \text{ А}.$$

Из формулы Клосса определим критическое скольжение. В первом приближении принимаем $\beta = 1$ при $k_{\text{max}} = 1,7$:

$$s_{\text{к}} = s_{\text{н}} \cdot \frac{k_{\text{max}} + \sqrt{k_{\text{max}}^2 - [1 - 2 \cdot s_{\text{н}} \cdot \beta \cdot (k_{\text{max}} - 1)]}}{1 - 2 \cdot s_{\text{н}} \cdot \beta \cdot (k_{\text{max}} - 1)} \quad (3.19)$$

В итоге, по формуле (3.19) получим значение критического скольжения:

$$s_{\text{к}} = 0,093333 \cdot \frac{1,7 + \sqrt{1,7^2 - [1 - 2 \cdot 0,093333 \cdot 1 \cdot (1,7 - 1)]}}{1 - 2 \cdot 0,093333 \cdot 1 \cdot (1,7 - 1)} = 0,335 \text{ о.е.}$$

Найдем значения вспомогательных коэффициентов при значении отношения пускового тока к номинальному $k_i = 3,5$:

$$C_1 = 1 + \frac{I_0}{2 \cdot k_i \cdot I_{IH}} = \frac{0,757}{2 \cdot 3,5 \cdot 0,915} = 1,118 \text{ о.е.},$$

$$A_1 = m \cdot U_{1\Phi}^2 \cdot \frac{1 - s_H}{2 \cdot C_1 \cdot k_{max} \cdot P_H} = 3 \cdot 220^2 \frac{1 - 0,093333}{2 \cdot 1,118 \cdot 1,7 \cdot 250} = 138,515 \text{ о.е.}$$

С помощью полученных коэффициентов можно вычислить активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке статора [29]:

$$R_2 = \frac{A_1}{\left(\beta + \frac{1}{s_K}\right) \cdot C_1} = \frac{138,515}{\left(1 + \frac{1}{0,335}\right) \cdot 1,118} = 31,095 \text{ Ом.}$$

Тогда значение активного сопротивления обмотки статора примет вид:

$$R_1 = C_1 \cdot R_2 \cdot \beta = 1,118 \cdot 31,095 \cdot 1 = 34,769 \text{ Ом.}$$

Определим параметр γ , который позволяет найти индуктивное сопротивление короткого замыкания X_{KH} :

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{1}{s_K^2}\right) - \beta^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{0,335^2}\right) - 1} = 2,811.$$

Вычислим с помощью вспомогательного коэффициента γ значение индуктивного сопротивления короткого замыкания:

$$X_{KH} = \gamma \cdot C_1 \cdot R_2' = 2,811 \cdot 1,118 \cdot 31,095 = 97,747 \text{ Ом.}$$

Вычислим индуктивное приведенное сопротивление цепи ротора:

$$X_{2\sigma} = 0,58 \cdot \frac{X_{KH}}{C_1} = 0,58 \cdot \frac{97,747}{1,118} = 50,703 \text{ Ом.}$$

Вычислим индуктивность рассеяния цепи ротора:

$$L_{2\sigma} = \frac{X_{2\sigma}}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = \frac{50,703}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,161 \text{ Гн.}$$

Вычислим индуктивное сопротивление цепи статора:

$$X_{1\sigma} = 0,42 \cdot X_{KH} = 0,42 \cdot 97,747 = 41,054 \text{ Ом.}$$

Вычислим индуктивность рассеяния статорной обмотки:

$$L_{1\sigma} = \frac{X_{1\sigma}}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = \frac{41,054}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,131 \text{ Гн.}$$

С помощью найденных значений C_1 , R_2' и $X_{\text{кн}}$ вычислим критическое скольжение:

$$s_{\text{к1}} = \frac{C_1 \cdot R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_{\text{кн}}^2}} = \frac{1,118 \cdot 31,095}{\sqrt{34,769^2 + 97,747^2}} = 0,335 \text{ о.е.}$$

Рассчитанные значения $s_{\text{к1}} = s_{\text{к}} = 0,335$ равны. Это говорит о правильности расчёта в первом приближении.

Для того чтобы вычислить электродвижущей силы (ЭДС) ветви намагничивания E_1 найдем $\sin \varphi$:

$$\varphi = \arccos(\cos \varphi) = \arccos(0,69) = 0,809;$$

$$\sin \varphi = 0,724.$$

ЭДС ветви намагничивания E_1 в номинальном режиме вычисляется следующим образом:

$$E_1 = \sqrt{(U_{1\phi} \cdot \cos \varphi - R_1 \cdot I_{1\text{н}})^2 + (U_{1\phi} \cdot \sin \varphi - X_{1\sigma} \cdot I_{1\text{н}})^2}. \quad (3.20)$$

Тогда по формуле 3.20 получим ЭДС ветви намагничивания в числовом виде:

$$E_1 = \sqrt{(220 \cdot 0,69 - 34,769 \cdot 0,915)^2 + (220 \cdot 0,724 - 41,054 \cdot 0,915)^2} = 170,887 \text{ В.}$$

Благодаря полученному значению ЭДС E_1 можно вычислить индуктивное сопротивление ветви намагничивания:

$$X_m = \frac{E_1}{I_0} = \frac{170,887}{0,757} = 225,84 \text{ Ом.}$$

Непосредственное значение индуктивности ветви намагничивания:

$$L_m = \frac{X_m}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = \frac{225,84}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,719 \text{ Гн.}$$

Расчётные значения схемы замещения сведём в таблицу 3.1.

Таблица 3.1 – Расчетные параметры двигателя

Индуктивное сопротивление цепи намагничивания $X_m, \text{Ом}$	225,84
Индуктивное сопротивление цепи ротора, приведенное к первичной обмотке $X'_{2\sigma}, \text{Ом}$	50,703
Индуктивное сопротивление цепи статора $X_{1\sigma}, \text{Ом}$	41,054
Индуктивность ветви намагничивания $L_m, \text{Гн}$	0,719
Индуктивность цепи ротора, приведенная к первичной обмотке $L'_{2\sigma}, \text{мГн}$	0,161
Индуктивность цепи статора $L_{1\sigma}, \text{мГн}$	0,131
Активное сопротивление цепи ротора, приведенное к первичной обмотке $R'_2, \text{Ом}$	31,095
Активное сопротивление цепи статора $R_1, \text{Ом}$	34,769

3.2 Имитационное моделирование скалярной системы управления

Согласно данным таблицы 3.1 было произведено моделирование системы ПЧ-АД с соответствующими параметрами в среде Simulink (рис.3.4) [30-32].

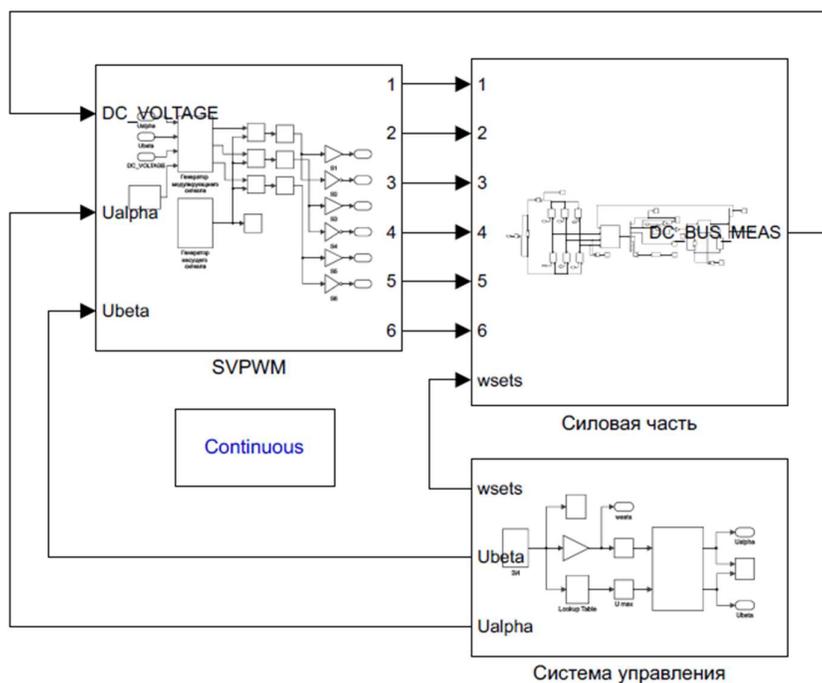


Рисунок 3.4 – Имитационная модель электропривода в программной среде моделирования Simulink

В модели реализована симплексная ШИМ (SVPWM) (рис. 3.5), которая управляет блоком силовой части привода (рис. 3.6) с помощью системы управления (рис. 3.7).

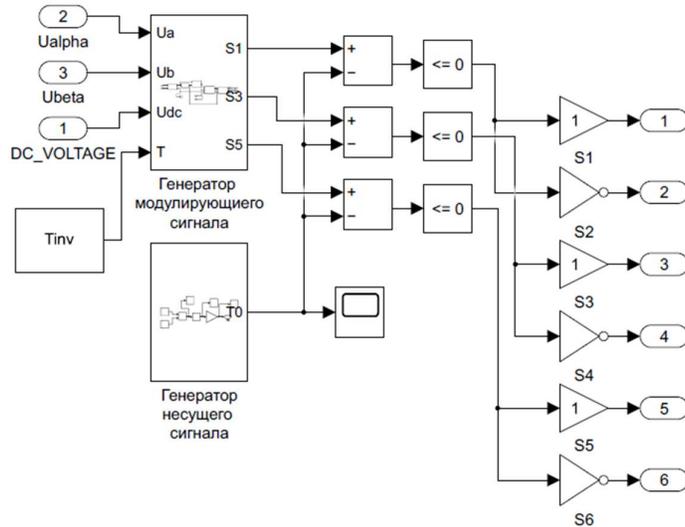


Рисунок 3.5 – Внутренняя структура блока «SVPWM»

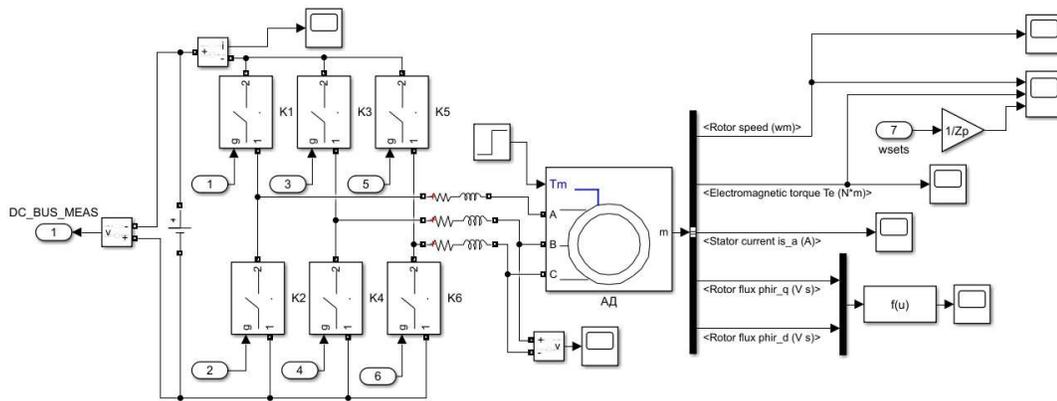


Рисунок 3.6 – Внутренняя структура блока «Силовая часть»

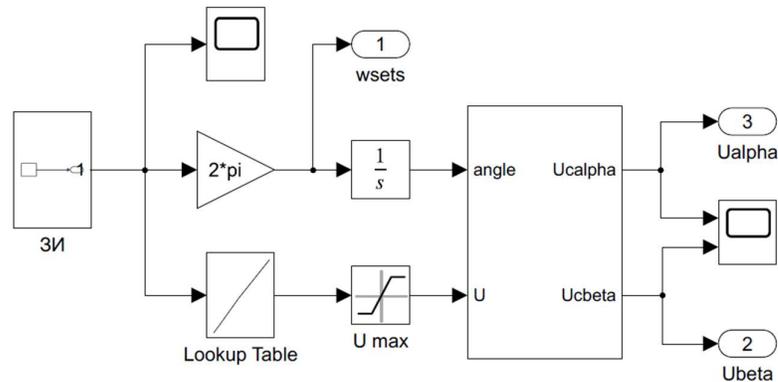


Рисунок 3.7 – Внутренняя структура блока «Система управления»

3.2.1 Пространственно-векторная ШИМ и трехфазный инвертор

Обычно в силовых цепях регулируемого в широком диапазоне электропривода используют двухзвенный ПЧ. В его состав как правило входит 6, либо 7 силовых ключей. (рис. 3.8).

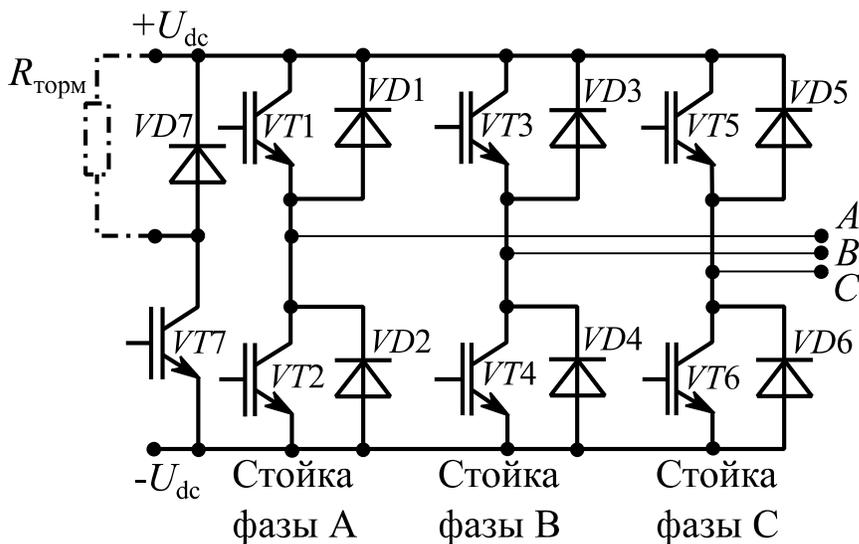


Рис. 3.8 - Структуры силовых модулей для преобразователей частоты

Управление этим транзисторным мостом осуществляется переводом силовых ключей в режим насыщения либо отсечки по некоторому закону, который формирует модулирующий сигнал.

Существует по крайней мере два способа формирования ШИМ – синусоидальная и векторная [4]. Первая существенно проще для реализации на аналоговой технике, но при этом имеет большой недостаток – использование промежуточного звена постоянного напряжения осуществляется не в полной мере. Вследствие этого модулируемое напряжение, которое питает двигатель, имеет сниженную амплитуду со всеми вытекающими последствиями.

Векторная ШИМ практически лишена таких изъянов поэтому получила широкое распространение в преобразователях частоты, опирающихся на микропроцессорную реализацию алгоритмов управления.

Для того, чтобы понять принцип работы векторной ШИМ – разберем для начала метод предмодуляции третьей гармоникой. Он позволяет

увеличить амплитуду первой гармоники модулирующего напряжения на 13-15%, путем добавления в общий сигнал гармоники нулевой последовательности. Она в свою очередь имеет утроенную частоту. По своим свойства и характеристикам такой метод похож на векторную ШИМ, где предмодулирующая добавка имеет форму пилообразного сигнала с утроенной частотой от основной. Подобная реализация позволяет не только эффективно использовать напряжение промежуточного звена преобразователя, но и улучшить гармонический состав выходных величин [33-36].

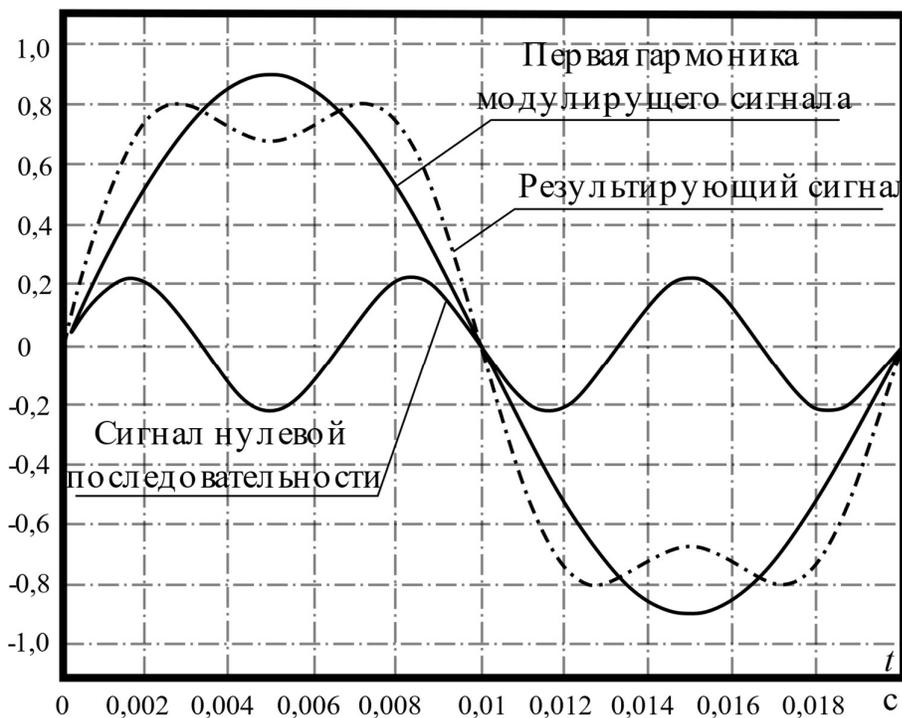


Рис. 3.9 – Формы модулирующих сигналов

Однако, в векторном способе ШИМ всё построено на формировании опорного сигнала с помощью восьми возможных состояний инвертора. Так как состояний всего 8, то их наиболее удобно нумеровать с помощью цифр в двоичной системе счисления, где каждый разряд этого числа указывает включен электронный ключ (1), либо выключен (0). Желаемое выходное напряжение инвертора модулируется определенным последовательным включением описанных состояний по таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Базовые вектора

Базовый вектор	A+ (S1)	B+ (S3)	C+ (S5)	A- (S2)	B- (S4)	C- (S6)	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
$V_0 = (000)$	0	0	0	1	1	1	0	0	0
$V_1 = (100)$	1	0	0	0	1	1	$+U_{dc}$	0	$-U_{dc}$
$V_2 = (110)$	1	1	0	0	0	1	0	$+U_{dc}$	$-U_{dc}$
$V_3 = (010)$	0	1	0	1	0	1	$-U_{dc}$	$+U_{dc}$	0
$V_4 = (011)$	0	1	1	1	0	0	$-U_{dc}$	0	$+U_{dc}$
$V_5 = (001)$	0	0	1	1	1	0	0	$-U_{dc}$	$+U_{dc}$
$V_6 = (101)$	1	0	1	0	1	0	$+U_{dc}$	$-U_{dc}$	0
$V_7 = (111)$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

На рисунке 3.10 изображены ненулевые векторы при неподвижной системе координат.

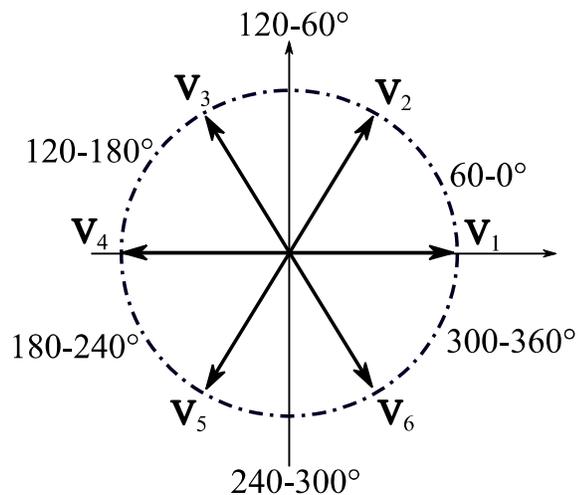


Рис. 3.10 - Ненулевые базовые векторы

Формирование вектора напряжения основывается на поочередном переключении базовых векторов. Если же опорный вектор напряжения находится в первом секторе (рис.3.10), то последовательность включения этих векторов приобретает следующий вид

$V_7 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_7 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$. Обобщая вышесказанное, можно получить аналитическое выражение формирования опорного вектора, представленное в формуле (3.21):

$$\int_0^{T_z} U_{\text{оп}} dt = \int_0^{T_z} U dt = \int_0^{T_1} U_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} U_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} U_0 dt \quad (3.21)$$

где T_z - период ШИМ, T_1, T_2 - интервалы включения ключей.

При сравнительно высокой частоте ШИМ $U_{\text{оп}}$ можно принять статичным в течение одного цикла (3.21). Так как состояния U_1 и U_2 постоянны, а $U_0 = 0$, то в соответствии с (3.21) можно получить следующее выражение $U_1 \cdot T_1 + U_2 \cdot T_2 = U_{\text{оп}} \cdot T_z$. Оно имеет наглядную геометрическую интерпретацию (рис.3.11).

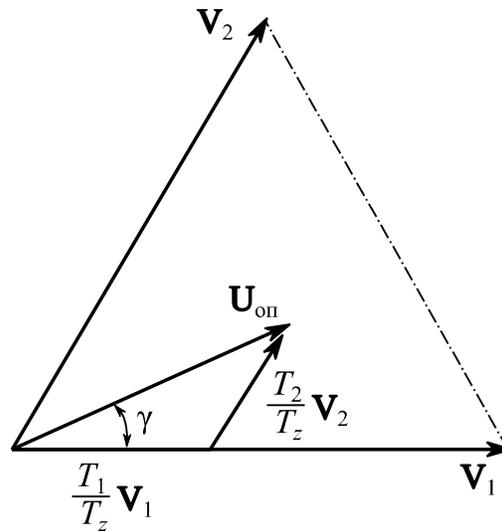


Рис.3.11 - Векторы напряжения инвертора при векторной ШИМ

Выбирая аффинную систему координат, можно получить разложение опорного вектора (3.22).

$$T_1 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{\text{dc}} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{\text{dc}} \cdot \begin{bmatrix} \cos 60^\circ \\ \sin 60^\circ \end{bmatrix} = T_z \cdot U_{\text{dc}} \cdot a \cdot \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

где U_{dc} - напряжение постоянного источника питания, γ - относительный угол в секторе $0 \leq \gamma \leq 60^\circ$, а коэффициент модуляции a высчитывается по формуле 3.23 [33].

$$a = \frac{\sqrt{3} |U_{\text{он}}|}{U_{\text{dc}}}. \quad (3.23)$$

Из разложения вектора $U_{\text{он}}$ по теореме косинусов нетрудной найти T_1, T_2 .

$$\begin{cases} T_1 = T_z \cdot a \cdot \sin(60^\circ - \gamma), \\ T_2 = T_z \cdot a \cdot \sin \gamma, \\ T_7 = T_8 = T_0 = T_z - T_2 - T_1. \end{cases} \quad (3.24)$$

Для создания вектора напряжения формируются длительности базовых векторов внутри периода модуляции. От положения опорного вектора в том или ином секторе зависит комбинации включения базовых векторов, которые приведены в таблице 3.3 и на рисунке 3.12 [33].

Таблица 3.3 – Комбинация базовых векторов

Сектор	Градусы	Используемые векторы
1	0-60	V_1, V_2, V_7, V_8
2	60-120	V_2, V_3, V_7, V_8
3	120-180	V_3, V_4, V_7, V_8
4	180-240	V_4, V_5, V_7, V_8
5	240-300	V_5, V_6, V_7, V_8
6	300-360	V_6, V_1, V_7, V_8

Сект.	Град.	Период ШИМ								Период ШИМ								Сект.	Град.																																																										
		Время	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	Вектор	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$																																																												
1	0 - 60	Время	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	Вектор	V_8	V_1	V_2	V_7	V_4	V_5	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С	4	180- 240	Время	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	Вектор	V_8	V_4	V_5	V_7	V_4	V_5	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С	5	240- 300																												
																																																		Вектор	V_8	V_1	V_2	V_7	V_4	V_5	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С	Вектор	V_8	V_4	V_5	V_7	V_4	V_5	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С
2	60 - 120	Время	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	Вектор	V_8	V_3	V_2	V_7	V_4	V_5	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С	6	300- 360	Время	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	Вектор	V_8	V_1	V_6	V_7	V_6	V_1	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С																														
																																																Вектор	V_8	V_3	V_2	V_7	V_4	V_5	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С	Вектор	V_8	V_1	V_6	V_7	V_6	V_1	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С		
																																																																												А	В
3	120- 180	Время	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	Вектор	V_8	V_3	V_4	V_7	V_4	V_5	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С	6	300- 360	Время	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{61}}{2}$	$\frac{T_{62}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	Вектор	V_8	V_1	V_6	V_7	V_6	V_1	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С																														
																																																Вектор	V_8	V_3	V_4	V_7	V_4	V_5	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С	Вектор	V_8	V_1	V_6	V_7	V_6	V_1	V_6	V_3	V_8	Фазы	А	В	С		
																																																																												А	В

Рис. 3.12 - Алгоритм включения базовых векторов

С помощью вышеописанного алгоритма была написана программа на языке MATLAB и интегрирована в модель управления частотным преобразователем.

Модель состоит из источника питания, задающие напряжение статора в неподвижной системе координат; генератора пилообразных импульсов (рис. 3.13); блока алгоритма ПВМ (рис. 3.14)

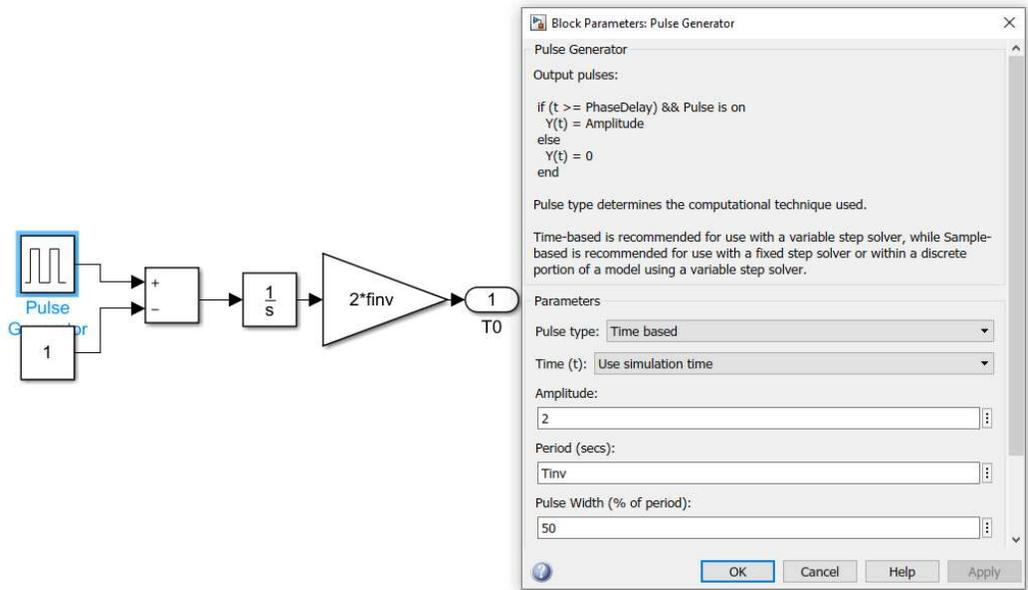


Рис. 3.13. Генератор несущего сигнала и его параметры

где $T_z = \frac{1}{f_z}$ - период ШИМ, определяемый, как обратная величина частоты ШИМ. f_z - частота ШИМ.

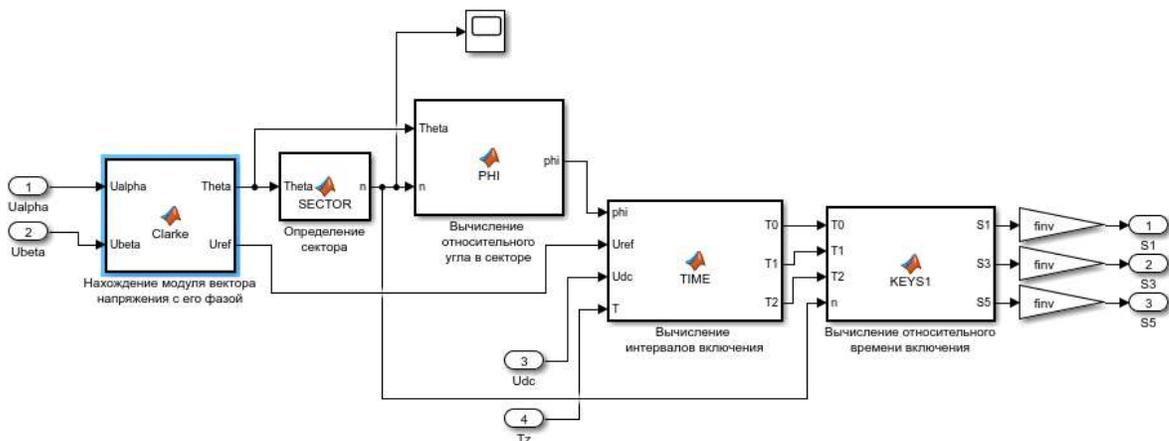


Рис.3.14. Содержимое блока алгоритма ПВМ

В результате симуляции получились следующие осциллограммы для каждого блока (рис. 3.15-3.17).

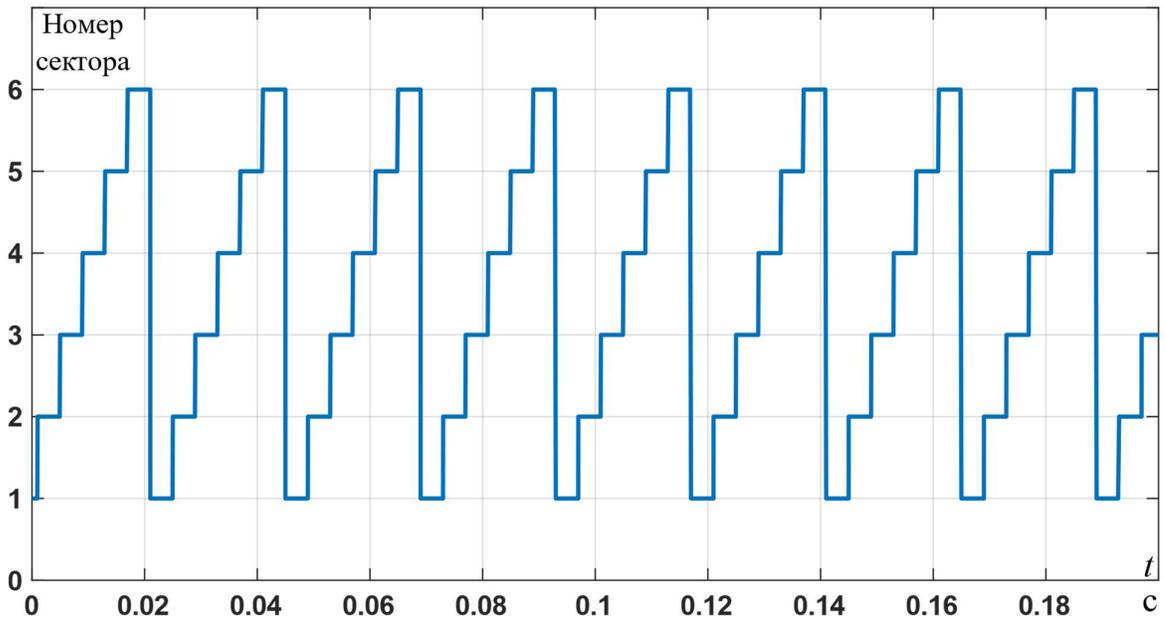


Рис.3.15 – Динамика изменения номера сектора положения опорного вектора напряжения

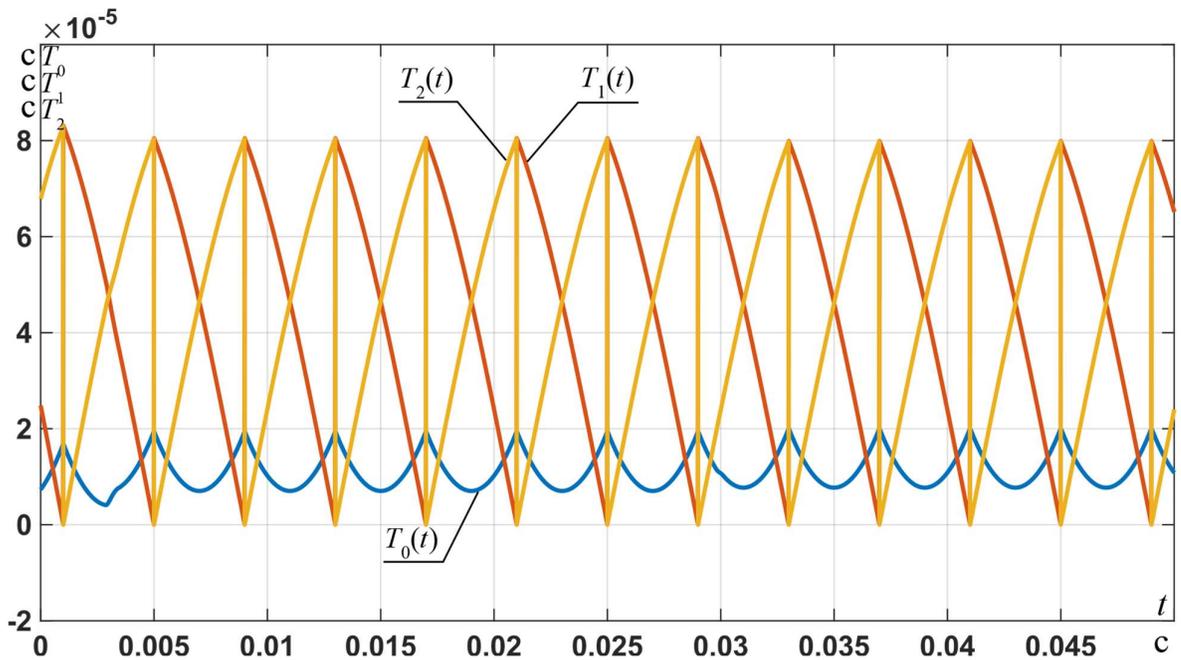


Рис. 3.16 – Динамика изменения относительных интервалов включения

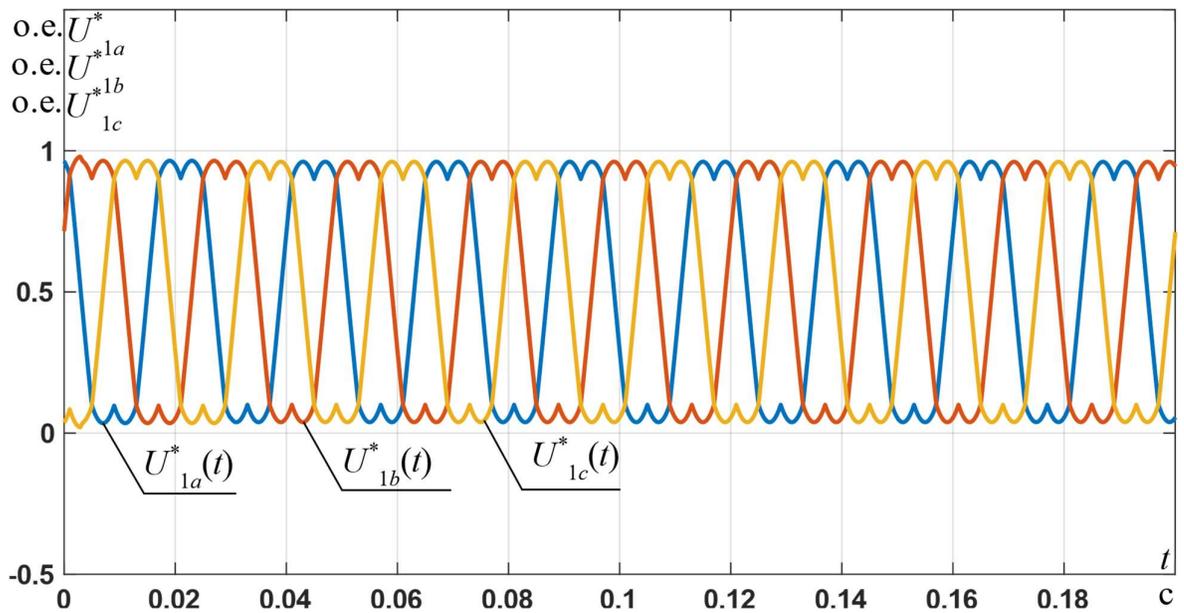


Рис. 3.17 – Форма полученных модулирующих сигналов

Формирование импульсов управления ключей инвертора осуществляется нуль органом (НО). Получение импульсов представлено на рисунке 3.18.

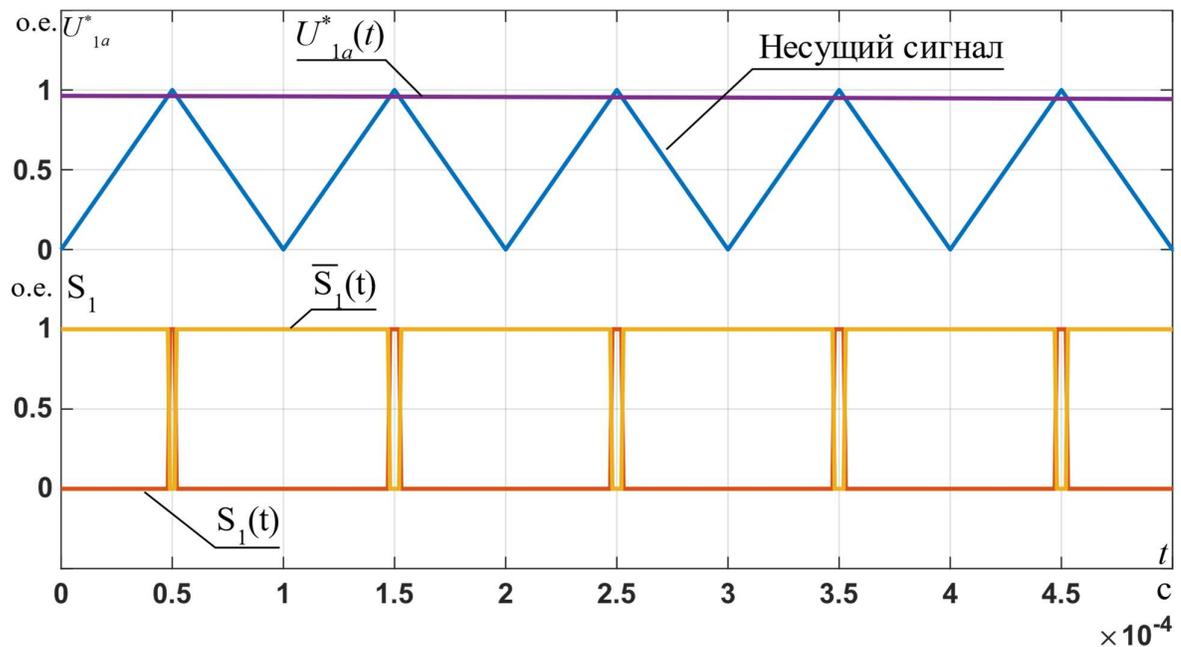


Рис. 3.18 - Формирование импульсов управления S_1 и \bar{S}_1 для первой стойки

АИН

Полученные управляющие импульсы подаются на затворы транзисторов (идеальных ключей). В результате получается модулированное выходное напряжение, представленное на рисунке 3.20.

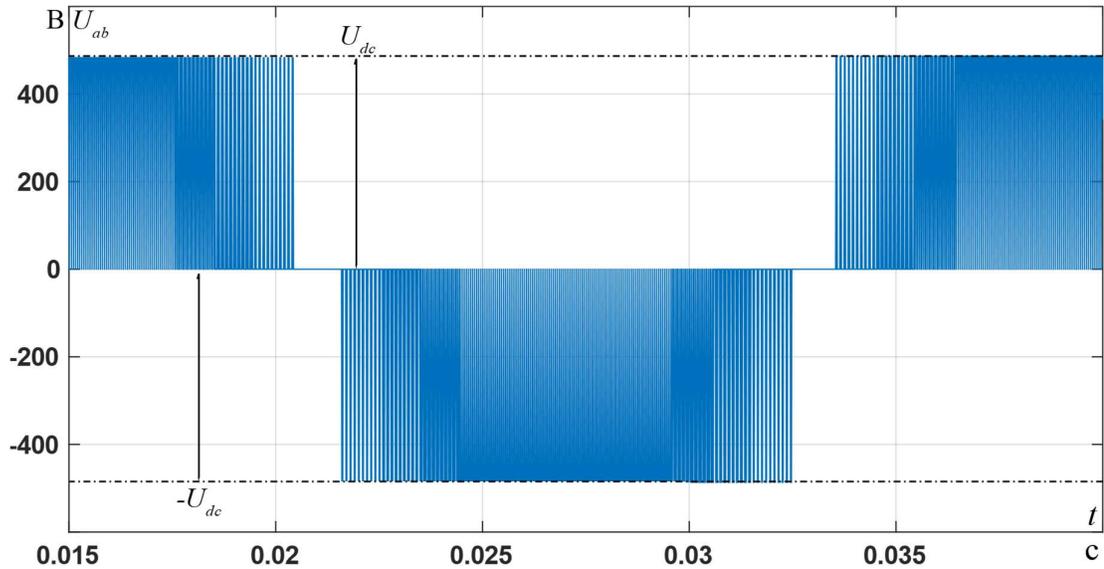


Рис. 3.20 - Выходное линейное напряжение АИН

3.2.2 Анализ адекватности модели асинхронного двигателя

С помощью описанных алгоритмов ШИМ и модели (рис. 3.4) было произведено ряд моделирований на тех же частотах, что и эксперимент. В результате получены переходные процессы скорости и фазного тока (рис.3.21-3.30).

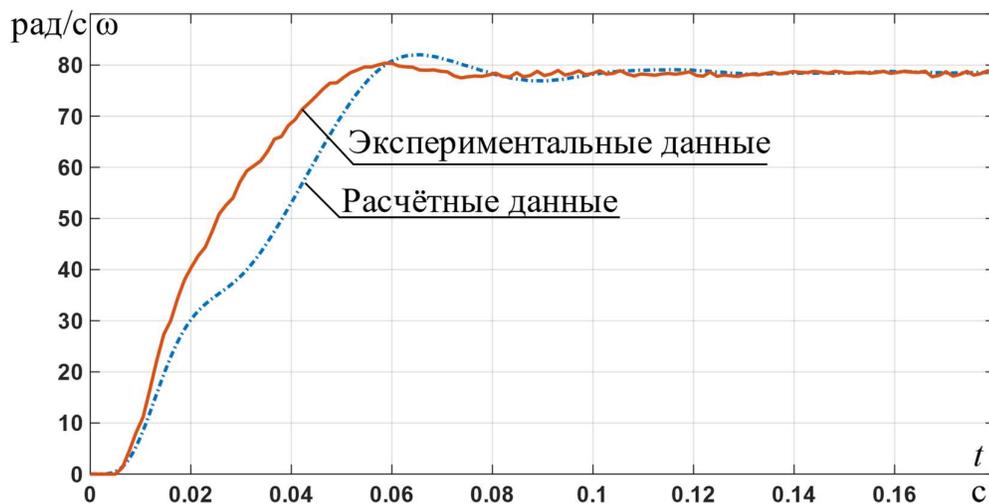


Рисунок 3.21 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{зад} = f_n$

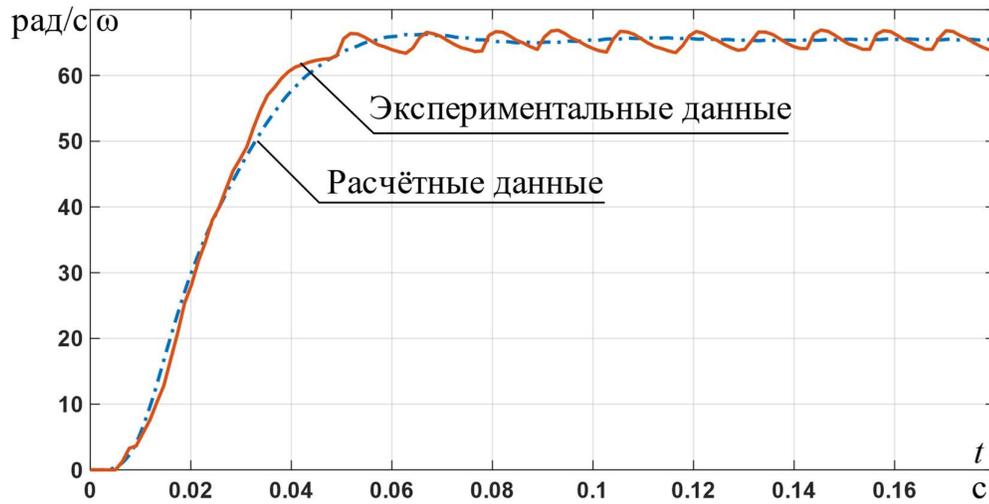


Рисунок 3.22 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_n$

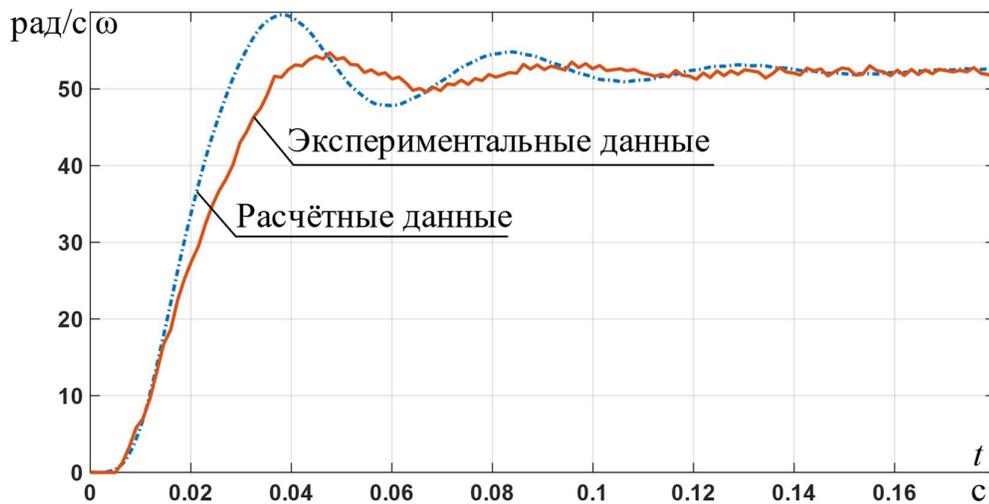


Рисунок 3.23 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_n$

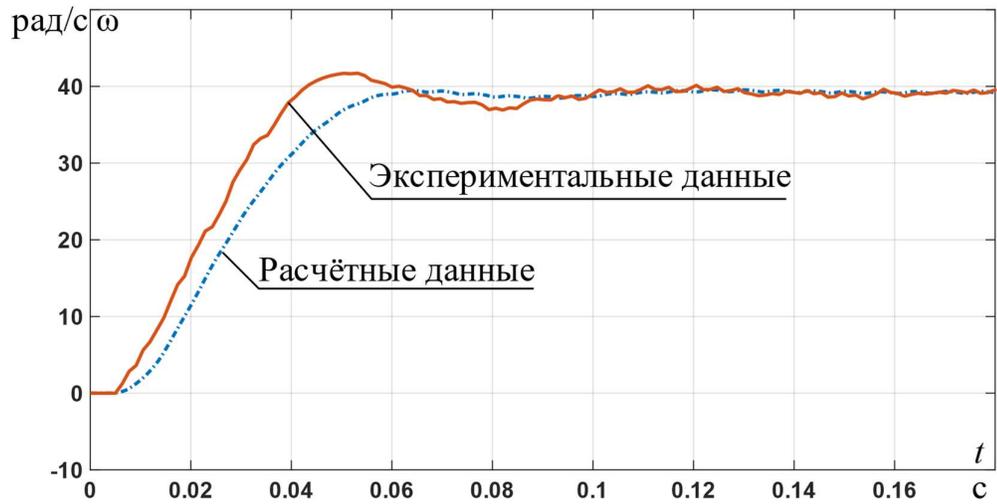


Рисунок 3.24 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_n$

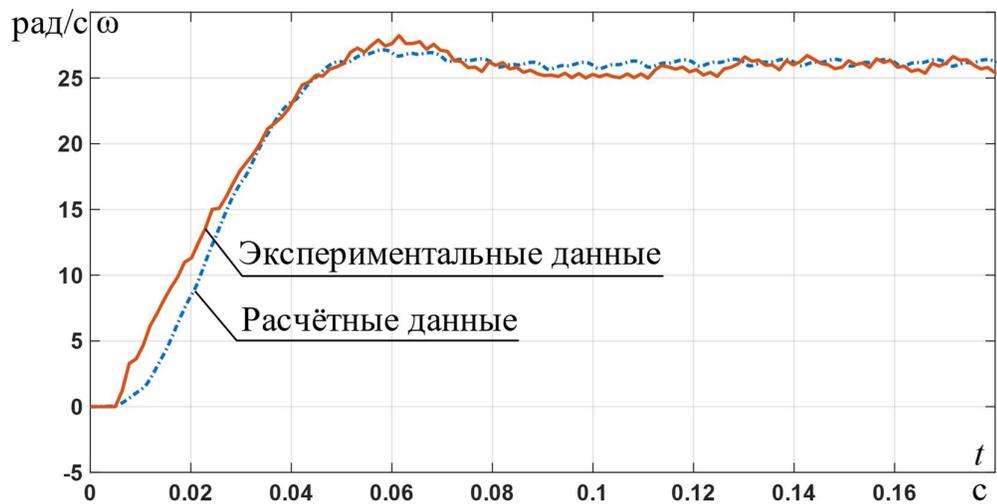


Рисунок 3.25 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_n$

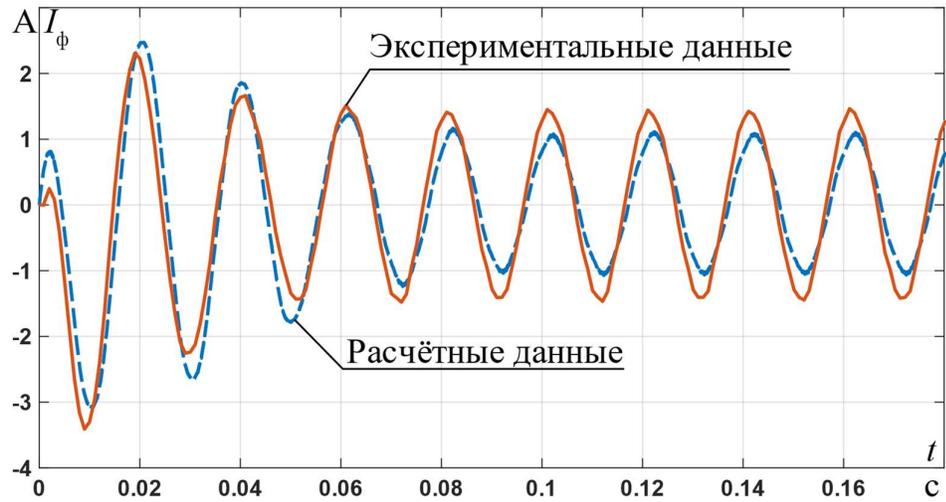


Рисунок 3.26 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$

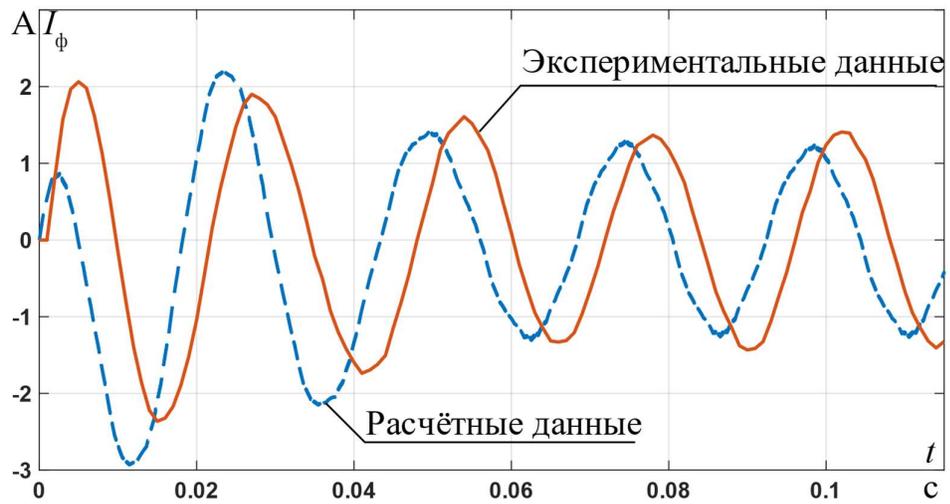


Рисунок 3.27 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$

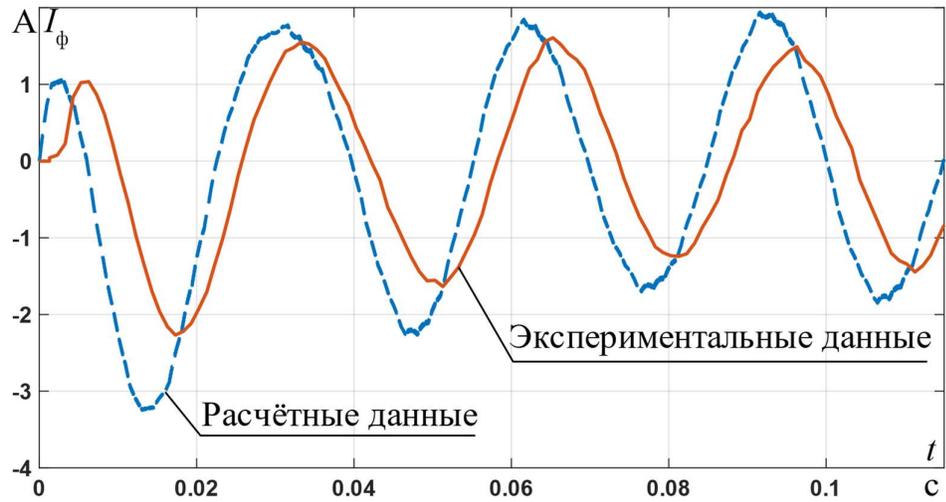


Рисунок 3.28 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_n$

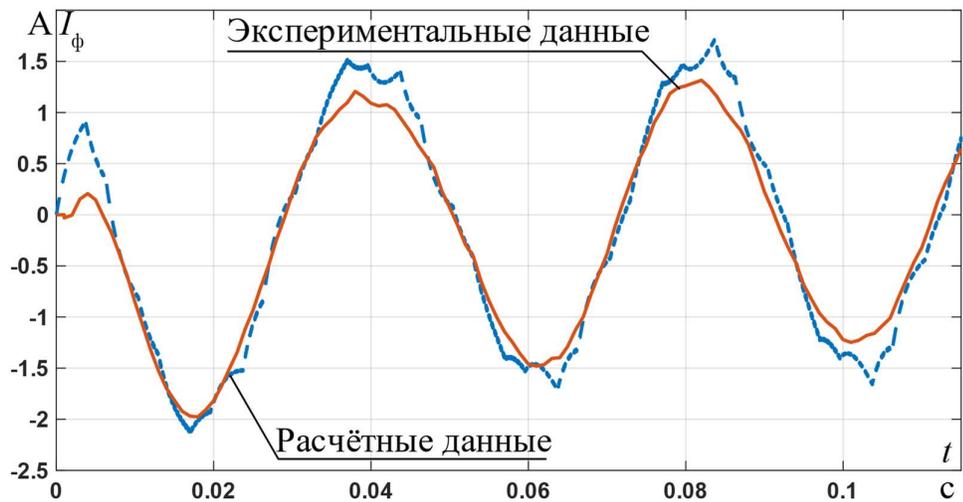


Рисунок 3.29 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_n$

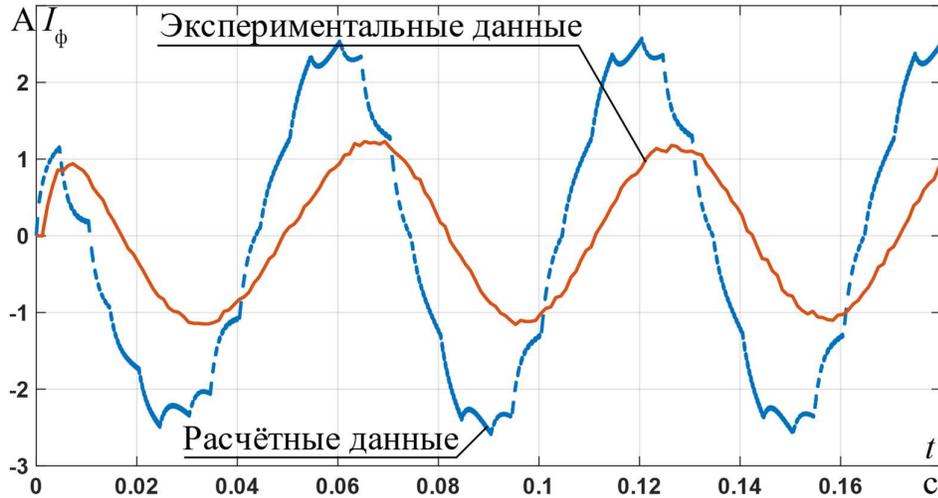


Рисунок 3.30 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_{\text{н}}$

Значение ошибок вычислялось как среднее арифметическое от поэлементного относительного рассогласования экспериментального и модельного массива данных скорости и модуля обобщенного вектора тока статора (3.25,3.26):

$$e_{\omega} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left| \frac{\omega_{j_{\text{эксп}}} - \omega_{j_{\text{модель}}}}{\omega_{j_{\text{эксп}}}} \right| \cdot 100\%, \quad (3.25)$$

$$e_i = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left| \frac{I_{i_{\text{эксп}}} - I_{i_{\text{модель}}}}{I_{i_{\text{эксп}}}} \right| \cdot 100\%, \quad (3.26)$$

где N – длина массива скорости; M – длина массива тока;

$I_{i_{\text{эксп}}} = \sqrt{i_{a_{i_{\text{эксп}}}}^2 + i_{b_{i_{\text{эксп}}}}^2 + i_{c_{i_{\text{эксп}}}}^2}$; $i_{a_{i_{\text{эксп}}}}, i_{b_{i_{\text{эксп}}}}, i_{c_{i_{\text{эксп}}}}$ мгновенные значения токов,

полученных с экспериментального стенда; $I_{i_{\text{модель}}} = \sqrt{i_{a_{i_{\text{модель}}}}^2 + i_{b_{i_{\text{модель}}}}^2 + i_{c_{i_{\text{модель}}}}^2}$;

$i_{a_{i_{\text{модель}}}}, i_{b_{i_{\text{модель}}}}, i_{c_{i_{\text{модель}}}}$ мгновенные значения токов, полученные в процессе

моделирования системы. Результаты вычисления ошибки представлены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 – Рассогласование между моделью и экспериментом

Значение частоты питающего напряжения	Режим работы	Ошибка моделирования %	
		Для I	Для ω
f_n	Пуск	12,91	26,85
	Уст. режим	29,65	1,15
$\frac{5}{6} \cdot f_n$	Пуск	15,12	9,27
	Уст. режим	14,26	1,49
$\frac{2}{3} \cdot f_n$	Пуск	113,3	20,03
	Уст. режим	47,09	2,10
$\frac{1}{2} \cdot f_n$	Пуск	58,24	29,61
	Уст. режим	38,85	1,15
$\frac{1}{3} \cdot f_n$	Пуск	100,6	17,35
	Уст. режим	117,8	1,64

Как можно заметить в большинстве режимов работа модели неадекватна. Следовательно, необходимо ввести некоторую коррекцию, которая минимизировала бы рассогласования.

3.2.3 Введение коррекции в имитационную модель асинхронного двигателя

В данной работе предлагается ввести учет инерционных процессов, возникающих в магнитной системе АД с целью большего совпадения модели и эксперимента. Этого можно добиться, введя некий коэффициент $K_x(f)$, который корректировал реактивные сопротивления цепи в зависимости от частоты питающего напряжения. Это необходимо для учета изменения магнитной проводимости материала от частоты [38,39]. Так например $L_m = K_x \cdot L_{m0}$ - полная индуктивность контура намагничивания; L_{m0} - расчетное значение полной индуктивности контура намагничивания статора по паспортным данным; $L_{2\sigma} = K_x \cdot L_{2\sigma0}$ - полная индуктивность обмотки ротора; $L_{2\sigma0}$ - расчетное значение полной индуктивности обмотки ротора статора по паспортным данным; $L_{1\sigma} = K_x \cdot L_{1\sigma0}$ - полная индуктивность обмотки статора;

$L_{\sigma 0}$ - расчетное значение полной индуктивности обмотки статора по паспортным данным. В конечном счете структурная схема имитационной модели немного видоизменится (рис. 3.31).

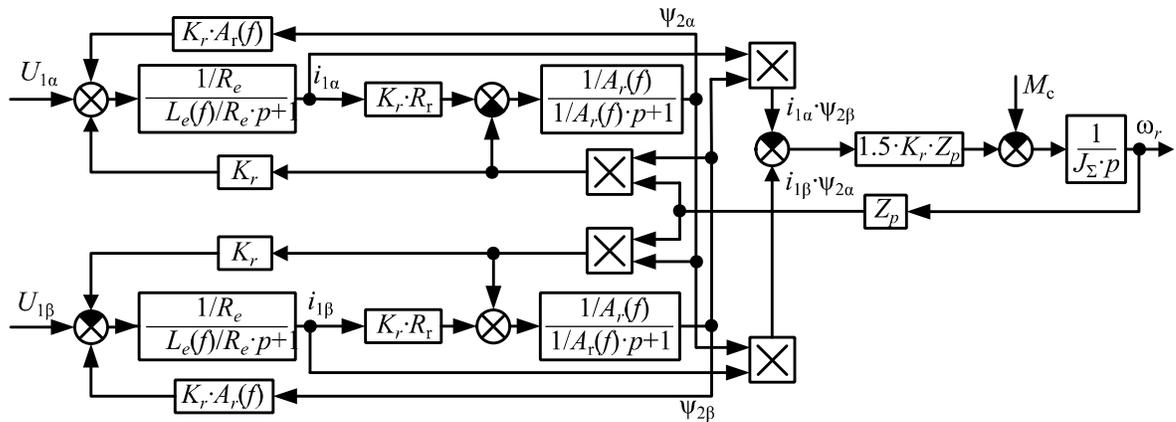


Рисунок 3.31 – Структурная схема имитационной модели АД в неподвижной системе координат с учетом коррекции

Моделирование производилось на тех же частотах, на каких производился эксперимент. В результате получены переходные процессы скорости и фазного тока (рис.3.32-3.41).

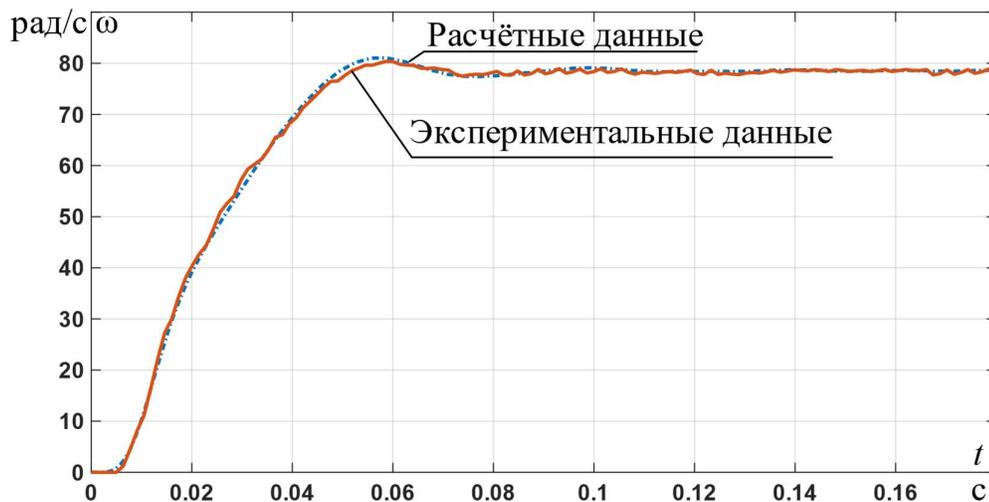


Рисунок 3.32 – Переходные процессы угловой скорости с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$$

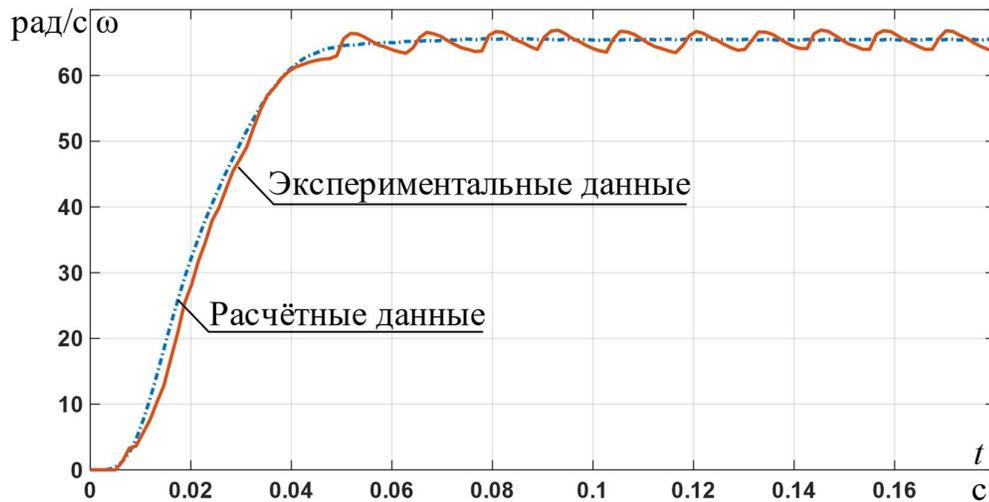


Рисунок 3.33 – Переходные процессы угловой скорости с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$$

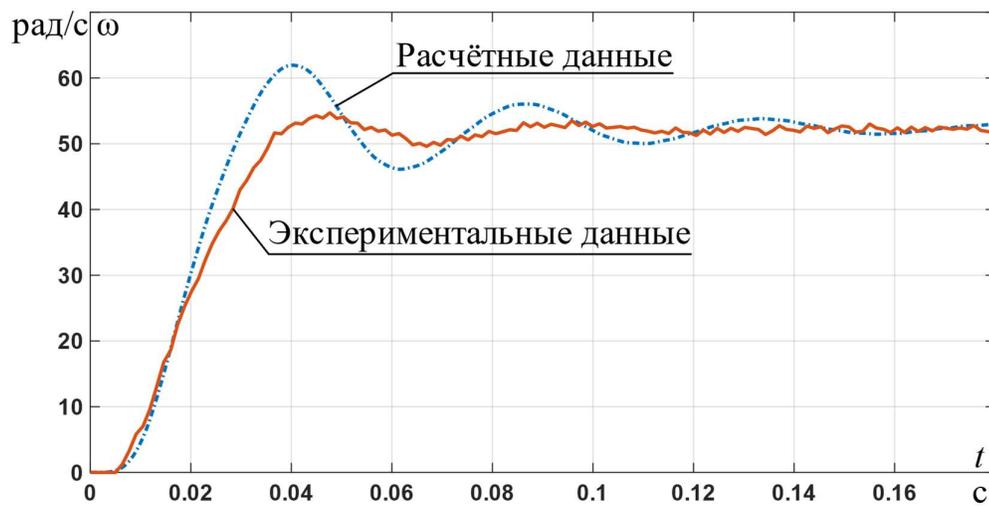


Рисунок 3.34 – Переходные процессы угловой скорости с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$$

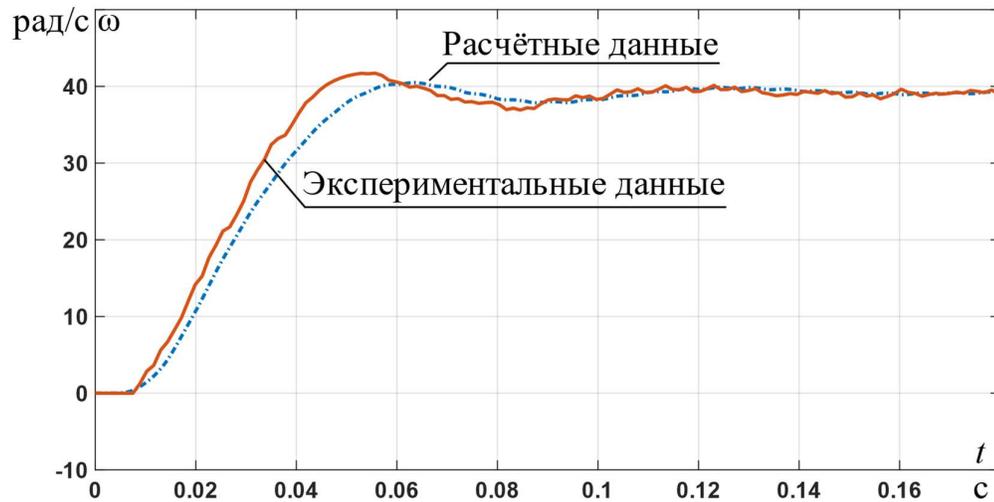


Рисунок 3.35 – Переходные процессы угловой скорости с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$$

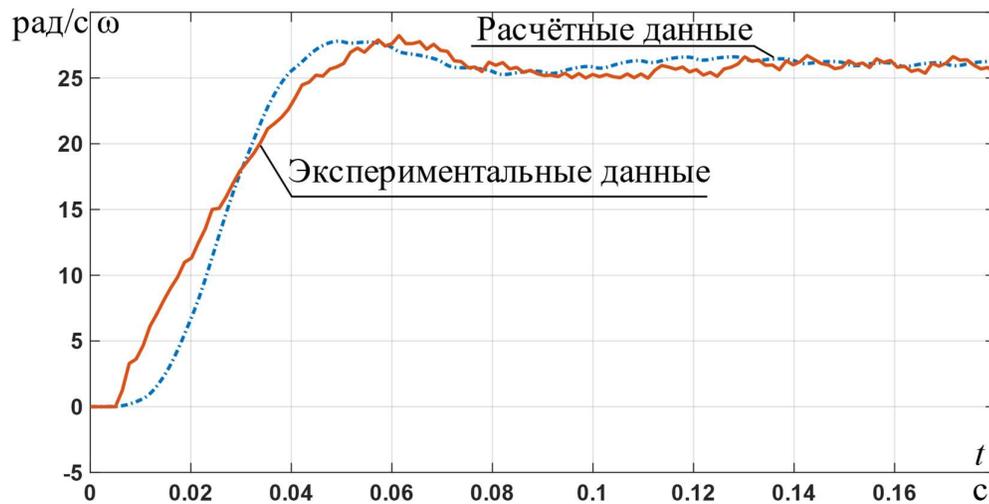


Рисунок 3.36 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_{\text{н}}$

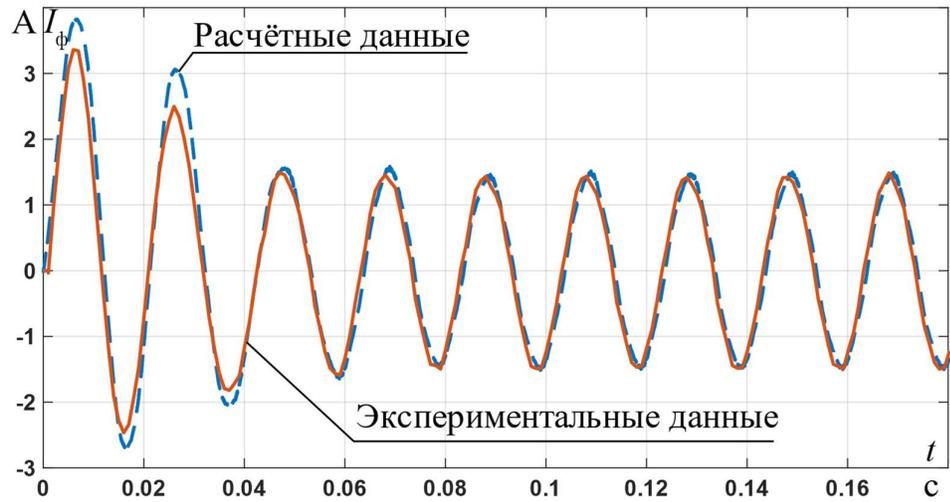


Рисунок 3.37 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$$

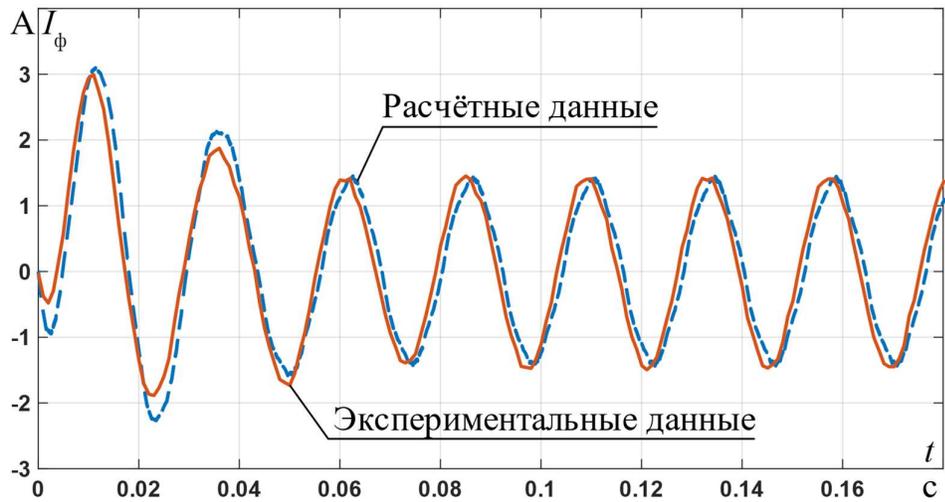


Рисунок 3.38 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$$

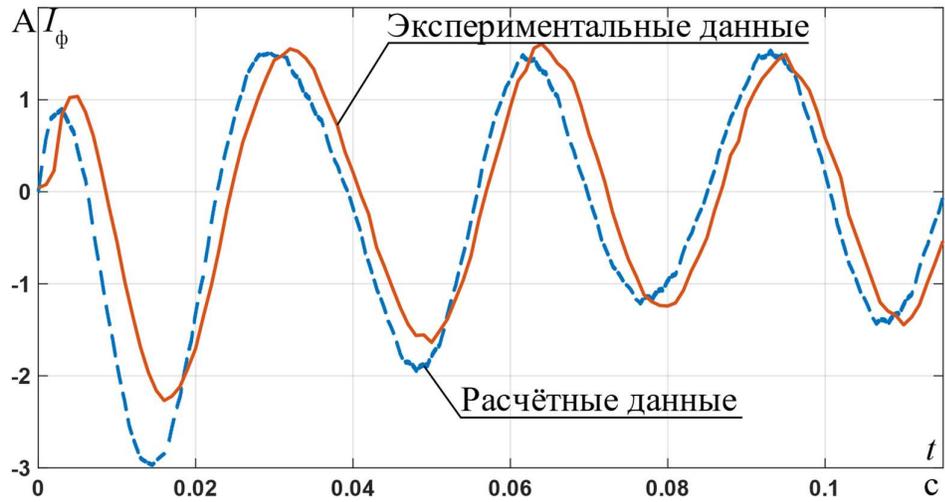


Рисунок 3.39 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$$

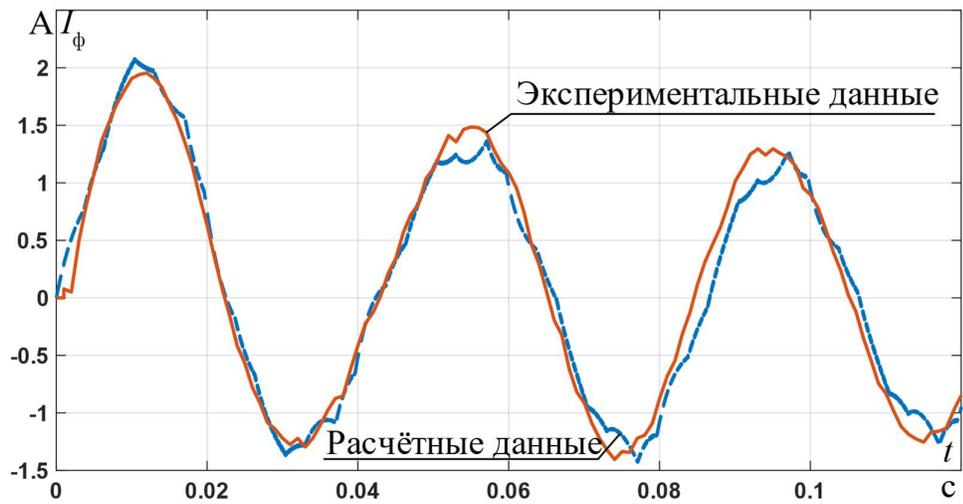


Рисунок 3.40 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$$

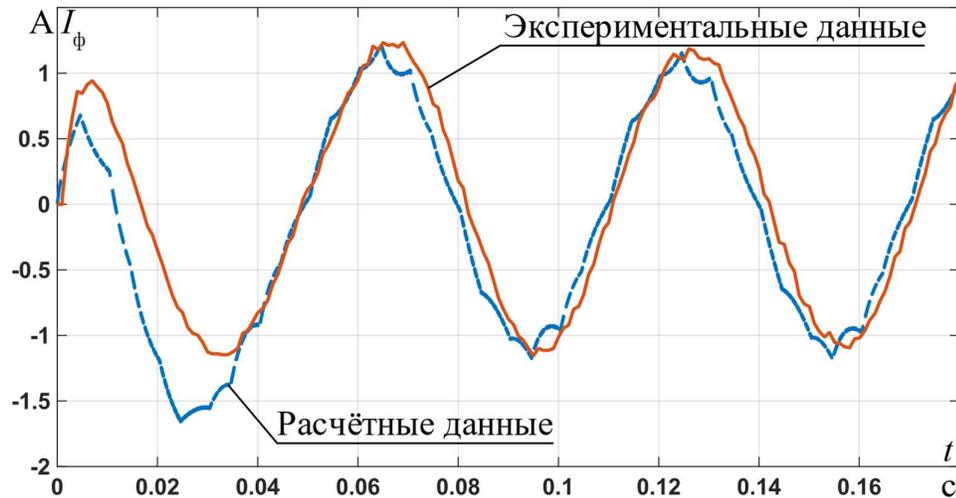


Рисунок 3.41 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_{\text{н}}$$

В ходе минимизации вышеописанных ошибок, были получены значения $K_x(f)$ для всех частот из исследуемого набора. В свою очередь для получения непрерывной зависимости предлагается полученные узлы интерполировать многочленом Лагранжа, достоинства и применимость которого рассмотрена в статье [40,41]. Графическая интерпретация $K_x(f)$ представлена на рисунке 3.42.

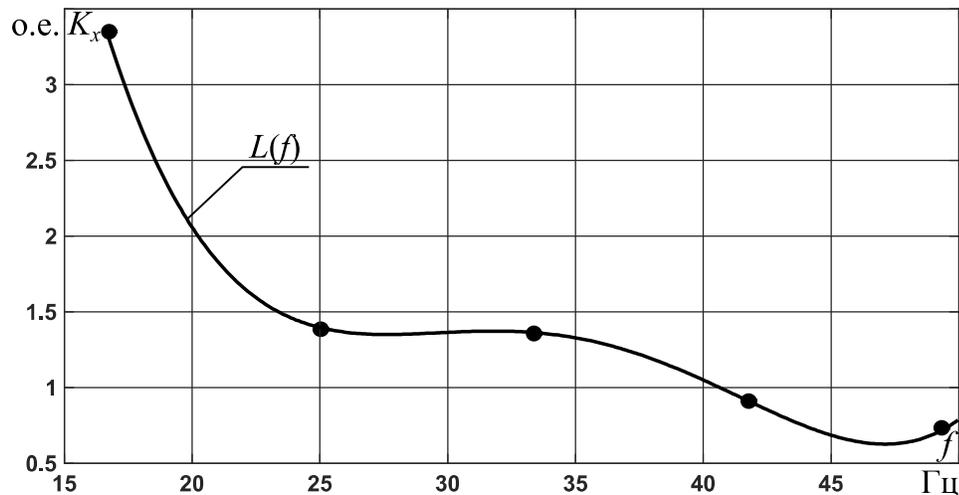


Рисунок 3.42 - Корректирующий интерполянт реактивных сопротивлений электромагнитной системы АД

Величины ошибок при использовании $K_x(f)$ сведены в таблицу 3.5.

Таблица 3.5 – Полученное рассогласование с учетом коррекции

Значение частоты питающего напряжения	Режим работы	Ошибка моделирования %	
		Для I	Для ω
f_n	Пуск	19,78	5,17
	Уст. режим	3,75	0,43
$\frac{5}{6} \cdot f_n$	Пуск	18,35	12,63
	Уст. режим	4,16	1,44
$\frac{2}{3} \cdot f_n$	Пуск	23,46	19,48
	Уст. режим	9,72	2,88
$\frac{1}{2} \cdot f_n$	Пуск	15,79	20,49
	Уст. режим	8,57	0,81
$\frac{1}{3} \cdot f_n$	Пуск	21,78	24,46
	Уст. режим	6,35	1,61

В процессе исследований установлено то, что предложенная коррекция индуктивностей схемы замещения АД позволяет существенно снизить величину расхождения между моделью и экспериментальными данными в различных режимах работы двигателя. В большей мере это проявляется на частотах питающего напряжения в окрестности половины от номинальной. Так, например, для $\frac{1}{2} \cdot f_n$ токовая и частотная ошибка в момент пуска снизилась в 3,69 и 1,45 раз; в установившемся режиме – в 4,53 и 1,42 раза соответственно.

3.3 Реализация и исследование адаптивного наблюдателя Люенбергера

Из-за конструктивной особенности насосного агрегата установка датчика скорости либо положения невозможна. Поэтому вектор состояния объекта имеет в своем составе неизмеряемую компоненту – угловую скорость вращения вала двигателя. Для установления правильности работы установки

(норма/не норма) и, в частности, двигателя в таких случаях предлагается использовать наблюдатель состояния объекта, который позволит с помощью измеряемых компонент вычислить неизмеряемые и применить их в дальнейшем для формирования стратегии управления электроприводом. В качестве опорного алгоритма будет использоваться наблюдатель Люенбергера, основанного на электромагнитных уравнениях АД, ввиду простоты его реализации, по сравнению с фильтром Калмана [42, 47].

Внутренние процессы АД могут быть описаны ранее полученной системой ДУ (3.17). Запишем ее в векторно-матричной форме [24]:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}, \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X}. \end{cases} \quad (3.27)$$

где $\mathbf{X} = [i_{1\alpha} \quad i_{1\beta} \quad \psi_{2\alpha} \quad \psi_{2\beta}]^T$ – вектор состояния объекта; $\mathbf{Y} = [i_{1\alpha} \quad i_{1\beta}]^T$ – вектор измеряемых величин; $\mathbf{U} = [U_{1\alpha} \quad U_{1\beta}]^T$ – вектор управляющих воздействий;

$\mathbf{C} = [\mathbf{E} \quad \mathbf{0}]$ – матрица выхода; $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – единичная матрица;

$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{L_e(f)} \cdot \mathbf{E} & \frac{A_r(f) \cdot K_r}{L_e(f)} \cdot \mathbf{E} - \frac{Z_p \cdot K_r \cdot \omega_r}{L_e(f)} \cdot \mathbf{D} \\ K_r \cdot R_2 \cdot \mathbf{E} & -A_r(f) \cdot \mathbf{E} + Z_p \cdot \omega_r \cdot \mathbf{D} \end{bmatrix}$ – матрица собственной динамики

объекта; $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – матрица оператора поворота на 90 градусов; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} \cdot \mathbf{E} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$

– матрица управления;

Уравнения настраиваемой модели выглядят следующим образом [47]:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\mathbf{X}}}{dt} = \hat{\mathbf{A}} \cdot \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} + \hat{\mathbf{L}} \cdot (\hat{\mathbf{Y}} - \mathbf{Y}), \\ \hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{X}}. \end{cases} \quad (3.28)$$

где $\hat{\mathbf{X}} = [\hat{i}_{1\alpha} \quad \hat{i}_{1\beta} \quad \hat{\psi}_{2\alpha} \quad \hat{\psi}_{2\beta}]^T$ – оценка вектора состояния; $\hat{\mathbf{Y}} = [\hat{i}_{1\alpha} \quad \hat{i}_{1\beta}]^T$ – оценка вектора измеряемых величин;

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{L_e(f)} \cdot \mathbf{E} & \frac{A_r(f) \cdot K_r}{L_e(f)} \cdot \mathbf{E} - \frac{Z_p \cdot K_r \cdot \hat{\omega}_r}{L_e(f)} \cdot \mathbf{D} \\ K_r \cdot R_2 \cdot \mathbf{E} & -A_r(f) \cdot \mathbf{E} + Z_p \cdot \hat{\omega}_r \cdot \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad - \text{ перенастраиваемая матрица}$$

собственной динамики.

Для обеспечения глобальной устойчивости алгоритма адаптации, при выполнении отрицательной определенности производной функции Ляпунова, существует аналитически синтезированный закон адаптации (3.29) [48,49]:

$$\omega_r = \frac{1}{Z_p} \cdot \left\{ K_i \cdot \int (\hat{\mathbf{Y}} - \mathbf{Y})^T \cdot \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_2 dt + K_p \cdot \int (\hat{\mathbf{Y}} - \mathbf{Y})^T \cdot \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_2 \right\}. \quad (3.29)$$

где $\hat{\Psi}_2 = [\hat{\Psi}_{1\alpha} \quad \hat{\Psi}_{1\beta}]^T$ – оценка вектора потокосцепления; K_i, K_p – интегральный и пропорциональный коэффициент адаптации

Явный вид стабилизирующей добавки (3.30) [48]:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -\omega_r \cdot Z_p \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{L_2(f)}{L_c(f)} \cdot \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

На основе вышенаписанных уравнений была реализована модель наблюдателя в пакете MATLAB Simulink в дискретной форме (3.31).

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_{k+1} = (\hat{\mathbf{A}} + \mathbf{E}) \cdot \hat{\mathbf{X}}_k + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_k + \hat{\mathbf{L}}_k \cdot (\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k), \\ \hat{\mathbf{Y}}_k = \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{X}}_k. \end{cases} \quad (3.31)$$

где k – номер шага расчета. Также закон адаптации был тоже преобразован в дискретную форму (3.32).

$$\omega_{r,k+1} = \omega_{r,k} + \frac{1}{Z_p} \cdot \left\{ K_i \cdot (\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k)^T \cdot \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_{2k} + K_p \cdot \left[(\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k)^T \cdot \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_{2k} - (\hat{\mathbf{Y}}_{k-1} - \mathbf{Y}_{k-1})^T \cdot \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_{2k-1} \right] \right\}. \quad (3.29)$$

С помощью разностных схем, реализованных в S-function на языке Си, получено множество кривых переходных процессов оценки угловой частоты вращений. Одна из таких представлена на рисунке 3.43, полученный при произвольных параметрах закона адаптации 3.29.

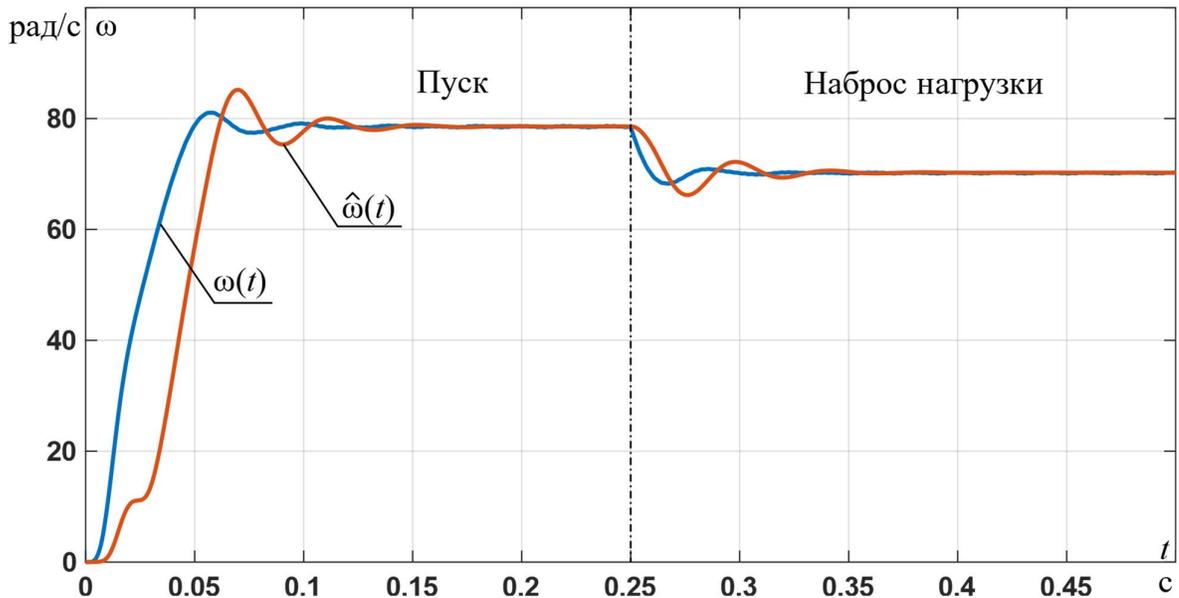


Рисунок 3.43 – Переходный процесс угловой скорости вращения и ее оценки

Для оценки работоспособности алгоритма при параметрических возмущениях было произведено исследование корректности его оценки при варьировании величины параметров схемы замещения объекта управления в пределах $\pm 10\%$, значение которых лежит в основе уравнений, описывающих процесс вычисления вектора состояния. Ошибка оценки вычислялась с помощью выражения (3.30) [50].

$$e_{\omega} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \frac{|\hat{\omega}_j - \omega_j|}{\omega_j} \cdot 100\%, \quad (3.30)$$

где N – длина массива скорости и ее оценки; $\omega_j, \hat{\omega}_j$ – поточечные значения скорости и ее оценки.

В результате получены поверхности $e_{\omega}(K_p, K_i)$, которые представлены на рисунках 3.44 -3.53.

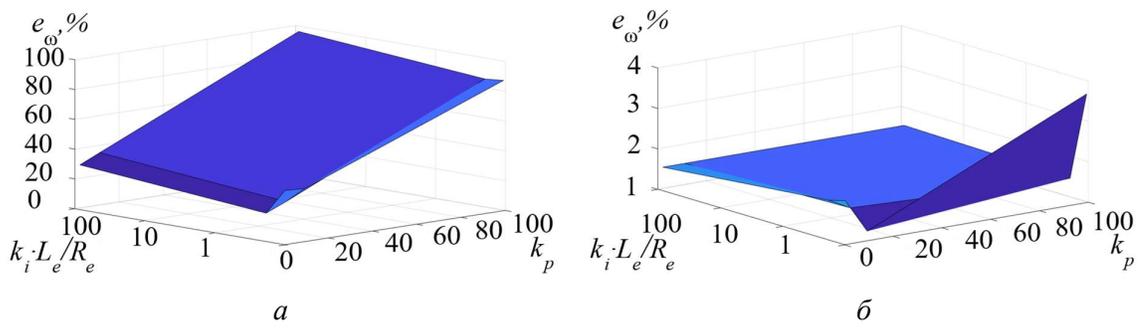


Рисунок 3.44 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{зад} = f_n$ в динамике (а); в статике (б)

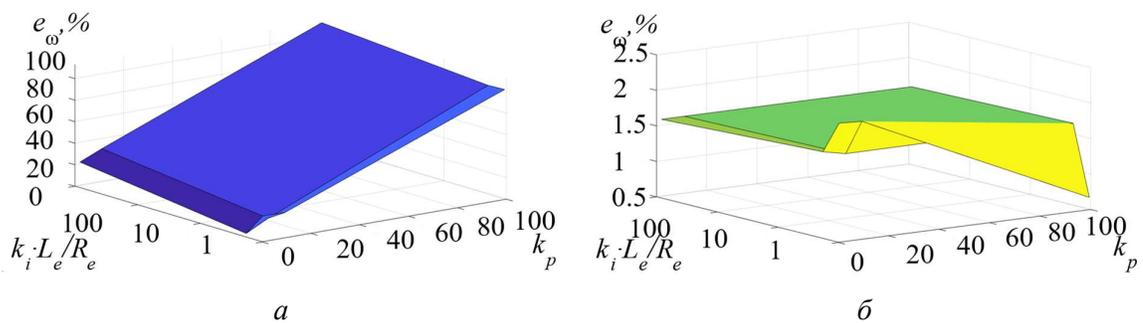


Рисунок 3.45 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{зад} = f_n$ в динамике (а); в статике (б)

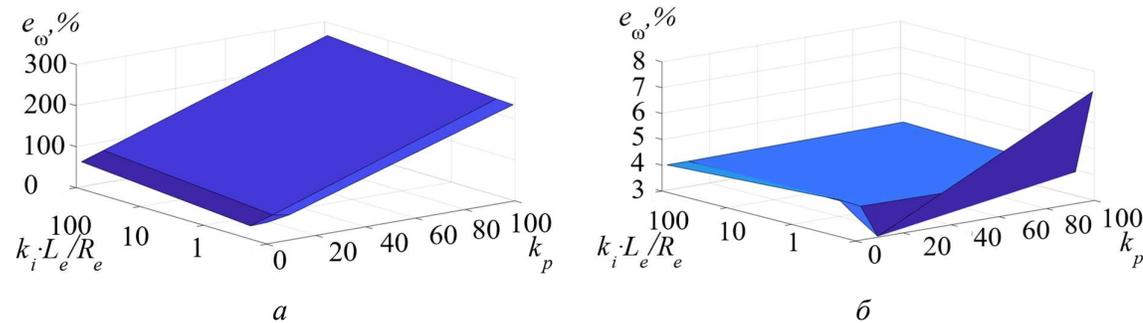
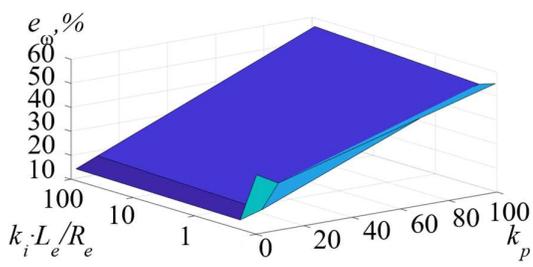
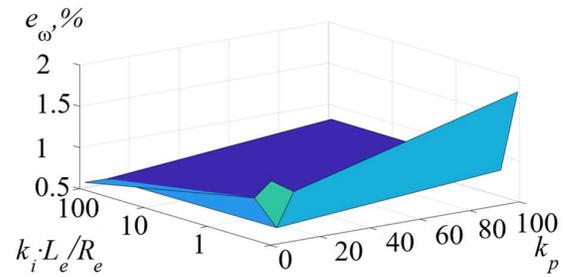


Рисунок 3.46 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{зад} = 5/6 \cdot f_n$ в динамике (а); в статике (б)



a

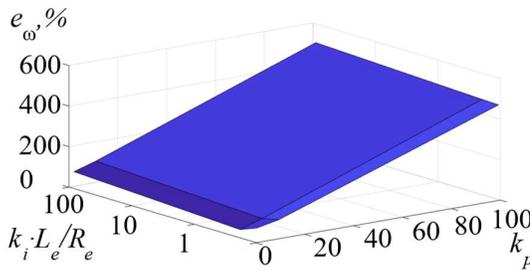


б

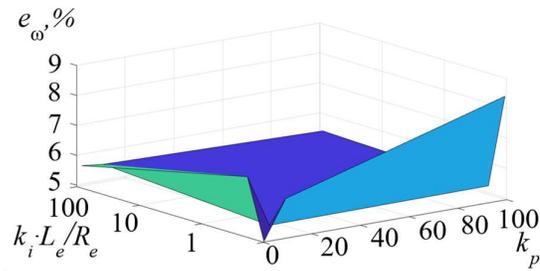
Рисунок 3.47 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на

10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 5/6 \cdot f_n$ в динамике (*a*); в

статике (*б*)



a

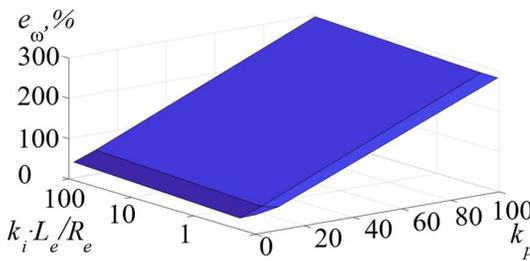


б

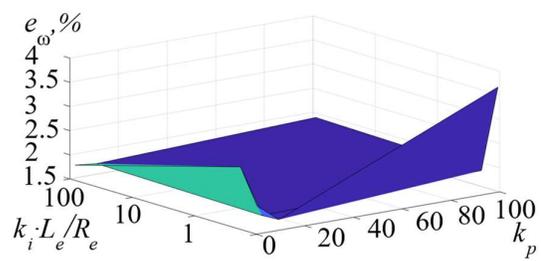
Рисунок 3.48 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на

10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 2/3 \cdot f_n$ в динамике (*a*); в

статике (*б*)



a

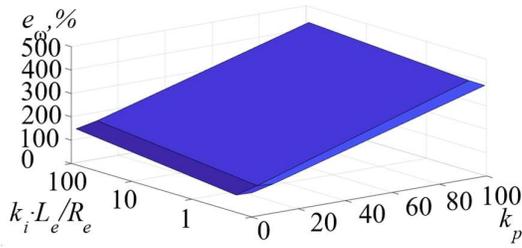


б

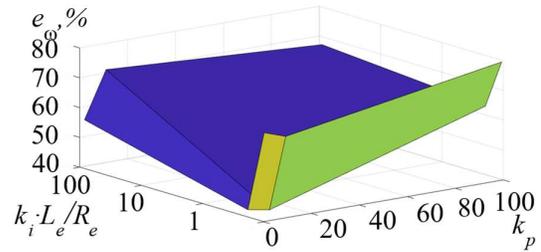
Рисунок 3.49 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на

10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 2/3 \cdot f_n$ в динамике (*a*); в

статике (*б*)



а

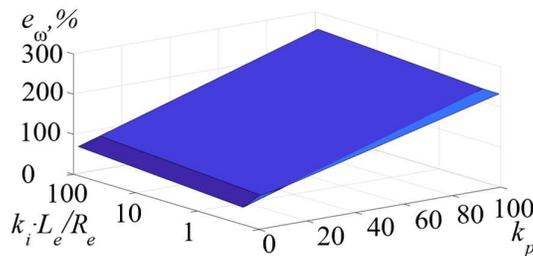


б

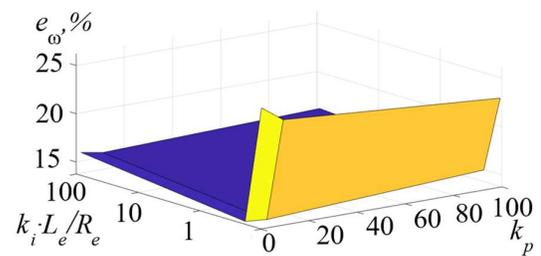
Рисунок 3.50 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на

10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 1/2 \cdot f_n$ в динамике (а); в

статике (б)



а

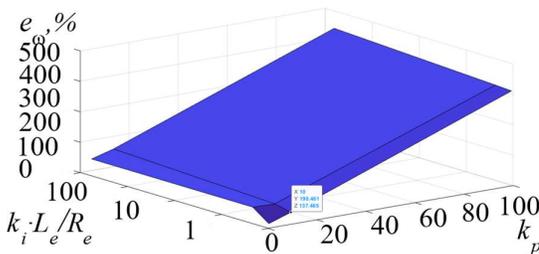


б

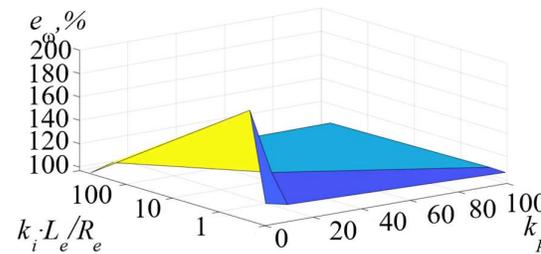
Рисунок 3.51 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на

10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 1/2 \cdot f_n$ в динамике (а); в

статике (б)



а



б

Рисунок 3.52 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на

10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 1/3 \cdot f_n$ в динамике (а); в

статике (б)

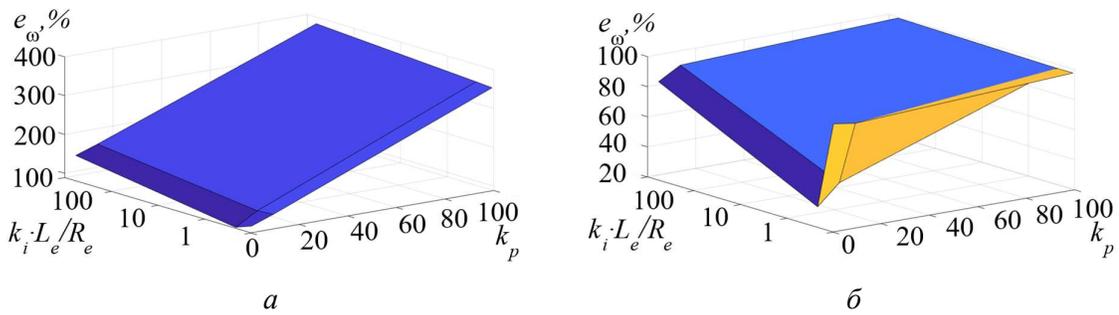


Рисунок 3.53 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 1/3 \cdot f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

Исходя из результатов, можно сделать вывод о том, что чем ближе частота питающего напряжения к номинальной, тем лучше оценка в статике и динамике. Безусловно, отклонения параметров схемы замещения внесли свои коррективы, так как их действительное определение весьма затруднительно. Хорошее качество оценки можно увидеть в режимах $f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$, $f_{\text{зад}} = 5/6 \cdot f_{\text{н}}$, $f_{\text{зад}} = 2/3 \cdot f_{\text{н}}$, где в статике ошибка оценки не превышает 8%. При удачной настройке параметров закона адаптации в динамике ошибка не превышает 20% для этих частот. Более того, исходя из полученных поверхностей ошибок, возможно найти локальный минимум, который как правило находится в окрестности наименьших значений пропорциональной части регулятора. При снижении частоты, вплоть до $f_{\text{зад}} = 1/3 \cdot f_{\text{н}}$ наблюдается увеличение ошибки оценки, которая местами может превышать 100%. Закономерно то, что чем больше интегральная и пропорциональная часть регулятора, тем больше становится ошибка в динамике. Также, стоит отметить то, что полученные поверхности в большинстве своем не обладают свойством монотонности, что может усложнить построение рассматриваемого далее регулятора напряжения.

3.4 Выводы по главе

- Реализована математическая модель асинхронного двигателя в пакете Simulink под управлением векторной ШИМ. Параметры схемы

замещения получены по известной методике, опирающейся на паспортные данные двигателя. Показана неадекватная работа модели по сравнению с экспериментальными данными.

- Предложено введение нелинейной коррекции, на основе многочлена Лагранжа, учитывающей изменение проводимости магнитного материала от частоты. Значение узлов такой коррекции вычисляются с помощью экспертной оценки. Показано, что модернизированная модель в разы лучше сходится с экспериментом.

- Предложено использование наблюдателя состояния для вычисления угловой скорости двигателя, которая несет информативный характер о корректности работы установки.

- Синтезирован наблюдатель состояния в цифровой форме на S-function, опирающийся на перенастраиваемую математическую модель электромагнитных процессов АД. Показано, что при отклонениях расчётных параметров схемы замещения, в широких диапазонах значений пропорциональной и интегральной части закона адаптации, алгоритм ведёт себя устойчиво.

- Получены поверхности ошибок оценивания угловой скорости. Показано, что при увеличении коэффициентов адаптации ошибка вырастает настолько, что процедуру оценки нельзя назвать адекватной. Однако существуют локальные минимумы ошибок, на которые нужно настраиваться в ходе решения тех или иных задач управления. Причем, стоит отметить то, что наиболее адекватные оценки производились в области высоких частот питающего напряжения

4 СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ЭЛЕКТРОПРИВОДА

4.1 Имитационная модель источника энергии электропривода

Для воссоздания негативных факторов, описанных в первой главе и влияющих на работу исследуемого электропривода при питании от сети, была создана имитационная модель, учитывающая несовершенный гармонический состав промышленной сети. В отличие от изначальной модели, которая не имела одну из частей двухзвенного преобразователя частоты, в настоящей используется выпрямительный мост и трехфазный источник напряжения, гармонический состав которого, содержит в себе кратные гармоники от базовой для воссоздания частот второй и третьей группы в спектре токов. Сумма амплитуд дополнительных гармонических составляющих не превышает 10% от основной. Модель и ее составляющие представлены на рисунках 4.1, 4.2.

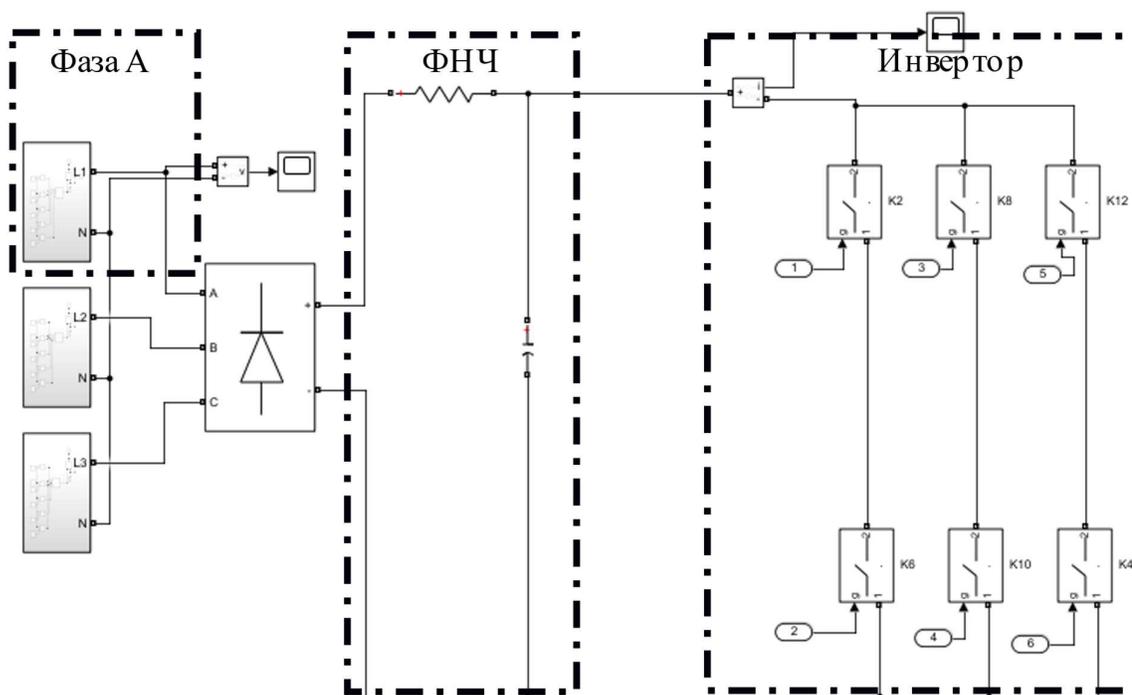


Рисунок 4.1 – Имитационная модель силовой части электропривода с учетом неидеальности питающего напряжения

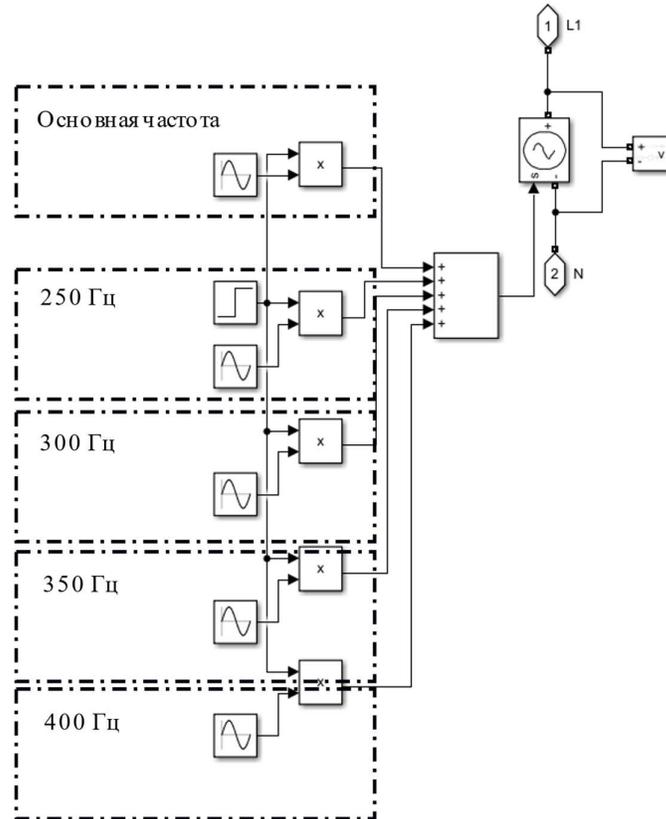


Рисунок 4.2 – Имитационная модель фазы А

Подобные нововведения в ранее созданную имитационную модель изменяют гармонический состав токов статора. Вместе с тем изменяя характер работы самого двигателя. Для оценки влияния таких изменений предлагается использовать коэффициент гармонических искажений (КГИ) по формуле 4.1 [25]:

$$\text{КГИ} = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^N I_j^2}}{I_1} \cdot 100\%. \quad (4.1)$$

где I_j – среднеквадратичное значение той или иной гармоники $j = \overline{1, N}$; N – количество гармонических составляющих в спектре.

Таким образом гармонический состав токов в исследуемом диапазоне частот увеличивается на 5-10% по сравнению с моделью без учета искажений.

Насосная нагрузка в данной работе аппроксимируется квадратичной зависимостью 4.2 [51-52].

$$M_c(\omega) = M_0 + k \cdot \omega^2. \quad (4.2)$$

где M_0 – момент постоянных потерь, который равняется 2,5-5% от номинального; $k = \frac{0,95 \cdot M_H}{\omega_H^2}$ – коэффициент пропорциональности.

4.2 Построение регулятора напряжения автономного инвертора

При работе асинхронного двигателя естественным образом создается противоЭДС, которая при изменении потребляемого тока и скорости вращения неконтролируемо изменяет выходное значение напряжение АИН, а вместе с ним ток статора, момент и скорость [28]. В связи с этим предлагается использование регулятора, для стабилизации напряжения и устранения возникающих гармонических искажений тока и биений угловой скорости, который ориентируется непосредственно на ток, скорость и их форму без использования промежуточных процедур типа ПФ (4.3).

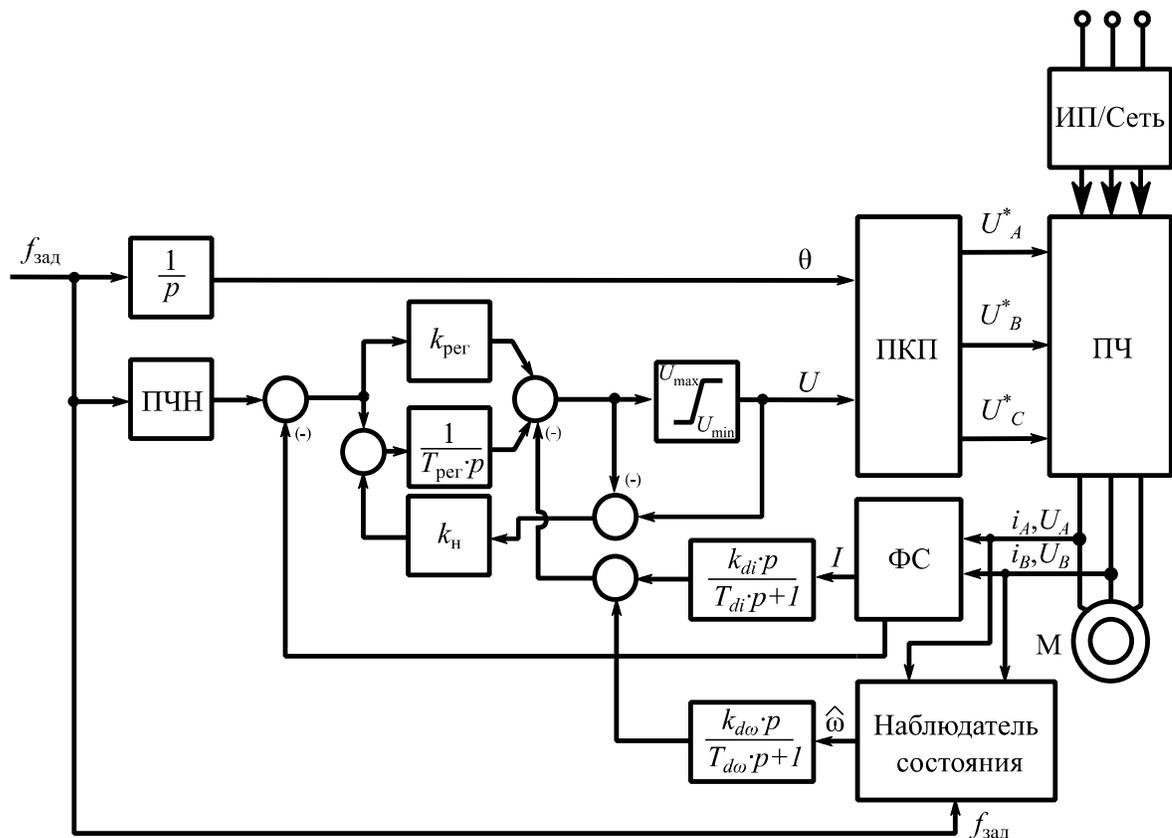


Рисунок 4.3 – Структура скалярного управления с обратной связью по напряжению

Предложенная структура представляет из себя классический ПИ-регулятор с ограничением насыщения интегральной части с помощью коэффициента k_n . Помимо этого, в него включена коррекция по отфильтрованному значению производной модуля тока статора и оценки угловой скорости, которая получена с помощью адаптивного наблюдателя состояния, рассмотренного в главе 3. С помощью введения таких дополнительных структур возможно отслеживать гармонический состав в области низких частот и корректировать его соответствующей «вольтдобавкой» в модулируемом напряжении АИН.

В p -области неявное уравнение, описывающее работу регулятора, имеет следующий вид:

$$U(p) = k_{\text{пер}} \cdot \varepsilon + \frac{k_{d\omega} \cdot p \cdot \hat{\omega}}{T_{d\omega} \cdot p + 1} + \frac{k_{di} \cdot p \cdot I}{T_{di} \cdot p + 1} + \frac{\varepsilon}{T_{\text{пер}} \cdot p} + k_n \cdot (U - U_{\text{пер}}). \quad (4.3)$$

где $k_{\text{пер}}$, $T_{\text{пер}}$ – пропорциональный и интегральные коэффициент регулятора; $k_{d\omega}$, $T_{d\omega}$ – параметры ФНЧ оценки угловой скорости; k_{di} , T_{di} – параметры ФНЧ токового сигнала; k_n – коэффициент коррекции насыщения; $U_{\text{пер}}$ – неограниченный выходной сигнал регулятора; U – конечный выходной сигнал регулятора; ε – ошибка по напряжению; $I = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}$ – токовый сигнал.

Параметры регулятора и коэффициенты дополнительных связей подбирались итерационно, исходя из минимизации функционала качества (4.4):

$$\delta = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \left| \frac{\langle \omega_{j,\text{пер}} \rangle - \omega_j}{\omega_j} \right| \cdot 100\%, \quad (4.4)$$

где M – длина массива скорости; $\langle \omega_{j,\text{пер}} \rangle$ – среднее значение скорости в статическом режиме системы с классическим регулятором напряжения; ω_j – значение скорости при использовании той или иной вариации регулятора. Сравнительный анализ будет производиться для классического регулятора; аналога с коррекцией производной по току статора; и угловой скорости вращения. Полученные переходные процессы скорости и напряжения

представлены на рисунках 4.4-4.11. Кривые, относящиеся к обыкновенному ПИ-регулятору обозначены, как $\omega_1(t), U_{д1}(t)$; относящиеся к второму подвиду регулятора $\omega_2(t), U_{д2}(t)$; относящиеся к регулятору, изображенному на рисунке 4.3 $\omega_3(t), U_{д3}(t)$. Стоит отметить то, что частотный диапазон работы системы изменился с f_n до $f_{зад} = \frac{1}{2} \cdot f_n$, поскольку наблюдатель состояния Люенбергера в цифровой форме, чей выходной сигнал оценки скорости используется для коррекции модулирующего напряжения, не дает качественной оценки при более низких частотах питающего напряжения.

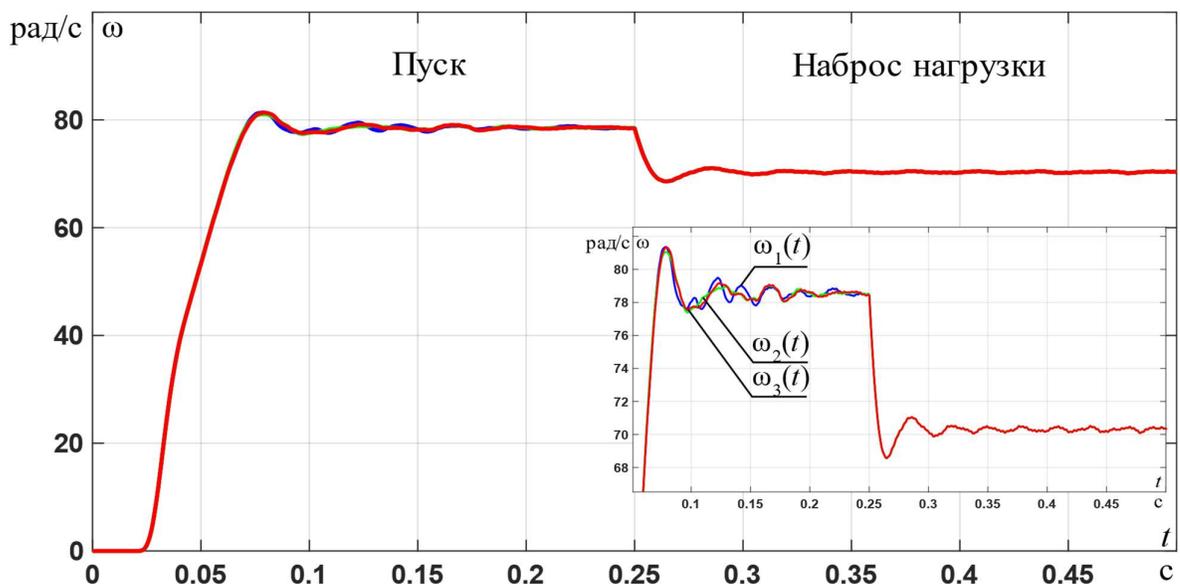


Рисунок 4.4 – Динамика изменения скорости при частоте питающего напряжения $f_{зад} = f_n$

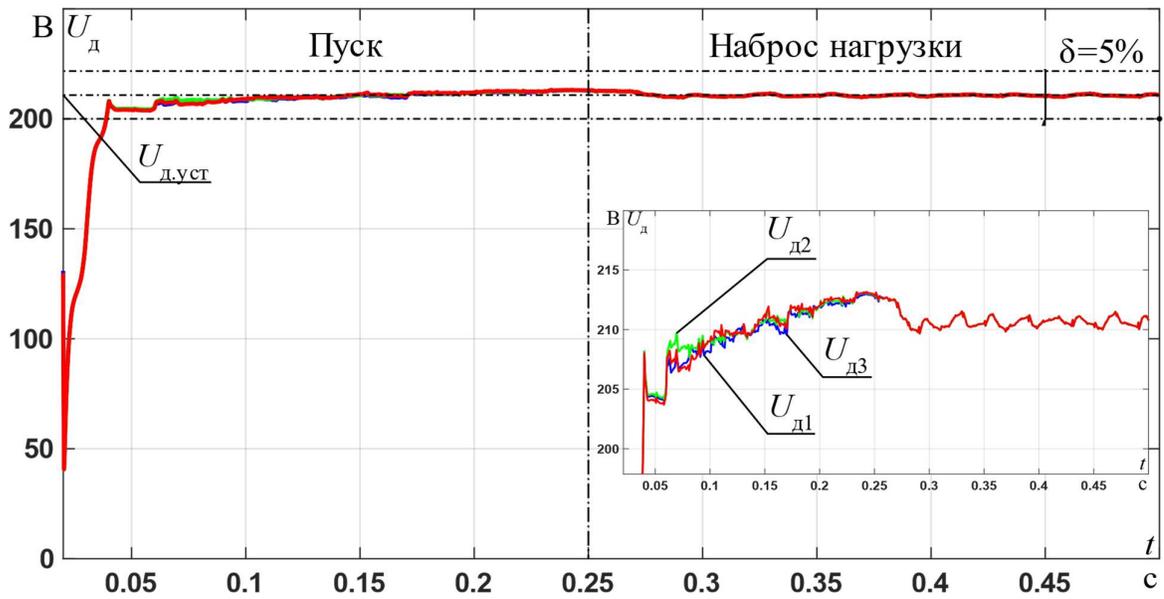


Рисунок 4.5 – Динамика изменения среднеквадратичного значения при частоте питающего напряжения $f_{зад} = f_H$

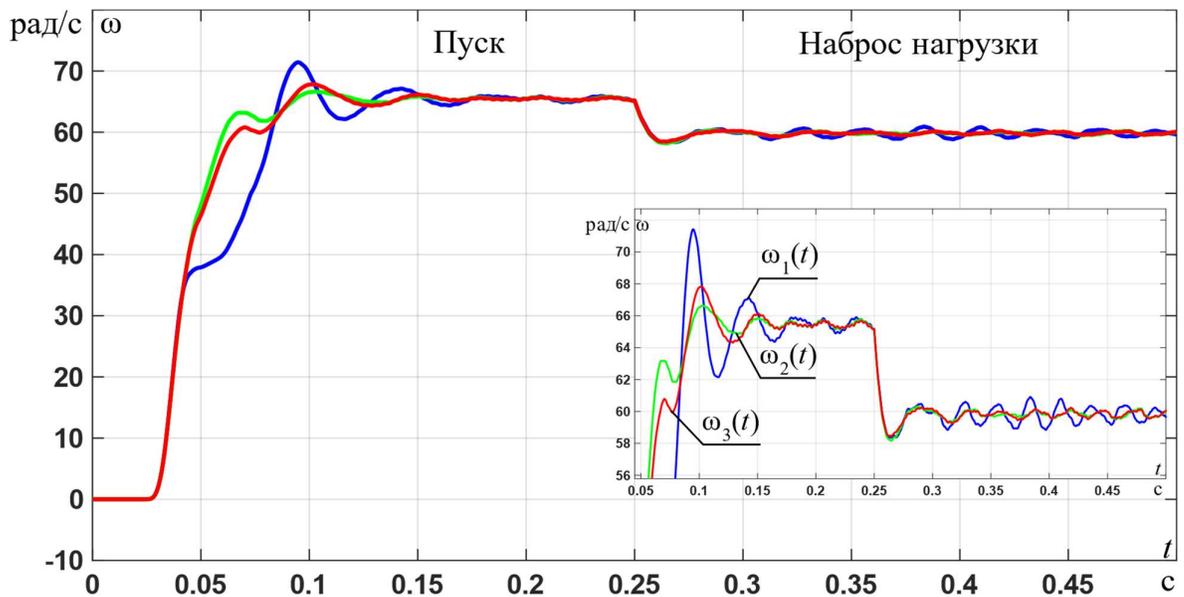


Рисунок 4.6 – Динамика изменения скорости при частоте питающего

напряжения $f_{зад} = \frac{5}{6} \cdot f_H$

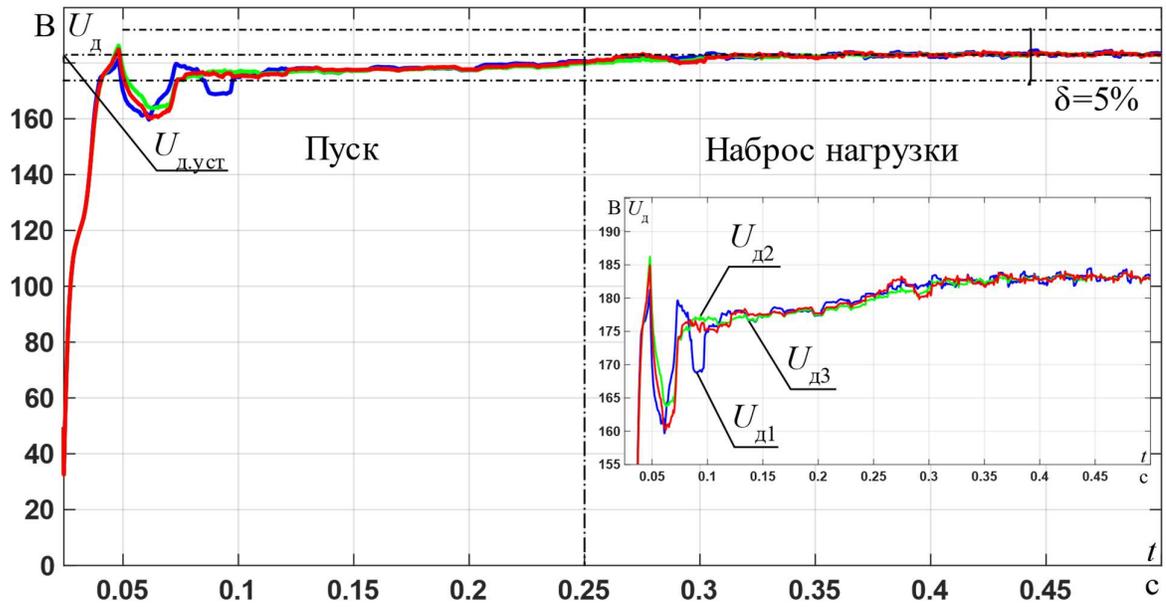


Рисунок 4.7 – Динамика изменения среднеквадратичного значения при

частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$

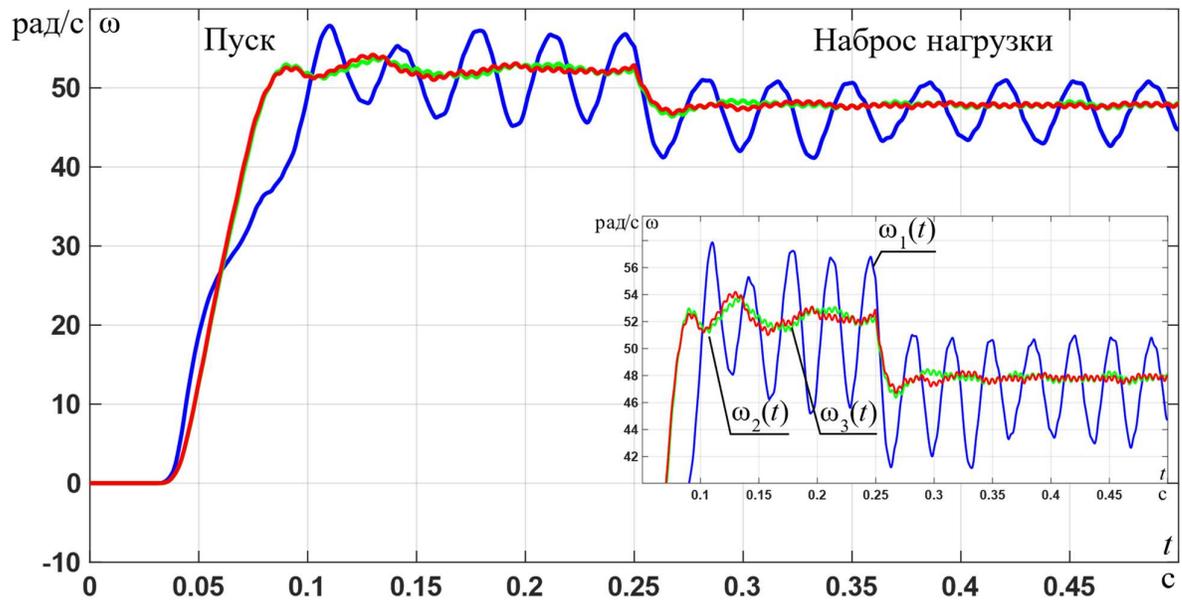


Рисунок 4.8 – Динамика изменения скорости при частоте питающего

напряжения $f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$

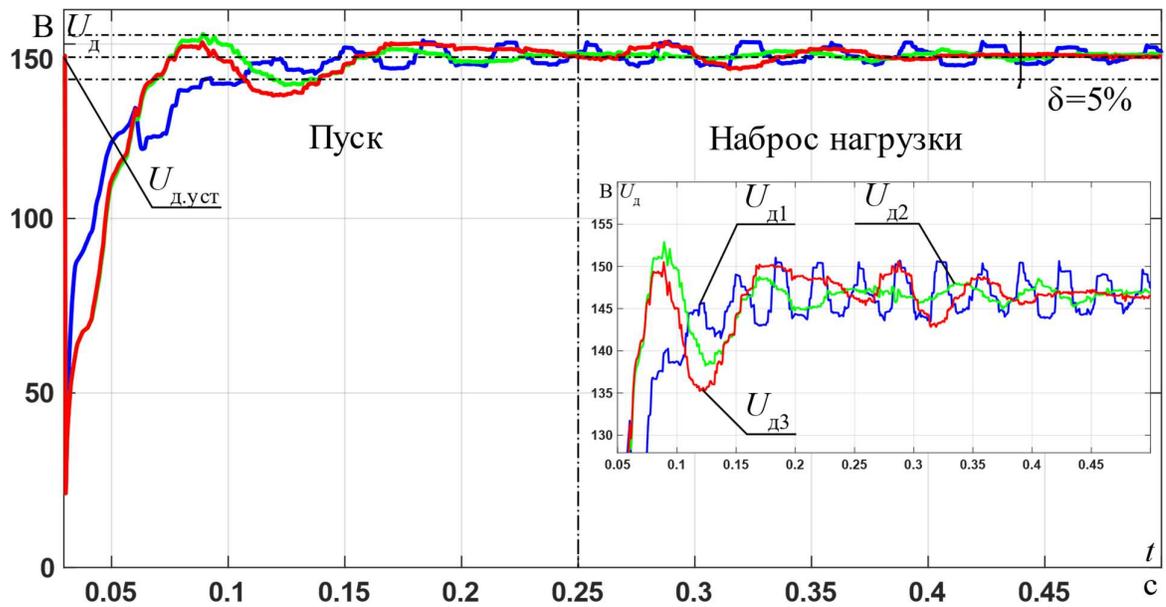


Рисунок 4.9 – Динамика изменения среднеквадратичного значения при

$$\text{частоте питающего напряжения } f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$$

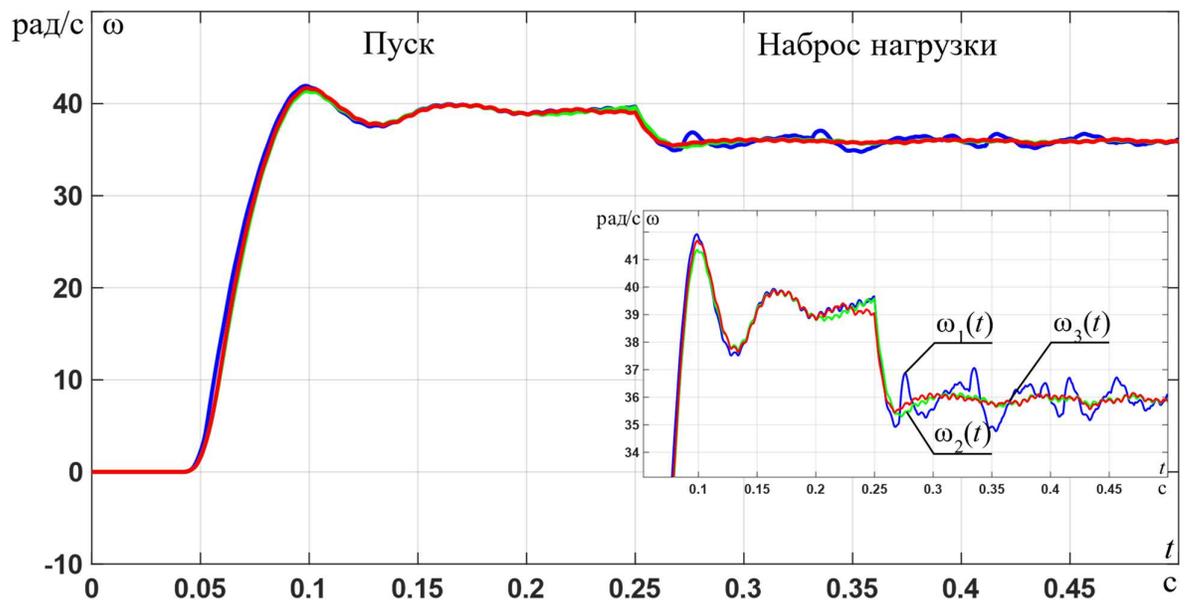


Рисунок 4.10 – Динамика изменения скорости при частоте питающего

$$\text{напряжения } f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$$

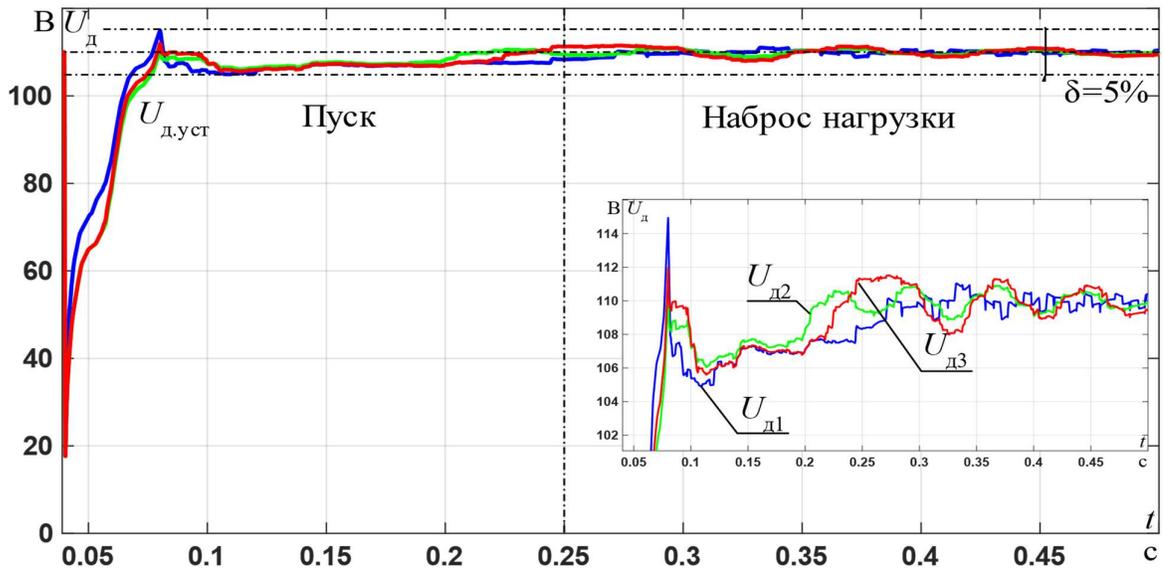


Рисунок 4.11 – Динамика изменения скорости при частоте питающего

$$\text{напряжения } f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$$

Коэффициент гармонических искажений и величины отклонений для всех использованных регуляторов представлены в таблице 4.1-4.2.

Таблица 4.1 – Коэффициент гармонических искажений разомкнутой системы

	$f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$
КГИ, %	2,68	4,04	2,54	7,77

Таблица 4.2 – Показатели качества при использовании ПИ-регулятора

	$f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$
КГИ, %	2,68	4,18	9,17	9,42
δ_{xx} , %	0,3391	1,2690	1,4274	1,4688
$\delta_{\text{нагр}}$, %	0,4358	0,8907	2,6743	1,3031

Таблица 4.3 – Показатели качества при использовании регулятора №1

	$f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$
КГИ, %	2,68	3,64	3,67	7,21
δ_{xx} , %	0,2653	0,4821	1,1299	1,3648
$\delta_{\text{нагр}}$, %	0,4060	0,4949	1,9631	0,5514

Таблица 4.4 – Показатели качества при использовании регулятора №2

	$f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$	$f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$
КГИ, %	2,68	3,54	3,07	7,11
$\delta_{\text{хх}}$, %	0,2207	0,3327	1,1150	1,3502
$\delta_{\text{нагр}}$, %	0,4029	0,4930	1,9266	0,4571

Благодаря вышеприведенным таблицам получена графическая интерпретация данных отклонений и КГИ. Полученные графики представлены на рисунках 4.12-4.14.

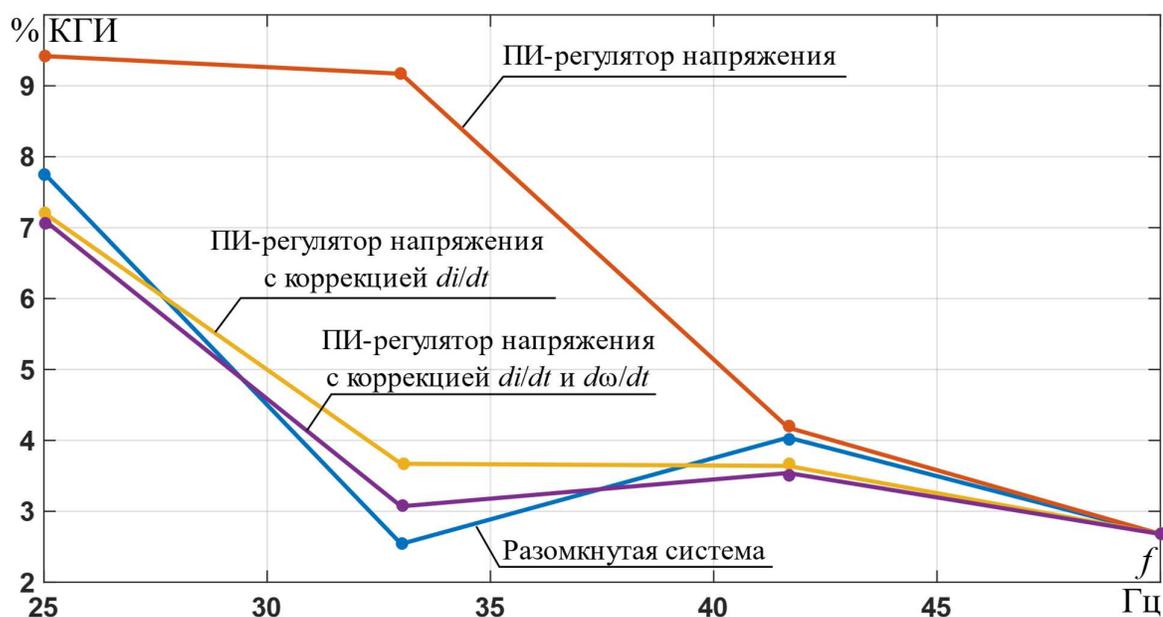


Рисунок 4.12 – Зависимость КГИ(f)

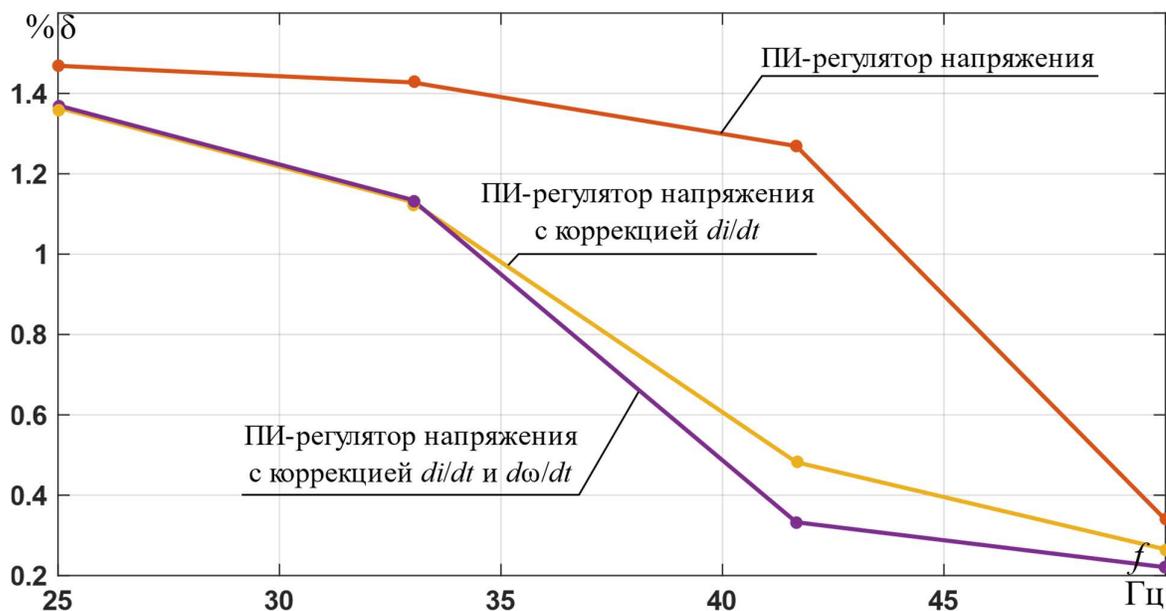


Рисунок 4.13 – Зависимость $\delta(f)$ в статическом режиме при работе вхолостую

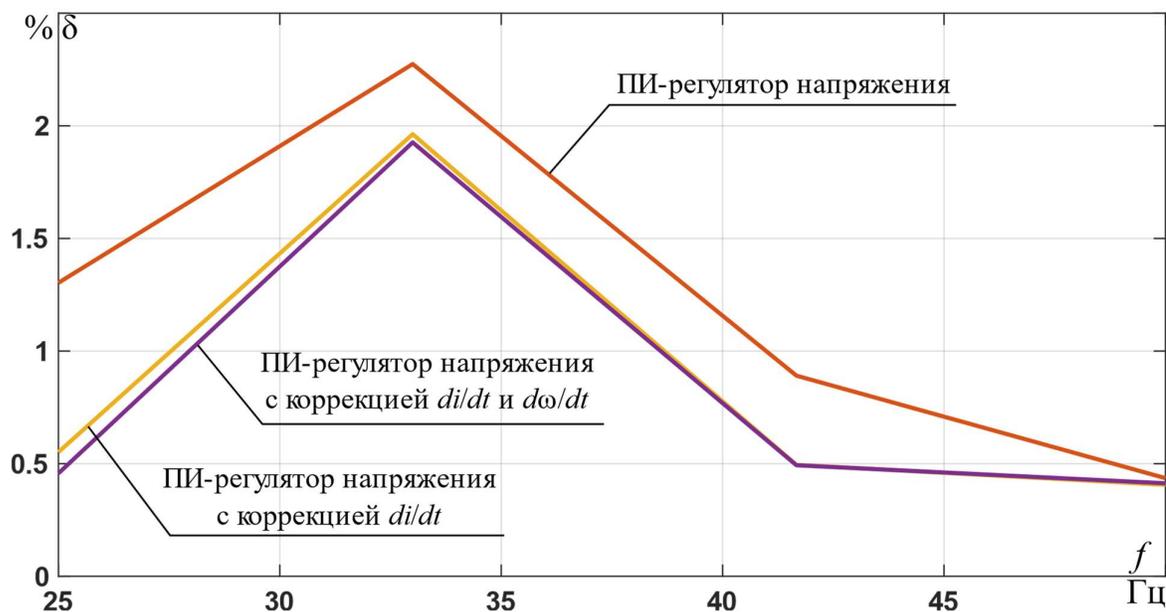


Рисунок 4.14 – Зависимость $\delta(f)$ в статическом режиме при работе под нагрузкой

Из вышеприведенных рисунков можно сделать вывод о том, что для всех частот, дополнительные связи по току и скорости стабилизируют значения тока и скорости, улучшая гармонический состав и снижая колебательность соответственно. КГИ при значении частоты питающего напряжения в 50 Гц сходится в одну точку для всех регуляторов, это

обусловлено физическими ограничениями пространственно-векторной модуляции, не позволяющей в полной мере использовать источник постоянного тока. Поэтому регулятор уходит в насыщение в любом случае, даже при использовании ограничивающих структур. Однако при снижении частоты можно заметить улучшение гармонического состава на 9,28 % и 14,14% для 25 Гц и 41,667 Гц. Эксцессом в данном случае является значение питающего напряжения 33 Гц, на которой при любых настройках регулятора не удалось получить значение КГИ ниже, чем при разомкнутой системе. Но так или иначе, предложенная структура регулятора показала свою эффективность, улучшая гармонический состав на большинстве из исследуемых частот. Стоит также отметить, что вопрос оптимальности настройки регуляторов в данной работе не рассматривался.

4.3 Выводы по главе

- Модернизирована имитационная модель, путем введения в её структуру учёта влияния искажений в сети, которые созданы другими потребителями. Увеличение гармонических искажений составило 5-10% по сравнению с моделью, которая не учитывает неидеальность питающей сети.
- Предложено использование регулятора напряжения, для его стабилизации и коррекции возникающих колебаний, вследствие формирования напряжения методом ШИМ и неидеального гармонического состава питающей сети.
- Показана эффективность предложенной структуры регулятора, свойства которого позволяют отслеживать и корректировать низкочастотные колебания в токовом сигнале и кривой угловой скорости, полученной с помощью адаптивного наблюдателя состояния. Коэффициент гармонических искажений при использовании такого регулятора по сравнению с разомкнутой системой снижен вплоть до 14%.

5 Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение

Введение

В настоящее время перспективность научного исследования определяется не столько масштабом открытия, оценить которое на первых этапах жизненного цикла высокотехнологического и ресурсоэффективного продукта бывает достаточно трудно, сколько коммерческой ценностью разработки. Оценка коммерческой ценности разработки является необходимым условием при поиске источников финансирования для проведения научного исследования и коммерциализации его результатов.

Направлением научно-технического исследования бездатчиковой системы управления асинхронным электроприводом насосного агрегата специального назначения.

Целью раздела «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение» является определение перспективности научно-технического исследования, оценка его эффективности и объема спроса.

Для достижения обозначенной цели необходимо решить следующие задачи:

- оценить коммерческий потенциал и перспективность проведения научного исследования;
- разработать устава научно-технического проекта;
- разработать структура и график проведения исследования, бюджет и риски;
- произвести оценку социальной и экономической эффективности исследования.

5.1 Предпроектный анализ

5.1.1 Потенциальные потребители результатов исследования

Для анализа потребителей результатов исследования необходимо рассмотреть целевой рынок и провести его сегментирование.

Сегментирование – это разделение покупателей на однородные группы, для каждой из которых может потребоваться определенный товар (услуга).

В данном случае сегментирование целесообразно провести по критерию точности регулирования скорости и качеству переходного процесса.

А также следует выделить сегменты рынка:

- по разработке, проектированию и производству;
- по установке и пуско-наладке;
- по дальнейшему обслуживанию и ремонту.

Исходя из сегмента рынка, будет произведено сегментирование коммерческих организаций по отраслям. Сегментирование приведено в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Сегментирование коммерческих организаций

	Частотно-регулируемые асинхронные электропривода	Асинхронные электропривода с тиристорным преобразователем	Асинхронные электропривода с реостатным регулированием
Проектирование и производство			
Установка и пуско-наладка			
Обслуживание и ремонт			

Результаты сегментирования:

- основными сегментами рынка являются все виды деятельности для электроприводов переменного тока;
- предприятие по большей части должно быть ориентировано на сегменты рынка, связанные с проектированием и производством, установкой и пуско-наладкой электроприводов переменного тока;
- наиболее привлекательными сегментами рынка являются отрасли, связанные с проектированием и производством, установкой и пуско-наладкой частотно-регулируемых электроприводов переменного тока.

5.1.2 Анализ конкурентных технических решений с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения

Данный анализ помогает методом сравнения оценить сильные и слабые стороны рассматриваемых способов управления асинхронных двигателей, чтобы наиболее обосновано выбрать способ для дальнейшего проектирования. Наиболее часто один вариант не может обладать сразу всеми техническими и экономическими показателями в высшей степени, поэтому данный анализ позволяет выбрать тот вариант, который в целом обладает наивысшей конкурентоспособностью. Оценочная карта представлена в таблице 5.2, где «Ч» — частотный способ управления асинхронным электроприводом; «Т» — управления асинхронным электроприводом с помощью тиристорного преобразователя.

Таблица 5.2 – Оценочная карта конкурентоспособности

Критерии оценки	Вес критерия	Баллы		Конкурентно-способность	
		Ч	Т	Ч	Т
1	2	3	4	6	7
Технические критерии оценки ресурсоэффективности					
КПД	0,45	5	4	2,25	1,8
Расход электроэнергии	0,15	4	3	0,6	0,45
Бесперебойность работы	0,08	5	3	0,4	0,24
Надежность	0,12	4	3	0,48	0,36
Устойчивость к высоким температурам	0,04	3	5	0,12	0,2
Экономические критерии оценки эффективности					
1. Габариты	0,04	5	3	0,2	0,12
2. Цена	0,02	5	3	0,1	0,06
3. Предполагаемый срок эксплуатации	0,1	5	4	0,5	0,4
Итого	1	36	28	4,65	3,63

Анализ конкурентных технических решений определяется по формуле:

$$K = \sum V_i \cdot B_i. \quad (5.1)$$

где:

- K – конкурентоспособность научной разработки или конкурента;

- B_i – вес i -го показателя (в долях единицы);
- B_i – балл i -го показателя.

Пример расчета для частотного управления с помощью формулы 5.1:

$$K = 0,45 \cdot 5 + 0,15 \cdot 4 + 0,08 \cdot 5 + 0,12 \cdot 4 + \\ + 0,04 \cdot 3 + 0,04 \cdot 5 + 0,02 \cdot 5 + 0,1 \cdot 5 = 4,65.$$

В результате анализа конкурентных технических решений можно сделать вывод, что наибольшим преимуществом обладает предложенный модифицированный частотный способ регулирования.

5.1.3 SWOT-анализ

SWOT – Strengths (сильные стороны), Weaknesses (слабые стороны), Opportunities (возможности) и Threats (угрозы) – представляет собой комплексный анализ научно–исследовательского проекта. SWOT–анализ применяют для исследования внешней и внутренней среды проекта.

Результаты первого этапа SWOT-анализа представлены в таблице 5.3.

Таблица 5.3 – Первый этап SWOT – анализа

	Сильные стороны научно-исследовательского проекта:	Слабые стороны научно-исследовательского проекта:
	С1. Малые габариты и вес; С2. Быстрота изготовления; С3. Имитация любой динамики, программно задается (звенья интегрирующие и запаздывания); С4. Дешевые и легко заменяемые компоненты, в случае выхода их из строя в процессе обучения;	Сл1. Малое количество прототипов и информации; Сл2. Слабые позиции на рынке ввиду отсутствия имиджа; Сл3. Виртуальная машина работает в течение 2 часов, после чего необходимо перезапускать программу; Сл4. Недостаточный уровень предпринимательской компетенции.
Возможности:		

Окончание таблицы 5.3

<p>В1. Гибкость системы для проведения различных исследовательских работ;</p> <p>В2. Возможность выезда со стендом на семинар, командировку, произвести качественное обучение, переобучение, повышение квалификации, презентацию;</p> <p>В3. При успешном получении тендера (гранта) расширение производства;</p> <p>В4. Увеличение клиентской базы.</p>		
Угрозы:		
<p>У1. Бизнес трудно прогнозируемый, т.к. плохо представлен на российском рынке;</p> <p>У2. Введение дополнительных государственных требований к стандартизации и сертификации продукции;</p> <p>У3. Растущее конкурентное давление;</p> <p>У4. Сокращение цепочки «производитель – покупатель» (как следствие, прекращение деятельности).</p>		

Второй этап SWOT-анализа состоит в выявлении соответствия сильных и слабых сторон научно-исследовательского проекта внешним условиям окружающей среды. Это соответствие или несоответствие должны помочь выявить степень необходимости проведения стратегических изменений.

В рамках данного этапа необходимо построить интерактивную матрицу проекта. Ее использование помогает разобраться с различными комбинациями взаимосвязей областей матрицы SWOT. Каждый фактор помечается либо знаком «+» (означает сильное соответствие сильных сторон возможностям), либо знаком «-» (что означает слабое соответствие); «0» – если есть сомнения в том, что поставить «+» или «-». Полученные интерактивные матрицы приведены в таблице 5.4 и 5.5.

Таблица 5.4 – Интерактивная матрица возможностей

Возможности	Сильные стороны проекта			
	С1	С2	С3	С4
В1	-	+	+	-
В2	+	+	+	+
В3	-	+	+	-
	Слабые стороны проекта			
	Сл1	Сл2	Сл3	Сл4
В1	+	-	+	-
В2	-	+	-	+
В3	+	+	+	+

Таблица 5.5 – Интерактивная матрица угроз

Угрозы	Сильные стороны проекта			
	С1	С2	С3	С4
У1	-	+	+	-
У2	+	-	+	+
У3	+	-	+	-
	Слабые стороны проекта			
	Сл1	Сл2	Сл3	Сл4
У1	+	+	-	+
У2	+	-	-	+
У3	+	-	-	-

Таким образом, в рамках третьего этапа может быть составлена итоговая матрица SWOT-анализа, представленная в таблице 5.6.

Таблица 5.6 – Матрица SWOT

	Сильные стороны проекта:	Слабые стороны проекта:
	С1. Надежная конструкция;	Сл1. Накладные расходы;
	С2. Высокая производительность;	Сл2. Повышение уровня вибрации;
	С3. Уменьшение затрат на ремонт оборудования;	Сл3. Высокая техническая ответственность;
	С4. Простота эксплуатации.	Сл4. Дороговизна силовых компонентов

Продолжение таблицы 5.6

Возможности:		
<p>В1. Экономия электроэнергии;</p>	<p>В1С2С3 – Возможность применения микропроцессорных систем для организации системы управления позволит синтезировать и реализовать энергосберегающие алгоритмы управления. Помимо этого, возможны реализации защит от всевозможных перегрузок, что уменьшит затраты на возможные ремонты.</p>	<p>В1Сл1Сл3 – Негативно сказаться на накладных расходах проекта может закупка более дорогостоящего оборудования, каким и является частотный преобразователь. В проекте, также, из-за применения более сложного технически устроенного оборудования увеличивается и ответственность персонала.</p>
<p>В2. Модернизация оборудования;</p>	<p>В2С1С2С3С4 – модульная парадигма конструирования силовых преобразователей имеет высокий потенциал к модернизации, ввиду взаимозаменяемости тех или иных блоков. Также это положительно сказывается на надежности и удобстве эксплуатации.</p>	<p>В2Сл2Сл4 – Использование силовых преобразователей, управляемых с помощью широтно-импульсной модуляции, вызывает появление кратных гармоник в спектральном составе токов и напряжений, что негативно сказывается на вибро-шумовых характеристиках работы привода. Помимо этого, силовые и управляющие полупроводниковые модули имеют сравнительно высокую цену.</p>
<p>В3. Увеличение производительности оборудования;</p>	<p>В3С2С3 – применение частотного регулирования улучшает динамику привода, а следовательно, увеличивает производительность оборудования. Также простота ремонта нивелирует простои установки, что тоже положительно влияет на производительность.</p>	<p>В3Сл1Сл2Сл3Сл4 – Увеличение производительности оборудования может отрицательно сказаться на накладных расходах проекта, из-за закупки более дорогостоящего оборудования, такого, как, частотные преобразователи, которые превышают уровень вибраций объекта управления (двигателей), рассматриваемого в проекте, также, из-за применения более сложного технически устроенного оборудования и из-за этого увеличивается ответственность персонала.</p>

Окончание таблицы 5.6

Угрозы:		
У1. Развитая конкуренция;	У1С2С3 – На рынке предлагаемый вариант не единственный и присутствуют конкуренты, однако они более дорогостоящи и требовательны в обслуживании.	У2Сл1Сл2Сл4 – Выход из строя оборудования отрицательно скажется на всей производственной цепи, закупка нового оборудования и накладные расходы составляют значительную сумму, однако сотрудники, которые должны быть высоко квалифицированы, должны не допустить такого сценария.
У2. Выход из строя оборудования;	У2С1С3С4 – Благодаря надежности конструкции, выход из строя оборудования маловероятен, и, даже если он и произойдет, то из-за простоты и относительной дешевизны схемы эта проблема не окажет больших финансовых проблем. К тому же, такая надежность и производительность в комплекте с простотой должна привлекать инвесторов.	У2Сл1Сл4 – Высокие накладные расходы и дороговизна компонентов способны оттолкнуть инвесторов, однако, относительно технических решений конкурентов комплектующие значительно ниже.
У3. Отсутствие финансового обеспечения.	У3С1С3 – Высокая надежность уменьшает возможные затраты на ремонт, что в отсутствии финансового обеспечения благоприятно.	У3С1 – В условиях малого финансирования высокие накладные расходы негативно сказываются на работе установки

Swot-анализ позволяет оценить такие параметры как: сильные и слабые стороны проекта. В данном проекте преобладают сильные стороны, но не исключен случай, когда какая-либо одна из слабых сторон окажется наиболее сильным фактором, негативно влияющим на работу устройства, чем все вместе взятые сильные стороны.

5.1.4 Оценка готовности проекта к коммерциализации

Оценка степени готовности научной разработки к коммерциализации и выяснение уровня ее завершения. Для этого заполняется специальная форма, содержащая показатели о степени проработанности проекта с позиции коммерциализации и компетенциям разработчика научного проекта. Перечень вопросов приведен в таблице 5.7.

Таблица 5.7 – Бланк оценки степени готовности научного проекта к коммерциализации

№ п/п	Наименование	Степень проработанности научного проекта	Уровень имеющихся знаний у разработчика
1	Определен имеющийся научно – технический задел	4	5
2	Определены перспективные направления коммерциализации научно – технического задела	4	5
3	Определены отрасли и технологии (товары и услуги) для предложения на рынке	4	5
4	Определена товарная форма научно – технического задела для представления на рынок	4	5
5	Определены авторы и осуществлена охрана их прав	5	5
6	Проведена оценка стоимости интеллектуальной собственности	5	5
7	Проведены маркетинговые исследования рынков сбыта	4	5
8	Разработан бизнес – план коммерциализации научной разработки	4	5
9	Определены пути продвижения научной разработки на рынок	4	5

Окончание таблицы 5.7

10	Разработана стратегия (форма) реализации научной разработки	4	5
11	Проработаны вопросы международного сотрудничества и выхода на зарубежной рынок	3	5
12	Проработаны вопросы использования услуг инфраструктуры поддержки, получения льгот	3	5
13	Проработаны вопросы финансирования коммерциализации научной разработки	4	5
14	Имеется команда для коммерциализации научной разработки	4	5
15	Проработан механизм реализации научного проекта	5	5
ИТОГО БАЛЛОВ:		61	75

$$B_{\text{сум}} = \sum B_i,$$

где $B_{\text{сум}}$ – суммарное количество баллов по каждому направлению; B_i – балл по i -му показателю.

Значение $B_{\text{сум}}$ лежит в пределах значений от 60 до 75, что говорит о том, что разработка считается перспективной.

5.1.5 Методы коммерциализации результатов научно-технического исследования

При коммерциализации научно–технических разработок продавец, преследует вполне определенную цель, куда он намерен направить полученный коммерческий эффект. Это может быть получение средств, для продолжения своих научных исследований и разработок, одноразовое получение финансовых ресурсов для каких-либо целей или для накопления,

обеспечение постоянного притока финансовых средств, а также их различные сочетания.

Для данной разработки сложно найти достаточно средств, чтобы создать отдельно предприятие, кроме того, нельзя забывать о рисках. Разумнее всего запатентовать данную технологию и использовать её на уже имеющихся предприятиях.

Патент – охранный документ, удостоверяющий исключительное право, авторство и приоритет изобретения, полезной модели, промышленного образца либо селекционного достижения. Таким образом, есть два варианта, первый – получить патент на полезную модель, второй - оформить патент на изобретение. Получить патент на полезную модель проще. Заявка проходит только формальную экспертизу. Но зато, в соответствии с п.1 ст. 1363 ГК РФ, срок действия исключительного права на изобретение 20 лет, а на полезную модель – 10 лет.

Для коммерциализации объекта исследования и обоснования его целесообразности, были проработаны следующие методы коммерциализации научной разработки:

- 1) Торговля патентными лицензиями;
- 2) Передача интеллектуальной собственности в уставной капитал предприятия. Были выбраны два метода коммерциализации, поскольку они являются менее затратными и рискованными.

5.2 Инициация проекта

Группа процессов инициации состоит из процессов, которые выполняются для определения нового проекта или новой фазы существующего. Под заинтересованными сторонами проекта понимаются лица или организации, которые активно участвуют в проекте (АО «НПЦ «Полюс») или интересы которых могут быть затронуты как положительно, так и отрицательно в ходе исполнения или в результате завершения проекта.

Информацию по заинтересованным сторонам проекта представлена в таблице 5.8.

Таблица 5.8 – Заинтересованные стороны проекта

Заинтересованные стороны проекта	Ожидания заинтересованных сторон
АО «НПЦ «Полюс»	Разработанный проект системы бездатчиковой системы управления асинхронной машиной будет иметь коммерческий потенциал и шансы для привлечения внимания потенциальных партнеров и покупателей.
ИШЭ ТПУ	Замена или внедрение системы управления в имеющуюся установку

В таблице 5.9 представлена информация об иерархии целей проекта и критериях достижения целей.

Таблица 5.9 – Цели и результаты проекта

Цели проекта:	Бездатчиковая система управления позволит по сигналам с наблюдателя состояния корректировать параметры регулятора напряжения, входящего в состав системы управления автономным инвертором напряжения, питающий асинхронный электродвигатель
Ожидаемые результаты проекта:	Произведена апробация математической модели. На ее основе построена имитационная модель и отработаны алгоритмы правления

Окончание таблицы 5.9

Критерии приемки результата проекта:	Характеристики рассчитанного двигателя корректны. Силовая схема способна реализовать заданные режимы и требования по вибро-шумовым характеристикам
Требования к результату проекта	Требование:
	Удовлетворение вибро-шумовым параметрам.
	Диапазон регулирования 1:10

В таблице 5.10 представлена информация о рабочей группе, роли и функции каждого участки в трудовом проекте.

Таблица 5.10 – Рабочая группа проекта

№ п/п	ФИО, основное место работы, должность	Роль в проекте	Функции	Трудовые затраты, дни.
1	Букреев В. д.т.н, профессор ИШЭ ТПУ	Руководитель проекта	Выдает задание на дипломный проект, оказывает помощь в разработке календарного плана работы на весь период дипломного проектирования, рекомендует необходимую литературу, справочные материалы, типовые проекты и другие источники по теме проекта, проводит предусмотренные консультации, проверяет выполнение работы	9

Окончание таблицы 5.10

2	Перовщиков Ф.В., Исполнитель проекта, студент ИШЭ ТПУ	Исполнитель проекта	Сбор, обобщение и систематизация информации необходимой для разработки проектного предложения. Изучение систем управления асинхронным двигателем. Апробация модели и отработка алгоритмов на ее основе. Написание дипломного проекта, оформление иллюстративного материала	100
ИТОГО				109

5.3 Планирование управления научно-техническим проектом

Группа процессов планирования состоит из процессов, осуществляемых для определения общего содержания работ, уточнения целей и разработки последовательности действий, требуемых для достижения данных целей.

План управления научным проектом должен включать в себя следующие элементы:

5.3.1 Иерархическая структура работ проекта

Детализация укрупненной структуры работ. В процессе создания иерархической структуры структурируется и определяется содержание всего проекта. На рисунке 5.1 представлен шаблон иерархической структуры работ.



Рисунок 5.1 – Иерархическая структура работ по проекту

5.3.2 Контрольные события проекта

При организации проекта необходимо оптимально планировать сроки проведения работ. В таблице 5.11 определены ключевые события проекта их даты и результаты.

Таблица 5.11 – Контрольные события проекта

№ п/п	Контрольное событие	Дата	Результат (подтверждающий документ)
1	Выбор направления исследований	20.10.2021	Отчёт
2	Разработка технического задания	16.01.2022	Бланк задания
3	Разработка календарного плана	20.01.2022	Календарный план-график
4	Теоретические исследования	25.02.2022	Литературный обзор
5	Практические исследования и разработки	20.04.2022	График, расчёты
6	Обобщение и оценка результатов	06.05.2022	Отчёт о результатах исследований
7	Оформление расчётно-пояснительной записки	20.05.2022	Расчётно-пояснительная записка

5.3.3 План проекта

Планирование комплекса предполагаемых работ осуществляется в следующем порядке:

- определение структуры работ в рамках технического задания;
- определение участников каждой работы;
- установление продолжительности работ;
- построение графика проведения работ.

Для выполнения проектирования формируется рабочая группа, в состав которой входят научный руководитель и инженер. На каждый вид запланированных работ установлена соответствующая должность исполнителя.

Номерам этапов соответствуют следующие виды выполняемых работ, представленных в таблице 5.12.

Таблица 5.12 – Календарный план проекта

Код работ (из ИСР)	Название	Длительность, дни	Дата начала работ	Дата окончания работ	Состав участников (ФИО ответственных исполнителей)
1	Составление и утверждение технического задания	2	16.01.22	17.01.22	Букреев В.Г, Перовошиков Ф.В.
2	Разработка календарного плана	2	18.02.22	18.02.22	Букреев В.Г, Перовошиков Ф.В.
3	Изучение литературных и патентных источников	15	20.01.22	03.02.22	Перовошиков Ф.В.
4	Постановка задач исследования	2	04.02.22	05.02.22	Букреев В.Г,
5	Информационный или литературный обзор	10	06.02.22	15.02.22	Перовошиков Ф.В.
6	Технический расчет	8	16.02.22	23.02.22	Перовошиков Ф.В.

Окончание таблицы 5.12

7	Построение основных характеристик	2	24.02.22	25.02.22	Перовошиков Ф.В.
8	Выбор оборудования	3	27.02.22	01.03.22	Букреев В.Г, Перовошиков Ф.В.
9	Имитационное моделирование системы в среде MatLab Simulink	20	02.03.22	21.03.22	Перовошиков Ф.В.
10	Снятие переходных процессов	5	22.03.22	26.03.22	Перовошиков Ф.В.
11	Разработка технической документации	10	01.04.22	10.04.22	Перовошиков Ф.В.
12	Оценка экономической эффективности исследуемой технологии	10	11.04.22	20.04.22	Перовошиков Ф.В.
13	Рассмотрение вопросов социальной ответственности	6	22.04.22	27.04.22	Перовошиков Ф.В.
14	Оформление пояснительной записки	7	10.05.22	16.05.22	Перовошиков Ф.В.

Продолжительность выполнения проекта составит 100 рабочих дней.

Из них:

- 9 дней – продолжительность выполнения работ руководителем;

- 100 дней – продолжительность выполнения работ инженером.

Наиболее удобным и наглядным в данном случае является построение ленточного графика проведения технических работ в форме диаграммы Ганта.

Диаграмма Ганта – горизонтальный ленточный график, на котором работы по теме представляются протяженными во времени отрезками, характеризующимися датами начала и окончания выполнения данных работ.

График строится для ожидаемого по длительности исполнения работ в рамках технического проекта, с разбивкой по месяцам и декадам за период времени подготовки магистерской диссертации. На основе таблицы 5.12 строим план – график проведения работ (таблица 5.13).

5.3.4 Бюджет научного исследования

Расчет стоимости материальных затрат включают все затраты, связанные с приобретением специального оборудования (приборов, контрольно-измерительной аппаратуры, стендов, устройств и механизмов), необходимого для проведения исследовательских работ. Определение стоимости спецоборудования производится по действующим прейскурантам, а в ряде случаев по договорной цене. Сведем затраты на комплектующие в двух различных вариантах исполнения (таблица 5.13-5.15).

Таблица 5.13 – Затраты на первый вариант исполнения

№ п/п	Наименование оборудования	Кол-во единиц оборудования	Цена единицы оборудования, руб.	Общая стоимость оборудования, руб.
1.	Сервоконтроллер СК-ЭТ-380-5.5	1	75000	75000
2.	Асинхронный электродвигатель 4АМА71В8У3	1	5000	5000
3.	Двигатель постоянного тока ДПУ-127-450-1-57-Д43	1	5000	5000
4.	Энкодер ЛИР 158А	1	25000	25000
ИТОГО:				110000

Таблица 5.14 – Затраты на второй вариант исполнения

№ п/п	Наименование оборудования	Кол-во единиц оборудования	Цена единицы оборудования, руб.	Общая стоимость оборудования, руб.
1.	Асинхронный электродвигатель 4АМА71В8У3	1	5000	5000
2.	Двигатель постоянного тока ДПУ-127-450-1-57-Д43	1	5000	5000

Окончание таблицы 5.14

3.	Энкодер ЛИР 158А	1	25000	25000
4.	Устройство плавного пуска Danfoss MCD 202- 045-T4-CV3	1	80000	80000
ИТОГО:				115000

Таблица 5.15 – Затраты на оборудование

№ п/п	Наименование оборудования	Кол-во единиц оборудования	Цена единицы оборудования, руб.	Общая стоимость оборудования, руб.
1.	Инструменты для сборки	1	2500	2500
2	ПК	1	25000	25000
3	Затраты на электричество	1	1200	1200
4	Средства для пайки (паяльник, канифоль, олово)	1	3000	3000
ИТОГО:				31700

Рассчитаем расходы, связанные с заготовкой и доставкой для исполнения 1:

$$Z_M = M \cdot \gamma = (110000 + 31700) \cdot 1,15 = 162955 \text{ руб.}$$

где М – материальные затраты; γ коэффициент ТЗР, равный 15%.

Рассчитаем расходы, связанные с заготовкой и доставкой для исполнения 2:

$$Z_M = M \cdot \gamma = (115000 + 31700) \cdot 1,15 = 168705 \text{ руб.}$$

Основная заработная плата научных и инженерных работников, непосредственно вовлеченных в выполнение работ по этому предмету проектирования, определяется на основе трудоемкости выполняемой работы и существующей системы окладов и тарифных ставок. Статья включает в себя основную заработную плату сотрудников, непосредственно занимающихся проектированием и дополнительной заработной платы:

$$C_{зп} = Z_{осн} + Z_{доп}, \quad (5.2)$$

где $Z_{\text{осн}}$ – основная заработная плата; $Z_{\text{доп}}$ – дополнительная заработная плата (12-20% от $Z_{\text{осн}}$).

Основная заработная плата рассчитывается по следующей формуле 5.3:

$$Z_{\text{осн}} = Z_{\text{дн}} \cdot T_{\text{раб}}, \quad (5.3)$$

где $Z_{\text{осн}}$ – основная заработная плата одного работника; $T_{\text{раб}}$ – продолжительность работ, выполняемых научно-техническим работником, раб.дн; $Z_{\text{дн}}$ – среднедневная заработная плата работника, руб.

Среднедневная заработная плата рассчитывается по формуле 5.4:

$$Z_{\text{дн}} = \frac{Z_{\text{м}} \cdot M}{F_{\text{д}}}, \quad (5.4)$$

где $Z_{\text{м}}$ – месячный должностной оклад работника, руб.; M – количество месяцев работы без отпуска в течение года; $F_{\text{д}}$ – действительный годовой фонд рабочего времени научно-технического персонала, раб.дн.

Месячный должностной оклад работника:

$$Z_{\text{м}} = Z_{\text{б}} \cdot (k_{\text{пр}} + k_{\text{д}}) \cdot k_{\text{р}}, \quad (5.5)$$

где $Z_{\text{б}}$ – базовый оклад, руб.; $k_{\text{пр}}$ – премиальный коэффициент; $k_{\text{д}}$ – коэффициент доплат и надбавок; $k_{\text{р}}$ – районный коэффициент.

Определим месячный должностной оклад инженера согласно формуле 5.5:

$$Z_{\text{м(инж.)}} = 20000 \cdot 1,3 = 26000 \text{ руб.}$$

Далее произведем расчет среднедневной заработной платы для инженера с помощью 5.4:

$$Z_{\text{дн(инж.)}} = \frac{26000 \cdot 11,2}{243} = 1198,35 \text{ руб.}$$

Рассчитаем основную заработную плату инженера используя формулу 5.3:

$$Z_{\text{осн(инж.)}} = 1198,35 \cdot 100 = 119835 \text{ руб.}$$

Аналогично произведем расчет для руководителя проекта.

Месячный должностной оклад руководителя проекта согласно формуле 5.5:

$$З_{\text{М(рук.пр.)}} = 30300 \cdot 1,3 = 39390 \text{ руб.}$$

Среднедневная заработная плата руководителя проекта с помощью 5.4:

$$З_{\text{дн(рук.пр.)}} = \frac{39190 \cdot 11,2}{243} = 1815,51 \text{ руб.}$$

Основная заработная плата руководителя проекта используя формулу 5.3:

$$З_{\text{осн(рук.пр.)}} = 1815,51 \cdot 9 = 16339,56 \text{ руб.}$$

Расчет дополнительной заработной платы ведется по формуле 5.6:

$$З_{\text{доп}} = k_{\text{доп}} \cdot З_{\text{осн}}, \quad (5.6)$$

где $k_{\text{доп}}$ – коэффициент дополнительной заработной платы (на стадии проектирования принимается равным 0,15). Рассчитаем дополнительную заработную плату по формуле 5.6 и $C_{\text{зп}}$ по формуле 5.2.

- $З_{\text{доп(инж.)}} = 0,15 \cdot 119835 = 17975,25 \text{ руб.};$
- $З_{\text{доп(рук.пр.)}} = 0,15 \cdot 16339,56 = 2450,93 \text{ руб.};$
- $C_{\text{зп(инж.)}} = 119835 + 17975,25 = 137810,25 \text{ руб.};$
- $C_{\text{зп(рук.пр.)}} = 16339,56 + 2450,93 = 18790,49 \text{ руб.}$

Величина отчислений во внебюджетные фонды определяется исходя из следующей формулы:

$$З_{\text{внеб}} = k_{\text{внеб}} \cdot (З_{\text{осн}} + З_{\text{доп}}), \quad (5.7)$$

где $k_{\text{внеб}}$ – коэффициент отчислений на уплату во внебюджетные фонды (пенсионный фонд, фонд обязательного медицинского страхования и пр.).

Тогда по формуле 5.7 получим:

- $З_{\text{внеб(рук.пр.)}} = 0,302 \cdot 18790,49 = 5674,72 \text{ руб.};$
- $З_{\text{внеб(инж.)}} = 0,302 \cdot 137810,25 = 41618,7 \text{ руб.}$

Расчет амортизационных отчислений для полного восстановления основных фондов производится по нормам амортизации, утвержденным в

порядке, установленном действующим законодательством, и определяется в зависимости от стоимости оборудования. Для проектирования требуется следующее оборудование на сумму – 110000 рублей.

$$I_{ам} = \frac{T_{ис}}{T_{Г}} \cdot \frac{1}{T_{сл}} \cdot C_{обор}, \quad (5.8)$$

где:

- $T_{ис}$ – время использования оборудования = 81 дней;
- $T_{Г}$ – количество использования в год = 365 дней;
- $C_{обор}$ – стоимость оборудования;
- $T_{сл}$ – срок службы оборудования = 3 года.

Тогда по формуле 5.8 получим для варианта исполнения 1 и 2:

$$I_{ам1} = \frac{81}{365} \cdot \frac{1}{3} \cdot 162955 = 12054,21 \text{ руб};$$

$$I_{ам2} = \frac{81}{365} \cdot \frac{1}{3} \cdot 168705 = 12479,55 \text{ руб.}$$

Накладные расходы учитывают другие расходы организации, Их стоимость определяется следующей формуле:

$$З_{накл} = k_{пр} \cdot (C_{зп(инж.)} + C_{зп(рук.пр.)}), \quad (5.9)$$

где $k_{пр}$ – коэффициент, учитывающий накладные расходы.

Величину коэффициента накладных расходов можно взять в размере 16%. Тогда с помощью формулы 5.9 получим:

$$З_{накл} = (137810,25 + 18790,49) \cdot 0,16 = 25056,12 \text{ руб.}$$

Рассчитанная величина затрат проектирования работы является основой для формирования бюджета затрат проекта. Определение бюджета затрат на проектирование по каждому варианту исполнения приведен в таблице 5.16.

Таблица 5.16 – Бюджет затрат на проектирование

	Исполнение 1	Исполнение 2
Наименование статьи	руб.	руб.

Окончание таблицы 5.16

Материальные затраты НТИ и затраты на оборудование	162955	168705
Затраты на заработную плату исполнителей темы	156600,74	156600,74
Отчисления во внебюджетные фонды	47293,42	47293,42
Амортизационные отчисления	12054,21	12479,55
Накладные расходы	25056,12	25056,12
Итого	409959,49	410134,83

5.3.5 Реестр рисков проекта

Идентифицированные риски проекта включают в себя возможные неопределенные события, которые могут возникнуть в проекте и вызвать последствия, которые повлекут за собой нежелательные эффекты. В таблице 5.17 представлен реестр рисков.

Таблица 5.17 – Реестр рисков

№	Риск	Потенциальное воздействие	Вероятность наступления	Влияние риска	Уровень риска*	Способы смягчения риска	Условия наступления
1.	Низкое качество диагностики	Снижение спроса на технологию, снижение эффективности	2	4	Низкий	Повышенные требования к обслуживающему персоналу и тщательный контроль	Низкая квалификация персонала

Окончание таблицы 5.17

2.	Отсутст- вие финан- совой поддержки	Заморозка проекта	3	1	Высо- кий	Поиск инвесторов	Отсу- ствие инве- сторов
3.	Прекра- щение поставок необходи- мых компекту ющих	Заморозка проекта	2	1	Высо- кий	Замена компекту- ющих на возможные аналоги	Отсу- ствие подхо- дящих аналогов
4.	Блоки- ровка лицензи- онного програ- ммного обеспе- чения	Заморозка проекта	2	1	Высо- кий	Используй- вание нелицензи- онного ПО, поиск аналогов	Нару- шение пользо- вате- льского согла- шения, отсу- ствие финансо- вых средств для приобре- тения програ- ммного обеспе- чения

5.4 Определение ресурсной (ресурсосберегающей), финансовой, бюджетной, социальной и экономической эффективности исследования

5.4.1 Оценка сравнительной эффективности исследования

Определение эффективности происходит на основе расчета интегрального показателя эффективности научного исследования. Его нахождение связано с определением двух средневзвешенных величин: финансовой эффективности и ресурсоэффективности. Интегральный финансовый показатель разработки определяется как:

$$I_{\Phi}^p = \frac{\Phi_{pi}}{\Phi_{\max}}, \quad (5.10)$$

где I_{Φ}^p – интегральный показатель разработки; Φ_{pi} – стоимость i – го варианта исполнения; Φ_{\max} – максимальная стоимость исполнения научно – исследовательского проекта (в т.ч. аналоги). Тогда получим следующее:

$$I_{\Phi 1}^p = \frac{409959,49}{419959,49} = 0,976;$$

$$I_{\Phi 2}^p = \frac{419959,49}{419959,49} = 1;$$

Следовательно, исходя из этого, можно сделать вывод, что интегральный показатель разработки текущего проекта показывает удешевление стоимости разработки в 0,976 раз, а интегральный показатель разработки аналога 2 равен 1.

Ресурсоэффективность проекта можно оценить с помощью интегрального критерия ресурсоэффективности:

$$I_{pi} = \sum a_i \cdot b_i, \quad (5.11)$$

где I_{pi} – интегральный показатель ресурсоэффективности; a_i – весовой коэффициент разработки; b_i – банальная оценка разработки, устанавливается экспертным путем по выбранной шкале оценивания.

Для определения ресурсоэффективности проекта рекомендуется рассмотреть следующие критерии, см. таблицу 5.18:

1. Удобство в эксплуатации;

2. Надежность;
3. Безопасность;
4. Экономичность;
5. Материалоемкость
6. Энергосбережение

Таблица 5.18 – Критерии ресурсоэффективности и их характеристики

Критерии	Весовой коэффициент	Балльная оценка разработки	Балльная оценка аналога 1
1. Удобство в эксплуатации	0,15	5	4
2. Надежность	0,2	5	4
3. Безопасность	0,15	5	4
4. Экономичность	0,2	5	4
5. Материалоемкость	0,15	5	4
6. Энергосбережение	0,15	5	3
Итого:	1	5	3,85

Интегральный показатель эффективности разработки и аналога определяется на основании интегрального показателя ресурсоэффективности и интегрального финансового показателя по формулам:

$$I_{\text{финр1}}^p = \frac{I_m^p}{I_{\text{ф1}}^p} = \frac{5}{0,976} = 5,123;$$

$$I_{\text{финр2}}^p = \frac{I_m^p}{I_{\text{ф2}}^p} = \frac{3,85}{1} = 3,85;$$

Сравнительная эффективность проекта:

$$\mathcal{E}_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{финр}}^p}{I_{\text{фин}}^a}, \quad (5.12)$$

где $\mathcal{E}_{\text{ср}}$ – сравнительная эффективность проекта; $I_{\text{финр}}^p$ – интегральный показатель разработки; $I_{\text{фин}}^a$ – интегральный технико-экономический показатель аналога. Тогда при помощи формулы 5.12 рассчитаем сравнительную эффективность проекта:

$$\Theta_{\text{ср}}^I = \frac{5,123}{3,85} = 1,33;$$

Отразим сравнительную эффективность разработки в таблице 5.19.

Таблица 5.19 – Сравнительная эффективность разработки

№ п/п	Показатели	Разработка	Аналог 1
1	Интегральный финансовый показатель разработки	0,935	1
2	Интегральный показатель ресурсоэффективности разработки	5	3,85
3	Интегральный показатель эффективности	5,123	3,85
4	Сравнительная эффективность вариантов исполнения	1,33	1

5.5 Выводы по главе:

В результате сравнения и оценки критериев систем управления асинхронного двигателя, выбрана разрабатываемая система, т.к. она обладает оптимальными техническими показателями при выгодной стоимости проекта. Были составлены графики проведения НТИ, определено количество работников, рассчитаны затраты. На проведение работ затрачено 409959,49 руб., на приобретение оборудования 110000 руб. Работы были проведены за 100 рабочих дней группой из двух человек. На основе расчета интегрального показателя эффективности научного исследования, а также по итогам сравнения финансовой и ресурсной эффективности наиболее эффективной получается наша разработка.

6 СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ

Введение

Целью данного раздела является анализ опасных и вредных факторов при работе автоматизированного асинхронного электропривода насосной установки, разработка требований и мероприятий по технике безопасности, анализ пожарной безопасности и выработка мероприятий, направленных на предотвращение пожаров.

Объектом исследования в ВКР является система управления асинхронным электроприводом насосной установки специального назначения, ее прототипа и математической модели. Работа проводится на базе АО «НПЦ «ПОЛЮС» г.Томск. Рабочее место представляет из себя помещение размером 10x15 в котором находится экспериментальная установка (асинхронный двигатель и нагрузочное устройство), преобразователь частоты и автоматизированное рабочее место оператора. С помощью него можно отрабатывать алгоритмы управления насосной установкой в различных режимах её работы.

6.1 Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности

Отношения между организацией и работниками, касающиеся оплаты труда, трудового распорядка, специфики работы, социальных отношений и страхования регулируются законодательством РФ. Далее будут приведены нормативные документы, которые регулируют вышеописанные вопросы.

На работах с вредными или опасными условиями труда, а также на работах, выполняемых в особых температурных условиях или связанных с загрязнением, выдаются прошедшие обязательную сертификацию или декларирование соответствия средства индивидуальной защиты в соответствии с типовыми нормами, утвержденными в порядке, установленном Правительством Российской Федерации. Также, работодатель за счет своих средств обязан в соответствии с установленными нормами обеспечивать своевременную выдачу специальной одежды, специальной обуви и других

средств индивидуальной защиты, а также их хранение, стирку, сушку, ремонт и замену [ТК РФ Статья 221] [53].

Согласно [Федеральный закон "Об обязательном социальном страховании от несчастных случаев на производстве и профессиональных заболеваний" от 24.07.1998 N 125ФЗ], работник имеет право на обязательное социальное страхование от несчастных случаев на производстве и профессиональных заболеваний [54].

Согласно [ТК РФ Статья 92] [55], продолжительность рабочего дня не должна превышать 40 часов в неделю.

Согласно [ТК РФ Статья 147] Оплата труда работников, занятых на работах с вредными и (или) опасными условиями труда, устанавливается в повышенном размере (часть первая в ред. Федерального закона от 28.12.2013 N 421-ФЗ). Минимальный размер повышения оплаты труда работникам, занятым на работах с вредными и (или) опасными условиями труда, составляет 4 процента тарифной ставки (оклада), установленной для различных видов работ с нормальными условиями труда. (часть вторая в ред. Федерального закона от 28.12.2013 N 421-ФЗ) [56].

Согласно [ТК РФ Статья 96], ночное время - время с 22 часов до 6 часов. Продолжительность работы (смены) в ночное время сокращается на один час без последующей отработки (в ред. Федерального закона от 30.06.2006 N 90-ФЗ). Не сокращается продолжительность работы (смены) в ночное время для работников, которым установлена сокращенная продолжительность рабочего времени, а также для работников, принятых специально для работы в ночное время, если иное не предусмотрено коллективным договором [57].

6.2 Производственная безопасность

Перечень опасных и вредных факторов, характерных для рассматриваемой производственной среды представлен в таблице 6.1.

Таблица 6.1 – Возможные опасные и вредные факторы

Факторы (ГОСТ 12.0.003-2015)	Нормативные документы
1. Повышенный уровень и другие неблагоприятные характеристиками шума	<ul style="list-style-type: none"> ● ГОСТ 12.1.003 – 2014 ССБТ. Шум. Общие требования безопасности
2. Превышение уровня вибрации	<ul style="list-style-type: none"> ● ГОСТ 12.1.009 – 2017 ССБТ. Электробезопасность. Термины и определения. ● ГОСТ 12.1.019 – 2017 ССБТ. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты.
3. Отсутствие или недостатки необходимого искусственного освещения	<ul style="list-style-type: none"> ● ГОСТ 12.4.002 – 97 ССБТ. Средства индивидуальной защиты рук от вибрации. Общие технические требования. ● ГОСТ 12.4.011 – 89 ССБТ. Средства защиты работающих. Общие требования и классификация.
4. Опасные и вредные производственные факторы, связанные с аномальными микроклиматическими параметрами воздушной среды на местонахождении работающего	<ul style="list-style-type: none"> ● ГОСТ Р 55710 – 2013. Освещение рабочих мест внутри зданий. Нормы и методы измерений.
5. Опасные и вредные производственные факторы, связанные с электрическим током	<ul style="list-style-type: none"> ● СанПиН 1.2.3685 – 21 Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания. ● СП 52.13330.2016. Естественное и искусственное освещение.

6.2.1 Анализ опасных и вредных факторов производственных факторов и обоснование мероприятий по снижению уровней воздействия опасных и вредных факторов на работающего

6.2.1.1 Превышение уровня шума

Одним из самых распространенных вредных факторов на производстве является шум. На предприятии, где постоянно ведутся те или иные работы на станках, включены в нагрузку двигатели, насосы, вентиляторы — присутствует высокий уровень шума, который оказывает отрицательное влияние на организм человека, например: учащается пульс, дыхание; повышается артериальное давление; изменяются двигательная, секреторная функции желудка и других органов; негативное влияние на нервную систему (головные боли, бессонница); замедление психических реакций [58].

Предельно допустимые уровни шума, на рассматриваемом рабочем месте, представлены в таблице 6.2, согласно [СанПиН 1.2.3685 – 21] [59].

Таблица 6.2 – Предельно допустимые уровни шума

Рабочее Место	Уровни звукового давления, дБ									По шкале
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Служебные помещения (Мех. цех)	99	95	87	82	78	75	73	71	69	80
Служебные помещения (с ПК на рабочем месте)	96	83	74	68	63	60	57	55	54	65

6.2.1.2 Превышение уровня вибрации

Также, к вредным производственным факторам, относится фактор «превышение уровня вибрации». В данном случае, на производстве, под вибрацией понимается колебание твердых тел, а основными источниками выступают различные станки, двигатели и прочее крупногабаритное оборудование.

Превышение уровня вибрации негативно влияет на отделы центральной нервной системы, желудочно-кишечного тракта и вестибулярного аппарата человека. Одним из самых распространенных профессиональных заболеваний при длительном воздействии вибрации – является виброблезнь, побочными факторами которой являются: головокружение, онемение нижних конечностей и потеря ориентации в пространстве. На предприятии, в целях профилактики данной болезни, для работающих с вибрирующим оборудованием, регламентируется режим работы – продолжительность рабочей смены, обязательные перерывы, отдых.

Для того, чтобы защитить работника от вибрации на производстве (согласно [ГОСТ 12.4.002 – 97]), применяются следующие средства защиты: антивибрационные рукавицы (для защиты от вибрирующих объектов); специальная обувь на антивибрационной подошве (для защиты от вибрирующего пола); резино-войлочные маты; антивибрационные площадки; антивибрационные сидения [60].

Технические нормы вибрации в рассматриваемом цеху представлены в таблице 6.3, согласно [СанПиН 1.2.3685 – 21] [59].

Таблица 6.3 – Технические нормы вибрации

Вид вибрации	Среднеквадратичная частота, Гц									
	Логарифмический уровень виброскорости									
	1	2	4	8	16	31,5	63	125	250	500
Мех. цех	-	80	81	83	89	95	101	-	-	-

6.2.1.3 Недостаточная освещенность рабочей зоны

Основная задача освещения на производстве – создание наилучших условий для зрения трудящихся. Согласно научным исследованиям, отсутствие или недостаток естественного освещения на рабочем месте может вызвать ухудшение самочувствия, привести к потере сна и ослаблению здоровья. Специалисты полагают, что причина отрицательного воздействия может заключаться в изменении циркадных ритмов из-за недостатка естественного света. Поэтому следует уделять большее внимание достаточному дневному освещению для укрепления здоровья и морального состояния работников.

На рабочих местах, где трудовая деятельность ведется в условиях отсутствия естественного освещения, необходимо проводить мероприятия, направленные на уменьшение уровня вредности условий труда, прописанные в ГОСТ Р 55710–2013 [61].

При недостатке естественного освещения в помещениях также возможно принятие следующих мер:

- анализ степени загрязненности стекол в светопроемах, их очистка и дальнейшие контрольные измерения коэффициента естественной освещенности, который показывает, какая часть наружного освещения попадает на рабочие места производственного помещения;
- при наличии в помещении зон с недостаточным и достаточным уровнем естественного освещения изменение размещения рабочих мест с их переносом в зону с достаточным уровнем естественного освещения;

- косметический ремонт помещения с применением светлых отделочных материалов.

Минимальная освещенность на рабочих местах не должна отличаться от нормируемой средней освещенности в помещении более чем на 10% согласно [СП 52.13330.2016] [62].

Система освещения должна быть сконструирована таким образом, чтобы не существовало ни затененных зон способных вызвать неудобство, ни раздражающего ослепляющего света, ни опасного стробоскопического эффекта на движущихся частях из - за освещения. Внутренние элементы, требующие частой проверки и регулировки, а также зоны технического обслуживания должны быть обеспечены достаточным освещением. Уровень освещенности (согласно [ГОСТ Р 55710 – 2013]) в зонах, требующих частой проверки и регулировки, должны быть не менее 500 ЛК [61].

Согласно [ГОСТ 12.4.011–89] к средствам нормализации освещенности производственных помещений рабочих мест относятся: источники света; осветительные приборы; световые проемы [63].

6.2.1.4 Отклонение показателей микроклимата

Микроклимат производственных помещений – это комплекс физических факторов, оказывающих влияние на теплообмен человека и определяющих самочувствие, работоспособность, здоровье и производительность труда. Поддержание микроклимата рабочего места в пределах гигиенических норм – важнейшая задача охраны труда. Жизнедеятельность человека может нормально протекать лишь при условии сохранения температурного гомеостаза организма, что достигается за счет системы терморегуляции и деятельности других функциональных систем: сердечно-сосудистой, выделительной, эндокринной и систем, обеспечивающих энергетический, водно-солевой и белковый обмен. Для сохранения постоянной температуры тела организм должен находиться в термостабильном состоянии, которое оценивается по тепловому балансу.

Тепловой баланс достигается координацией процессов теплопродукции и теплоотдачи.

Микроклимат по степени влияния на тепловой баланс человека подразделяется на: нейтральный; нагревающий; охлаждающий.

Требования для обеспечения нормального микроклимата предусматривается, в соответствии с [СанПиН 1.2.3685 – 21][59].

Микроклимат производственного помещения согласно вышеуказанному документу о санитарных правилах и нормах характеризуются оптимальными значениями:

- температурой воздуха:
 - в холодный период года $t = (18 \div 20) \text{ } ^\circ\text{C}$;
 - в тёплый период года $t = (23 \div 25) \text{ } ^\circ\text{C}$;
- влажностью воздуха:
 - в холодный период года $(45 \div 60) \%$;
 - в тёплый период года $(60 \div 65) \%$;
- скоростью движения воздуха:
 - в холодный период года 0,2 м/с;
 - в тёплый период года 0,3 м/с.

Вредные химические вещества и пары на данном производстве отсутствуют.

Производственный процесс в цехе относится к 1а группе (избытки явного тепла незначительны, отсутствуют значительные выделения влаги, пыли, особо загрязняющих веществ).

Работа выполняется в спецодежде. Вспомогательные помещения имеют гардеробное оборудование и душевые комнаты.

6.2.1.5 Опасность электро-поражения

Электро-поражение персонала, работающего с электроустановками, является опасным для жизни человека и наступает при соприкосновении его с сетью не менее чем в двух точках.

В соответствии с [ГОСТ 12.1.009 – 2017] к поражению электрическим током может привести прикосновение человека к токоведущим частям электроустановок, находящихся под напряжением. Поражение проявляется в парализующем и разрушительном воздействии тока на внешние и внутренние органы – кожный покров, мышцы, органы дыхания, сердце, нервную систему [64].

При разработке коллективных и индивидуальных средств защиты от электро-поражения необходимо, согласно правилам устройства электроустановок (ПУЭ), рассмотреть следующие вопросы: требования к электрооборудованию; анализ соответствия реального положения на производстве перечисленным требованиям; мероприятия по устранению обнаруженных несоответствий; обоснование мероприятий и средств защиты, работающих от поражения электрическим током [65].

Также (согласно [ГОСТ 12.1.019–2017]), используются индивидуальные электрозащитные средства. В установках до 1000 В используются диэлектрические перчатки, указатели напряжения, диэлектрические коврики и боты, изолирующие подставки, а также инструмент с изолированными рукоятками [66].

6.2.2 Расчет системы искусственного освещения

На предприятии, в кабинете разработчика системы стабилизации частоты вращения УКД, должен соблюдаться необходимый уровень естественного освещения, для улучшения работоспособности и сохранения здоровья персонала. Для этого устанавливают нормативные уровни освещенности, которые описаны в документе СП 52.13330.2016, уровни представлены в таблице 6.4 [62]

Таблица 6.4 – Уровни освещённости рабочей зоны

Место, площадка	Плоскость, в которой нормируется освещенность	Освещенность рабочей поверхности, лм
Кабинет	горизонтальная	500

В нашем случае наименьший размер различаемого объекта от 0,15 до 0,3 мм, что соответствует характеристике выполняемой работы очень высокой точности. Исходя из этого коэффициент естественной освещенности (КЕО) должен быть обеспечен не меньше 1,5% при боковом освещении и 4,2% при верхнем и комбинированном. Произведём расчёт освещения кабинета инженера проектировщика. Кабинет имеет следующие размеры: длина $A=10$ м, ширина $B=15$ м, высота $H=4$ м. Высота рабочей поверхности $h_{pn}=0,8$ м. Коэффициент отражения стен $\rho_c=50\%$, потолка $\rho_n=70\%$ Коэффициент запаса $k=1,5$, коэффициент неравномерности $Z=1,1$.

Для дальнейшего расчета необходимо выбрать тип светильника и мощность ламп.

Основные характеристики некоторых светильников с люминесцентными лампами представлены в таблице 6.5.

Таблица 6.5 – Основные характеристики некоторых светильников с люминесцентными лампами

Тип светильника	Кол-во и мощность лампы	Область применения	Размеры, мм			КПД, %
			Длина	Ширина	Высота	
ОД – 2–30	2x30	Освещение производственных помещений нормальными условиями среды	933	204	156	75
ОД – 2–40	2x40		1230	266	158	75
ОД – 2–80	2x80		1531	266	198	75
ОД – 2–125	2x125		1528	266	190	75
ОДО – 2–40	2x40		1230	266	158	75
ОДОР – 2–30	2x30		925	265	125	75
ОДОР – 2–40	2x40		1227	265	155	75
АОД – 2-30	2x30			945	255	-
АОД – 2-40	2x40		1241	255	-	80
ШОД – 2-40	2x40		1228	284	-	85
ШОД – 2-80	2x80		1530	284	-	83
Л71Б03	10x30		1096	1096	187	45
ПВЛ		Для пожароопасных помещений с пыле – и влаговыведениями. Параметры – аналогично ОД				

Основываясь на таблице 6.5, выбираем тип светильников ОД – 2-125, с мощностью лампы 125 Вт.

Далее произведем расчет высоты подвеса светильников:

Высоту свеса светильников принимаем $h_c = 0,6$ м.

$$h_n = H - h_c = 4 - 0,6 = 3,4 \text{ м.}$$

Полученное значение корректно, так как меньше нормативного значения допустимой высоты подвеса светильников с люминесцентными лампами, которое составляет 4 метра для двухламповых светильников ОД, ОДР, ОДО, ОДОР при непрерывных рядах из сдвоенных светильников.

Определим расчетную высоту:

$$h = H - h_c - h_{pn} = 4 - 0,6 - 0,8 = 2,6 \text{ м.}$$

Далее необходимо рассчитать расстояние между рядами светильников L :

$$L = \lambda \cdot h = 1,1 \cdot 2,6 = 2,86 \text{ м.}$$

где λ – коэффициент оптимального расположения светильников. Для светильников ОД, ОДР, ОДО, ОДОР $\lambda = (1,1 \div 1,3)$

Расстояние от крайнего ряда светильников до стены:

$$L / 3 = 0,953 \text{ м.}$$

Расстояние между светильниками в ряду принимаем 0,5 м.

Далее определим общее число ламп в осветительной системе:

Количество рядов определяется по формуле:

$$n_{\text{ряд}} = \frac{(B - \frac{2}{3} \cdot L)}{L} + 1 = \frac{(15 - \frac{2}{3} \cdot 2,86)}{2,86} + 1 = 5,58 \approx 6 \text{ шт.}$$

Количество ламп в ряду определяется по формуле:

$$n_{\text{св}} = \frac{(A - \frac{2}{3} \cdot L)}{l_{\text{св}} + 0,5} = \frac{(10 - \frac{2}{3} \cdot 2,86)}{1,528 + 0,5} = 3,98 \approx 4 \text{ шт.}$$

Общее количество ламп:

$$N = n_{\text{ряд}} \cdot n_{\text{св}} = 4 \cdot 6 = 24 \text{ шт.}$$

Далее произведем расчет индекса помещения:

$$i = \frac{A \cdot B}{h \cdot (A + B)} = \frac{10 \cdot 15}{2,6 \cdot (10 + 15)} = 2,31.$$

В таблице 6.6 представлены коэффициенты использования светового потока светильников с люминесцентными лампами.

Таблица 6.6 – Коэффициенты использования светового потока светильников с люминесцентными лампами

Тип светильника	ОД и ОДЛ			ОДР			ОДО			ОДОР			Л71БО3		
	$\rho_n, \%$	$\rho_c, \%$	i	$\rho_n, \%$	$\rho_c, \%$	i	$\rho_n, \%$	$\rho_c, \%$	i	$\rho_n, \%$	$\rho_c, \%$	i	$\rho_n, \%$	$\rho_c, \%$	i
	30	50	70	30	50	70	30	50	70	30	50	70	30	50	70
	10	30	50	10	30	50	10	30	50	10	30	50	10	30	50
	Коэффициенты использования, %														
1,75	52	55	58	47	50	53	49	52	58	42	45	50	31	33	35
2,5	59	61	64	53	55	58	55	58	64	47	50	56	35	36	39

Из таблицы принимаем индекс помещения $i = 2,5$, коэффициент использования $\eta = 64 \%$.

Произведем расчет светового потока:

$$\Phi = \frac{E_H \cdot A \cdot B \cdot k \cdot Z}{N \cdot \eta} = \frac{500 \cdot 150 \cdot 1,5 \cdot 1,1}{24 \cdot 0,64} = 8056,64 \text{ Лм},$$

где $E_H = 500 \text{ Лм}$ – нормативная освещенность.

Стандартное значение для данных ламп 8150 лм, произведем проверку:

$$-10\% \leq \frac{\Phi_{\text{л.станд}} - \Phi_{\text{л.расч}}}{\Phi_{\text{л.станд}}} \cdot 100\% \leq +20\%;$$

$$-10\% \leq \frac{8150 - 8056,64}{8150} \cdot 100\% \leq +20\%;$$

$$-10\% \leq 1,15 \leq +20\%.$$

Отклонение в допустимых пределах, расчет выполнен корректно.

Определим мощность осветительной системы:

$$P = N \cdot P_{\text{л}} = 24 \cdot 125 = 3000 \text{ Вт}.$$

где $P_{\text{л}} = 125 \text{ Вт}$ – мощность лампы.

Согласно проведенным измерениям, рассчитанная система способна обеспечить уровень искусственного освещения в 500 Лм.

В приложении Б приведена схема размещения светильников в помещении для люминесцентных ламп в масштабе 1:25, согласно всем проделанным ранее расчетам и выбору оборудования.

Необходимо применение основных коллективных способов и средств электрозащиты: изоляция проводов и ее непрерывный контроль; предупредительная сигнализация и блокировка; использование знаков безопасности и предупреждающих плакатов; защитное заземление и защитное отключение.

Также (согласно [ГОСТ 12.1.019–2017]), используются индивидуальные электрозащитные средства. В установках до 1000 В используются диэлектрические перчатки, указатели напряжения, диэлектрические коврики и боты, изолирующие подставки, а также инструмент с изолированными рукоятками [66].

6.3 Экологическая безопасность при эксплуатации

Проблема защиты окружающей среды – одна из важнейших задач современности. Выбросы промышленных предприятий в атмосферу, водоёмы и недра на современном этапе развития достигли таких размеров, что в ряде районов земного шара, особенно в крупных промышленных центрах, уровень загрязнений существенно превышает допустимые санитарные нормы.

Обмен веществ и энергии АО «НПЦ «Полюс» с окружающей средой представлен на рисунке 6.1.

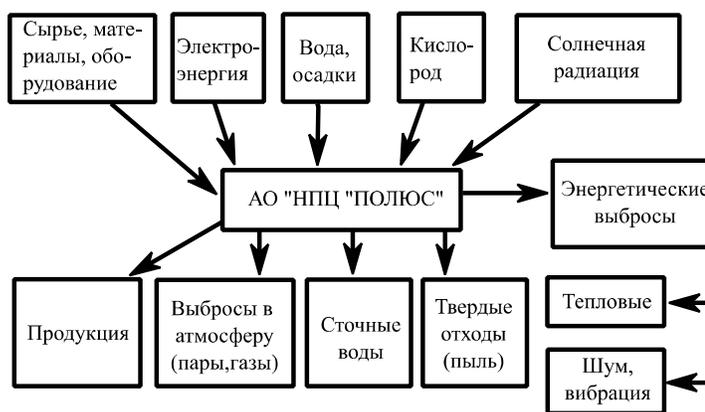


Рисунок 6.1 – Обмен веществ и энергии АО «НПЦ «ПОЛЮС»

В соответствии с [ГОСТ Р 14.13 – 2007], определяются правила установления нормативов допустимых выбросов загрязняющих веществ проектируемыми или действующими хозяйствующими субъектами и методы определения этих нормативов.

Основой для проведения работ по нормированию выбросов загрязняющих веществ в атмосферный воздух являются инвентаризации выбросов вредных (загрязняющих) веществ в атмосферный воздух и их источников (в отношении действующих хозяйствующих субъектов) и данные проектной документации (в отношении вводимых в эксплуатацию новых и (или) реконструируемых хозяйствующих субъектов).

Исходя из данных о результатах инвентаризации, определяются источники выбросов и перечни загрязняющих веществ, подлежащих государственному учету и нормированию, в соответствии с действующими нормативными документами [67].

Радикальное решение проблем охраны окружающей среды от негативных воздействий промышленных предприятий возможно при широком применении безотходных и мало отходных технологий. Использование очистных устройств, сооружений позволяет локализовать выброс, а применение более современных систем очистки всегда сопровождается экспоненциальным ростом затрат на осуществление процесса очистки, даже в тех случаях, когда это технически возможно.

Под понятием “безотходная технология” следует понимать комплекс мероприятий в технологических процессах, от обработки сырья до использования готовой продукции, в результате чего сокращается до минимума количество вредных выбросов и уменьшается воздействие отходов на окружающую среду до приемлемого уровня.

В связи с этим предлагается следующий комплекс мероприятий, для решения проблемы, в который входят:

- создание и внедрение новых процессов получения продукции образованием наименьшего количества отходов;

- разработка систем переработки отходов производства во вторичные материальные ресурсы;
- разработка различных типов бессточных технологических систем и водооборотных систем на базе способов очистки сточных вод;
- создание территориально – промышленных потоков сырья и отходов внутри комплекса.

Вода на ООО «НПЦ «ПОЛЮС» используется для вспомогательных целей: охлаждение (подогрев) исходных материалов и продукции предприятия, охлаждение деталей и узлов технологического оборудования, промывки и очистки продукции, что приводит к загрязнению воды растворами и нерастворимыми примесями, поэтому здесь применяется система оборотного водоснабжения.

«Правила охраны поверхностных вод от загрязнения сточными водами» запрещает выбрасывать в водоемы сточные воды, если этого можно избежать, используя более рациональную технологию и системы повторного и оборотного водоснабжения.

При эксплуатации системы выделяется много пыли, масел и эмульсий. Отработанные эмульсии и масла собираются в специальных сборниках, проходят очистку и снова запускаются в технологический процесс. Отходы от этой очистки подлежат уничтожению. В помещении работает принудительная вентиляция, снабженная пылеулавливающими аппаратами типа циклонный пылеуловитель.

6.4 Безопасность в чрезвычайных ситуациях

Наиболее вероятная чрезвычайная ситуации на рассматриваемом рабочем месте в производственном помещении – возникновение пожара, которая и будет рассмотрена далее.

6.4.1 Пожар (загорание) как источник ЧС

Основными причинами пожара могут быть: перегрузка проводов, короткое замыкание, большие переходные сопротивления в электрических цепях, электрическая дуга, искрение и неисправности оборудования.

Согласно, пожарная профилактика обеспечивается: системой предотвращения пожара; системой противопожарной защиты; организационно - техническими мероприятиями. К мерам предотвращения пожара относятся: применение средств защитного отключения возможных источников загорания (защитного зануления); применение искробезопасного оборудования; применение устройства молниезащиты здания; выполнение правил (инструкций) по пожарной безопасности.

К мерам противопожарной защиты относятся: применение пожарных извещателей; средств коллективной и индивидуальной защиты от факторов пожара; системы автоматической пожарной сигнализации; порошковых или углекислотных огнетушителей, два ящика с песком 0,5 м³.

Организационно-технические мероприятия: наглядная агитация и инструктаж работающих по пожарной безопасности; разработка схемы действий администрации и работающих в случае пожара и организация эвакуации людей; организация внештатной пожарной дружины.

При обнаружении загорания рабочий немедленно сообщает по телефону 01 в пожарную охрану, сообщает руководителю, приступают к эвакуации людей и материальных ценностей. Тушение пожара организуется первичными средствами с момента обнаружения пожара. Пострадавшим при пожаре обеспечивается скорая медицинская помощь.

6.5 Выводы по разделу

В данной работе были рассмотрены следующие проблемы:

Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности:

- организация труда на рабочем месте.

Проблемы производственной безопасности:

- уменьшение влияние вредных факторов на сотрудников (шум, вибрация, недостаточная освещенность рабочей зоны, отклонение показателей микроклимата);

- предотвращение электро-поражения персонала.

Вопросы экологической безопасности:

- внедрение «безотходной технологии»;
- снижение воздействий на окружающую среду.

Безопасность в чрезвычайных ситуациях:

- предотвращение ЧС.

На основании чего на предприятии могут быть приняты решения по исключению вышеперечисленных проблем, путем внедрения необходимой аппаратуры в соответствии с проблемой, оптимизирована работа персонала и установок, введена необходимая защита. Также, в работе были предложены меры по защите окружающей среды, предотвращению пожаров.

Фактические значения показателей уровня шума на рабочем месте соответствуют нормативным значениям 80 дБА для напряженности легкой степени при легкой физической нагрузке, уровень шума в рассматриваемом производственном помещении не превышает допустимых норм, указанных в [СанПиН 1.2.3685 – 21] [59].

Фактические значения показателей уровня вибрации оказались ниже предельно допустимых значений производственной локальной вибрации, указанных в [СанПиН 1.2.3685 – 21] [59].

Фактическое значения показателя освещенности рабочей зоны оказалось ниже нормативного 500 Лм, согласно [ГОСТ Р 55710 – 2013], что не соответствует норме. Был произведен расчет системы искусственного освещения для устранения этого отклонения [61].

Фактические значений показателей микроклимата корректны и находятся в допустимых пределах, указанных в [СанПиН 1.2.3685 – 21] [59].

Исходя из всего вышеописанного и, в соответствии с [Правила устройства электроустановок (ПУЭ)], можно заключить, что данное

производственное помещение можно отнести ко второй категории помещений по электробезопасности [65].

В соответствии с [Приказ Минтруда России от 15.12.2020 N 903н "Об утверждении правил по охране труда при эксплуатации электроустановок"], для того, чтоб проводить работы с рассматриваемой в данной работе установкой, персонал должен иметь группу по электробезопасности не ниже 3ей [68].

В соответствии с [СанПиН 1.2.3685-21 "Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания"], категория тяжести труда определяется как вторая [59].

В соответствии с [СП 12.13130.2009 «Определение категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной опасности»], рассматриваемое помещение по критерию взрывопожарной и пожарной опасности можно отнести к категории Г – умеренная пожароопасность [69]

В соответствии с [Постановление Правительства РФ от 31.12.2020 N 2398 (ред. от 07.10.2021) "Об утверждении критериев отнесения объектов, оказывающих негативное воздействие на окружающую среду, к объектам I, II, III и IV категорий"], рассматриваемый объект можно отнести ко второй категории объектов, оказывающих умеренное негативное воздействие на окружающую среду [70].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В ходе выполнения магистерской диссертации рассмотрены особенности работы, возникающие при эксплуатации мощных электроприводов насосных агрегатов. Произведен анализ основных подходов к определению гармонического состава потребляемых двигателем токов в реальном времени и выявлены возникающие недостатки при микроконтроллерной реализации.

2. Для отработки разрабатываемых алгоритмов создан экспериментальный стенд, воссоздающий прототип реальной насосной установки. С помощью него получены кривые угловой скорости вращения и фазного тока в динамике.

3. Разработана имитационная модель экспериментального стенда. Благодаря полученным массивам угловой скорости вращения вала и токов установлено то, что двухфазная модель асинхронного двигателя недостаточно точно описывает электромеханические переходные процессы. Предложено введение корректирующей интерполяции, узлы которой зависят от частоты питающего напряжения. Подобное решение позволяет учесть зависимость проводимости магнитного материала от частоты и значительно увеличить (более чем 1,42 раза) сходимость реальных и модельных переходных процессов.

4. На основе перенастраиваемой математической модели асинхронного двигателя реализован адаптивный алгоритм оценки неизмеряемых компонент вектора состояния в цифровой форме. Установлено, что алгоритм оценки при лучшей настройке параметров закона адаптации может произвести вычисления с ошибкой до 20% в динамике и 8% в статике при отклонении параметров схемы замещения асинхронного двигателя на $\pm 10\%$. Также построены поверхности ошибок оценивания, как функции параметров закона адаптации. С помощью них показано, что в большинстве случаев существует такая конфигурация параметров закона адаптации, которая делает ошибку оценивания минимальной.

5. Предложена структура регулятора напряжения, опирающаяся на токовый сигнал и оценку угловой скорости. Она позволяет уменьшить коэффициент гармонических искажений тока, потребляемого двигателем, вплоть до 14%. и вместе с ним величину колебаний угловой скорости, возникающих из-за наличия кратных гармоник в спектре тока.

6. В разделе «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение» были определены слабые и сильные стороны проекта, а также дальнейшие пути его развития.

7. В разделе «Социальная ответственность» рассмотрены организационные мероприятия при компоновке рабочей зоны, произведен анализ вредных и опасных факторов, изучены вопросы охраны окружающей среды, техники безопасности, защиты в чрезвычайных ситуациях.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – УРО РАН, 2000.
2. Богданов А. А., Быстров Е. А. Анализ влияния алгоритма и режимов работы трехфазного инвертора на спектральный состав выходных токов // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. трудов. Томск, 2016. С. 93–97.
3. Браславский И. Я., Костылев А. В., Цибанов Д. В. Исследование оптимальных пусковых процессов в системе" реальная сеть-ПЧ-АД" //Электротехника. – 2012. – №. 9. – С. 35-39.
4. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 373. с.
5. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. – БХВ-Петербург, 2011.
6. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – Litres, 2018.
7. Тимошенко Л. И. Дискретное преобразование Фурье и его быстрые алгоритмы //Современные наукоемкие технологии. – 2014. – №. 12-2. – С. 188-193.
8. Пономарева О. В. Быстрое параметрическое дискретное преобразование Фурье действительных последовательностей //Цифровая обработка сигналов. – 2012. – №. 2. – С. 2.
9. Ильин А. А. Быстрый алгоритм ДПФ для обработки изображений на основе БПФ Кули-Тьюки для одномерных сигналов //Оптико-электронные приборы и устройства в системах распознавания образов, обработки изображений и символьной информации. Распознавание-2008. – 2008. – С. 177-178.

10. Сидорова Т. В., Зыкова Т. В., Сафонов К. В. О модификации быстрого одномерного преобразования Фурье по алгоритму Кули-Тьюки //Сибирский журнал науки и технологий. – 2015. – Т. 16. – №. 2. – С. 360-363.
11. Кошелева Д. Д., Доронина А. В. Преобразование Фурье и быстрое преобразование Фурье //Инновации. Наука. Образование. – 2021. – №. 38. – С. 626-632.
12. Аврамчук В. С., Лунева Е. Е., Черемнов А. Г. Способы повышения эффективности вычисления быстрого преобразования Фурье //Вестник евразийской науки. – 2013. – №. 3 (16). – С. 44.
13. Выдрин Д. Ф., Абзалилова Ю. Р., Вдовин А. К. Быстрое преобразование Фурье в цифровой обработке сигналов //Теория и практика современной науки. – 2017. – №. 2. – С. 161-163.
14. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. – Рипол Классик, 1971.
15. Пономарев В. А. и др. Обобщение алгоритмов Герцеля и скользящего параметрического дискретного преобразования Фурье //Цифровая обработка сигналов. – 2014. – №. 1. – С. 3.
16. Галанина Н. А., Дмитриев Д. Д., Ахметзянов Д. И. Алгоритм Герцеля для спектрального анализа сигналов //Программные системы и вычислительные методы. – 2013. – №. 4. – С. 376-383.
17. Veklych S. H. Сравнительный анализ алгоритма Герцеля и способа алгебраической обработки сложных сигнальных конструкций при обнаружении отдельных тонов сигнала //Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць. – 2017. – Т. 4. – №. 44. – С. 153-156.
18. Пукса А. О. Исследование алгоритма Герцеля //Фундаментальные и прикладные исследования в современном мире. – 2016. – №. 16-1. – С. 101-103.
19. Руководство по эксплуатации СК-ЭТ. URL: https://tetz.ru/upload/iblock/0df/xt6hhkaotd0t7mm6b5p5f3fj3mbygl8u/SK_ET-RE.pdf (дата обращения 20.05.2022)

20. Характеристики импульсного источника питания постоянного тока GWinstek серии SPS. URL: <https://www.gwinstek.com/en-global/products/downloadSeriesSpec/1284> (дата обращения 20.05.2022)
21. Характеристики источника питания постоянного тока Keysight technologies серии N8700. URL: <https://www.keysight.com/ru/ru/assets/7018-02120/data-sheets/5990-3881.pdf> (дата обращения 20.05.2022)
22. Характеристики асинхронных электродвигателей общего назначения серии 4А. URL: https://portal.tpu.ru/SHARED/k/KOJAIN/Student/Tab2/induction_motors_4A.pdf (дата обращения 20.05.2022)
23. Спецификация инкрементального энкодера ЛИР – 158А. URL: <https://skbis.ru/datasheet/lir-158a.pdf> (дата обращения 20.05.2022)
24. Усольцев А. А. Частотное управление асинхронными двигателями. – 2006.
25. Зиновьев Г., Околович А. Основы силовой электроники. – Litres, 2022.
26. Chattopadhyay S., Mitra M., Sengupta S. Clarke and park transform //Electric Power Quality. – Springer, Dordrecht, 2011. – С. 89-96.
27. Тарг С. М. Краткий курс теоретической механики. – Наука, 1967.
28. Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб. для вузов. – 2-е изд. Перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.: ил.
29. Чернышев, А. Ю. Электропривод переменного тока: учебное пособие для академического бакалавриата / А. Ю. Чернышев, Ю. Н. Дементьев, И. А. Чернышев. — Москва: Издательство Юрайт, 2019. — 215 с
30. Терёхин, В. Б. Компьютерное моделирование систем электропривода постоянного и переменного тока в Simulink: учебное пособие для академического бакалавриата / В. Б. Терёхин, Ю. Н. Дементьев. — Москва: Издательство Юрайт, 2019. — 306 с.
31. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование систем в MATLAB 6.0: учебное пособие. – СПб.: «КОРОНА Принт», 2001. – 320 с

32. Герман-Галкин С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
33. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин: учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.
34. Zelechowski M. Space vector modulated–direct torque controlled (dts–svm) inverter–fed induction motor drive //Warsaw University of Technology Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics. – 2005.
35. Zhang W. F., Yu Y. H. Comparison of three SVPWM strategies //Journal of Electronic Science and Technology. – 2007. – Т. 5. – №. 3. – С. 283-287.
36. Kumar K. V. et al. Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter //ARPN journal of engineering and applied sciences. – 2010. – Т. 5. – №. 7. – С. 61-74.
37. Chao W., Qiang G., Jing T. An Implementation Method of SVPWM Modulation Algorithm //IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – IOP Publishing, 2019. – Т. 646. – №. 1. – С. 012066.
38. Целебровский Ю. В. Электротехническое и конструкционное материаловедение. – 2019.
39. Лагуткина Д. Ю., Сайкин М. С. Современные магнитные материалы в электротехнике. – 2018.
40. Выонг Н. В. и др. Определение параметров ПИ-регулятора системы управления сложным технологическим объектом в режиме реального времени //Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2021. – Т. 24. – №. 2. – С. 56-63.
41. Перевозилов Ф. В., Выонг Н. В. Построение системы управления сушильной установки на базе математической модели //Современные проблемы машиностроения: сборник научных трудов XII Международной научно-технической конференции, г. Томск, 28 октября-1 ноября 2019 г.— Томск, 2019. – 2019. – С. 112-117.

42. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. DSP_Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 1993. – V. 29. – № 2. – P. 344–348.
43. Vas, P. Sensorless Vector and Direct Torque Control / P. Vas Oxford: Oxford University Press, 1998, – 729p.
44. G. D. Andreescu and R. Rabinovici, “Torque-speed adaptive observer and inertia identification without current transducers for control of electric drives,” Proceedings of The Romanian Academy Series. – 2003. – V. 4. – №. 3, – P. 89-95.
45. Ляпунов А.М. «Sensorless control with Kalman Filter on TMS320 Fixed-Point DSP», Texas Instruments, Literature Number: BPRA075, ОНТИ, Л., М., July 1997, 336 с.
46. Таланов М.В., Карасев А.В., Таланов В.М. Реализация расширенного фильтра Калмана в среде MATLAB для восстановления угловой скорости вращения ротора асинхронного двигателя // Журнал СВМО. 2013. Т. 15, №3. С.140-146.
47. Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе: Учеб. пособие. — М.: Самиздат, 2015 —90 с.
48. Вдовин В.В., Панкратов В.В. Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода // Известия Томского политехнического университета. 2012. Т. 320. № 4.
49. Котин Д., Панкратов В. Адаптивные алгоритмы бездатчикового векторного управления асинхронными электроприводами подъемно-транспортных механизмов. – Litres, 2022.
50. Лаходьнов, В.С. Модели оптимальной оценки и прогноза неизмеряемой переменной состояния электромеханического объекта: дис. канд. техн. наук: 05.13.18. / Лаходьнов Виктор Сергеевич. – Томск, 2010. – 146 с
51. Удут Л.С., Мальцева О.П., Кояин Н.В. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. Ч. 7. Теория оптимизации непрерывных многоконтурных систем управления

электроприводов: учебное пособие / Л.С. Удут, О.П. Мальцева, Н.В. Кояин; Томский политехнический университет. – 2-е изд. перераб. и доп. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2012. – 220 с

52. Удут Л.С. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. Ч. 8. Асинхронный частотно-регулируемый электропривод: учебное пособие / Л.С. Удут, О.П. Мальцева, Н.В. Кояин; Томский политехнический университет. – 2-е изд. перераб. и доп. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2014. – 648 с.

53. ТК РФ Статья 221. Обеспечение работников средствами индивидуальной защиты.

54. Федеральный закон "Об обязательном социальном страховании от несчастных случаев на производстве и профессиональных заболеваний" от 24.07.1998 N 125-ФЗ.

55. ТК РФ Статья 92. Сокращенная продолжительность рабочего времени.

56. ТК РФ Статья 147. Оплата труда работников, занятых на работах с вредными и (или) опасными условиями труда.

57. ТК РФ Статья 96. Работа в ночное время.

58. ГОСТ 12.1.003 – 2014 ССБТ. Шум. Общие требования безопасности.

59. СанПиН 1.2.3685 – 21 Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания.

60. ГОСТ 12.4.002 – 97 ССБТ. Средства индивидуальной защиты рук от вибрации. Общие технические требования.

61. ГОСТ Р 55710 – 2013. Освещение рабочих мест внутри зданий. Нормы и методы измерений.

62. СП 52.13330.2016. Естественное и искусственное освещение.

63. ГОСТ 12.4.011 – 89 ССБТ. Средства защиты работающих. Общие требования и классификация.

64. ГОСТ 12.1.009 – 2017 ССБТ. Электробезопасность. Термины и определения.

65. Правила устройства электроустановок (ПУЭ). Глава 1.7. Заземление и защитные меры электробезопасности (Издание седьмое).

66. ГОСТ 12.1.019 – 2017 ССБТ. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты.

67. ГОСТ Р 14.13 – 2007. Оценка интегрального воздействия объектов хозяйственной деятельности на окружающую среду в процессе производственного экологического контроля.

68. Приказ Минтруда России от 15.12.2020 N 903н "Об утверждении Правил по охране труда при эксплуатации электроустановок"

69. СП 12.13130.2009 «Определение категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной опасности»

70. Постановление Правительства РФ от 31.12.2020 N 2398 (ред. от 07.10.2021) "Об утверждении критериев отнесения объектов, оказывающих негативное воздействие на окружающую среду, к объектам I, II, III и IV категорий"

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Space vector modulation technique for three-phase voltage source inverters

Студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5AM06	Первощиков Филипп Владимирович		

Консультант школы ИШЭ отделения (НОЦ) ОЭЭ:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Профессор	Букреев Виктор Григорьевич	д.т.н.		

Консультант – лингвист отделения (НОЦ) ОИЯ школы ШБИП:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент	Федоринова Зоя Владимировна	к.п.н.		

Introduction

This study is devoted to the principles of pulse width modulation (PWM). Application areas of power converters still expand thanks to improvements in semiconductor technology, which offer higher current and voltage ratings as well as better switching characteristics. This type of regulation is often used in alternating current machines, which are most widely used in industry. Therefore, this study can be called relevant.

The aim of the present work in studying the principles of operation and estimate the advantages of vector PWM.

The objectives of the work are:

- to analyze literature data;
- to make simulation model of the converter with PWM-control in MATLAB Simulink and testing of this model;
- to estimate of the quality of work of such a method of regulation.

The research object is the methods and algorithms for controlling an autonomous voltage inverter.

The research methods are the control theory and methods of power electronics.

The scientific novelty of the work is an estimation indicator of the quality of the controlled converter, obeying the laws of vector control.

The practical value of the work is an estimation the applicability of the control algorithm in modern converter devices.

Structure and volume of the work

our work has 80 pages (excluding appendix) and consist of introduction, six basic units, conclusion, reference and appendices. Each unit consist of several logically interconnected chapters followed by a conclusion where we enumerate the results of our work concerning that unit. The total outcome of the research is summarized in a separate conclusion, our references consist of 70 sources represented by books of Russian and foreign authors.

Components of inverter

Due to the improvement of fast-switching semiconductor power devices, voltage source inverters with pulse width modulated (PWM) control, find particularly growing interest (Fig. 1) [1-2].

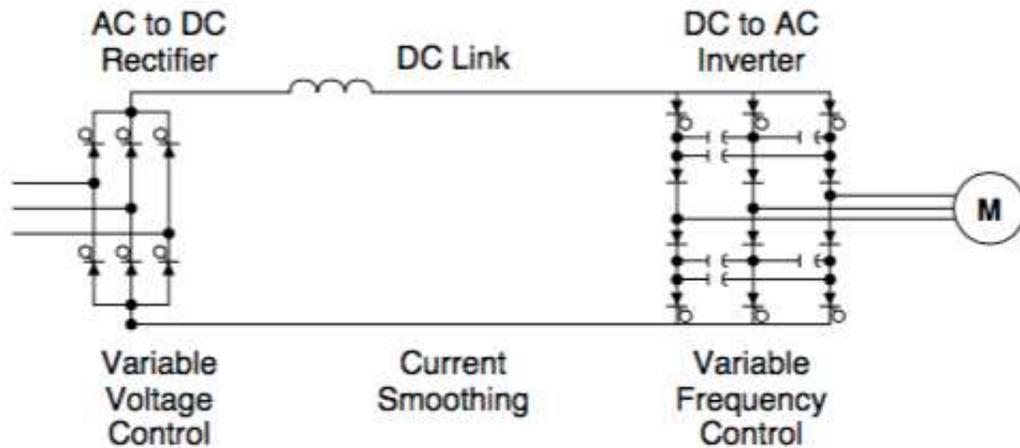


Fig. 1. Induction motor drive with PWM voltage source inverter

This leads to different types of PWM, which is a basic energy processing technique applied in power converter systems. In modern converters, PWM is a high-speed process ranging depending on the rated power –from a few kilohertz (drive control) up to several megahertz (resonant converters for power supply).

Many three-phase loads require a supply of variable voltage at variable frequency, including fast and high-efficiency control by electronic means. Predominant applications are in variable speed ac drives, where the rotor speed is controlled through the supply frequency, and the machine flux through the supply voltage.

The power requirements for these applications range from fractions of kilowatts to several megawatts. It is preferred in general to take the power from a dc source and convert it to three-phase ac using power electronic dc-to-ac converters.

The input dc voltage, mostly of constant magnitude, is obtained from a public utility through rectification, or from a storage battery in the case of an electric drive.

The conversion of dc power to three-phase ac power is exclusively performed in the switched mode. Power semiconductor switches effectuate

temporary connections at high repetition rates between the two dc terminals and the three phases of the ac drive motor. The actual power flow in each motor phase is controlled by the on/off ratio, or duty cycle, of the respective switches. The desired sinusoidal waveform of the currents is achieved by varying the duty cycles sinusoidally with time, employing techniques of pulse width modulation.

A power inverter, or inverter, is an electronic device or circuitry that changes direct current (DC) to alternating current (AC). The input voltage, output voltage and frequency, and overall power handling depend on the design of the specific device or circuitry. The inverter does not produce any power; the power is provided by the DC source.

A basic three-phase inverter (Fig. 2) consists of three single-phase inverter switches each connected to one of the three load terminals.

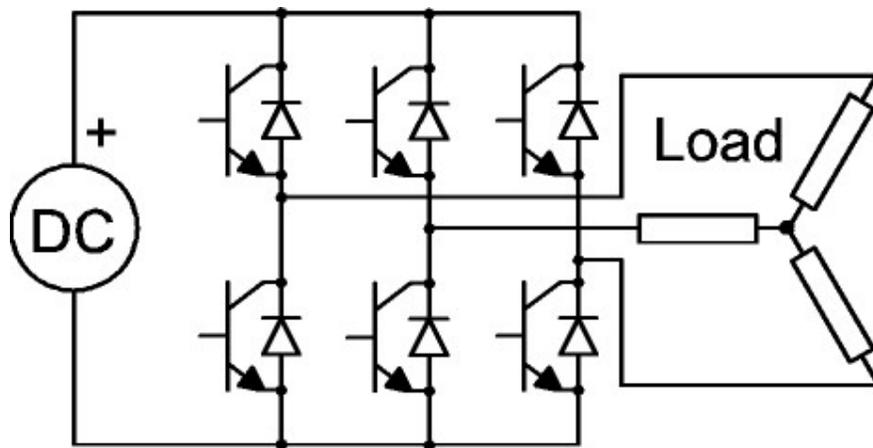


Fig. 2. Three-phase inverter with wye connected load

To assemble an inverter, the MOSFET and IGBT are heavily used power semiconductor devices. Power MOSFET can operate at somewhat higher frequencies (a few to several tens of kHz), but is limited to power ratings, usually 1000V, 50A. Insulated-gate bipolar transistor (IGBT) is voltage controlled power transistor that is used while voltage requirement increases and it also offers better speed than a BJT but is not quite as fast as a power MOSFET [3].

Basic Requirements and Definitions of PWM voltage control methods

The PWM converter should meet some general demands such as the following:

- Wide range of linear operation;
- Minimal number of switching to maintain low switching losses in power components;
 - Minimal content of harmonics in voltage and current, because they produce additional losses and noise in load;
 - Elimination of low-frequency harmonics (in the case of motors it generates torque pulsation);
 - Operation in overmodulation region including square wave.

PWM voltage control methods

The voltage source inverter that use PWM switching techniques have a DC input voltage that is usually constant in magnitude. The inverter job is to take this DC input and to give AC output, where the magnitude and frequency can be controlled. The efficiency parameters of an inverter such as switching losses and harmonic reduction are principally depended on the modulation strategies used to control the inverter.

There are several techniques of pulse width modulation. The most popular among those are carrier-based sinusoidal PWM (SPWM) and space vector pulse width modulation (SVPWM). The major disadvantage of this scheme is lower dc bus utilization. PWM techniques are widely used in different applications such as variable speed drives, un-interruptible power supplies (UPS) etc. Sinusoidal pulse width modulation is used to control the inverter output voltage and maintains good performance in the entire range of the operation between zero and 78% of the value that would be reached by square wave operation. If the modulation index exceeds this value then output voltage is not maintained and over modulation methods are required. On the other hand space vector pulse width modulation (SVPWM) increased its applications from last decade, because they allow reducing commutation losses and the harmonic content output voltage. Space vector PWM (SVPWM) offers easy digital realization and better dc bus utilization [4].

Sinusoidal PWM compares a high frequency triangular carrier with three sinusoidal reference signals, known as the modulating signals, to generate the gating signals for the inverter switches but having a disadvantage that it contains third harmonic in output. To the cancellation of the third-harmonic components and better utilization of the dc supply, the third harmonic injection PWM scheme is preferred in three-phase applications. Space vector modulation technique has advantage of an optimal output and also reduces harmonic content of the output voltage/current. Space vector PWM (SVPWM) has the advantages of lower harmonics. Consider SVPWM in the next section in more detail

Space vector modulation

Space Vector Modulation (SVM) was originally developed as vector approach to Pulse Width Modulation (PWM) for three phase inverters. It is a more sophisticated technique for generating sine wave that provides a higher voltage to the motor with lower total harmonic distortion. The main aim of any modulation technique is to obtain variable output having a maximum fundamental component with minimum harmonics.

The structure of a typical three-phase VSI is shown in Figure 3. As shown below V_a , V_b and V_c are the output voltages of the inverter. Q1 through Q6 are the six power transistors that shape the output, which are controlled by a , a' , b , b' , c and c' . When an upper transistor is switched on (i.e., when a , b or c is 1), the corresponding lower transistor is switched off (i.e., the corresponding a' , b' or c' is 0). Therefore on and off states of the upper transistors Q1, Q3 and Q5, or equivalently, the state of a , b and c , are sufficient to evaluate the output voltage for the purpose of this discussion. The six switching power devices can be constructed using power BJTs, GTOs, IGBTs etc. The choice of switching devices is based on the desired operating power level, required switching frequency, and acceptable inverter power losses. Two switches on the same leg cannot be closed or opened at the same time.

SVPWM is a different approach from PWM modulation, based on space vector representation of the voltages in the α - β plane. The α - β components are found by Clark's transformation. Space Vector PWM (SVPWM) refers to a special switching sequence of the upper three power transistors of a three-phase power inverter. It has been shown to generate less harmonic distortion in the output voltages and/or currents applied to the phases of an AC motor and to provide more efficient use of dc input voltage. Because of its superior performance characteristics, it has been finding widespread application in recent years.

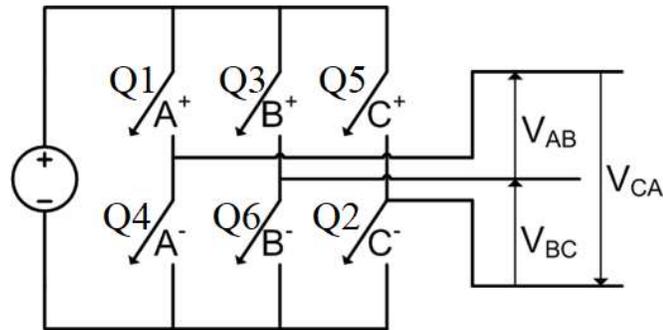


Fig. 3. Three-phase voltage source PWM inverter

The basic principle of SVPWM is based on the eight switch combinations of a three phase inverter. The switch combinations can be represented as binary codes that correspond to the top switches Q1, Q3, and Q5 of the inverter as shown in Figure 3. When three-phase sinusoidal voltage is applied to the machine it produces a rotating flux and this rotating resultant flux can be represented as single rotating voltage vector. The magnitude and angle of the rotating vector can be found by means of Clark's Transformation. To implement the space vector PWM, the voltage equations in the abc reference frame can be transformed into the d-q reference frame that consists of the horizontal (d) and vertical (q) axes as depicted Figure 4.

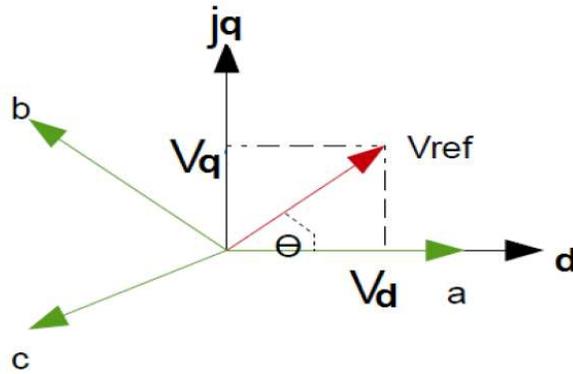


Fig. 4. The reference vector in the two and three dimensional plane

The reference vector is represented in a d-q plane as in figure 11, a two dimensional plane transformed from a three dimensional plane containing the vectors of the three phases. The relation between these two reference frames is below [5]:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}$$

The switches being ON or OFF, meaning 1 or 0 are determined by the location of the reference vector on this d-q plane. The switches Q1, Q3, Q5 are the upper switches and if these are 1 (separately or together) it turns the upper inverter leg ON and the terminal voltage (V_a , V_b , V_c) is positive (+VDC). If the upper switches are zero, then the terminal voltage is zero. The lower switches are complementary to the upper switches, so the only possible combinations are the switching states: 000, 001, 010, 011, 100, 110, 110, 111. This means that there are 8 possible switching states, for which two of them are zero switching states and six of them are active switching states. The eight vectors as depicted in Figure 5, are called the basic space vectors and are denoted by (V_0 , V_1 , V_2 , V_3 , V_4 , V_5 , V_6 , V_7). Six non-zero vectors ($V_1 - V_6$) shape the axes of a hexagonal and supplies power to the load. The angle between any adjacent two non-zero vectors is 60 degrees. Meanwhile, two zero vectors (V_0 and V_7) and are at the origin and apply zero voltage to the load. The same transformation can be applied to the desired output voltage to get the desired reference voltage vector, V_{ref} in the d-q plane. The

objective of SVPWM technique is to approximate the reference voltage vector using the eight switching patterns [2].

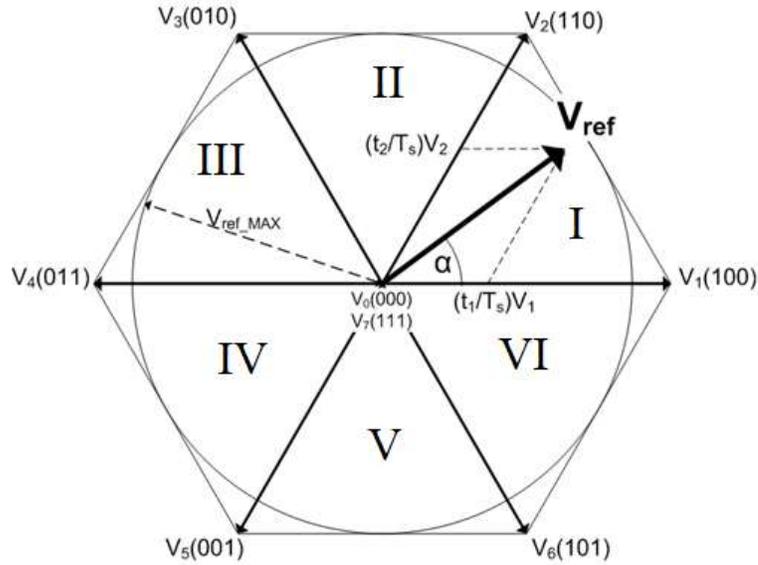


Fig. 5. Basic switching, vectors and sectors

The eight combinations and the derived output line-to-line and phase voltages in terms of DC supply voltage V_{dc} , according to equations are shown in Table 1 [6].

Table 1. Voltages between A, B, C and N, 0 for eight converter switching states

Voltage vectors	Switching vectors			Line to neutral voltage			Line to line voltage		
	A	B	C	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
$V_0 = \{000\}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1 = \{100\}$	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
$V_2 = \{110\}$	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
$V_3 = \{010\}$	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
$V_4 = \{011\}$	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
$V_5 = \{001\}$	0	0	1	$-1/3$	$1/3$	$2/3$	0	-1	1
$V_6 = \{101\}$	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
$V_7 = \{111\}$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Note that the respective voltages should be multiplied by V_{dc} .

An optimum PWM modulation is expected if:

- the maximum deviation of the current vector for several switching states becomes as small as possible;

- the cycle time is as short as possible.

These conditions are met in general if:

- only the three switching states adjacent to the reference vector are used;
- the cycle wherein the average voltage vector becomes equal to the reference vector consists of three successive switching states only.

SVPWM Modulating Waveform is shown in Figure 6 [2].

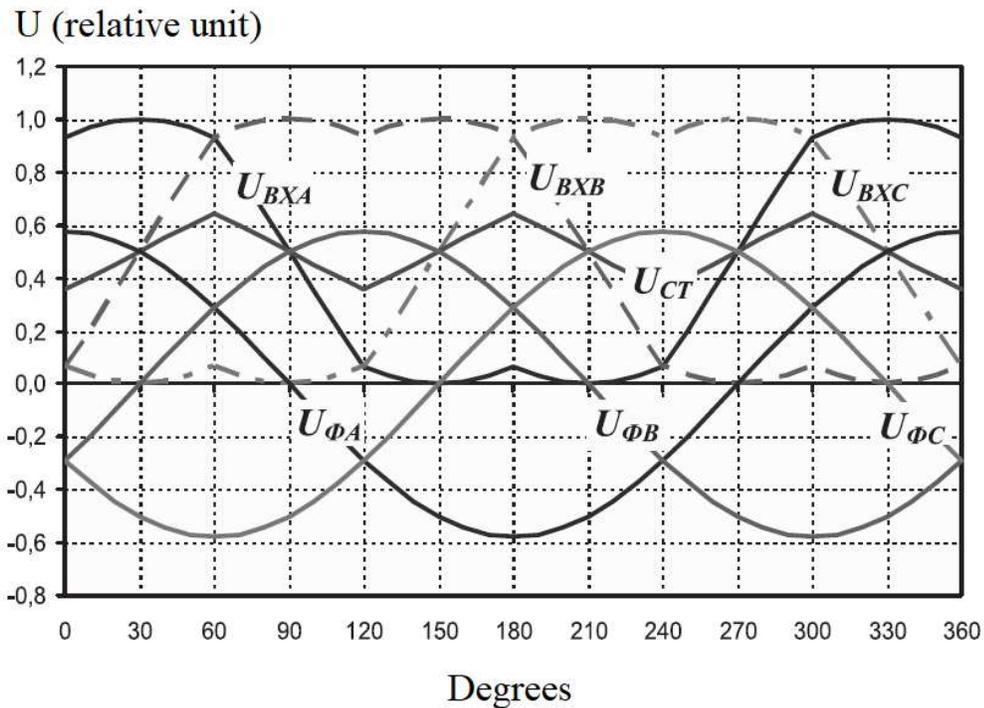


Fig. 6. SVPWM Modulating Waveform

Conclusion

Summing up the results, it can be concluded that sinusoidal modulation generated in a space vector representation has the advantages of lower current harmonics and a possible higher modulation index compared with the three-phase sinusoidal modulation method. Also, this method of modulation allows for a more complete use of the DC voltage link, which is present in the voltage inverters used.

References

1. Hava A. M., Ün E. Performance analysis of reduced common-mode voltage PWM methods and comparison with standard PWM methods for three-phase voltage-source inverters // IEEE Transactions on Power Electronics, – 2009. – P. 241-252.
2. Zelechowski M. Space vector modulated–direct torque controlled (dtsvm) inverter–fed induction motor drive //Warsaw University of Technology Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics. – 2005.
3. Baba S Baba, S., Gieraltowski, A., Jasinski, M., Blaabjerg, F., Bahman, A. S., Zelechowski, M. Active Power Cycling Test Bench for SiC Power MOSFETs—Principles, Design, and Implementation // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – P. 2661-2675.
4. Anuchin, A., Kulik, E., Do, H. D., Gulyaeva, M., Savkin, D., & Blaabjerg, F. Increasing output torque by means of space vector current regulation in an open-end winding AC electrical machine // In 2020 XI International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS). – 2020. – P. 1-4.
5. Dobrucky B., Benova M., Spanik P. Using Complex Conjugated Magnitudes-and Orthogonal Park/Clarke Transformation Methods of DC/AC/AC Frequency Converter // Elektronika ir Elektrotechnika. – 2009. – P. 29-34.
6. Zhang W. F., Yu Y. H. Comparison of three SVPWM strategies // Journal of Electronic Science and Technology. – 2007. – P. 283-287.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Схема размещения светильников в помещении для люминесцентных ламп в масштабе 1:25

