

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

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

Тема работы
Электропривод приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов

УДК 62-83-523:621.3.036.66.002

Студент

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГМ71	Быстров Евгений Андреевич		

Руководитель ВКР

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент отделения электроэнергетики и электротехники	Чернышев Александр Юрьевич	к.т.н.		

КОНСУЛЬТАНТЫ ПО РАЗДЕЛАМ:

По разделу «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение»

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент отделения социально-гуманитарных наук	Подопригора Игнат Валерьевич	к.э.н.		

По разделу «Социальная ответственность»

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент отделения общетехнических дисциплин	Куликова Ольга Александровна	к.т.н.		

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ:

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

ПЛАНИРУЕМЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ОБУЧЕНИЯ ПО ООП

Код результата	Результат обучения
Универсальные компетенции	
P1	Совершенствовать и развивать свой интеллектуальный и общекультурный уровень, добиваться нравственного и физического совершенствования своей личности, обучению новым методам исследования, к изменению научного и научно-производственного профиля своей профессиональной деятельности.
P2	Свободно пользоваться русским и иностранным языками как средством делового общения, способностью к активной социальной мобильности.
P3	Использовать на практике навыки и умения в организации научно-исследовательских и производственных работ, в управлении коллективом, использовать знания правовых и этических норм при оценке последствий своей профессиональной деятельности.
P4	Использовать представление о методологических основах научного познания и творчества, роли научной информации в развитии науки, готовностью вести работу с привлечением современных информационных технологий, синтезировать и критически резюмировать информацию.
P5	Применять углубленные естественнонаучные, математические, социально-экономические и профессиональные знания в междисциплинарном контексте в инновационной инженерной деятельности в области электроэнергетики и электротехники.
Профессиональные компетенции	
P6	Ставить и решать инновационные задачи инженерного анализа в области электроэнергетики и электротехники с использованием глубоких фундаментальных и специальных знаний, аналитических методов и сложных моделей в условиях неопределенности.
P7	Выполнять инженерные проекты с применением оригинальных методов проектирования для достижения новых результатов, обеспечивающих конкурентные преимущества электроэнергетического и электротехнического производства в условиях жестких экономических и экологических ограничений.
P8	Проводить инновационные инженерные исследования в области электроэнергетики и электротехники, включая критический анализ данных из мировых информационных ресурсов.
P9	Проводить технико-экономическое обоснование проектных решений; выполнять организационно-плановые расчеты по созданию или реорганизации производственных участков, планировать работу персонала и фондов оплаты труда; определять и обеспечивать эффективные режимы технологического процесса.
P10	Проводить монтажные, регулировочные, испытательные и наладочные работы электроэнергетического и электротехнического оборудования.
P11	Осваивать новое электроэнергетическое и электротехническое оборудование; проверять техническое состояние и остаточный ресурс оборудования и организовывать профилактический осмотр и текущий ремонт.
P12	Разрабатывать рабочую проектную и научно-техническую документацию в соответствии со стандартами, техническими условиями и другими нормативными документами; организовывать метрологическое обеспечение электроэнергетического и электротехнического оборудования; составлять оперативную документацию, предусмотренную правилами технической эксплуатации оборудования и организации работы.

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

(бакалаврской работы, дипломного проекта/работы, магистерской диссертации)

Студенту:

Группа	ФИО
5ГМ71	Быстрову Евгению Андреевичу

Тема работы:

Электропривод приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов	
Утверждена приказом директора (дата, номер)	03.06.2019 №4629/с

Срок сдачи студентом выполненной работы:

--

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ:

<p>Исходные данные к работе</p> <p><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>Объект исследования: электропривод приемного устройства линии производства гибких нагревательных элементов, режим работы продолжительный.</p> <p>Требуется обеспечить плавное регулирование скорости вращения приводного электродвигателя в достаточно большом диапазоне регулирования, ограничение максимальной линейной скорости линии.</p>
---	--

<p>Перечень подлежащих исследованию, проектированию и разработке вопросов</p> <p><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, подлежащих разработке; заключение по работе).</i></p>	<p>Обзор литературных источников и технической документации;</p> <p>Описание технологического процесса;</p> <p>Описание электропривода приемного устройства;</p> <p>Исследование видов широтно-импульсной модуляции в трехфазных инверторах напряжения;</p> <p>Выбор электрического оборудования;</p> <p>Разработка и оптимизация системы управления;</p> <p>Разработка имитационной модели системы автоматического управления;</p> <p>Рассмотрение вопросов технико-экономического обоснования НИР;</p> <p>Рассмотрение вопросов социальной ответственности.</p>
--	---

<p>Перечень графического материала</p> <p><i>(с точным указанием обязательных чертежей)</i></p>	<p>Демонстрационный материал (презентация в MS Power Point)</p>
--	---

Консультанты по разделам выпускной квалификационной работы

(с указанием разделов)

Раздел	Консультант
Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение	Доцент отделения социально-гуманитарных наук, к.э.н., Подопригора Игнат Валерьевич
Социальная ответственность	Доцент отделения общетехнических дисциплин, к.т.н., Куликова Ольга Александровна
Раздел на иностранном языке	Старший преподаватель отделения иностранных языков, к.п.н., Обсков Александр Владимирович

Названия разделов, которые должны быть написаны на русском и иностранном языках:

Глава 2. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения.

<p>Дата выдачи задания на выполнение выпускной квалификационной работы по линейному графику</p>	
--	--

Задание выдал руководитель

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент отделения электроэнергетики и электротехники	Чернышев Александр Юрьевич	к.т.н.		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГМ71	Быстров Евгений Андреевич		

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
 Уровень образования: магистратура
 Отделение электроэнергетики и электротехники
 Период выполнения: весенний семестр 2018 /2019 учебного года

Форма представления работы:

магистерская диссертация

(бакалаврская работа, дипломный проект/работа, 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)
01.03.2019	Глава 1. Электропривод приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов.	15
11.03.2019	Глава 2. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения.	15
25.03.2019	Глава 3. Расчет параметров и характеристик элементов силового канала электропривода.	15
08.04.2019	Глава 4. Расчет параметров настройки модели асинхронного электропривода.	20
15.04.2019	Глава 5. Имитационная модель и исследование электропривода.	15
29.04.2019	Глава 6. Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение.	7
13.05.2019	Глава 7. Социальная ответственность.	7
31.05.2019	Приложение А. Раздел на иностранном языке.	6

СОСТАВИЛ:

Руководитель ВКР

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент отделения электроэнергетики и электротехники	Чернышев Александр Юрьевич	К.Т.Н.		

СОГЛАСОВАНО:

Руководитель ООП

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Профессор отделения электроэнергетики и электротехники	Гарганеев Александр Георгиевич	Д.Т.Н.		

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

Студенту:

Группа	ФИО
5ГМ71	Быстрову Евгению Андреевичу

Школа	Инженерная школа энергетики	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>	Стоимость материальных ресурсов научного исследования составляет 356701,8 рублей и определялась по средней стоимости по г. Томску. Оклады определялись в соответствии с окладами сотрудников НИ ТПУ.
2. <i>Нормы и нормативы расходования ресурсов</i>	30 % премии, 20 % надбавки, 16% накладные расходы, 30% районный коэффициент.
3. <i>Используемая система налогообложения, ставки налогов, отчислений, дисконтирования и кредитования</i>	Отчисления по страховым взносам – 27,1% от ФОТ.

Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:

1. <i>Оценка коммерческого потенциала, перспективности и альтернатив проведения НИ с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения</i>	Анализ конкурентных технических решений. Оценки перспективности проекта по технологии QuaD.
2. <i>Планирование и формирование бюджета научных исследований</i>	Формирование плана и графика разработки: определение структуры работ, определение трудоемкости работ, разработка графика Ганта. Формирование бюджета затрат на научное исследование: материальные затраты, заработная плата (основная и дополнительная), отчисления на социальные цели, накладные расходы.
3. <i>Определение ресурсной (ресурсосберегающей), финансовой, бюджетной, социальной и экономической эффективности исследования</i>	Определение ресурсоэффективности проекта.

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей):

1. Оценочная карта QuaD
2. Матрица SWOT
3. График Ганта
4. График проведения и бюджет НИ
5. Определение ресурсоэффективности проекта

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

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент отделения социально-гуманитарных наук	Подопригора Игнат Валерьевич	к.э.н.		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГМ71	Быстров Евгений Андреевич		

ЗАДАНИЕ ДЛЯ РАЗДЕЛА «СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ»

Студенту:

Группа 5ГМ71	ФИО Быстрову Евгению Андреевичу
-----------------	------------------------------------

Школа	Инженерная школа энергетики	Отделение школы (НОЦ)	Электроэнергетики и электротехники
Уровень образования	Магистратура	Направление/специальность	13.04.02 Электроэнергетика и электротехника

Тема ВКР:

Электропривод приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов	
Исходные данные к разделу «Социальная ответственность»:	
1. Характеристика объекта исследования (вещество, материал, прибор, алгоритм, методика, рабочая зона) и области его применения	Объектом исследования является электропривод приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов. Рабочей зоной является цех производства гибких нагревательных элементов. Область применения – предприятия-изготовители гибких нагревательных элементов.
Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:	
1. Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности: <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. 	Трудовой кодекс Российской Федерации от 30.12.2001 N 197-ФЗ (ред. от 27.12.2018) ГОСТ 22269-76. Система «человек-машина». Рабочее место оператора. Взаимное расположение элементов рабочего места. Общие эргономические требования. ГОСТ 21889-76. Система «человек-машина». Кресло человека-оператора. Общие эргономические требования. СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03. Гигиенические требования к персональным электронно-вычислительным машинам и организации работы.
2. Производственная безопасность: 2.1. Анализ выявленных вредных и опасных факторов 2.2. Обоснование мероприятий по снижению воздействия	Выявленные вредные и опасные факторы: – отклонение показателей микроклимата; – превышение уровня шума; – повышенный уровень вибрации; – отсутствие или недостаток естественного света; – недостаточная освещенность рабочей зоны;

	<p>– повышенное значение напряжения в электрической цепи, замыкание которой может произойти через тело человека. Для обеспечения безопасности для выявленных опасных факторов существуют средства защиты, представленные в ГОСТ 12.4.011-89 ССБТ. Средства защиты работающих. Общие требования и классификация.</p>
3. Экологическая безопасность:	<p>При непреднамеренном воздействии на окружающую среду при производстве гибких нагревательных элементов происходит загрязнение атмосферы промышленными газами и сточных вод.</p>
4. Безопасность в чрезвычайных ситуациях:	<p>К основным причинам пожара и загорания при эксплуатации электроустановок относятся следующие:</p> <ul style="list-style-type: none"> – нарушение технологического процесса и неисправность оборудования; – неосторожное обращение с огнем и бытовыми электроприборами; – короткое замыкание электрических проводов и перегрев электрооборудования; – нарушение правил пожарной безопасности при производстве электрогазосварочных и других огневых работ. <p>Наиболее типичная ЧС: короткие замыкания в проводах и электрооборудовании.</p>

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

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент отделения общетехнических дисциплин	Куликова Ольга Александровна	к.т.н.		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГМ71	Быстров Евгений Андреевич		

Список сокращений

АД – Асинхронный двигатель;

АИН – Автономный инвертор напряжения;

АЭП – Асинхронный электропривод;

ЛЧХ – Логарифмическая частотная характеристика;

ПЧ – Преобразователь частоты;

САР – Система автоматического регулирования;

САУ – Система автоматического управления;

СУ – Система управления;

СЭП – Следящий электропривод;

ШИМ – Широтно-импульсная модуляция;

ЭП – Электропривод.

РЕФЕРАТ

Выпускная квалификационная работа содержит 202 страницы, 131 рисунок, 34 таблицы, 42 источника, 1 приложение.

Ключевые слова: электропривод приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов, широтно-импульсная модуляция, синусоидальная ШИМ, синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, векторная ШИМ, следящий электропривод.

Объектом исследования является электропривод приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов.

Цель работы – разработка и исследование системы векторного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором для приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов с инвертором с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, а также исследование свойств и выявление достоинств и недостатков различных способов управления автономных инверторов напряжения по принципу широтно-импульсной модуляции.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Введение.....	14
1. ЭЛЕКТРОПРИВОД ПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА ЛИНИИ ПРОИЗВОДСТВА ГИБКИХ НАГРЕВАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ.....	16
1.1. Тепловыделяющий элемент гибкого нагревательного резистивного кабеля.....	16
1.2. Поточная линия производства гибких нагревательных элементов.....	23
1.3. Электропривод приемного устройства.....	
1.4. Среда и условия работы измерительных и регулирующих устройств.....	26
1.5. Выводы по главе.....	27
2. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ.....	28
2.1. ШИМ-модуляция и трехфазный ШИМ-инвертор.....	28
2.2. Синусоидальная система ШИМ трехфазного инвертора.....	32
2.2.1. Синусоидальная ШИМ, реализация в программной среде MathCad.....	36
2.2.2. Синусоидальная ШИМ, реализация в программной среде MatLab Simulink.....	43
2.3. Синусоидальная система ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой трехфазного инвертора.....	46
2.3.1. Синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, реализация в программной среде MathCad.....	50
2.3.2. Синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, реализация в программной среде MatLab Simulink.....	55
2.4. Векторная система ШИМ трехфазного инвертора.....	59
2.4.1. Алгоритм векторной ШИМ.....	66
2.4.2. Векторная ШИМ, реализация в программной среде MatLab Simulink.....	69
2.5. Выводы по главе.....	76
3. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВОГО КАНАЛА ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	77
3.1. Параметры нагрузки.....	77
3.2. Выбор электродвигателя и его справочные параметры.....	78
3.3. Расчетные параметры электродвигателя.....	79
3.4. Выбор преобразователя и его справочные параметры.....	83
3.5. Параметры механической системы.....	85
3.6. Расчетные параметры модели двигателя.....	88

3.7.	Расчет естественных механической и электромеханической характеристик двигателя.....	93
3.8.	Расчет характеристик системы преобразователь – двигатель – механизм.....	95
3.9.	Проверка правильности выбора двигателя и преобразователя.....	98
3.10.	Выводы по главе.....	99
4.	РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ НАСТРОЙКИ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	101
4.1.	Выбор и обоснование функциональной схемы электропривода.....	101
4.2.	Расчет параметров настройки электропривода.....	106
4.3.	Оптимизация контуров регулирования САР электропривода.....	108
4.3.1.	Оптимизация контура тока.....	109
4.3.2.	Оптимизация контура потокосцепления.....	113
4.3.3.	Оптимизация контура скорости.....	118
4.3.4.	Оптимизация контура положения.....	125
4.4.	Выводы по главе.....	132
5.	ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	133
5.1.	Имитационная модель электропривода.....	133
5.2.	Исследование и результаты исследований.....	136
5.3.	Выводы по главе.....	143
6.	ФИНАНСОВЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ, РЕСУРСООБЪЕКТИВНОСТЬ И РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЕ.....	144
6.1	Оценка коммерческого потенциала и перспективности проведения научных исследований с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения.....	144
6.1.1.	Потенциальные потребители результатов исследования.....	144
6.1.2.	Технология QuaD.....	146
6.1.3.	SWOT-анализ.....	148
6.2.	Определение возможных альтернатив проведения научных исследований.....	151
6.3.	Планирование научно-исследовательских работ.....	151
6.3.1.	Структура работ в рамках научного исследования.....	151
6.3.2.	Определение трудоемкости выполнения работ.....	152
6.3.3.	Разработка графика проведения научного исследования.....	153
6.4.	Бюджет научно-технического исследования (НТИ).....	156
6.4.1.	Основная заработная плата исполнителей темы.....	157
6.4.2.	Дополнительная заработная плата исполнителей темы.....	160
6.4.3.	Отчисления во внебюджетные фонды (страховые отчисления).....	160
6.4.4.	Накладные расходы.....	161

6.4.5.	Формирование бюджета затрат научно-исследовательского проекта.....	162
6.5.	Определение ресурсной (ресурсосберегающей), финансовой, бюджетной, социальной и экономической эффективности исследования.....	162
7.	СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ.....	164
7.1	Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности.....	165
7.1.1.	Специальные (характерные для проектируемой рабочей зоны) правовые нормы трудового законодательства.....	165
7.1.2.	Организационные мероприятия при компоновке рабочей зоны.....	166
7.2.	Профессиональная социальная безопасность.....	166
7.2.1.	Анализ вредных и опасных факторов, которые могут возникнуть при эксплуатации объекта исследования.....	166
7.2.2.	Анализ вредных и опасных факторов, которые могут возникнуть на рабочем месте при проведении исследований.....	170
7.2.3.	Обоснование мероприятий по защите персонала предприятия от действия опасных и вредных факторов.....	170
7.3.	Экологическая безопасность.....	174
7.3.1.	Анализ влияния объекта исследования на окружающую среду.....	174
7.3.2.	Анализ «жизненного цикла» объекта исследования.....	174
7.3.3.	Обоснование мероприятий по защите окружающей среды....	175
7.4.	Безопасность в чрезвычайных ситуациях.....	175
7.4.1.	Анализ вероятных ЧС, которые может инициировать объект исследований.....	175
7.4.2.	Анализ вероятных ЧС, которые могут возникнуть при проведении исследований.....	176
7.4.3.	Обоснование мероприятий по предотвращению ЧС и разработка порядка действия в случае возникновения ЧС	176
7.5.	Вывод по разделу социальная ответственность.....	178
	Заключение.....	179
	Список публикаций.....	181
	Литература.....	182
	Приложение А.....	186

ВВЕДЕНИЕ

Топливо-энергетический комплекс является основой развития экономики России. Основным требованием к предприятиям ТЭК является работа 365 дней в году в любых климатических условиях. Развитие рынка промышленного электрообогрева неразрывно связано с освоением новых нефтяных и газовых месторождений, строительством перерабатывающих комплексов и трубопроводных сетей в северных районах Российской Федерации. Предприятия ТЭК нуждаются в надежных российских системах электрообогрева, импортозамещение обеспечит безопасность стратегических отраслей. Инжиниринговые компании в последние годы предлагают все более надежные и экономичные системы промышленного электрообогрева.

Современный рынок предъявляет высокие требования к качеству изолирования изготавливаемых кабелей. Поддержание таких параметров кабеля, как точность внешнего диаметра изоляции, овальность, эксцентриситет, электрическая и механическая прочность изоляции и другие, требует применения новаторских решений на основе передовых технологий автоматизации.

Системы электрического обогрева на основе резистивных нагревательных кабелей обеспечивают непрерывность и безопасность технологических процессов во всех стратегически важных отраслях промышленности. Использование в составе систем обогрева резистивных кабелей – самое передовое решение для энергоэффективной защиты промышленных объектов в условиях российского климата.

Резистивные электрические нагревательные кабели используются для защиты от замерзания или поддержания заданной температуры трубопроводов, резервуаров и другого технологического оборудования, в том числе во взрывоопасных зонах.

К преимуществам кабельных систем обогрева можно отнести: малая материалоемкость, простота монтажа, не подвергаются коррозии, не боятся разморозки, возможность питания от общей системы электроснабжения

предприятия с возможностью оснащения автоматизированными системами управления, которые имеют возможность поддерживать выбранный режим точно и по заданному алгоритму, простота интеграции с автоматизированными системами управления верхнего уровня и возможность применения на разветвленных и сложных сетях трубопроводов.

Кабельные изделия изготавливаются на поточных линиях, которые объединяют в себе несколько технологических процессов. В производстве применяется современное технологическое и испытательное оборудование, приборы контроля и инструменты. Именно от работы этого оборудования и зависит безопасность и непрерывность технологического процесса и, что самое главное, качество выпускаемой продукции.

1. ЭЛЕКТРОПРИВОД ПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА ЛИНИИ ПРОИЗВОДСТВА ГИБКИХ НАГРЕВАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

1.1. Тепловыделяющий элемент гибкого нагревательного резистивного кабеля

Тепловыделяющим элементом гибкого нагревательного резистивного кабеля является одна или две металлических жилы, покрытые изоляцией, окруженные экранирующей оплеткой и наружной изолирующей оболочкой, как правило, из фторполимеров. Работа резистивных нагревательных кабелей подчиняются основному принципу закону Ома: когда ток проходит через кабель сопротивление проводящего материала вырабатывает тепло которое впоследствии высвобождаются на поверхности кабеля.

Если жила в кабеле одна, то она подключается к источнику питания с двух концов, если жил в кабеле две (рис. 1.1), то они подключаются к источнику питания с одной стороны, а с другой стороны замыкаются накоротко с помощью соединительных муфт.

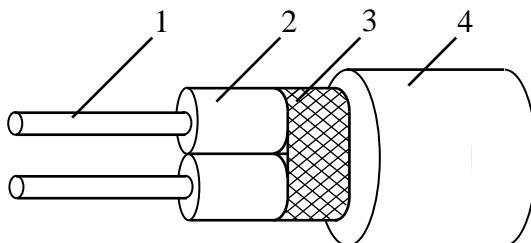


Рисунок 1.1. Тепловыделяющий элемент гибкого нагревательного
резистивного кабеля

- 1 – металлическая нагревательная жила; 2 – изоляция; 3 – медная оплетка;
4 – наружная изоляционная оболочка

В настоящее время растут требования к характеристикам тепловыделяющих элементов. Это в свою очередь определяет необходимость в повышении их эксплуатационных свойств. Особенно актуальна данная проблема для тепловыделяющих элементов, которые в процессе работы подвергаются механическим нагрузкам, воздействию повышенных и пониженных температур, действию агрессивных сред. Главным элементом в

конструкции гибких нагревательных элементов, определяющим способность противостоять внешним воздействиям, является оболочка. В связи с этим изоляция и оболочка подобных кабелей должна быть механически прочной, маслостойкой в совокупности с достаточной эластичностью физико-механических характеристик.

1.2. Поточная линия производства гибких нагревательных элементов

Производство изолированных металлических нагревательных жил, а также самих гибких нагревательных элементов осуществляется на поточных линиях непрерывного наложения изоляции. В поточную линию производства гибких нагревательных элементов (рис. 1.2) входят: 1 – отдающее устройство, 2 – экструдер, 3 – охлаждающая ванна, 7 – тяговое устройство, 8 – приёмное устройство, а также вспомогательные устройства необходимые для: 4 – измерения эксцентриситета и диаметра, 5 – проверки целостности изоляции, 6 – измерения длины.

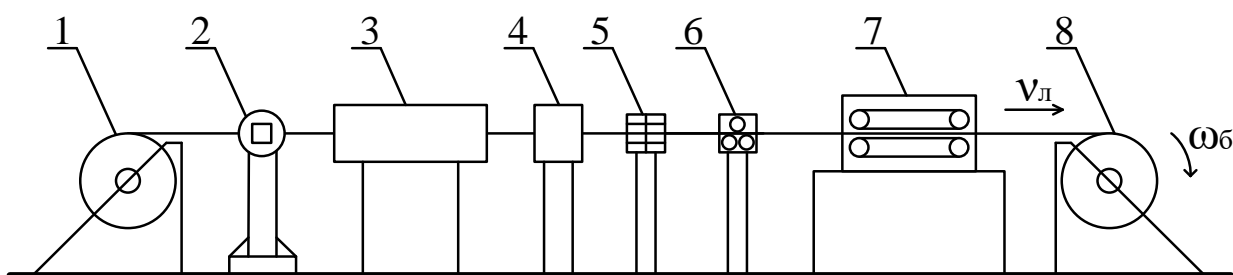


Рисунок 1.2. Схема поточной линии производства гибких нагревательных элементов

Рассмотрим подробнее основное оборудование, которое участвует в процессе производства гибких нагревательных элементов. Внешний вид автоматизированной линии по производству кабеля, выполняющей все этапы технологического процесса, представлен на рис. 1.3.



Рисунок 1.3. Автоматизированная линия по производству кабеля

Отдающее устройство линии (рис. 1.4.) предназначено для смотки кабельных изделий с технологических и транспортных барабанов, оснащается асинхронным электрическим приводом, комплектуется компенсатором, имеет возможность регулировки размеров под катушки различного диаметра.



Рисунок 1.4. Отдающее устройство

Экструдер (рис. 1.5) предназначен для непрерывной переработки полимерного сырья в однородный расплав и придания ему формы путём продавливания через экструзионную головку и специальное калибрующее

устройство, сечение которого соответствует конфигурации готового изделия. В бункере экструдера происходит загрузка исходного сырья или вручную, или с помощью специального загрузчика. Далее это сырьё поступает в загрузочную зону шнека и после этого транспортируется по цилиндру пластикации. Как итог, полимерное сырьё под влиянием сдавливания, перемешивается и разогревается, что приводит к расплаву и превращению в однородную массу.



Рисунок 1.5. Экструдер

Водяные охлаждающие ванны (рис. 1.6) предназначены для охлаждения стренг полимера, выходящих из экструдера при переработке полимерных материалов или создании компаундов.



Рисунок 1.6. Охлаждающая ванна

Тяговые устройства (рис. 1.7) предназначены для использования в составе технологических линий кабельного производства, оборудования для контроля и ремонта кабельных изделий в качестве устройств, обеспечивающих протяжку кабельного изделия.

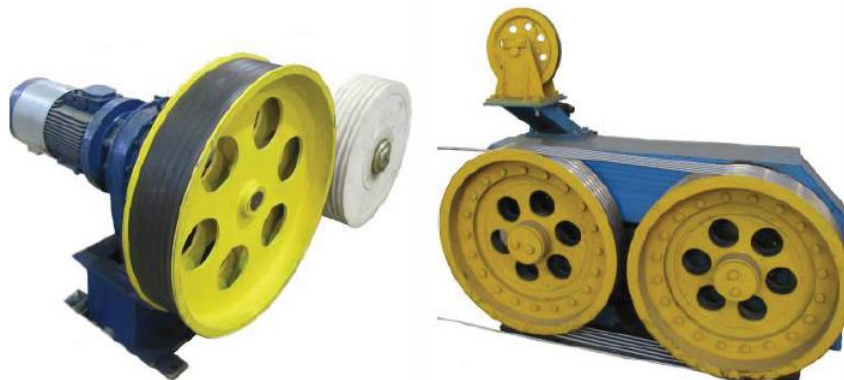


Рисунок 1.7. Тяговое устройство

Приемное устройство (рис. 1.8) предназначено для намотки длинномерных кабельных изделий на барабаны с равномерной укладкой, оснащается асинхронным электрическим приводом, комплектуется компенсатором, имеет возможность регулировки размеров под катушки различного диаметра.



Рисунок 1.8. Приемное устройство

Далее рассмотрим процесс производства кабеля, который можно разделить на несколько этапов:

1) Подлежащий изолированию кабель сматывается с кабельного барабана на отдающем устройстве. Затем через устройство для измерения усилия натяжения изделия, которое необходимо для поддержания заданной постоянной линейной скорости линии при изменении радиуса барабана, кабель поступает в экструдер.

2) Под влиянием тепловой энергии на исходное сырье, которая создается нагреты цилиндром, и механического воздействия вращающегося червячного шнека, фторопласт разогревается, размягчается, превращается в однородную массу и перемещается в головку экструдера, где кабель покрывается изоляционным слоем. Вокруг скрученного или спирального резистивного проводника наносится тефлоновое покрытие, при этом обеспечивается отличная температурная стабильность, высокая гибкость, наиболее устойчивость к воздействию химических веществ, устойчивость к механическим воздействиям, неограниченная устойчивость к старению, максимальная электрическая прочность, еще одно преимущество данной технологии заключается в том, что появляется возможность производить кабель любой длины.

3) Следующим этапом являются охлаждающие ванны, где происходит кристаллизация полимера. Ванна должна иметь такую длину, чтобы изоляция или оболочка успевала по всей толщине охладиться при выбранном режиме охлаждения и скорости прессования. Недостаточное охлаждение является причиной смещения жилы либо смятия изоляции и оболочки. Такая изоляция гарантирует стопроцентную защиту кабеля от влаги. После спекания на кабель наносится защитная оплетка, которая не только проводит ток, но и выполняют функцию механической защиты. При выходе из охлаждающей ванны кабель подвергается обдувке сжатым воздухом.

4) После охлаждающей ванны провод поступает в устройство для измерения эксцентриситета и диаметра, а также проверки качества изоляции.

После прохождения устройств, измеряющих основные параметры, контролируемые при производстве, кабель поступает в тяговое устройство. И только затем через компенсаторы подается на приемное устройство.

Автоматизированная система управления поточной линией должна обеспечивать выполнение следующих поставленных задач:

- оперативный сбор информации в виде цифровых и аналоговых сигналов о текущем состоянии технологического процесса;
- выдача в цифровом и аналоговом виде управляющих воздействий функциональным узлам поточной линии;
- выдача аварийных сигналов и блокировка недопустимых ситуаций с целью обеспечения безопасности и надёжности процесса изготовления кабеля;
- индикации информации на автоматизированном рабочем месте оператора, которая обеспечивает наблюдение и управление технологическим процессом, при этом необходимо обеспечить иерархию прав доступа к изменению параметров технологического процесса;
- сбор информации о параметрах технологического процесса в режиме реального времени с целью последующей обработки и преобразования в форму отчета.

Помимо этого, необходимо обозначить общие технологические задачи, решение которых обеспечивается системой управления:

- поддержание температур зон нагрева шнеков, жилы и ванн охлаждения в заданных технологических пределах;
- обеспечение целостности изготавливаемого кабеля, его эксцентриситета и точности внешнего диаметра изоляции в соответствии с требованиями технологического процесса;
- производить контроль диэлектрической прочности изоляции;
- измерение длины изготавливаемого кабеля.

1.3. Электропривод приемного устройства

Электрический привод приемных и отдающих устройств современных поточных линий производства нагревательных элементов выполняется с помощью следящих электроприводов с асинхронными двигателями. Регулируемый электропривод должен обеспечить плавное регулирование скорости вращения приводного электродвигателя в достаточно большом диапазоне. По этой причине целесообразно выбрать векторное управление.

Упрощенная кинематическая схема механизма асинхронного следящего электропривода приемного устройства приведена на рис. 1.9.

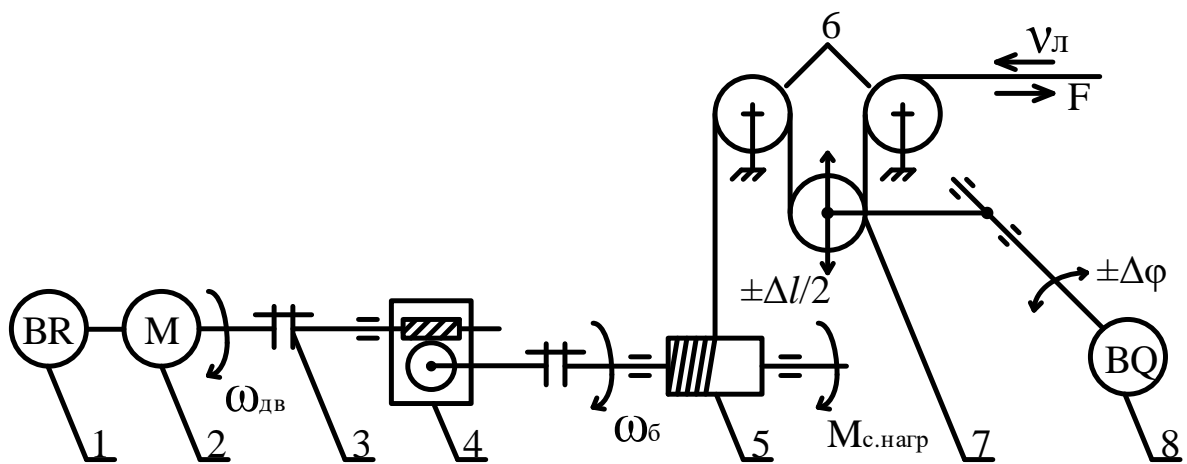


Рисунок 1.9. Кинематическая схема механизма асинхронного следящего электропривода приемного устройства

- 1 – датчик скорости; 2 – асинхронный двигатель; 3 – муфта; 4 – редуктор червячный; 5 – барабан; 6 – направляющие ролики; 7 – компенсатор; 8 – датчик положения

Линия должна работать с заданной постоянной линейной скоростью. Диаметр же и масса приёмного барабана по мере его заполнения изменяются, в результате чего изменяется момент инерции механизма и электропривода, поэтому угловую скорость вращения электропривода приемного устройства необходимо непрерывно регулировать. Это можно достичь, применив моментный или следящий электропривод. В первом случае при постоянном моменте на валу электродвигателя с изменением диаметра намотки будет

существенно изменяться усилие, что нежелательно. Во втором случае обеспечивается постоянство натяжения, но требуется специальное устройство для прямого или косвенного измерения усилия натяжения изделия перед приемником.

Схема устройства измерения усилия натяжения изделия (компенсатора) приведена на рис. 1.10. Нижний ролик свободно вращается вместе с рычагом относительно оси А, на которой установлен датчик угла поворота. Угол поворота датчика определяется положением нижнего ролика, которое в свою очередь определяется разностью линейных скоростей линии и барабана. Положение рычага датчика угловых перемещений определяет корректировочное значение скорости барабана в режимах разгона и торможения линии. Нижний ролик займет установившееся положение тогда, когда скорости окажутся равными и тяговое усилие равно заданному значению, которое определяется эквивалентной силой тяжести, приложенной к оси нижнего ролика. Устройство так же имеет два цифровых конечных датчика положения, которые срабатывают либо при чрезмерно слабом (рычаг в крайнем нижнем положении), либо при чрезмерно большом (рычаг в крайнем верхнем положении) натяжениях, автоматически отключая всю линию для исключения вытяжения или разрыва нагревательного элемента.

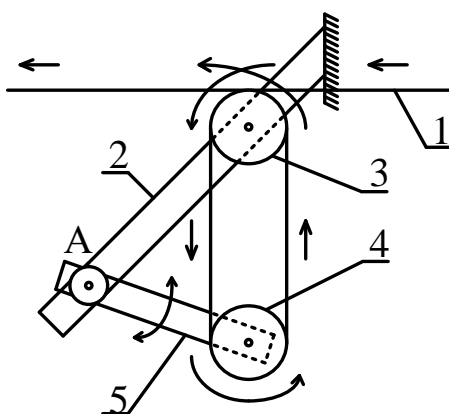


Рисунок 1.10. Схема устройства с датчиком положения компенсатора и измерения усилия натяжения гибкого нагревательного элемента
1 – изделие; 2 – опора; 3 – верхний ролик; 4 – нижний ролик; 5 – рычаг

Внешний вид компенсатора представлен на рисунке 1.11.



Рисунок 1.11. Компенсатор

Основной проблемой реализации следящего электропривода приемного устройства является изменяющийся в процессе работы диаметр заполнения барабана и связанные с ним момент нагрузки на валу барабана, момент инерции барабана и коэффициент передачи механизма. Теоретически эта проблема решается выбором адаптивных регуляторов в контурах скорости и положения. Однако практическая реализация такого варианта системы управления электропривода затруднительна, что делает ее оправданной только при особых требованиях к динамике электропривода. Электропривод устройства работает в следящем режиме с постоянной скоростью технологической линии (линейном изменении пути). Основными возмущающими воздействиями в этом режиме являются колебания мгновенной скорости линии, а также мгновенной линейной скорости приемника и момента нагрузки на валу барабана из-за изменяющихся условий укладки изделия. Колебания линейных скоростей и момента нагрузки не могут быть значительными. Изменения линейных скоростей приводит к изменению положения компенсатора, которое должно компенсироваться регулятором

положения, а колебания момента нагрузки должны компенсироваться контуром скорости с ПИ-регулятором. Основным динамичным режимом следящего электропривода является процесс пуска линии, который, однако, осуществляется от задатчика интенсивности с большой постоянной времени (не менее одной минуты).

Основные критерии качества и цели управления технологическим процессом, закладываемые в структуру ЭП:

- плавное изменение скорости;
- поддержание постоянства скорости в рабочем диапазоне;
- поддержание постоянства натяжения кабеля;
- аварийное торможение при обрыве кабеля;
- соответствие электрооборудования условиям эксплуатации;
- диагностика электродвигателя и преобразователя частоты;
- организация обмена данными с диспетчерским пунктом;
- выполнение требований стандартов по взрывозащите и электромагнитной совместимости;
- выполнение требований стандартов по стойкости к различным виду механическим воздействиям.

1.4. Среда и условия работы измерительных и регулирующих устройств

Электропривод приемного устройства работает в следующих условиях:

- режим работы электропривода – длительный S1.
- ограничение максимальной линейной скорости линии.
- ограничение максимального усилия на приёмном барабане.
- пуск и останов линии осуществляются от линейного задатчика интенсивности с постоянной времени не менее 1 минуты.
- сигнал управления на входе электропривода – аналоговый $\pm 10\text{В}$.
- электропривод и все его элементы располагаются в помещении со следующими условиями: температура окружающей среды от 5 до 30°C; относительная влажность не более 80 % (при температуре +25°C);

преобразователь устанавливается в шкафу. Требуемая степень защиты электродвигателя от внешних воздействий – IP44.

1.5. Выводы по главе

1. Проведен анализ технологического процесса и технологического оборудования как объекта исследования, а именно построена схема поточной линии и рассмотрено оборудование для производства гибких нагревательных элементов.

2. Рассмотрен поэтапный процесс производства кабеля. Определены основные задачи, которые система управления линией должна решать, и общие требования к выпускаемой продукции технологической линии, решение которых не обходится без систем управления.

3. Построена кинематическая схема механизма асинхронного следящего электропривода приемного устройства. Произведен анализ проблем построения электропривода приемного устройства. Определены основные критерии качества и цели управления технологическим процессом, закладываемые в структуру электропривода.

4. Представлены требования к среде и условию работы измерительных и регулирующих устройств электропривода.

2. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

2.1. ШИМ-модуляция и трехфазный ШИМ-инвертор

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) – это способ реализации вектора напряжения статора, применяемый в подавляющем большинстве систем векторного регулирования [8].

Основа частотного управления асинхронным электроприводом полностью лежит в управлении преобразователем частоты, который состоит из выпрямителя и автономного инвертора напряжения. Преобразователь частоты со звеном постоянного тока является неким регулируемым источником питания, с помощью которого производится контроль. Управление преобразователем частоты осуществляется с помощью управляющих силовыми ключами импульсов [7].

С развитием цифровой техники, целесообразно использовать широтно-импульсную модуляцию для формирования управляющих импульсов, а в качестве устройства для реализации микроконтроллер. Используя различные методы модуляции, появляется возможность контролировать электронные ключи, с целью получения нужной амплитуды первой гармоники, частоты и качества выходных токов и напряжений. При достижении токов и напряжений с нужными параметрами стараются получить: широкий диапазон линейного изменения коэффициента модуляции, минимальные потери на переключениях, высокий КПД преобразователя [25].

Результатом специального алгоритма переключения силовых ключей инвертора является формирование синусоидальных токов в статорной цепи двигателя.

Для трехфазного инвертора напряжения, схемы которого приведены на рис. 2.1 и 2.2, существует восемь возможных комбинаций состояния силовых ключей [7]. Состояние ключей в зависимости от управления поясним на примере фазы А (рис. 2.3):

– при управлении $a = 1$ ($\bar{a} = 0$) верхний ключ в стойке фазы A замкнут, нижний – разомкнут (рис. 2.3, a);

– при управлении $a = 0$ ($\bar{a} = 1$) верхний ключ в стойке фазы A разомкнут, нижний – замкнут (рис. 2.2, b).

Возможные комбинации состояния ключей трехфазного инвертора и соответствующие им мгновенные значения фазных U_{AN}, U_{BN}, U_{CN} и линейных U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} выходных напряжений при симметричной нагрузке, приведены в табл. 2.1.

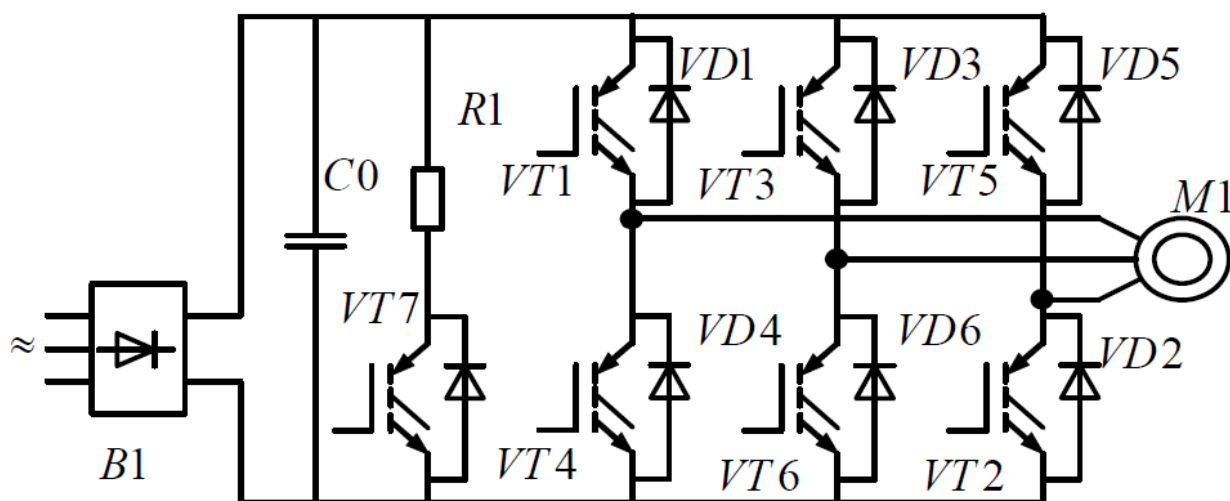


Рисунок 2.1. Асинхронный электропривод с автономным инвертором напряжения, выполненным на IGBT-транзисторах

Аппаратно ШИМ реализуется с помощью трехфазного мостового инвертора, схема которого приведена на рисунке 2.1. С помощью этой схемы вход любой из статорных обмоток двигателя ($M1$) может быть подключен к отрицательному или положительному полюсу звена постоянного тока. Обычно напряжение звена постоянного тока получается после выпрямления и фильтрации силовой питающей сети (3×380 В, или 220 В, 50 Гц).

Индуктивный характер нагрузки учитывается подключением параллельно транзисторным ключам $VT1...VT6$ диодов $VD1...VD6$, обеспечивающих непрерывность цепи протекания тока в обмотках статора при отключении их от источника питания и возврат запасенной электромагнитной энергии в конденсатор $C0$ фильтра [6].

В электроприводах, имеющих в цикле работы участки рекуперации энергии, запасенной во вращающихся частях электропривода, или высокую интенсивность тормозных режимов, для эффективного торможения приходится предусматривать специальный узел сброса энергии, состоящий из дополнительного ключа VT7 и резистора R1. Ключ VT7 открывается при превышении напряжения на емкости C0 сверх допустимого значения, вследствие чего обеспечивается «сброс» энергии в резистор R1, рассеивающий эту энергию [6].

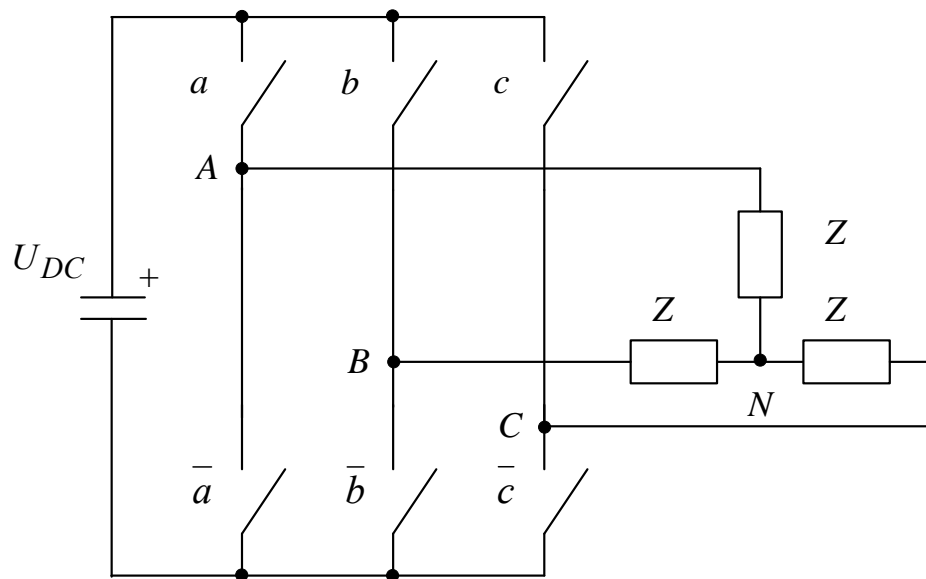


Рисунок 2.2. Силовой управляемый мост для трехфазной нагрузки

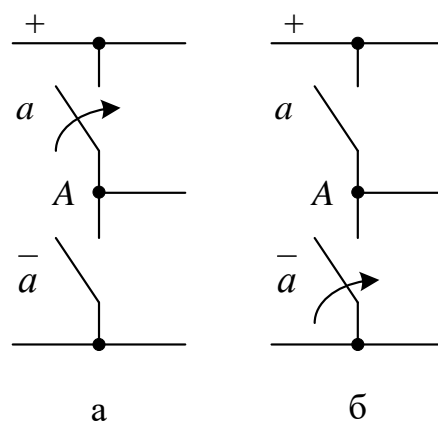


Рисунок 2.3. Состояние ключей стойки фазы A при управлении:

$$a - a = 1 ; б - a = 0$$

Таблица 2.1 – Таблица состояний силовых ключей и мгновенные значения выходных напряжений инвертора

Состояние ключей				3-х фазная система						2-х фазная система		
				фазные напряжения			линейные напряжения			фазные напряжения		вектор
№	a	b	c	U_{AN}	U_{BN}	U_{CN}	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}	$U_{1\alpha}$	$U_{1\beta}$	$\bar{U}_{\alpha\beta}$
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 ₀₀₀
2	1	0	0	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	0	U_0
3	0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-U_{DC}$	U_{DC}	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{DC}$	U_{120}
4	1	1	0	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	0	U_{DC}	$-U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{DC}$	U_{60}
5	0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	0	$-U_{DC}$	U_{DC}	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}U_{DC}$	U_{240}
6	1	0	1	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	U_{DC}	$-U_{DC}$	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}U_{DC}$	U_{300}
7	0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-U_{DC}$	0	U_{DC}	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	0	U_{180}
8	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0 ₁₁₁

Формируемые инвертором фазные напряжения трехфазного двигателя и эквивалентного ему двухфазного могут быть найдены по функциям включения силовых ключей инвертора (табл. 2.1) и величины измеренного напряжения звена постоянного тока U_d в соответствии с выражениями [7]:

$$U_{1a} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot (2a - b - c);$$

$$U_{1b} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot (2b - c - a);$$

$$U_{1c} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot (2c - a - b);$$

$$U_{1\alpha} = U_{1a} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot (2a - b - c);$$

$$U_{1\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_d \cdot (b - c) \quad \text{или} \quad U_{1\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (2 \cdot U_b + U_a).$$

Непосредственное измерение напряжения на зажимах инвертора или двигателя практически невозможно, так как для точного воспроизведения напряжения с широтно-импульсной модуляцией требуется период измерения (квантования по времени) равный периоду несущей частоты процессора системы управления инвертора.

Для обеспечения высокого качества электрической энергии на выходе инверторов применяют различные виды широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Рассмотрим подробнее каждый из них.

2.2. Синусоидальная система ШИМ трехфазного инвертора

Система управления трехфазным инвертором с синусоидальной ШИМ имеет общий для всех трех фаз инвертора опорный сигнал пилообразной формы с единичной амплитудой и частотой $f_{\text{ШИМ}}$ [7]. В простейшем случае на вход блока ШИМ подаются три синусоидальных управляющих сигнала амплитудой $U_{1m} \leq 1$:

$$U_{\text{exA}} = U_{1m} \cdot \sin(\omega \cdot t);$$

$$U_{\text{exB}} = U_{1m} \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3});$$

$$U_{\text{exC}} = U_{1m} \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}).$$

Принцип синусоидальной широтно-импульсной модуляции показан на рисунке 2.4 [6].

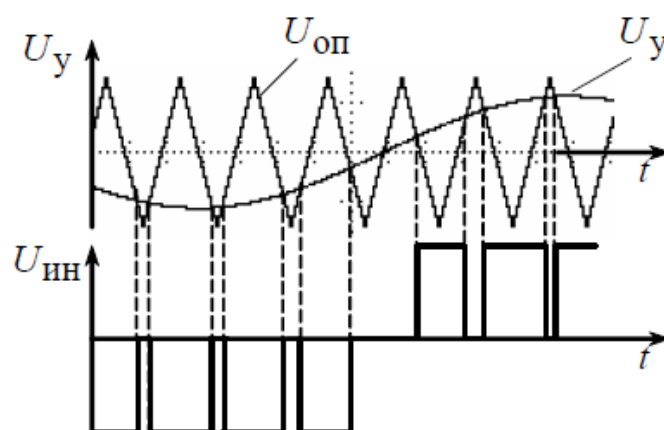


Рисунок 2.4. Принцип синусоидальной широтно-импульсной модуляции

При ШИМ схема управления определяет моменты коммутации полупроводниковых приборов при равенстве опорного $U_{оп}$ треугольного напряжения и управляющего U_y синусоидального. Данный способ является самым простым способом формирования ШИМ сигналов управляющих АИН [26]. Для электроприводов небольшой мощности в последние годы в качестве ключей нашли применение силовые транзисторы типа IGBT и MOSFET [6].

Так как IGBT-транзисторы могут переключаться при значительно больших частотах, чем тиристорные ключи, то и форма тока, протекающего через обмотки двигателя, становится значительно ближе к синусоидальной. Очевидно, что чем выше несущая частота ШИМ, тем меньше амплитуда колебаний тока в обмотках статора двигателя. На рисунке 2.5 приведены осциллограммы токов статора асинхронного двигателя при низкой и высокой несущей частоте опорного напряжения ШИМ модулятора [6].

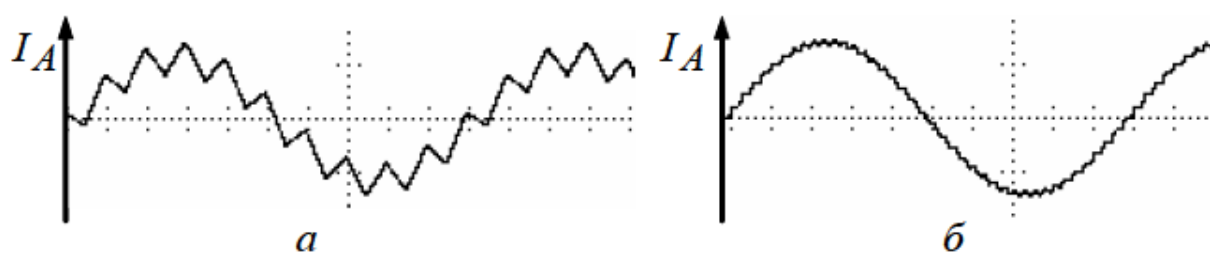


Рисунок 2.5. Осциллограммы токов статора асинхронного двигателя при низкой (а) и высокой (б) несущей частоте опорного напряжения ШИМ модулятора

Однако чрезмерное увеличение несущей частоты может привести к перегреву ключей инвертора. Чем выше частота коммутации ключей, тем выше потери энергии в них [6].

Если формировать линейные напряжения трехфазной системы из напряжения звена постоянного тока с помощью ШИМ по синусоидальному закону, то их максимальная амплитуда получается меньше значения напряжения в звене постоянного тока, что иллюстрируется графиком на рисунке 2.6 [9].

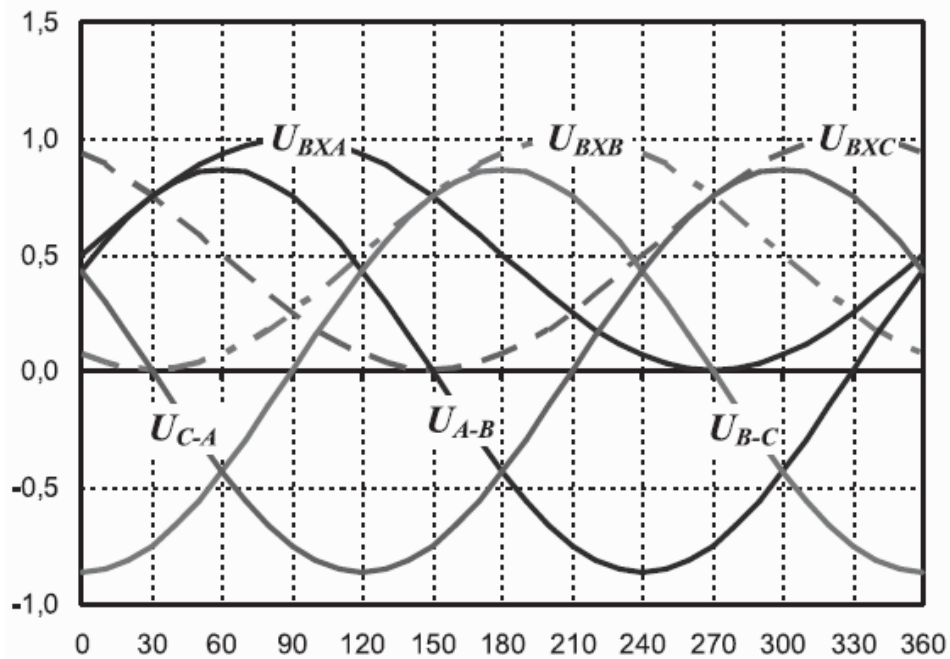


Рисунок 2.6. Управляющие сигналы, подаваемые на вход блока ШИМ

На рис. 2.6 входные трехфазные напряжения двигателя, формируемые из единичного напряжения звена постоянного тока относительно нуля:

$$\begin{aligned}
 U_{exA} &= 0.5 + 0.5 \cdot \sin(\omega \cdot t); \\
 U_{exB} &= 0.5 + 0.5 \cdot \sin(\omega \cdot t - 120); \\
 U_{exC} &= 0.5 + 0.5 \cdot \sin(\omega \cdot t + 120);
 \end{aligned}$$

и линейные напряжения, получаемые как разница входных:

$$\begin{aligned}
 U_{A-B} &= U_{exA} - U_{exB}; \\
 U_{B-C} &= U_{exB} - U_{exC}; \\
 U_{C-A} &= U_{exC} - U_{exA}.
 \end{aligned}$$

Максимальное значение линейного напряжения можно определить, например, по напряжению U_{B-C} в точке 0 градусов:

$$U_{Л\max} = U_{B-C}(0^\circ) = U_{exB} - U_{exC} = 0.5 + \frac{\sin(-120^\circ)}{2} - 0.5 - \frac{\sin 120^\circ}{2} = -\frac{\sqrt{3}}{2} = -0.866.$$

При единичном напряжении звена постоянного тока максимальная амплитуда линейных напряжений составляет $\sqrt{3}/2 = 0.866$. То есть при преобразовании происходит недоиспользование напряжения звена постоянного тока примерно на 14 % [9].

Это вредное явление приводит к потере момента двигателя, обычно рассчитанного на полное напряжение сети, и неоптимальному использованию высоковольтных элементов силовой схемы (IGBT-ключей, высоковольтных конденсаторов) [9].

К преимуществам данного способа можно отнести простоту реализации, совместимость со всеми современными устройствами. Недостатки заключаются в следующем: при увеличении частоты переключения увеличиваются потери на коммутационные процессы; невысокий коэффициент использования напряжения питания (реальное значение выходного напряжения будет еще ниже из-за ограничения минимальной величины импульсов управления инвертором). Поэтому задача повышения отношения основной гармоники выходного напряжения инвертора к напряжению источника питания является весьма актуальной [7].

Существует только один способ выполнения поставленной задачи – это использование несинусоидального закона модуляции длительности импульсов потенциалов фаз, причем выбор закона модуляции должен обеспечивать увеличение амплитуды основной гармоники. Среди законов модуляции, обеспечивающих повышение основной гармоники можно назвать модуляцию по прямоугольному и трапециидальным законам. Однако при их использовании гармонический состав фазного и линейного выходных напряжений инвертора ухудшается: в низкочастотной области спектра появляются гармоники искажения, прежде всего 5-я, 7-я, 11-я и 13-я гармоники выходной частоты, которые содержатся в ШИМ-последовательностях. Содержащиеся в тех же последовательностях гармоники, кратные трем, являются гармониками нулевой последовательности и при симметричной нагрузке, не содержатся в фазных и линейных напряжениях нагрузки [26].

Отсюда вытекает идея предмодуляции: применение несинусоидального закона для модуляции длительности импульсов потенциалов фаз, который обеспечивает увеличение амплитуды основной

гармоники, но при этом в спектре ШИМ-последовательностей помимо основной гармоники содержатся только гармоники нулевой последовательности, т.е. гармоники, кратные трем. Так обеспечивается отсутствие в низкочастотной части спектра фазных и линейных напряжений инвертора гармоник искажения [26].

Специалистам известны различные приемы, позволяющие полностью использовать напряжение звена постоянного тока и избежать потери амплитуды при ШИМ-преобразовании. Этим способом и является предмодуляции третьей гармоникой, или векторная ШИМ.

Суть всех способов – добавление к входным напряжениям некоего сигнала с периодом третьей гармоники формируемых линейных (фазных) напряжений [9].

При этом линейные напряжения:

- увеличивают свою амплитуду до 1;
- остаются синусоидальными и сдвинутыми на 120 градусов.

2.2.1. Синусоидальная ШИМ, реализация в программной среде MathCad

При реализации данной разновидности ШИМ подаваемый на входы трехфазного ШИМ-модулятора управляющий сигнал каждой фазы имеет вид:

$$\begin{aligned}u_{yA} &= K_M \cdot U_m \cdot \sin(\theta), \\u_{yB} &= K_M \cdot U_m \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \\u_{yC} &= K_M \cdot U_m \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right),\end{aligned}$$

где $\theta = 2\pi f_{\text{вых}} t$,

K_M – коэффициент амплитудной модуляции, безразмерная величина, численно равная отношению разности между максимальным и минимальным значениями амплитуд модулированного сигнала к сумме этих значений, выраженная в процентах,

U_m – максимально допустимая амплитуда управляющего сигнала, не вызывающего перемодуляцию.

Составим программу для спектрального моделирования трехфазного инвертора. Программа ориентирована на базис MathCad.

Задаем исходные данные:

$$E = 400 \text{ В},$$

$$A = 50,$$

$$K_M = 1,$$

$$j = \sqrt{-1},$$

где E – напряжение питания,

A – отношение частоты коммутации к выходной частоте,

K_M – коэффициент модуляции,

j – мнимая единица.

Номера гармоник:

$$k = 1..(3 \cdot A + 9).$$

Задание числа отсчетов на периоде повторения и определение шага дискретизации:

$$N = 5000;$$

$$n = 0..N;$$

$$d = 2 \cdot \frac{\pi}{N};$$

$$\theta = n \cdot d.$$

Выбор модуляции фронта импульса – в трехфазном инверторе модуляция двухполярная по срезу. Тогда сигнал развертки (рис. 2.7):

$$r_n = \frac{2}{\pi} \cdot a \tan \left(\tan \left(\theta \cdot \frac{A}{2} - \frac{\pi}{2} \right) \right).$$

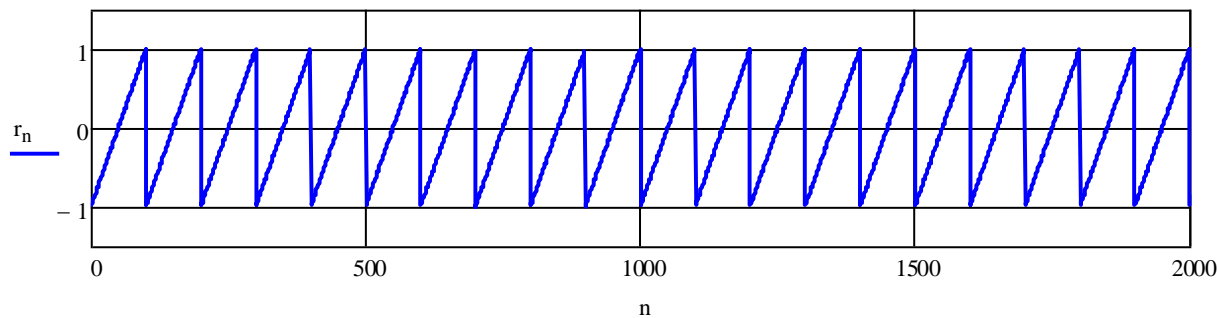


Рисунок 2.7. Двухполярный сигнал развертки

Задание управляющих сигналов (рис. 2.8):

$$uuA_n = K_M \cdot \sin(\theta);$$

$$uuB_n = K_M \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$uuC_n = K_M \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right).$$

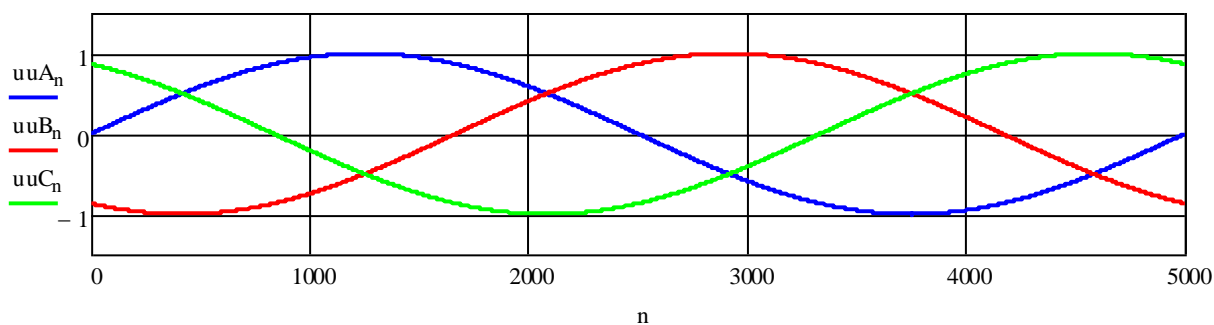


Рисунок 2.8. Управляющие сигналы

Определение выходных сигналов модуляторов (рис. 2.9):

$$mA_n = \text{if}(uuA_n > r_n, 1, 0);$$

$$mB_n = \text{if}(uuB_n > r_n, 1, 0);$$

$$mC_n = \text{if}(uuC_n > r_n, 1, 0).$$

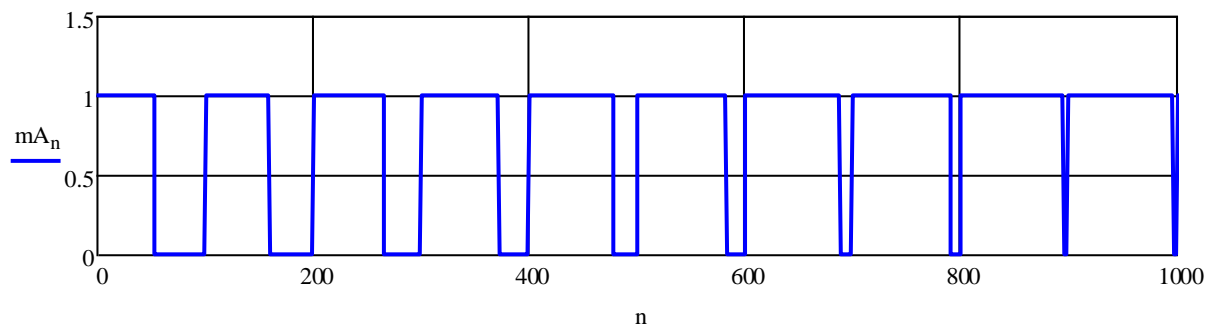


Рисунок 2.9. Выходной сигнал модулятора фазы А

Определение потенциалов фаз и нулевой точки нагрузки

(рис. 2.10, 2.11):

$$\phi A_n = m A_n \cdot E;$$

$$\phi B_n = m B_n \cdot E;$$

$$\phi C_n = m C_n \cdot E;$$

$$\phi 0_n = \frac{1}{3}(\phi A_n + \phi B_n + \phi C_n).$$

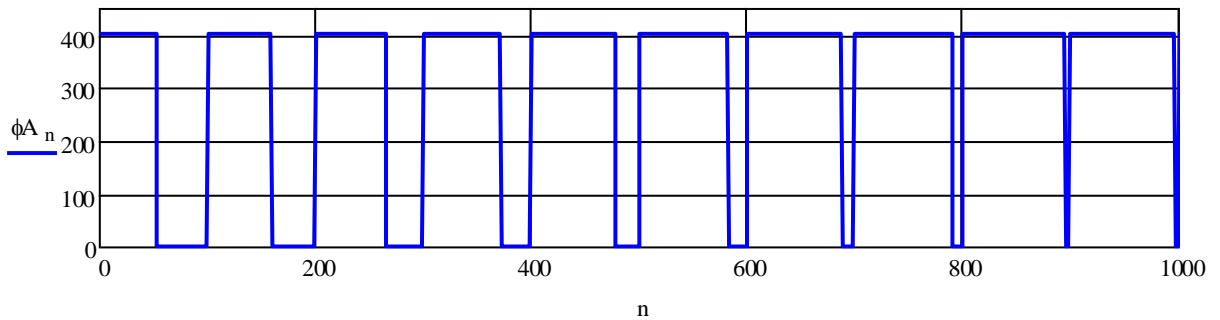


Рисунок 2.10. Потенциал фазы А

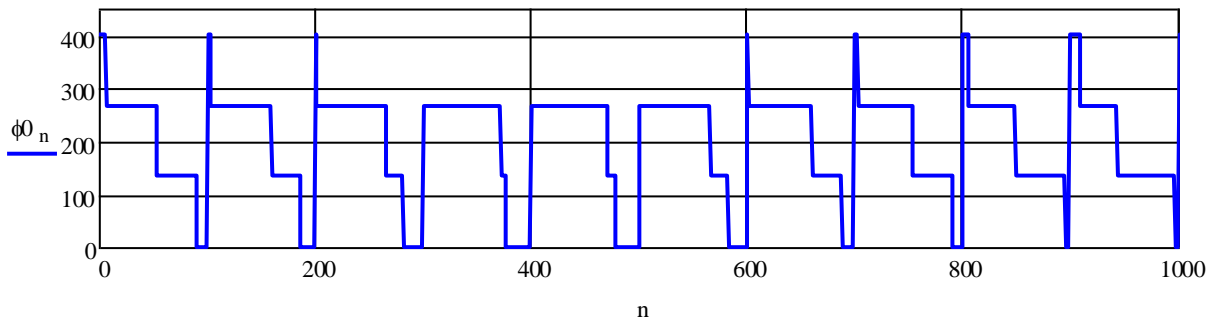


Рисунок 2.11. Потенциал нулевой точки нагрузки

Определение выходных фазных напряжений инвертора (рис 2.12):

$$u A_n = \phi A_n - \phi 0_n;$$

$$u B_n = \phi B_n - \phi 0_n;$$

$$u C_n = \phi C_n - \phi 0_n.$$

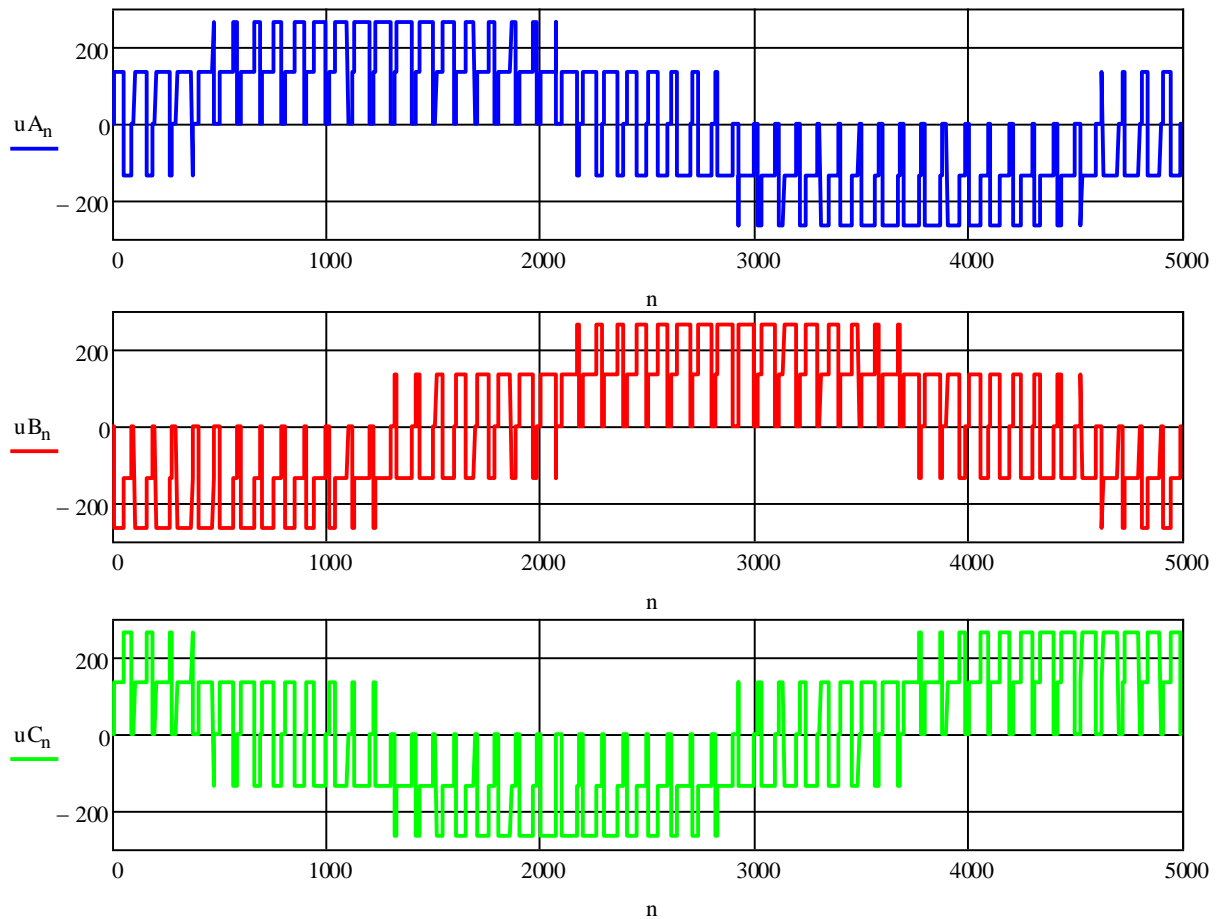


Рисунок 2.12. Выходные фазные напряжения инвертора

Определение спектра потенциала фазы (рис. 2.13):

$$A\phi_k = d \cdot \sum_n \frac{\phi A_n \cdot \cos(\theta \cdot k)}{\pi};$$

$$B\phi_k = d \cdot \sum_n \frac{\phi A_n \cdot \sin(\theta \cdot k)}{\pi};$$

$$C\phi_k = \sqrt{(A\phi_k)^2 + (B\phi_k)^2}.$$

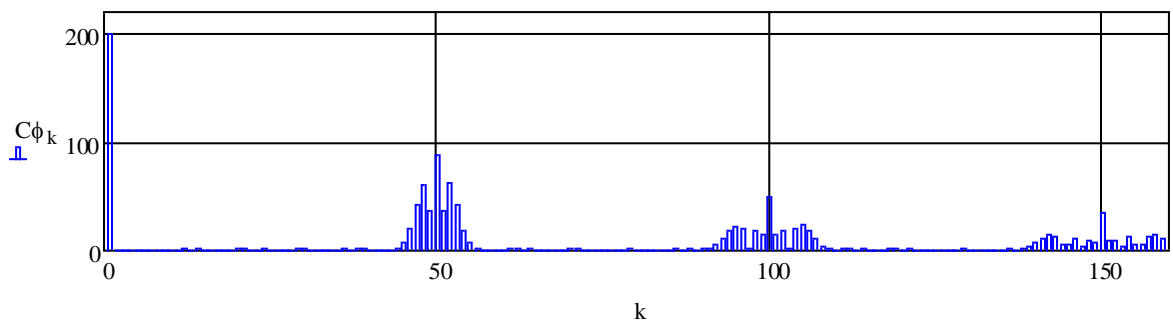


Рисунок 2.13. Спектр потенциала фазы

Определение спектра выходного напряжения фазы A (рис. 2.14):

$$AA_k = d \cdot \sum_n \frac{uA_n \cdot \cos(\theta \cdot k)}{\pi};$$

$$BA_k = d \cdot \sum_n \frac{uA_n \cdot \sin(\theta \cdot k)}{\pi};$$

$$CA_k = \sqrt{(AA_k)^2 + (BA_k)^2}.$$

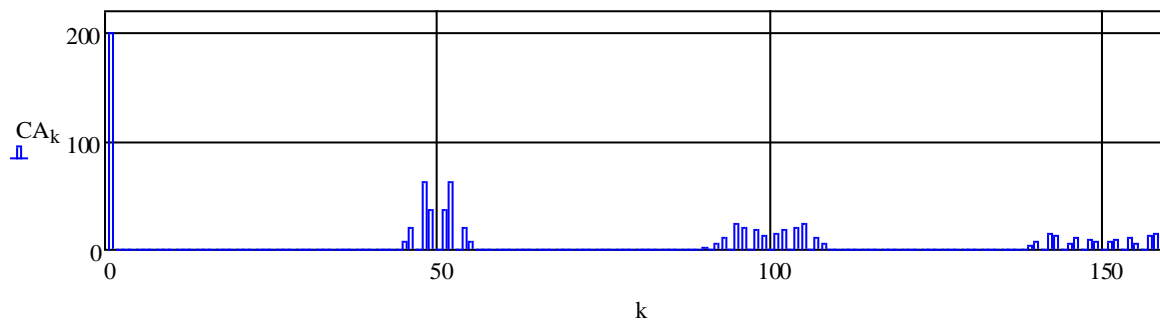


Рисунок 2.14. Спектр выходного напряжения фазы А

Определение спектра выходного напряжения фазы В (рис. 2.15):

$$AB_k = d \cdot \sum_n \frac{uB_n \cdot \cos(\theta \cdot k)}{\pi};$$

$$BB_k = d \cdot \sum_n \frac{uB_n \cdot \sin(\theta \cdot k)}{\pi};$$

$$CB_k = \sqrt{(AB_k)^2 + (BB_k)^2}.$$

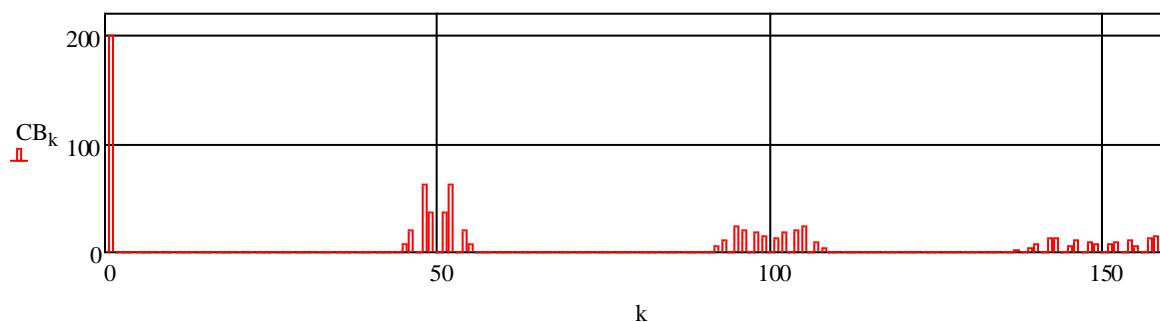


Рисунок 2.15. Спектр выходного напряжения фазы В

Определение спектра выходного напряжения фазы С (рис. 2.16):

$$AC_k = d \cdot \sum_n \frac{uC_n \cdot \cos(\theta \cdot k)}{\pi};$$

$$BC_k = d \cdot \sum_n \frac{uC_n \cdot \sin(\theta \cdot k)}{\pi};$$

$$CC_k = \sqrt{(AC_k)^2 + (BC_k)^2}.$$

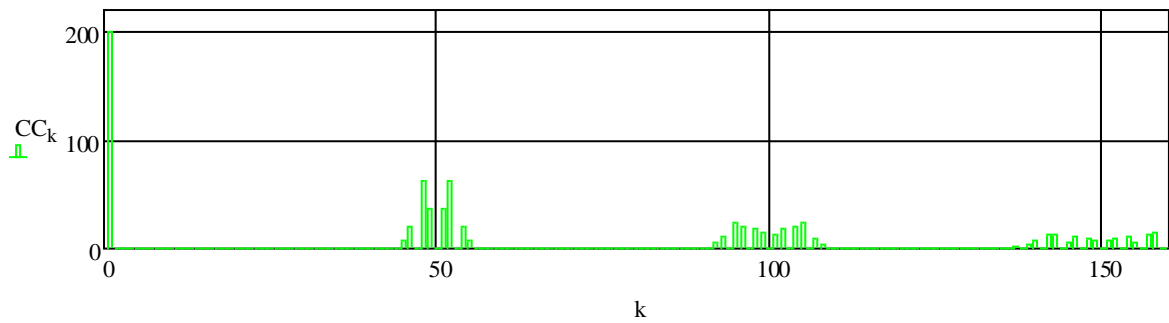


Рисунок 2.16. Спектр выходного напряжения фазы С

Для сравнения различных видов ШИМ необходимо иметь эффективные критерии оценки качества выходного напряжения. Совокупность комбинационных гармоник, расположенных вблизи частоты коммутации, может быть заменена эквивалентной комбинационной гармоникой с частотой $f = f_k$, амплитуда которой:

$$C_{\text{ЭКВ}} = \sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2},$$

где w – постоянное число, ограничивающее область спектра вблизи частоты коммутации, содержащую существенные гармонические составляющие.

Интенсивность высших гармонических составляющих в спектре ШИМ-последовательности характеризует коэффициент гармоник:

$$k_{\text{Г.К}} = \frac{C_{\text{ЭКВ}}}{C_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2}}{C_1},$$

где C_1 – амплитуда основной гармоники выходного напряжения.

В таблице 2.2 приведены полученные в результате модельного эксперимента значения коэффициентов гармоник $k_{\text{Г.К}}$.

Таблица 2.2 – Коэффициенты гармоник при синусоидальной ШИМ

	Значения коэффициентов гармоник при K_M , равном									
K_M	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$k_{\text{Г.К}}$	0,529	0,635	0,755	0,878	1,004	1,119	1,219	1,303	1,364	1,403

Данные таблицы 2.2 будут сравнены с данными другой разновидности ШИМ. Задачей данного исследования является корректное сопоставление способов формирования ШИМ, выполненное при одинаковых допущениях на основе единого математического аппарата.

2.2.2. Синусоидальная ШИМ, реализация в программной среде MatLab Simulink

Имитационная модель трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ представлена на рисунке 2.17.

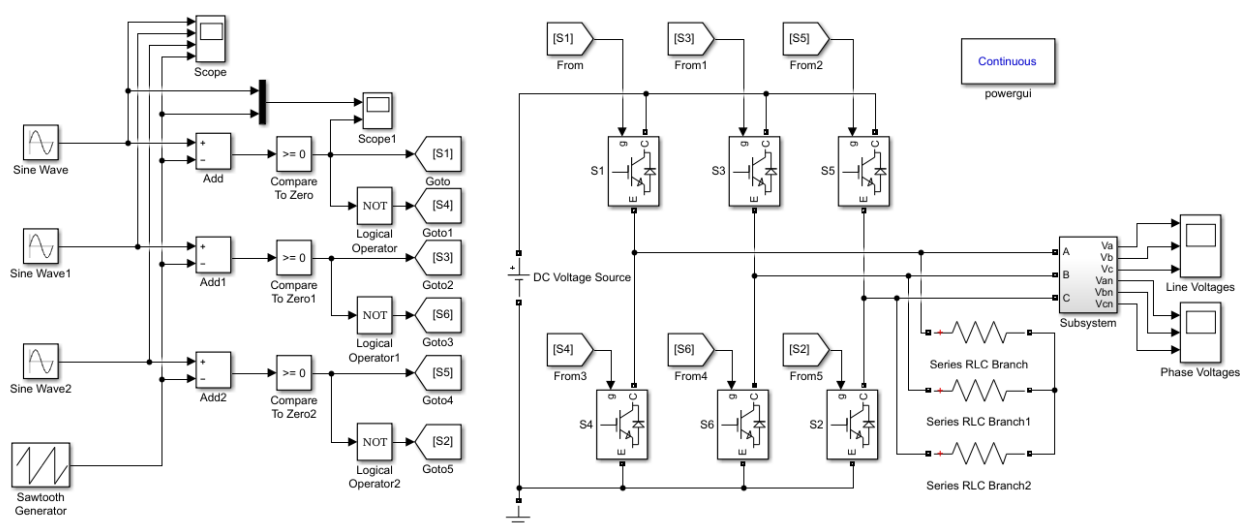


Рисунок 2.17. Имитационная модель трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ

Параметры блоков Sine Wave представлены на рис. 2.18.

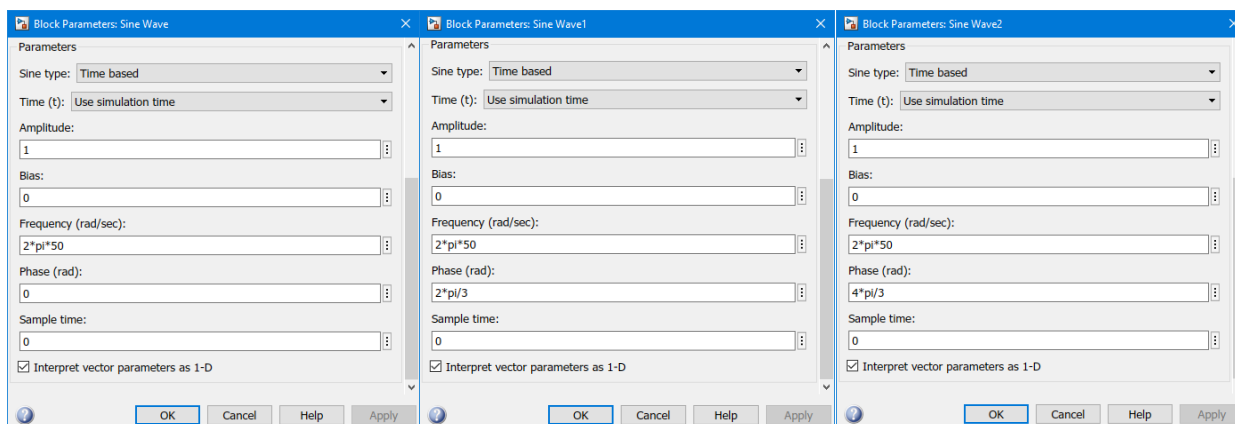


Рисунок 2.18. Параметры блоков Sine Wave

Принцип реализации синусоидальной ШИМ представлен на рис. 2.19,

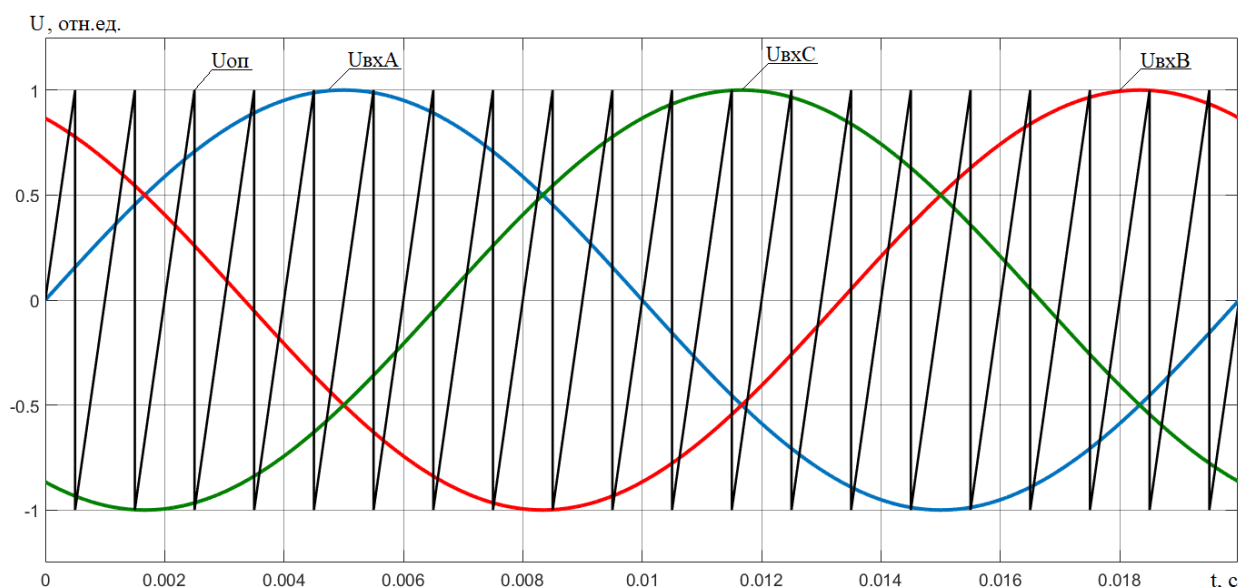


Рисунок 2.19. Управляющие сигналы, подаваемые на вход блока ШИМ, и опорный сигнал пилообразной формы

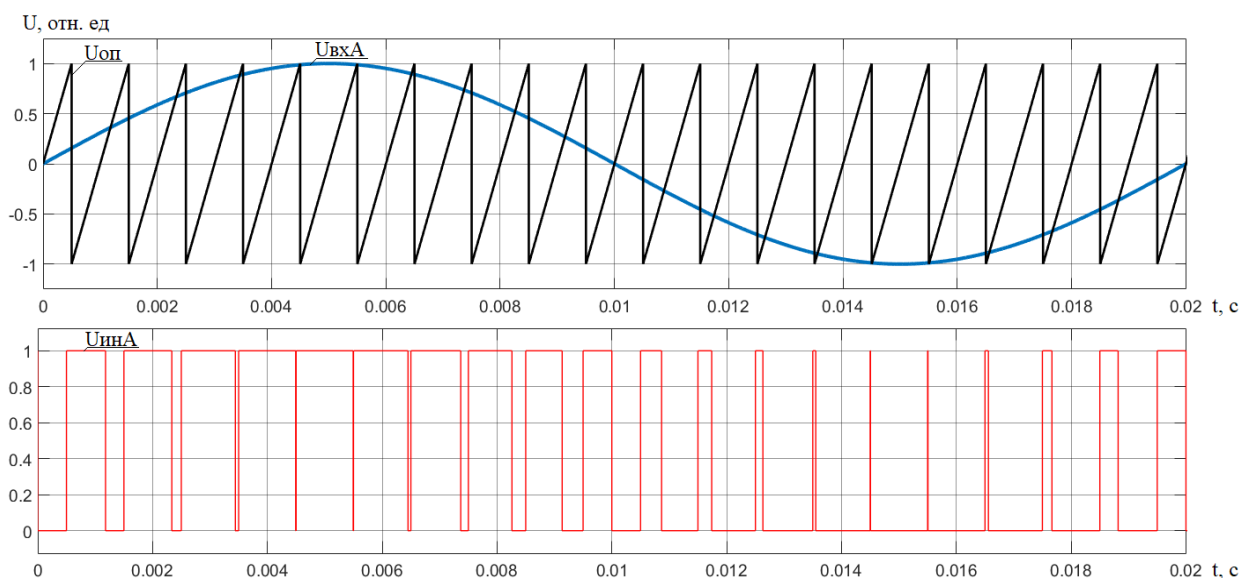
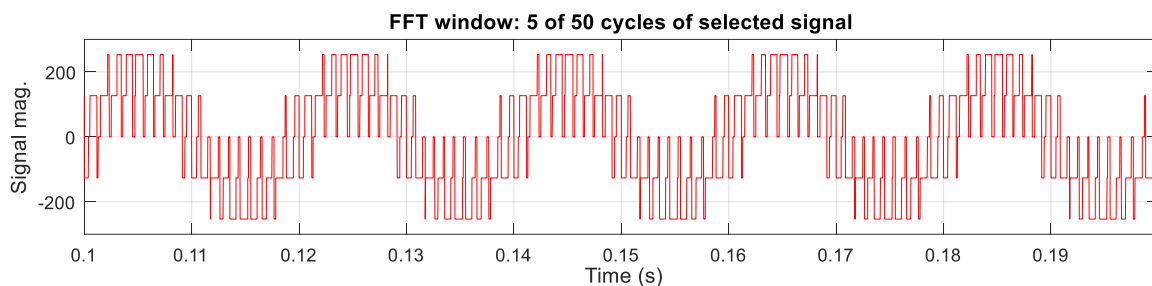


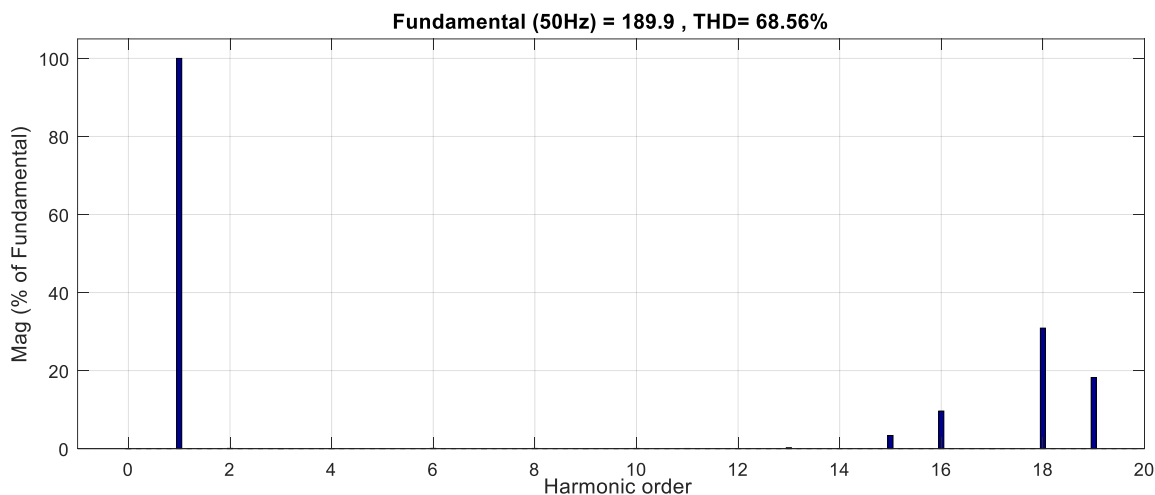
Рисунок 2.20. Принцип реализации синусоидальной ШИМ

Для оценки качества полученных выходных зависимостей было произведено быстрое преобразование Фурье полученных выходных сигналов одной из фаз нагрузки при использовании встроенной функции «FFT Analysis Tool» в программной среде MatLab Simulink блока «Powergui». Для этого были указаны параметры начала временного интервала, числа периодов исследуемого сигнала, базовой частоты, максимальной частоты и градуировки оси частот. Гармонический анализ выходного напряжения одной из фаз нагрузки с применением синусоидальной ШИМ приведен на рисунке 2.21.

Signal



FFT analysis



FFT settings

Start time (s): 0.1

Number of cycles: 5

Fundamental frequency (Hz): 50

Max frequency (Hz): 1000

Max frequency for THD computation:

Nyquist frequency

Display style:

Bar (relative to fundamental)

Base value: 1.0

Frequency axis: Harmonic order

Display Close

Available signals

Refresh

Name: Phase_voltages

Input: input 1

Signal number: 1

Display: Signal FFT window

Рисунок 2.21. Гармонический анализ выходного напряжения одной из фаз нагрузки с применением синусоидальной ШИМ

Амплитуда основной гармоники составляет 189.9 В. Суммарные гармонические искажения выходного напряжения при базовой частоте 50 Гц при синусоидальной ШИМ равны 68.56%. Полученные результаты будут сравнены с данными другой разновидности ШИМ. Задачей данного исследования является корректное сопоставление способов формирования

ШИМ, выполненное при одинаковых допущениях на основе единого математического аппарата.

2.3. Синусоидальная система ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой трехфазного инвертора

Первые попытки полного использования напряжения звена постоянного тока заключались в перемодуляции синусоидальной ШИМ. Под перемодуляцией в данном случае подразумевается задание амплитуды напряжения больше 100%. В этом случае синусоиды фазных потенциалов оказываются усеченными на максимальному реализуемому значению, первая гармоника выходного напряжения инвертора увеличивает свою амплитуду (рис. 2.22), но в гармоническом составе появляются 3, 5, 7 и все другие нечетные гармоники [9].

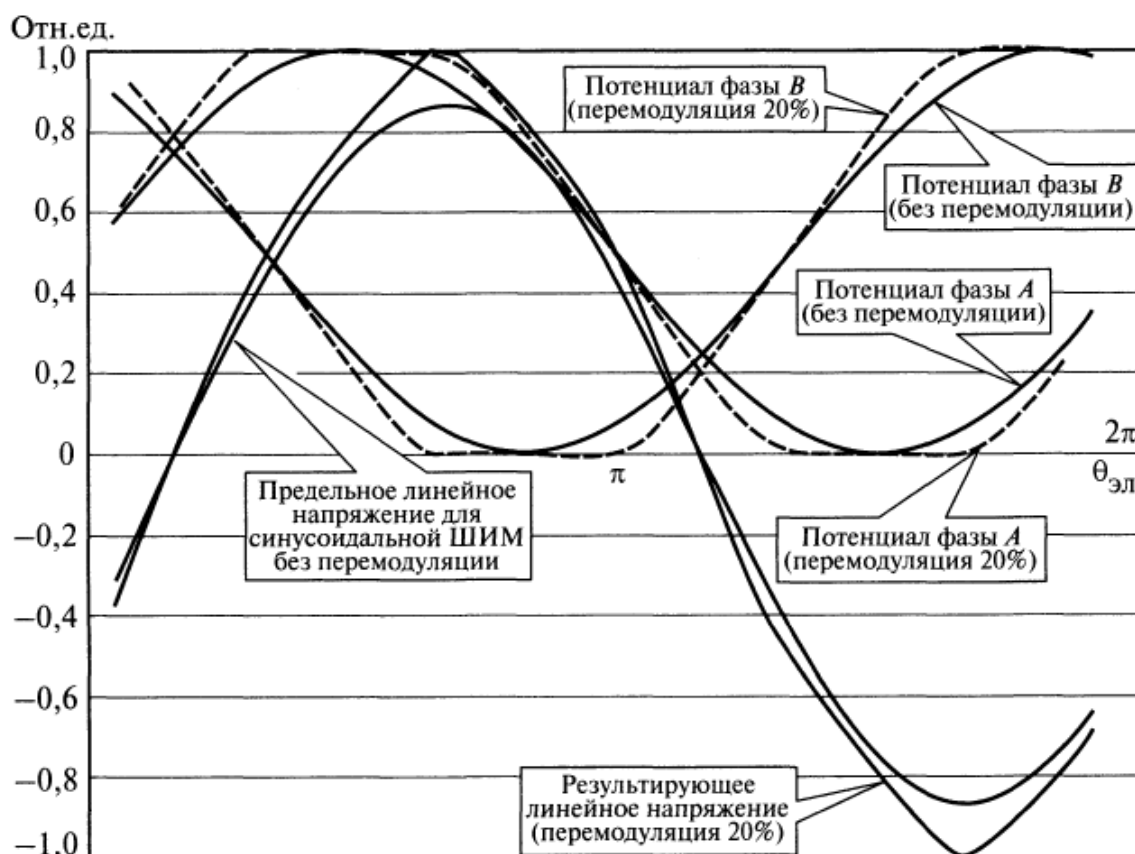


Рисунок 2.22. Перемодуляция синусоидальной ШИМ

Увеличить амплитуду первой гармоники напряжения примерно на 15% без искажений формы токов удалось, добавив к первой гармонике основного сигнала третью гармонику (рис. 2.23). Этот подход использовал полезное

свойство трехфазной системы компенсировать третью гармонику. В результате получилась ШИМ, идентичная векторной по своим рабочим свойствам, но далекая от нее математически [9].

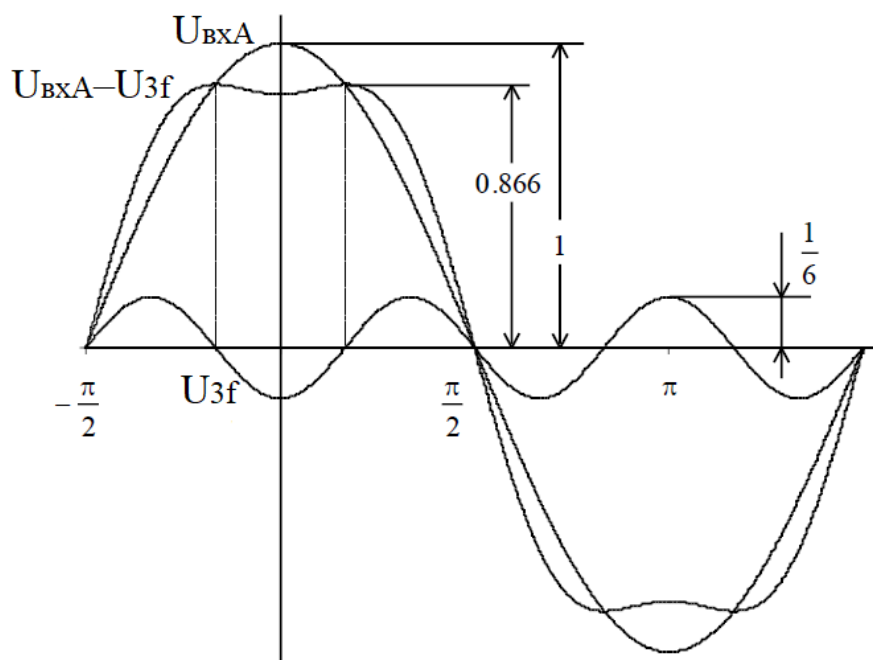


Рисунок 2.23. Форма сигнала управления при введении третьей гармоники

Проанализировав график на рис. 2.23 можно сделать вывод. Для двигателя не имеет значения, какой формы потенциал приложен к его фазным обмоткам, значение имеет лишь разность потенциалов между фазами или форма его линейного напряжения [7].

При реализации данной разновидности ШИМ в сигналы управления вводится общий для всех управлений сигнал третьей гармоники:

$$U_{3f} = \frac{1}{6} \cdot U_{1m} \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t).$$

Принцип реализации системы управления трехфазным инвертором с синусоидальной ШИМ и введением в трехфазную систему управляющих воздействий сигнала третьей гармоники представлен на рис. 2.24. Использование предмодуляции позволяет повысить коэффициент использования напряжения в режиме максимально неискаженного выхода теоретически до 1 и снизить величину пульсаций электромагнитного момента и тока статора на 10-12 % [25].

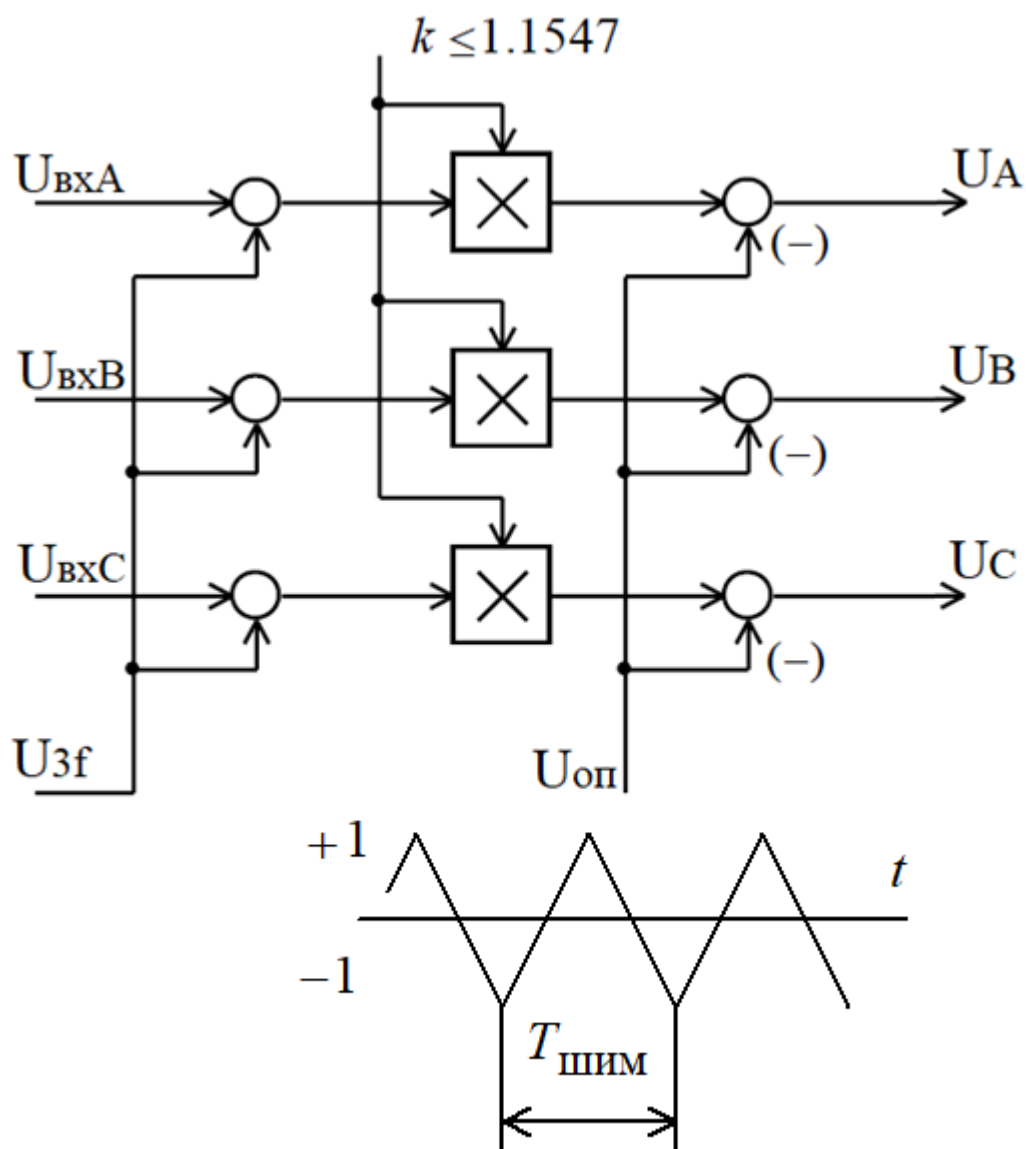


Рисунок 2.24. Синусоидальная ШИМ с введением третьей гармоники в сигналы управления инвертором

Введение третьей гармоники в систему управляющих инвертором сигналов приводит к изменению формы и уменьшению в $\sqrt{3}/2 = 0.866$ раз амплитуды результирующего управления на входе блока ШИМ (рис. 2.23). Последнее позволяет увеличить амплитуду управляющих воздействий в $k = 2/\sqrt{3} = 1.1547$ раз до амплитуды пилообразного опорного напряжения [7].

В таблице 2.3 дана сравнительная оценка простой системы синусоидальной ШИМ ($U_{3f} = 0, k = 1$) и системы с дополнительным сигналом третьей гармоники U_{3f} и коэффициентом усиления модулированного сигнала

управления $k = 1.1547$. Для сравнения приведены максимальные значения амплитудных и действующих значений фазного $U_{иф.m}$, $U_{иф}$ и линейного $U_{ил.m}$, $U_{ил}$ выходного напряжения инвертора при амплитуде управляющих сигналов $U_{1m} = 1$. Напряжение звена постоянного тока при номинальной нагрузке двигателя принято равным $U_d = 1.35 \cdot U_c$. Падение напряжения в цепи инвертора при оценке выходного напряжения не учитывалось.

Таблица 2.3 – Параметры выходного напряжения инвертора в зависимости от реализации системы управления с синусоидальной ШИМ

Синусоидальная ШИМ	Синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой
$U_{3f} = 0;$ $k = 1;$ $U_{1m} = 1.$	$U_{3f} = \frac{1}{6} \cdot U_{1m} \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t);$ $k = 1.1547;$ $U_{1m} = 1.$
$U_c = 380 \text{ В}, U_d = 1.35 \cdot 380 = 513 \text{ В}$	
$U_{иф.m} = \frac{U_d}{2} = 0.5 \cdot U_d = 256.5 \text{ В}$ $U_{иф} = \frac{U_d}{2 \cdot \sqrt{2}} = 0.353 \cdot U_d = 181.37 \text{ В}$ $U_{ил.m} = \frac{\sqrt{3} \cdot U_d}{2} = 0.866 \cdot U_d = 444.27 \text{ В}$ $U_{ил} = \frac{\sqrt{3} \cdot U_d}{2 \cdot \sqrt{2}} = 0.612 \cdot U_d = 314.14 \text{ В}$	$U_{иф.m} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} = 0.577 \cdot U_d = 296.18 \text{ В}$ $U_{иф} = \frac{U_d}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}} = 0.408 \cdot U_d = 209.43 \text{ В}$ $U_{ил.m} = 1.0 \cdot U_d = 513 \text{ В}$ $U_{ил} = \frac{U_d}{\sqrt{2}} = 0.707 \cdot U_d = 362.74 \text{ В}$

Для того, что бы на выходе инвертора с системой синусоидальной ШИМ и третьей гармоникой в сигналах управления было обеспечено действующее значение номинального фазного напряжения двигателя $U_{фн} = 220 \text{ В}$, линейное напряжение сети должно быть равно:

$$U_{л} = \frac{220}{0.408 \cdot 1.35} = 399.4 \text{ В.}$$

К преимуществам данного метода можно отнести следующее: простота реализации, полное использование напряжения звена постоянного тока, т.е. линейные напряжения увеличивают свою амплитуду до 1 и остаются синусоидальными и сдвинутыми на 120 градусов.

Общими недостатками формирования ШИМ путем сравнения сигналов управления с опорным являются:

- ориентация на реализацию средствами аналоговой элементной базы;
- повышение сложности реализации при необходимости получить высокий коэффициент использования источника питания;
- недостаточная гибкость для синтеза оптимальных законов коммутации ключей инвертора в различных режимах работы привода.

Указанных недостатков лишен векторный метод формирования ШИМ.

2.3.1. Синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, реализация в программной среде MathCad

При реализации данной разновидности ШИМ в подаваемый на входы трехфазного ШИМ-модулятора управляющий сигнал каждой фазы добавляется нулевая последовательность, содержащая третью гармонику основной частоты в указанной ниже пропорции:

$$u_{yA} = \frac{K_M U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left(\sin(\theta) + \left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right] \cdot \sin(3 \cdot \theta) \right),$$

$$u_{yB} = \frac{K_M U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left(\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right] \cdot \sin(3 \cdot \theta) \right),$$

$$u_{yC} = \frac{K_M U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left(\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right] \cdot \sin(3 \cdot \theta) \right),$$

где $\theta = 2\pi f_{\text{вых}} t$,

$\left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right) \cdot \sin(3 \cdot \theta)$ – нулевая последовательность, содержащая третью гармонику основной частоты,

U_m – максимально допустимая амплитуда управляющего сигнала, не вызывающего перемодуляцию.

Составим программу для спектрального моделирования трехфазного инвертора. Программа ориентирована на базис MathCad.

Задаем исходные данные:

$$E = 400 \text{ В},$$

$$A = 50,$$

$$K_M = 1,$$

$$j = \sqrt{-1},$$

где E – напряжение питания,

A – отношение частоты коммутации к выходной частоте,

K_M – коэффициент модуляции,

j – мнимая единица.

Номера гармоник:

$$k = 1..(3 \cdot A + 9).$$

Задание числа отсчетов на периоде повторения и определение шага дискретизации:

$$N = 5000;$$

$$n = 0..N;$$

$$d = 2 \cdot \frac{\pi}{N};$$

$$\theta = n \cdot d.$$

Сигнал развертки:

$$r_n = \frac{2}{\pi} \cdot a \tan\left(\tan\left(\theta \cdot \frac{A}{2} - \frac{\pi}{2}\right)\right).$$

Сигналы задания (рис. 2.25):

$$ua_n = \frac{\sin(\theta)}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)};$$

$$ub_n = \frac{\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)};$$

$$uc_n = \frac{\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)}.$$

Задание сигнала предмодуляции (рис. 2.25):

$$u3_n = \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \cdot \sin(3 \cdot \theta).$$

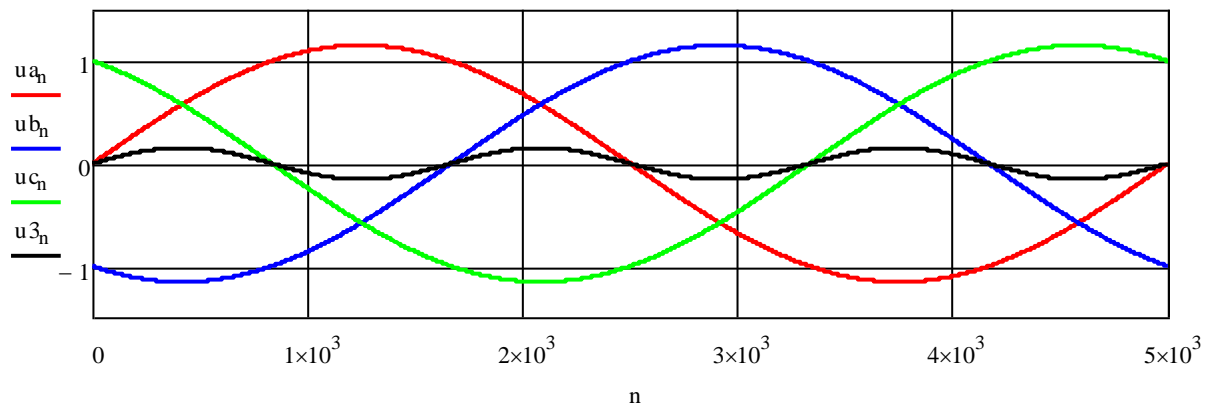


Рисунок 2.25. Сигналы задания и предмодуляции

Задание управляющих сигналов (рис. 2.26):

$$uA_n = K_M \cdot (ua_n + u3_n);$$

$$uB_n = K_M \cdot (ub_n + u3_n);$$

$$uC_n = K_M \cdot (uc_n + u3_n).$$

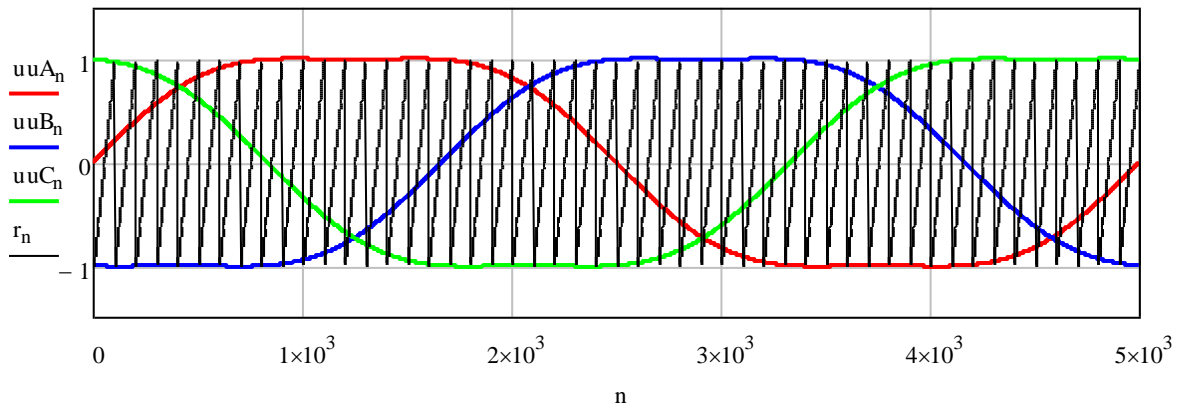


Рисунок 2.26. Управляющие сигналы

Определение выходных сигналов модуляторов (рис. 2.27):

$$mA_n = \text{if}(uuA_n > r_n, 1, 0);$$

$$mB_n = \text{if}(uuB_n > r_n, 1, 0);$$

$$mC_n = \text{if}(uuC_n > r_n, 1, 0).$$

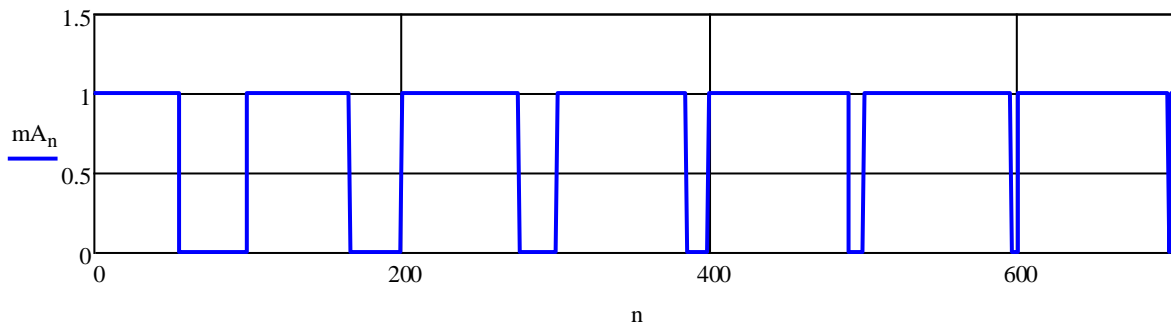


Рисунок 2.27. Выходной сигнал модулятора фазы А

Определение выходных фазных напряжений (рис. 2.28):

$$uA_n = \phi A_n - \phi 0_n,$$

$$uB_n = \phi B_n - \phi 0_n,$$

$$uC_n = \phi C_n - \phi 0_n,$$

где

$$\phi A_n = mA_n \cdot E;$$

$$\phi B_n = mB_n \cdot E;$$

$$\phi C_n = mC_n \cdot E;$$

$$\phi 0_n = \frac{1}{3}(\phi A_n + \phi B_n + \phi C_n).$$

После алгебраических преобразований выходные фазные напряжения определяются как:

$$uA_n = \frac{E}{3} \cdot (2 \cdot mA_n - mB_n - mC_n);$$

$$uB_n = \frac{E}{3} \cdot (2 \cdot mB_n - mA_n - mC_n);$$

$$uC_n = \frac{E}{3} \cdot (2 \cdot mC_n - mA_n - mB_n).$$

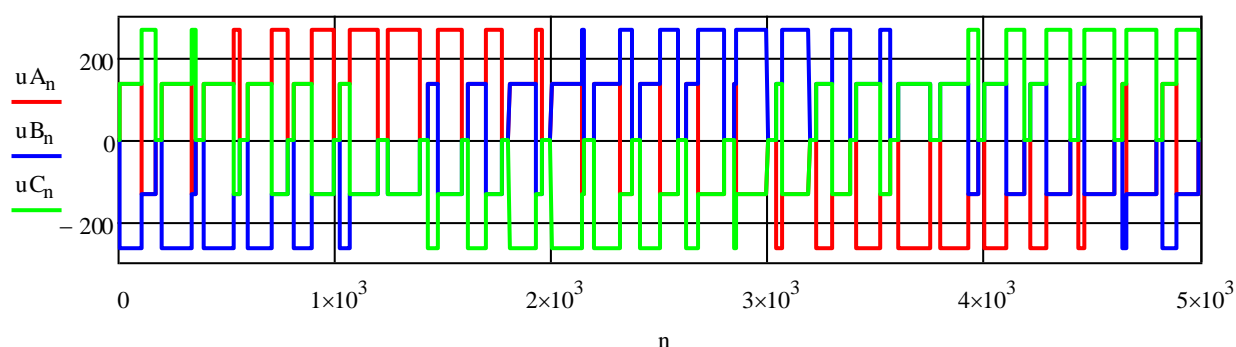


Рисунок 2.28. Выходные фазные напряжения

Определение спектра выходного напряжения (рис. 2.29):

$$k = 1..(A+9);$$

$$a_k = \frac{2}{N} \cdot \sum_n (uA_n \cdot \cos(\theta \cdot k));$$

$$b_k = \frac{2}{N} \cdot \sum_n (uA_n \cdot \sin(\theta \cdot k));$$

$$c_k = \sqrt{(a_k)^2 + (b_k)^2}.$$

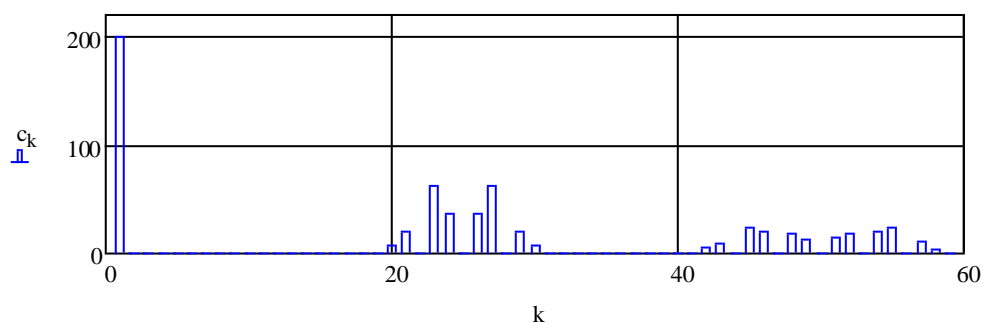


Рисунок 2.29. Спектр выходного напряжения

Интенсивность высших гармонических составляющих в спектре ШИМ-последовательности характеризует коэффициент гармоник:

$$k_{г.к} = \frac{C_{\text{ЭКВ}}}{C_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2}}{C_1},$$

где C_1 – амплитуда основной гармоники выходного напряжения.

В таблице 2.4 приведены полученные в результате модельного эксперимента значения коэффициентов гармоник $k_{г.к}$.

Таблица 2.4 – Коэффициенты гармоник при синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

	Значения коэффициентов гармоник при K_m , равном									
K_m	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$k_{г.к}$	0,399	0,485	0,603	0,741	0,884	1,022	1,149	1,261	1,343	1,396

Данные таблицы 2.4 и другие результаты модельного эксперимента позволяют сделать следующие выводы при сравнении их с данными таблицы 2.2: применение предмодуляции третьей гармоникой не только увеличивает максимально достижимое отношение амплитуды первой гармоники к напряжению источника питания на 15,47%, но и приводит к заметному снижению коэффициентов гармоник $k_{г.к}$. Это явление объясняется тем, что при равном коэффициенте модуляции K_m в ШИМ с предмодуляцией амплитуда основной гармоники на 15,47% выше, чем в инверторе с классической трехфазной ШИМ, в то же время амплитуда комбинационных гармоник изменяется мало.

2.3.2. Синусоидальная ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой, реализация в программной среде MatLab Simulink

Имитационная модель трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой представлена на рисунке 2.30.

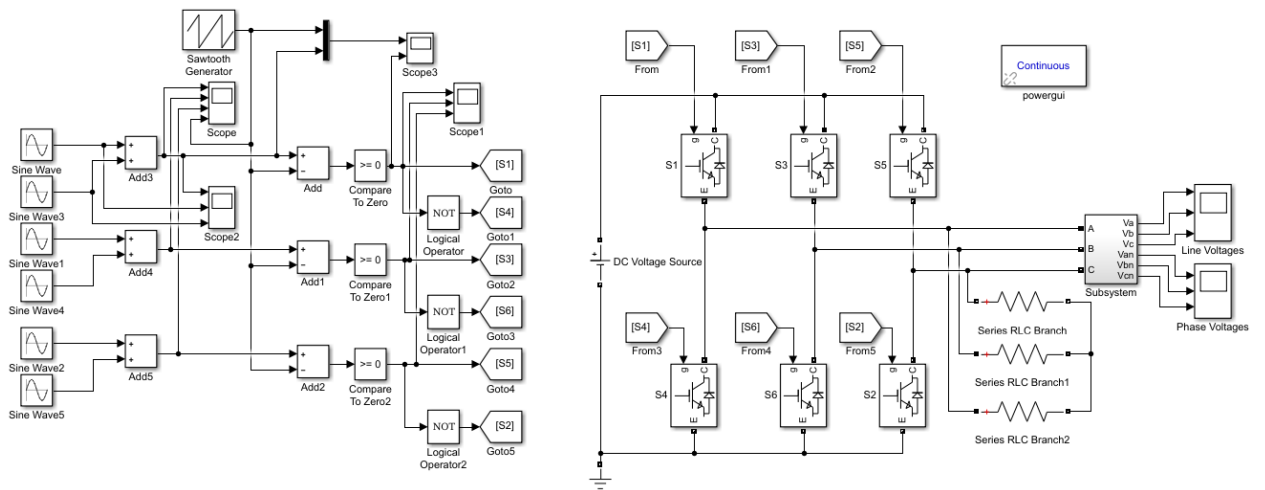


Рисунок 2.30. Имитационная модель трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

Принцип реализации синусоидальной ШИМ представлен на рис. 2.31 - 2.33.

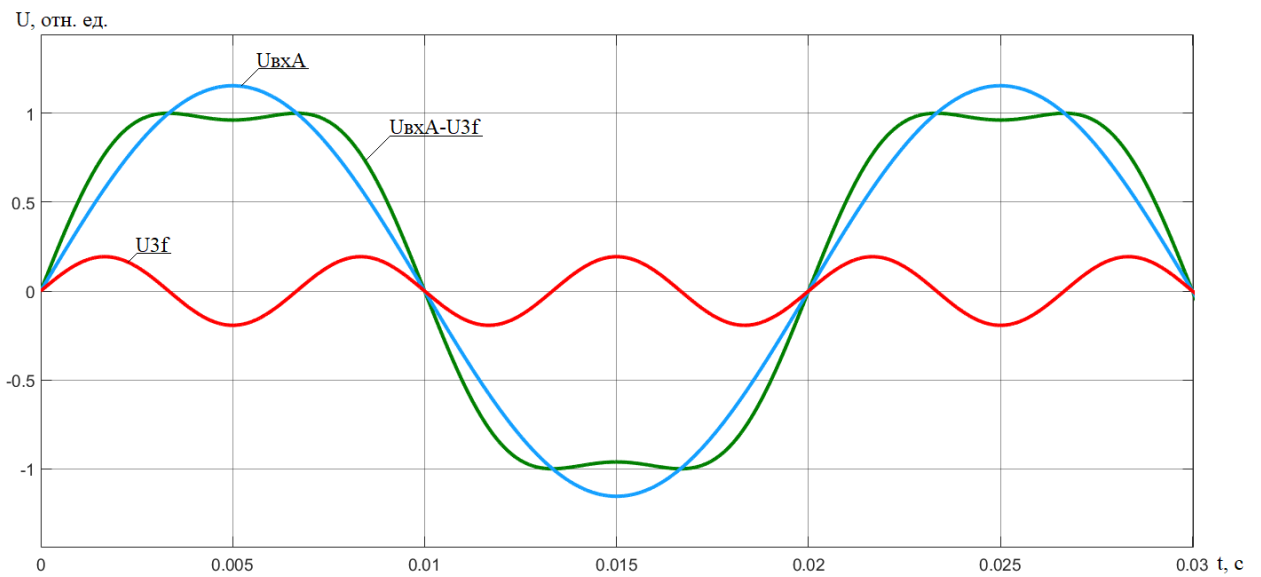


Рисунок 2.31. Форма сигнала управления при введении третьей гармоники

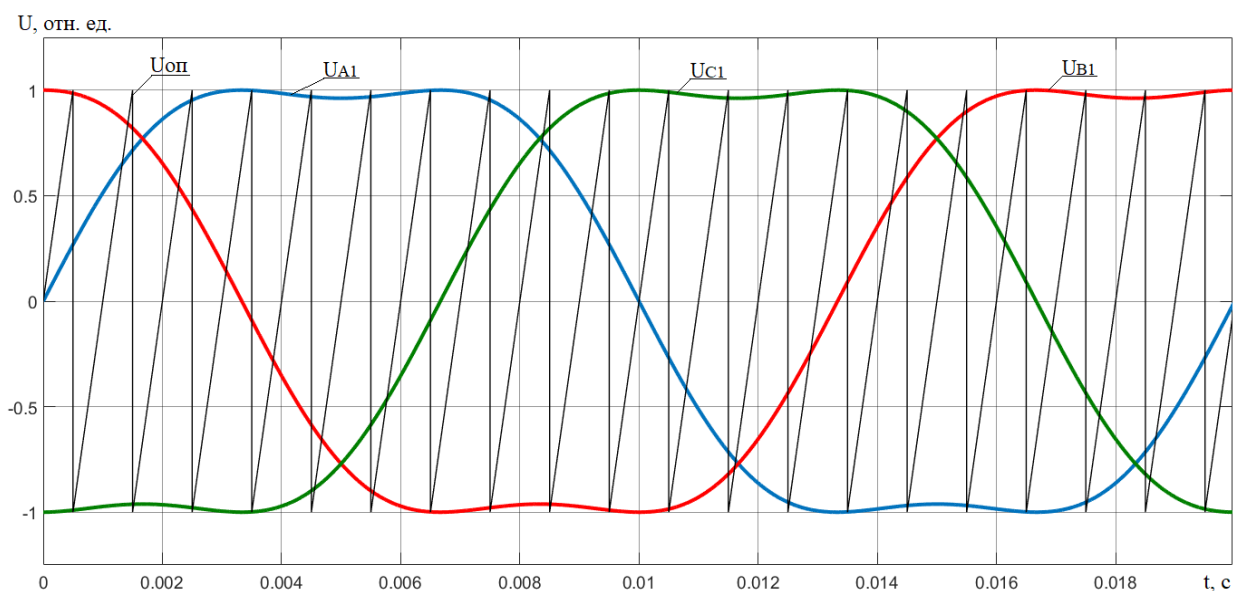


Рисунок 2.32. Управляющие сигналы, подаваемые на вход блока ШИМ, и опорный сигнал пилообразной формы

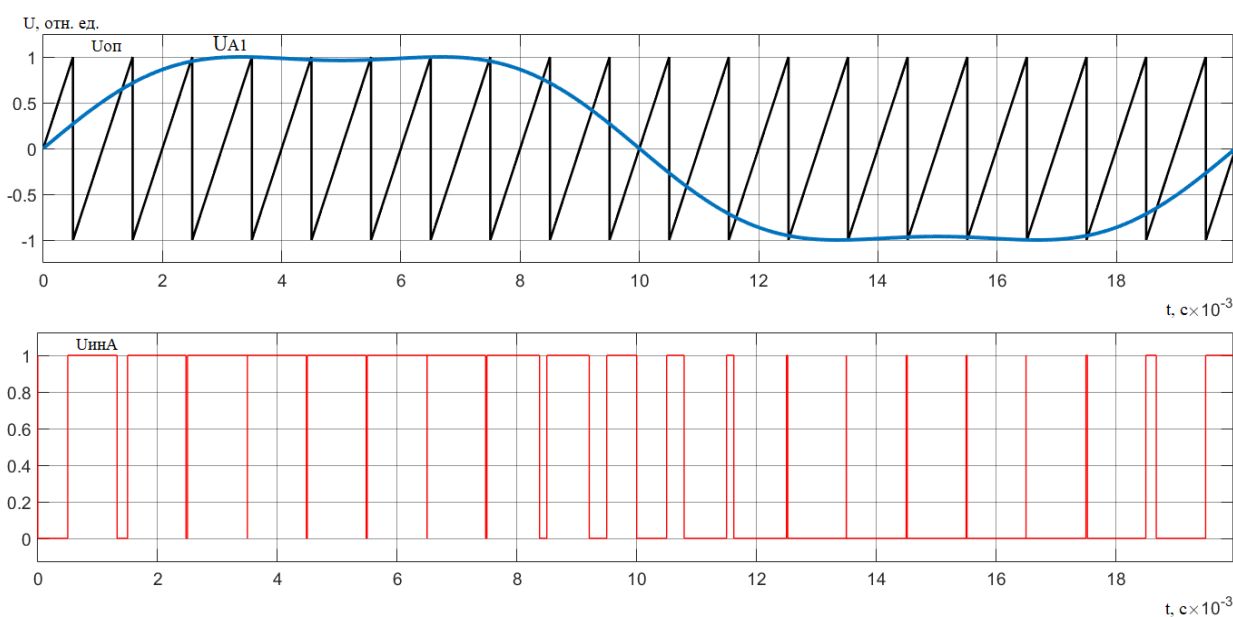


Рисунок 2.33. Принцип реализации синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

Для оценки качества полученных выходных зависимостей было произведено быстрое преобразование Фурье полученных выходных сигналов одной из фаз нагрузки при использовании встроенной функции «FFT Analysis Tool» в программной среде MatLab Simulink блока «Powergui». Для этого были указаны параметры начала временного интервала, числа периодов исследуемого сигнала, базовой частоты, максимальной частоты и градуировки

оси частот. Гармонический анализ выходного напряжения одной из фаз нагрузки с применением синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой приведен на рисунке 2.34.

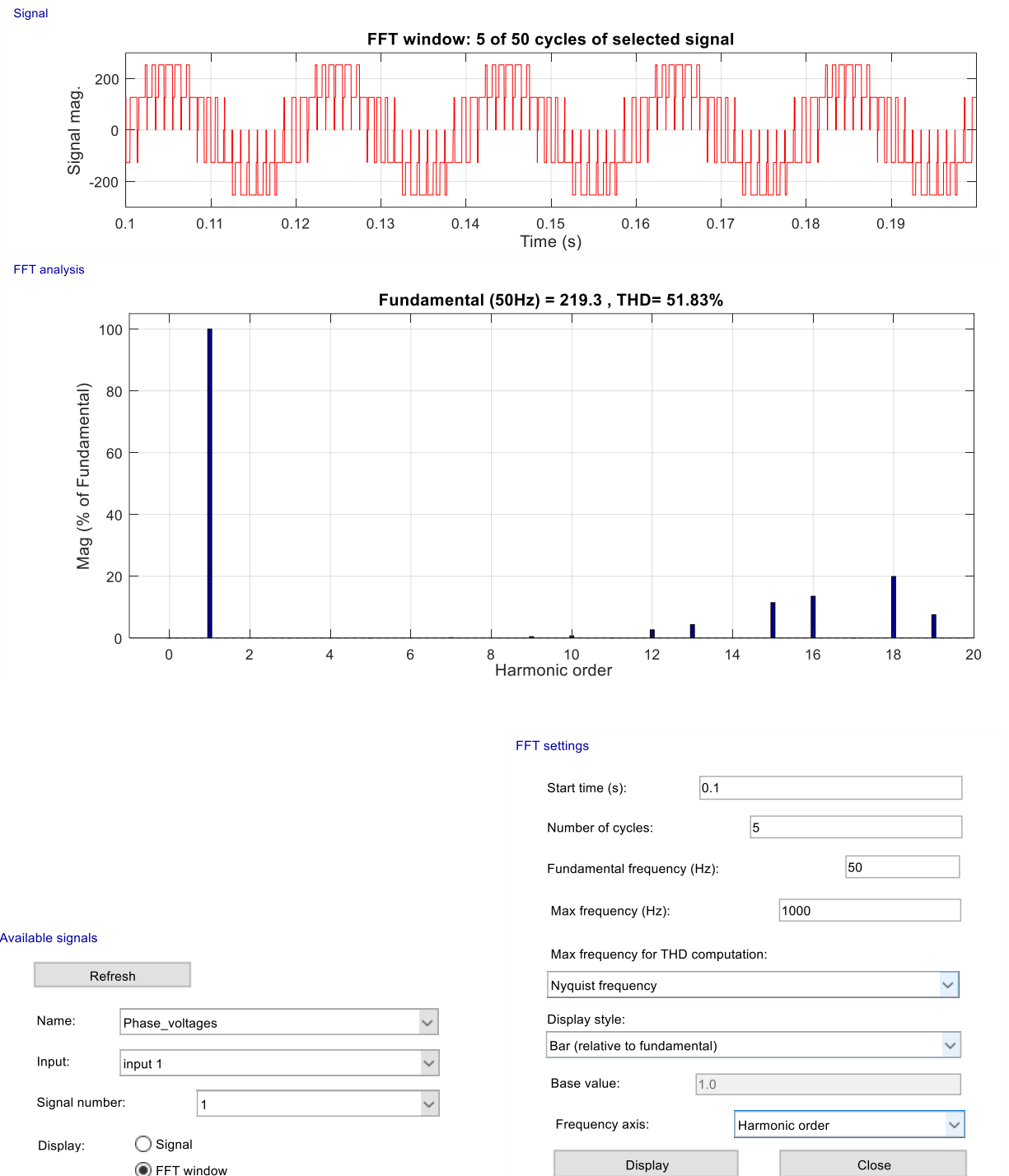


Рисунок 2.34. Гармонический анализ выходного напряжения одной из фаз нагрузки с применением синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

Амплитуда основной гармоники составляет 219.3 В. Суммарные гармонические искажения выходного напряжения при базовой частоте 50 Гц при синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой равны 51.83%. При сравнении полученных результатов с данными п. 2.2.2 для синусоидальной ШИМ можно сделать следующие выводы. ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой имеет более низкие значения суммарных гармонических искажений, что является преимуществом, также стоит отметить более высокую амплитуду основной гармоники, что свидетельствует о полном использовании напряжения звена постоянного тока.

2.4. Векторная система ШИМ трехфазного инвертора

При векторной ШИМ реализация вектора напряжения осуществляется с помощью базовых векторов в трехфазной системе координат.

В таблице 2.1 дополнительно приведены значения фазных выходных напряжений $U_{1\alpha}$ и $U_{1\beta}$ в неподвижной двухфазной системе координат α, β , найденные в соответствии с формулами преобразования:

$$U_{1\alpha} = U_{AN};$$

$$U_{1\beta} = \frac{2 \cdot U_{BN} + U_{AN}}{\sqrt{3}},$$

а так же пространственные положения вектора $\vec{U}_{\alpha\beta}$ выходных напряжений в неподвижной двухфазной системе:

$$\text{mod } \vec{U}_{\alpha\beta} = \sqrt{U_{1\alpha}^2 + U_{1\beta}^2},$$

соответствующие приведенным состояниям силовых ключей.

Каждый базовый вектор характеризуется определенным состоянием ключей инвертора, изображенного на рис. 2.35.

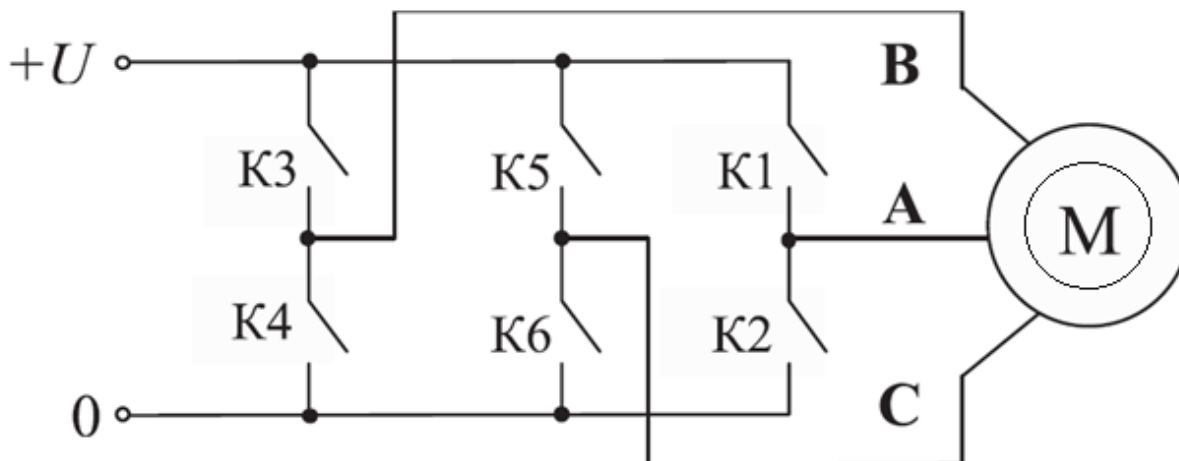


Рисунок 2.35. Асинхронный электропривод с автономным инвертором напряжения

В векторной ШИМ выделяют восемь возможных комбинаций включения силовых ключей, которые определяют восемь базовых векторов, два из которых являются нулевыми. Вместе восемь возможных состояний формируют на плоскости шесть треугольных секторов, вершинами которых являются три различных состояния инвертора, включая одно нулевое [7].

В таблице 2.5 поясняется соответствие базовых векторов и состояния ключей K1...K6.

Для трехфазной симметричной системы, которой можно считать двигатель, фазные нагрузки равны, следовательно, амплитуда всех ненулевых базовых векторов составляет $2 \cdot U_d / 3$.

Оба нулевых вектора V7(0+) и V8(0-), несмотря на разное состояние ключей, обеспечивают одновременное приложение нулевых напряжений к обмоткам статора.

Ненулевые базовые векторы в неподвижной системе координат изображены на рис. 2.36 [9].

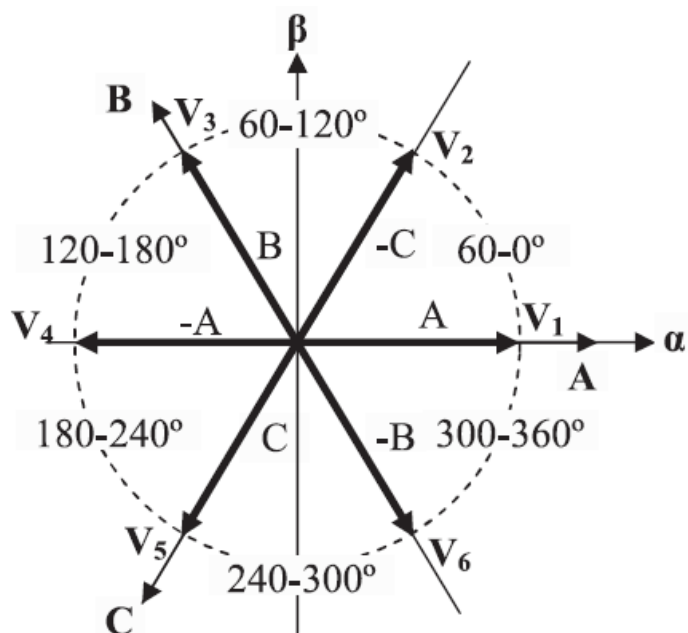
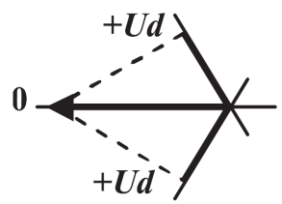
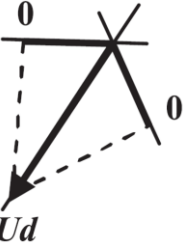
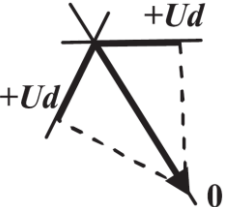


Рисунок 2.36. Возможные состояния ненулевых базовых векторов в неподвижной системе координат

Таблица 2.5 – Соответствие базовых векторов и состояния ключей

Обозначение и положение базового вектора		Состояние ключей					
		Фаза А		Фаза В		Фаза С	
		К1	К2	К3	К4	К5	К6
$V_1(A)$		Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.
		1	0	0	1	0	1
$V_2(-C)$		Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.
		1	0	1	0	0	1
$V_3(B)$		Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.
		0	1	1	0	0	1

Продолжение таблицы 2.5

$V_4(-A)$		Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.
		0	1	1	0	1	0
$V_5(C)$		Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.
		0	1	0	1	1	0
$V_6(-B)$		Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.
		1	0	0	1	1	0
$V_7(0+)$	На всех выходах инвертора +Ud	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.
		1	0	1	0	1	0
$V_8(0-)$	На всех выходах инвертора 0	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Выкл.
		0	1	0	1	0	1

Вектор напряжения статора можно реализовать с помощью формирования расчетных длительностей базовых векторов внутри периода ШИМ. Набор используемых базовых векторов зависит от сектора угла, в котором лежит реализуемый вектор (табл. 2.6).

Таблица 2.6 – Соответствие базовых векторов от сектора угла, в котором лежит реализуемый вектор

Сектор, град	Используемый вектор
0...60	V_1, V_2, V_7, V_8
60...120	V_2, V_3, V_7, V_8
120...180	V_3, V_4, V_7, V_8
180...240	V_4, V_5, V_7, V_8
240...300	V_5, V_6, V_7, V_8
300...360	V_6, V_1, V_7, V_8

Заданный вектор напряжения \vec{U}_s в любом из секторов раскладывается на базовые векторы (рис. 2.37).

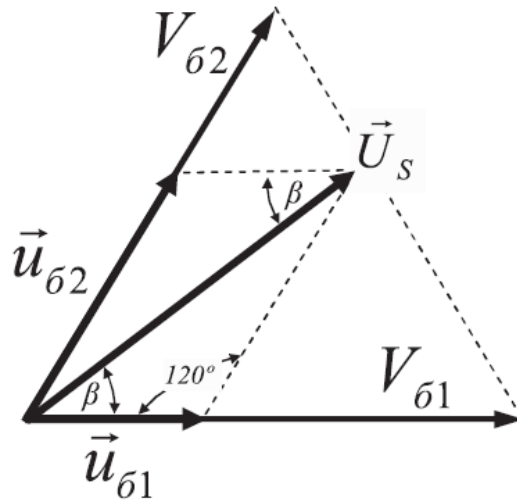


Рисунок 2.37. Разбиение вектора напряжения на составляющие

Величины базовых составляющих вектора определяются по теореме синусов:

$$|\vec{u}_{\beta 1}| = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\vec{U}_s| \cdot \sin(60^\circ - \beta);$$

$$|\vec{u}_{\beta 2}| = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\vec{U}_s| \cdot \sin \beta.$$

При этом максимальная амплитуда вектора \vec{U}_s имеет минимум, равный $U_d / \sqrt{3}$, в середине сектора (при $\beta = 30^\circ$). В трехфазной системе при соединении нагрузки звездой фазное напряжение отличается от линейного именно на $\sqrt{3}$. Следовательно, можно утверждать, что напряжение звена постоянного тока будет использоваться полностью.

Учитывая, что и амплитуда базовых векторов равна $2 \cdot U_d / 3$, перейдем от модулей базовых составляющих к длительностям периода ШИМ и на основе соотношений напишем новые соотношения:

$$t_{\beta 1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{3 \cdot t_{\text{ШИМ}}}{2 \cdot U_d} |\vec{U}_s| \cdot \sin(60^\circ - \beta) = \frac{\sqrt{3} \cdot |\vec{U}_s|}{U_d} \cdot t_{\text{ШИМ}} \cdot \sin(60^\circ - \beta);$$

$$t_{\beta 2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{3 \cdot t_{\text{ШИМ}}}{2 \cdot U_d} |\vec{U}_s| \cdot \sin \beta = \frac{\sqrt{3} \cdot |\vec{U}_s|}{U_d} \cdot t_{\text{ШИМ}} \cdot \sin \beta;$$

$$t_0 = t_{\text{ШИМ}} - t_{\beta 1} - t_{\beta 2};$$

где: $t_{\text{ШИМ}}$ – период ШИМ в секундах;

$t_0, t_{\beta 1}, t_{\beta 2}$ – временные интервалы (в секундах) во время которых происходит включение первого, второго и нулевого базовых векторов.

Учитывая, что максимальное значение амплитуды вектора \vec{U}_s равно $U_d / \sqrt{3}$, можно переписать выражения в относительных единицах:

$$T_{\beta 1} = U_s \cdot \sin(60^\circ - \beta);$$

$$T_{\beta 2} = U_s \cdot \sin \beta;$$

$$T_0 = 1 - T_{\beta 1} - T_{\beta 2};$$

где: $U_s = \frac{\sqrt{3} \cdot |\vec{U}_s|}{U_d}$ – амплитуда заданного вектора в относительных единицах;

$T_0, T_{\beta 1}, T_{\beta 2}$ – части периода ШИМ, во время которых происходит включение нулевого, первого и второго базовых векторов.

Последовательность включения базовых векторов внутри периода ШИМ может быть разной. Например, такой, как показана на рис. 2.38.

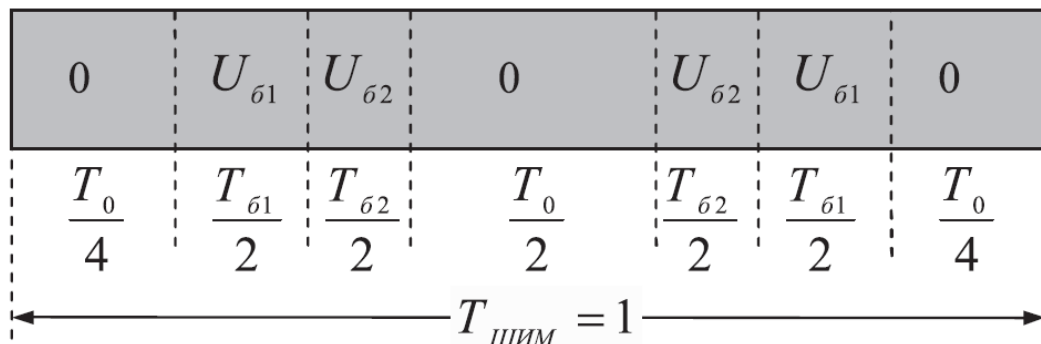


Рисунок 2.38. Последовательность включения базовых векторов внутри периода ШИМ

Векторная ШИМ с такой последовательностью включения базовых векторов внутри периода используется в подавляющем большинстве современных преобразователей частоты.

В таблице 2.7 показан алгоритм включения базовых векторов в периоде ШИМ в зависимости от сектора угла.

Таблица 2.7. Алгоритм включения базовых векторов в периоде ШИМ в зависимости от сектора угла

Сектор, град		Период ШИМ								
1	0...60	Время	$T_0/4$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/2$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_1	V_2	V_7	V_2	V_1	V_8	
		Фазы	А	■						■
			В	■						■
С					■		■			
2	60...120	Время	$T_0/4$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/2$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_3	V_2	V_7	V_2	V_3	V_8	
		Фазы	А	■						■
			В	■						■
С					■		■			
3	120...180	Время	$T_0/4$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/2$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_3	V_4	V_7	V_4	V_3	V_8	
		Фазы	А	■						■
			В	■						■
С					■		■			
4	180...240	Время	$T_0/4$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/2$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_5	V_4	V_7	V_4	V_5	V_8	
		Фазы	А	■						■
			В	■						■
С					■		■			
5	240...300	Время	$T_0/4$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/2$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_5	V_6	V_7	V_6	V_5	V_8	
		Фазы	А	■						■
			В	■						■
С					■		■			
6	300...360	Время	$T_0/4$	$T_{62}/2$	$T_{61}/2$	$T_0/2$	$T_{61}/2$	$T_{62}/2$	$T_0/4$	
		Вектор	V_8	V_1	V_6	V_7	V_6	V_1	V_8	
		Фазы	А	■						■
			В	■						■
С					■		■			

Отличие в порядке коммутации первого и второго базовых векторов (T_{61} и T_{62}) в четных и нечетных секторах сделано для минимизации динамических потерь в ключах инвертора. При таком порядке коммутации переключение векторов внутри секторов и при переходе из сектора в сектор осуществляется с помощью переключения только в одном плече инвертора.

2.4.1. Алгоритм векторной ШИМ

Для того чтобы установить вектор напряжения амплитудой \vec{U}_s в угловое положение α , необходимо [25]:

1. Определить сектор угла α ;
2. Произвести расчет угла внутри сектора (β);
3. По соотношениям, приведённым в п. 2.4, вычислить длительности $T_0, T_{\delta 1}, T_{\delta 2}$ (в относительных единицах);
4. Для каждой фазы вычислить время ее подключения к $+U_d$ в периоде ШИМ (T_{+A}, T_{+B} и T_{+C}).

Для этого вводятся три промежуточные переменные:

$$t_1 = T_{\delta 1} + T_{\delta 2} + T_0 / 2;$$

$$t_2 = T_{\delta 2} + T_0 / 2;$$

$$t_3 = T_{\delta 1} + T_0 / 2.$$

Значения T_{+A}, T_{+B} и T_{+C} определяются значениями переменных t_1, t_2, t_3 и зависят от угла сектора так, как показано в таблице 2.8.

Таблица 2.8 – Значения T_{+A}, T_{+B} и T_{+C} в различных секторах

Сектор, град	T_{+A}	T_{+B}	T_{+C}
0...60	t_1	t_2	$T_0 / 2$
60...120	t_3	t_1	$T_0 / 2$
120...180	$T_0 / 2$	t_1	t_2
180...240	$T_0 / 2$	t_3	t_1
240...300	t_2	$T_0 / 2$	t_1
300...360	t_1	$T_0 / 2$	

Зная T_{+A}, T_{+B} и T_{+C} , остается реализовать данные временные промежутки в каждой фазе так, как показано на рис. 2.39.

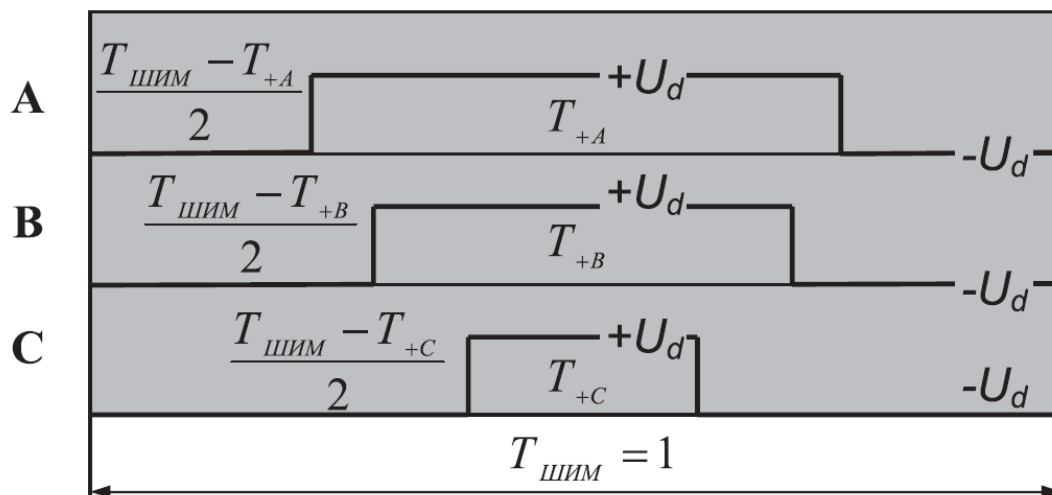


Рисунок 2.39. Временные промежутки T_{+A} , T_{+B} и T_{+C} в каждой фазе

На рис. 2.40 показаны графики, построенные по описанному выше алгоритму при следующих условиях:

- напряжение в звене постоянного тока $U_d = 1$;
- заданная амплитуда вектора $U_s = 1/\sqrt{3}$;
- фаза заданного вектора U_s изменяется от 0 до 360 градусов.

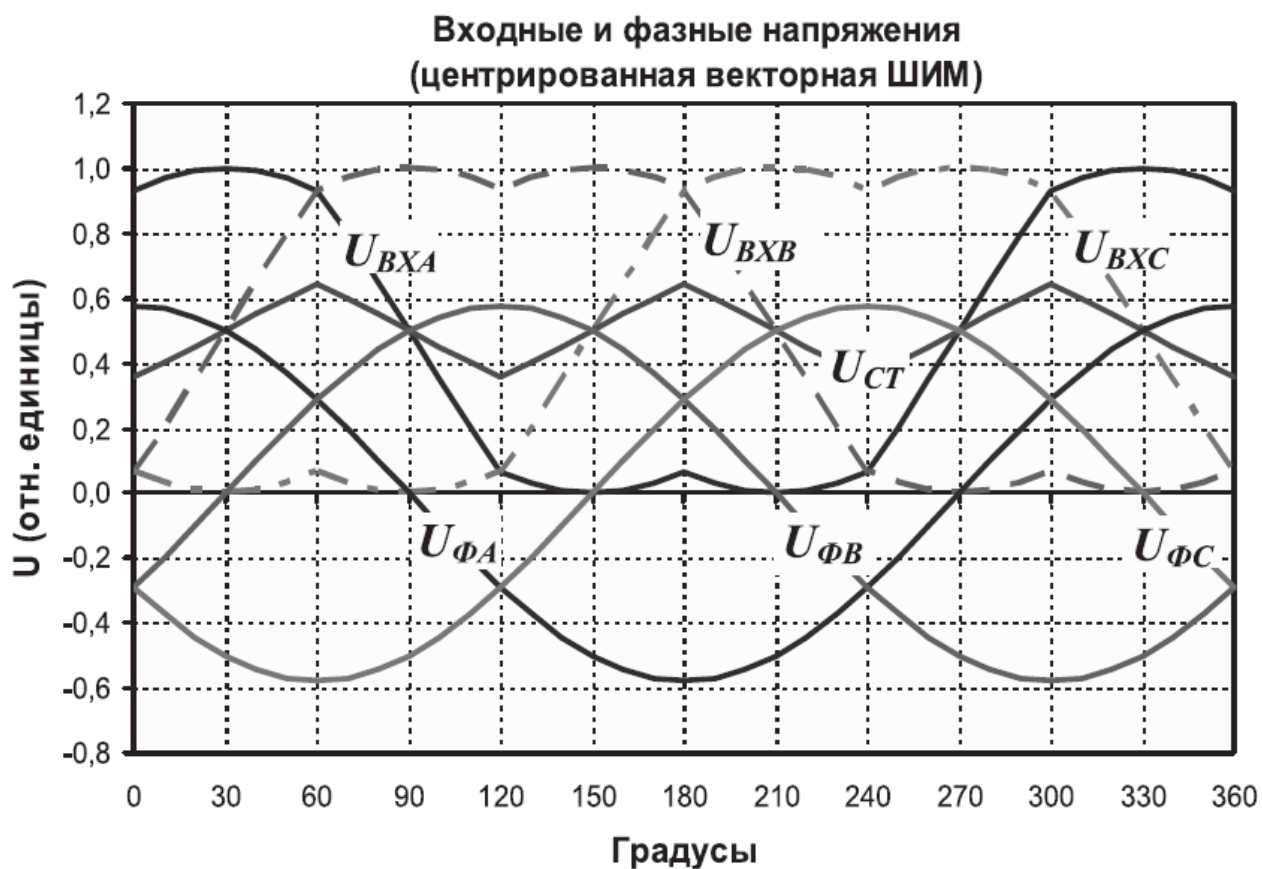


Рисунок 2.40. Алгоритм векторной ШИМ

На рис. 2.40 приведены графики следующих величин:

$U_{exA}, U_{exB}, U_{exC}$ – выходные напряжения фаз инвертора относительно нуля звена постоянного тока;

U_{CT} – напряжение средней точки трехфазной соединенной звездой симметричной нагрузки относительно нуля звена постоянного тока;

$U_{\phi A}, U_{\phi B}, U_{\phi C}$ – фазные напряжения трехфазной соединенной звездой симметричной нагрузки.

Видно, что выходные напряжения инвертора имеют форму, далекую от синусоидальной, а средняя точка нагрузки получила треугольное смещение с частотой третьей гармоники заданного статорного напряжения. Однако при этом фазные напряжения при этом синусоидальны, сдвинуты на 120 градусов и имеют амплитуду, равную $1/\sqrt{3}$, что свидетельствует о полном использовании напряжения звена постоянного тока.

Следует отметить особенности векторной ШИМ:

– за период ШИМ происходит четыре коммутации ключей по сравнению с шестью переключениями в синусоидальной ШИМ (за период в синусоидальной ШИМ коммутируются все три стойки инвертора), что снижает динамические потери в инверторе;

– векторная ШИМ максимально полно использует запас напряжение звена постоянного тока без искажения формы выходного тока (на 15% больше, чем при синусоидальной ШИМ);

– влияние «мертвого» времени и отсутствие коммутаций в одной из стоек будет вносить несимметричность в выходное напряжение, и форма тока двигателя будет иметь несколько худший гармонический состав, чем у синусоидальной ШИМ.

К недостаткам можно отнести лишь сложность реализации алгоритма.

2.4.2. Векторная ШИМ, реализация в программной среде MatLab Simulink

Реализация данного вида ШИМ в программной среде MatLab Simulink производится в соответствии с п. 2.4.1. Имитационная модель трехфазного инвертора с векторной ШИМ представлена на рисунке 2.41.

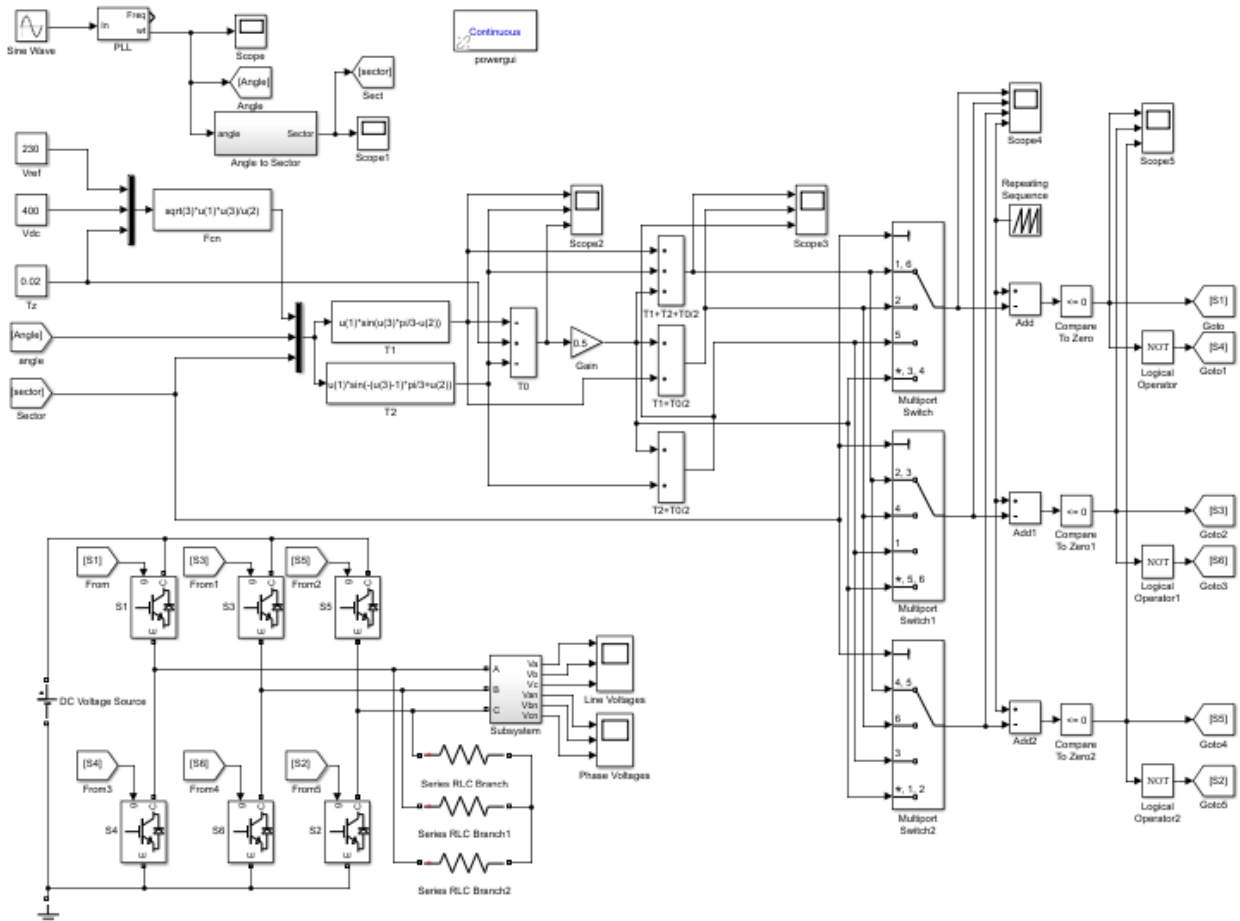


Рисунок 2.41. Имитационная модель трехфазного инвертора с векторной ШИМ

Подсистема для идентификации вектора приведена на рис. 2.42. Блок «Gain» в данном случае служит для преобразования радиан в градусы. Блок «Data Type Conversion» необходим для преобразования типа данных из логического типа данных в числовое значение. Выходные сигналы подсистемы для идентификации вектора представлены на рис.2.43. Выходной сигнал разбит на 6 секторов по 360 градусов.

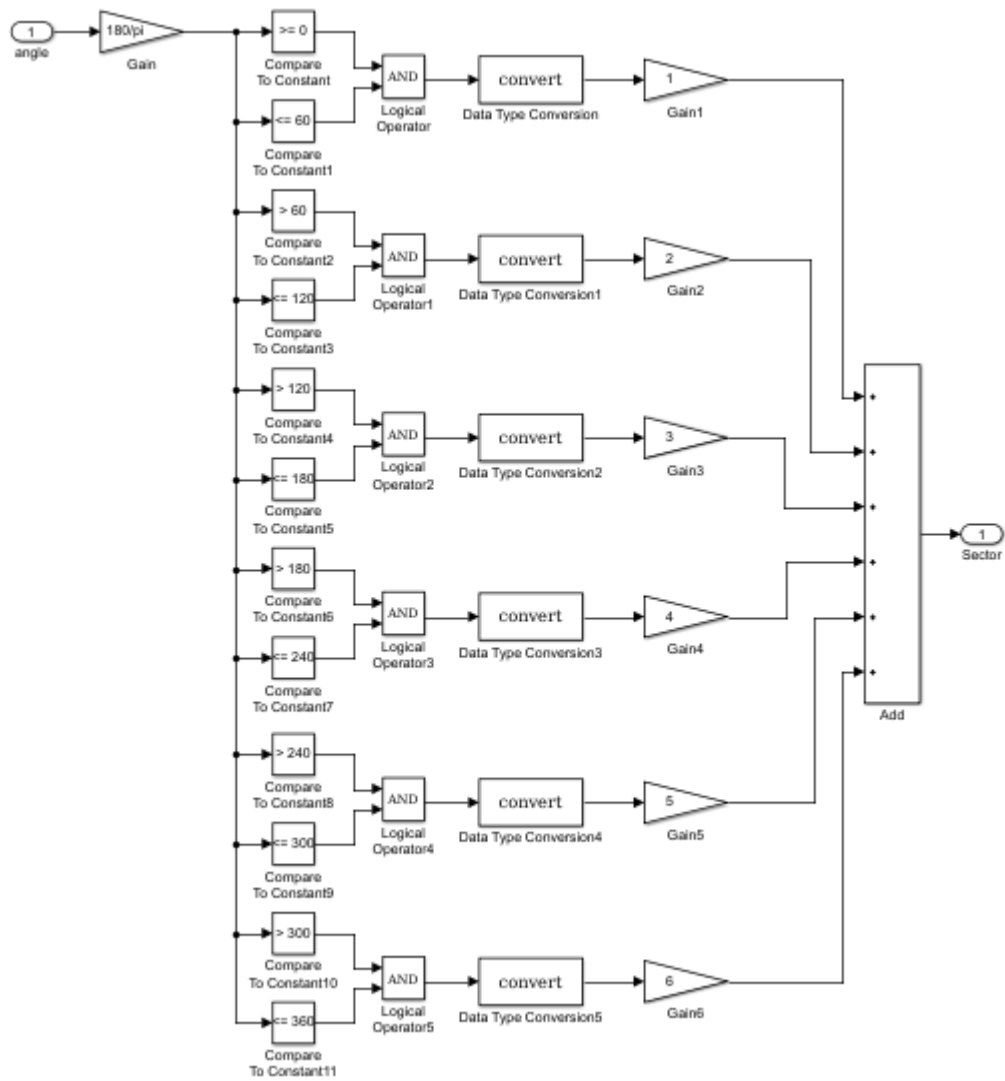


Рисунок 2.42. Подсистема «Angle to Sector» для идентификации вектора

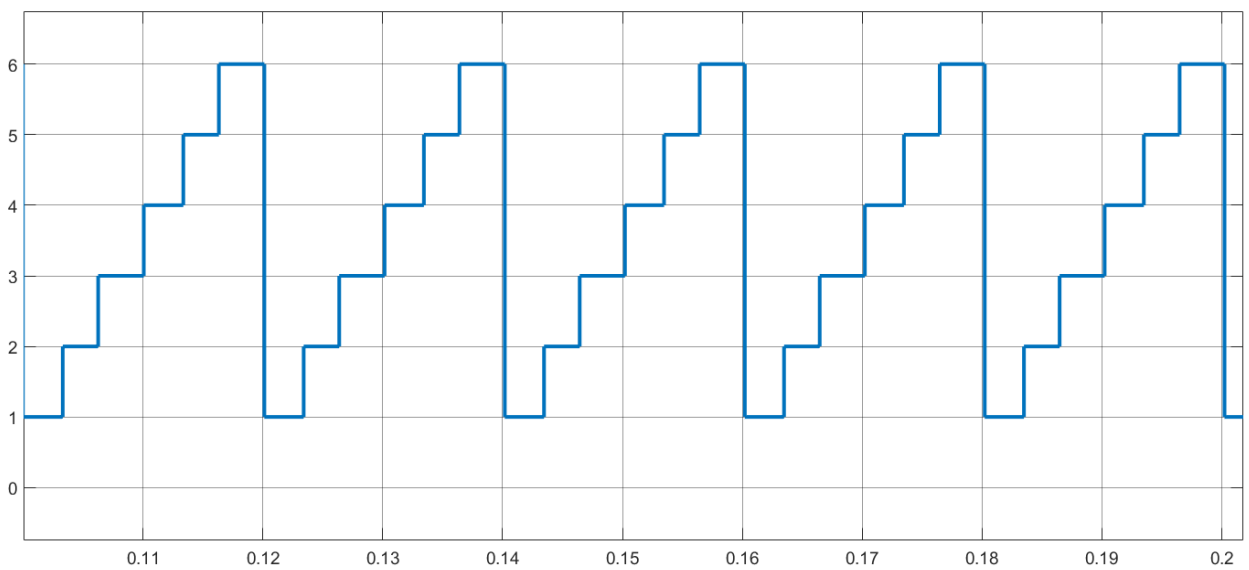


Рисунок 2.43. Выходные сигналы подсистемы для идентификации вектора

Длительности $T_0, T_{\delta 1}, T_{\delta 2}$ вычисленные по соотношениям, приведённым в п. 2.4 формируются в блоки «Т1», «Т2» и «Т0». Для определения времени подключения каждой фазы в периоде ШИМ t_1, t_2, t_3 используются соотношения из п. 2.4.1, которые формируются в блоках «Т1+Т2+Т0/2», «Т1+Т0/2» и «Т2+Т0/2». В соответствии с таблицей 2.7. формируем алгоритм включения базовых векторов в периоде ШИМ в зависимости от сектора угла. Для простоты можно преобразовать графическое представление алгоритма в математическое (табл. 2.9).

Таблица 2.9 – Алгоритм расчета времени переключения в зависимости от сектора угла

Сектор, град		Верхние ключи (К1, К3, К5)	Нижние ключи (К2, К4, К6)
1	0...60	$K1=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$ $K3=T_{\delta 2}+T_0/2$ $K5=T_0/2$	$K2=T_0/2$ $K4=T_{\delta 1}+T_0/2$ $K6=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$
2	60...120	$K1=T_{\delta 1}+T_0/2$ $K3=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$ $K5=T_0/2$	$K2=T_{\delta 2}+T_0/2$ $K4=T_0/2$ $K6=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$
3	120...180	$K1=T_0/2$ $K3=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$ $K5=T_{\delta 2}+T_0/2$	$K2=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$ $K4=T_0/2$ $K6=T_{\delta 1}+T_0/2$
4	180...240	$K1=T_0/2$ $K3=T_{\delta 1}+T_0/2$ $K5=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$	$K2=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$ $K4=T_{\delta 2}+T_0/2$ $K6=T_0/2$
5	240...300	$K1=T_{\delta 2}+T_0/2$ $K3=T_0/2$ $K5=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$	$K2=T_{\delta 1}+T_0/2$ $K4=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$ $K6=T_0/2$
6	300...360	$K1=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$ $K3=T_0/2$ $K5=T_{\delta 1}+T_0/2$	$K2=T_0/2$ $K4=T_{\delta 1}+T_{\delta 2}+T_0/2$ $K6=T_{\delta 2}+T_0/2$

В соответствии с таблицей 2.9 формируем блоки «Multiport Switch» (рис.2.44 - 2.46).

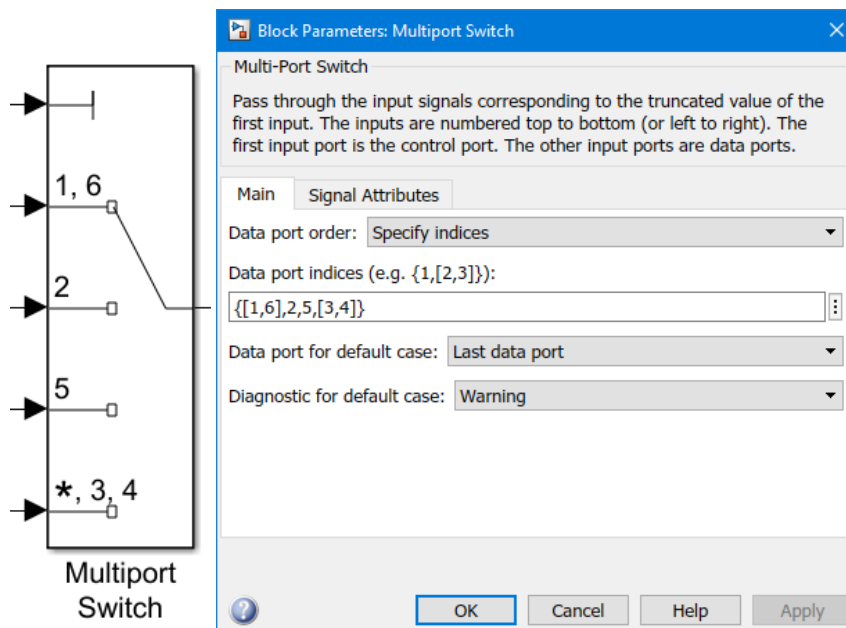


Рисунок 2.44. Блок «Multiport Switch» и его параметры для ключа К1

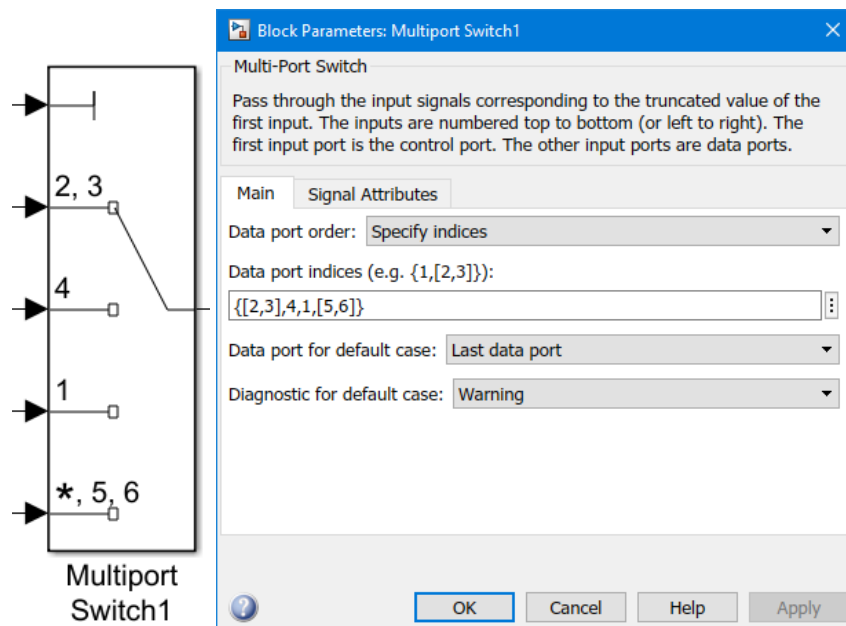


Рисунок 2.45. Блок «Multiport Switch» и его параметры для ключа К3

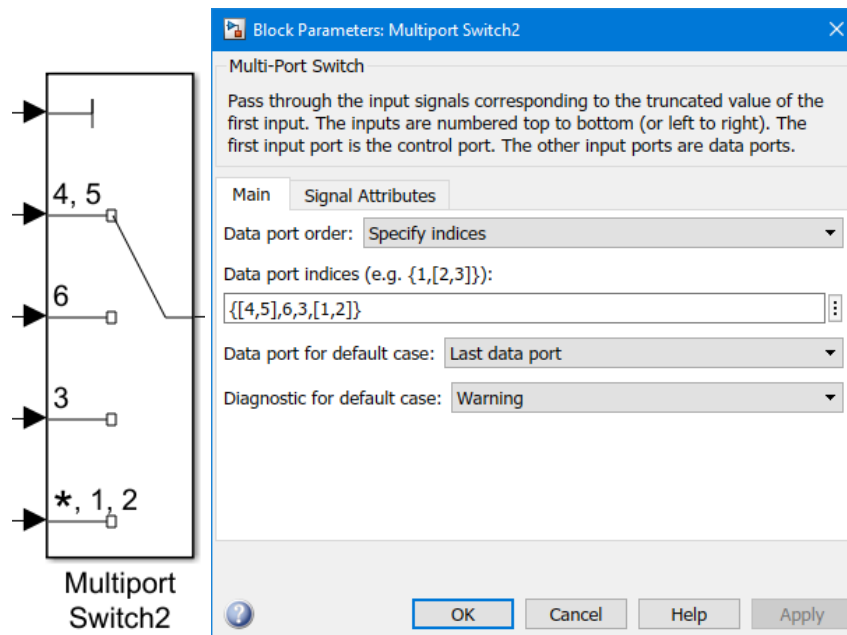


Рисунок 2.46. Блок «Multiport Switch» и его параметры для ключа КЗ

Принцип реализации синусоидальной ШИМ представлен на рис.2.47.

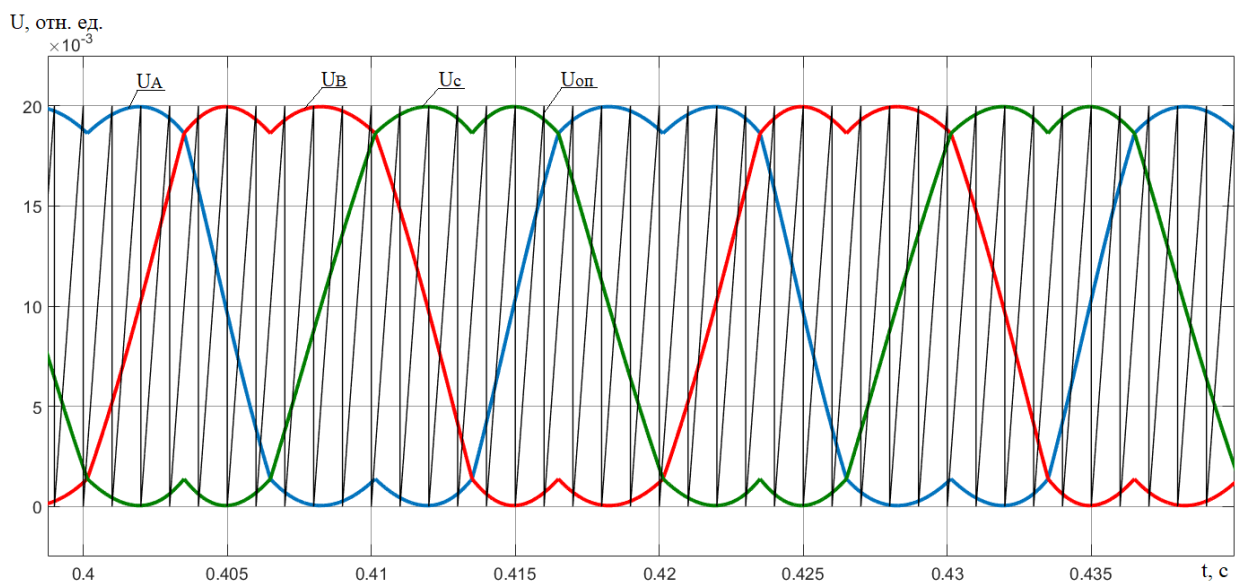


Рисунок 2.47. Управляющие сигналы, подаваемые на вход блока ШИМ, и опорный сигнал пилообразной формы

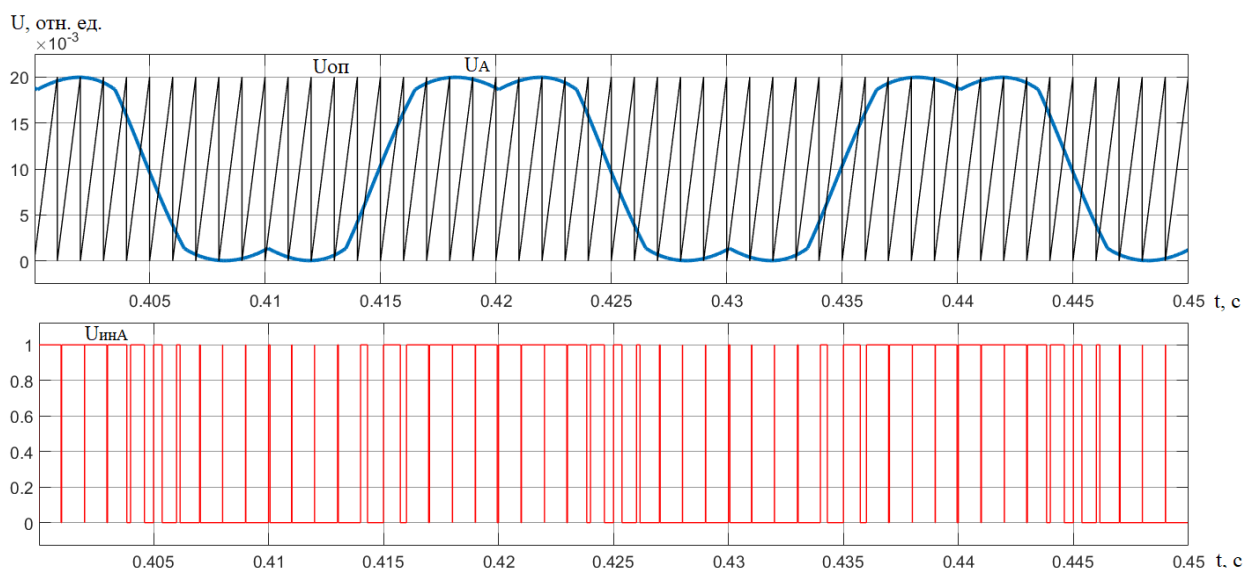


Рисунок 2.48. Принцип реализации векторной ШИМ

Для оценки качества полученных выходных зависимостей было произведено быстрое преобразование Фурье полученных выходных сигналов одной из фаз нагрузки при использовании встроенной функции «FFT Analysis Tool» в программной среде MatLab Simulink блока «Powergui». Для этого были указаны параметры начала временного интервала, числа периодов исследуемого сигнала, базовой частоты, максимальной частоты и градуировки оси частот. Гармонический анализ выходного напряжения одной из фаз нагрузки с применением векторной ШИМ приведен на рисунке 2.49.

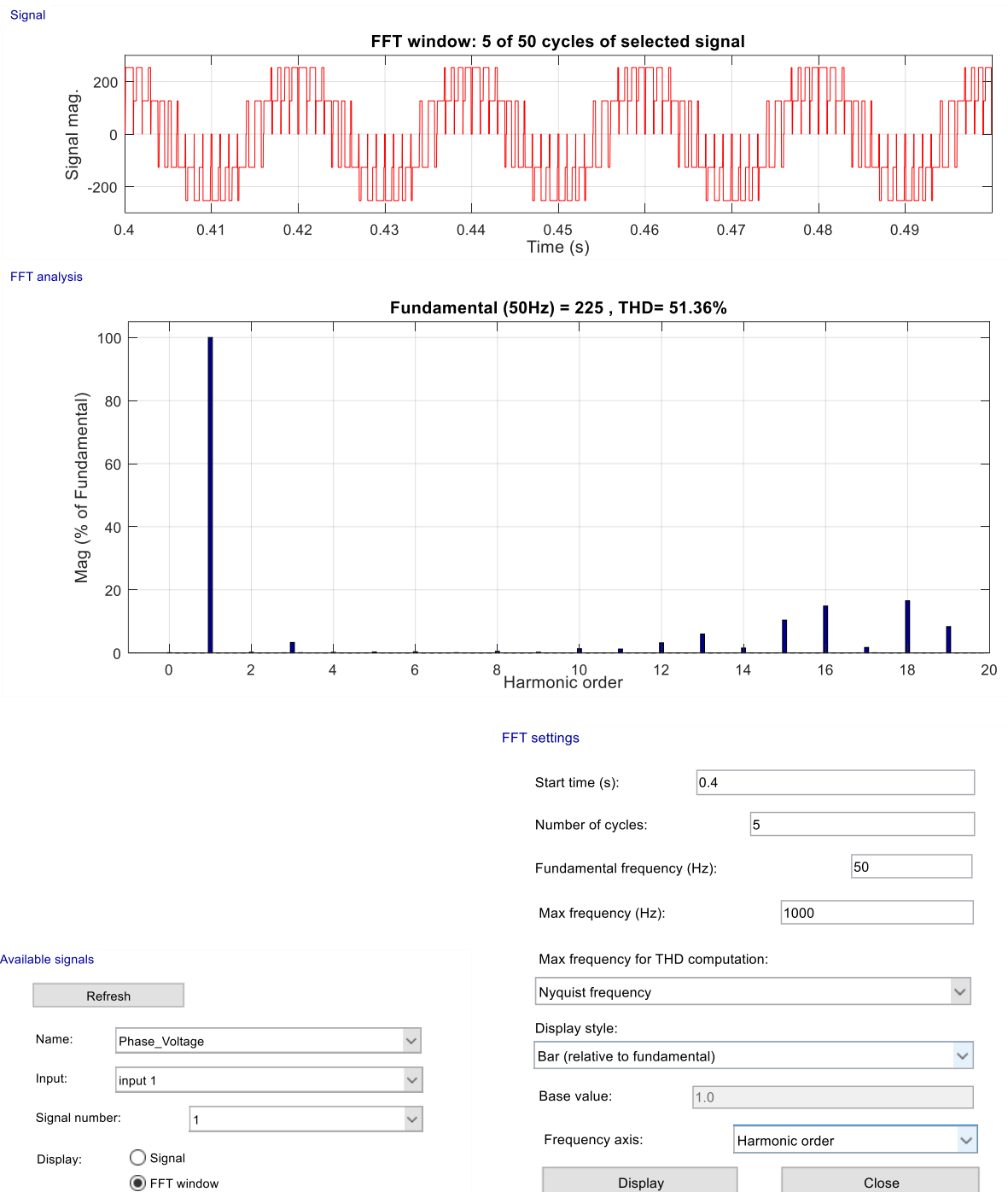


Рисунок 2.49. Гармонический анализ выходного напряжения одной из фаз нагрузки с применением векторной ШИМ

Амплитуда основной гармоники составляет 225 В. Суммарные гармонические искажения выходного напряжения при базовой частоте 50 Гц при векторной ШИМ равны 51.36%. В сравнении с синусоидальными ШИМ векторная ШИМ имеет более низкие значения суммарных гармонических искажений, что является преимуществом, также стоит отметить более высокую амплитуду основной гармоники, что свидетельствует о полном

использовании напряжения звена постоянного тока и возможности использовать большие по величине напряжения при меньших искажениях.

2.5. Выводы по главе

1. Проведен сравнительный анализ вариантов широтно-импульсной модуляции в трехфазных инверторах напряжения, а именно синусоидальной ШИМ, синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой и векторной ШИМ.

2. Рассмотрены принципы построения вариантов рассматриваемых ШИМ. Определены преимущества и недостатки.

3. Показано, что существует проблема недоиспользования напряжения звена постоянного тока. Предложены различные приемы, позволяющие полностью использовать напряжение звена постоянного тока и избежать потери амплитуды при ШИМ-преобразовании.

4. Разработан единый математический аппарат, выполненный при одинаковых допущениях, в программной среде MathCad позволяющий сравнить коэффициенты гармоник для корректного сопоставления способов формирования синусоидальных ШИМ.

5. Построены имитационные модели для каждого из рассматриваемых вариантов ШИМ, позволяющий провести сравнение для оценки качества полученных выходных зависимостей.

3. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВОГО КАНАЛА ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3.1. Параметры нагрузки

Основные характеристики приемного устройства:

$$\eta_{пер} = 0,85 - \text{к.п.д. механизма};$$

$$i_{ред} = 16 - \text{передаточное число редуктора};$$

$$\eta_{ред} = 0,73 - \text{к.п.д. редуктора};$$

$$F_{\text{макс}} = 200 \text{ Н} - \text{максимальное натяжение}$$

$$R_{\text{б.мин}} = 0,2 \text{ м} - \text{минимальный радиус барабана};$$

$$R_{\text{б.макс}} = 0,5 \text{ м} - \text{максимальный радиус барабана};$$

$n_{\text{б мин}} = 1 \text{ об/мин}$ – минимальная скорость вращения приемного барабана;

$M_{\text{макс}} = F_{\text{макс}} \cdot R_{\text{б.макс}} = 200 \cdot 0,5 = 100 \text{ Н} \cdot \text{м}$ – максимальный тяговый момент на валу приемного барабана;

$$V_{\text{л макс}} = 100 \text{ м/мин} - \text{максимальная линейная скорость линии.}$$

Максимальная скорость барабана и приводного электродвигателя приёмного устройства зависит от диаметра барабана и при максимальной скорости линии и наименьшем диаметре приёмного барабана, соответственно:

$$n_{\text{б макс}} = \frac{V_{\text{л макс}}}{2\pi \cdot R_{\text{б}}} = \frac{100}{2\pi \cdot 0,2} = 80 \text{ об/мин},$$

$$n_{\text{дв макс}} = n_{\text{б макс}} \cdot i_{\text{ред}} = 80 \cdot 16 = 1280 \text{ об/мин},$$

$$\omega_{\text{ЭП макс}} = \frac{\pi}{30} \cdot n_{\text{дв макс}} = \frac{3,14}{30} \cdot 1280 = 134,03 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Минимальная скорость электропривода:

$$n_{\text{дв мин}} = n_{\text{б мин}} \cdot i_{\text{ред}} = 1 \cdot 16 = 16 \text{ об/мин},$$

$$\omega_{\text{ЭП мин}} = \frac{\pi}{30} \cdot n_{\text{дв мин}} = \frac{3,14}{30} \cdot 16 = 1,67 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Минимальный тяговый момент на валу барабана

$$M_{\text{б.мин}} = F_{\text{макс}} \cdot R_{\text{б.мин}} = 200 \cdot 0.2 = 40 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Максимальный тяговый момент на валу барабана

$$M_{\text{б.макс}} = F_{\text{макс}} \cdot R_{\text{б.макс}} = 200 \cdot 0.5 = 100 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Минимальный момент нагрузки на валу двигателя

$$M_{\text{с мин}} = a \cdot \frac{M_{\text{макс}}}{i} + (1 + b) \cdot \frac{M_{\text{б мин}}}{i} = 0.306 \cdot \frac{100}{16} + (1 + 0.306) \cdot \frac{40}{16} = 5.18 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Максимальный момент нагрузки на валу двигателя

$$M_{\text{с макс}} = a \cdot \frac{M_{\text{макс}}}{i} + (1 + b) \cdot \frac{M_{\text{б макс}}}{i} = 0.306 \cdot \frac{100}{16} + (1 + 0.306) \cdot \frac{100}{16} = 10.1 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где

$$a = b = \frac{(1 - \eta_{\text{ред}} \cdot \eta_{\text{пер}})}{2 \cdot \eta_{\text{ред}} \cdot \eta_{\text{пер}}} = \frac{(1 - 0.85 \cdot 0.73)}{2 \cdot 0.85 \cdot 0.73} = 0.306$$

– коэффициенты постоянных a и переменных b потерь механизма приемника при условии их равенства в режиме работы с номинальным значением КПД.

3.2. Выбор электродвигателя и его справочные параметры

В режиме продолжительной нагрузки номинальная мощность электродвигателя с независимой вентиляцией выбирается в соответствии с условием [1]:

$$P_{\text{дв н}} \geq M_{\text{с макс}} \cdot \omega_{\text{дв н}} \cdot 10^{-3}, \text{ кВт};$$

$$P_{\text{дв н}} \geq 10.1 \cdot 146.08 \cdot 10^{-3};$$

$$P_{\text{дв н}} \geq 1.48 \text{ кВт},$$

где $M_{\text{с макс}}$ – значение максимального момента нагрузки, п. 3.4.

Выбираем электродвигатель типа АИР90L4. Паспортные данные асинхронного электродвигателя приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Паспортные данные электродвигателя

Типо- размер	n_0 , об/мин	$U_{1н}$, В	$P_{дв.ном}$, кВт	При номинальной нагрузке		
				s_H , %	$\cos \varphi_H$	η_H
АИР90L4	1500	380	2.2	7	0.83	0.81
$J_{дв}$, кг·м ²	$m_{II} = \frac{M_{пуск}}{M_H}$	$m_K = \frac{M_{макс}}{M_H}$	$m_M = \frac{M_{мин}}{M_H}$	$k_{идв} = \frac{I_{пуск}}{I_H}$	Степень защиты	
0.0056	2.1	2.2	1.6	6.5	IP44	

3.3. Расчетные параметры электродвигателя

Синхронная угловая частота вращения двигателя

$$\omega_0 = \frac{\pi \cdot n_0}{30} = \frac{\pi \cdot 1500}{30} = 157.08 \text{ рад/с.}$$

Номинальная скорость вращения

$$n_H = n_0 \cdot (1 - s_H) = 1500 \cdot (1 - 0.07) = 1395 \text{ об/мин}$$

или

$$\omega_H = \omega_0 \cdot (1 - s_H) = 157.08 \cdot (1 - 0.07) = 146.08 \text{ рад/с.}$$

Номинальный момент двигателя

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H} = \frac{2200}{146.08} = 15.06 \text{ Н·м.}$$

Номинальный ток статора

$$I_{1н} = \frac{P_H}{3 \cdot U_{1н} \cdot \cos \varphi_H \cdot \eta_H} = \frac{2200}{3 \cdot 220 \cdot 0.83 \cdot 0.81} = 4.958 \text{ А.}$$

Максимально потребляемый ток двигателя при прямом пуске

$$I_{II} = k_{идв} \cdot I_{1н} = 6,5 \cdot 4,958 = 32,227 \text{ А.}$$

Критический момент двигателя на естественной характеристике

$$M_K = m_K \cdot M_H = 2,2 \cdot 15,06 = 33,132 \text{ Н·м.}$$

Пусковой момент двигателя при прямом пуске

$$M_{II} = m_{II} \cdot M_H = 2,1 \cdot 15,06 = 31,626 \text{ Н·м.}$$

Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя по каталожным данным

Параметры схемы замещения определяем по методике [5].

Предварительное значение тока холостого хода асинхронного двигателя

$$I_0 = \sqrt{\frac{I_{11}^2 - [p^* \cdot I_{1H} \cdot (1-s_H) / (1-p^* \cdot s_H)]^2}{1 - [p^* \cdot (1-s_H) / (1-p^* \cdot s_H)]^2}} =$$
$$= \sqrt{\frac{4,042^2 - [0,75 \cdot 4,958 \cdot (1-0,07) / (1-0,75 \cdot 0,07)]^2}{1 - [0,75 \cdot (1-0,07) / (1-0,75 \cdot 0,07)]^2}} = 2,564 \text{ А},$$

где $I_{11} = \frac{p^* \cdot P_H}{3 \cdot U_{1H} \cdot \cos \varphi_{p^*} \cdot \eta_{p^*}} = \frac{0,75 \cdot 2200}{3 \cdot 220 \cdot 0,764 \cdot 0,81} = 4,042 \text{ А}$ – ток статора

двигателя при частичной нагрузке;

$\eta_{p^*} \approx \eta_H = 0,81$ – КПД при частичной нагрузке двигателя;

$p^* = \frac{P}{P_H} = 0,75$;

$\cos \varphi_{p^*}$ – коэффициент мощности при частичной нагрузке.

В соответствии с графиком, приведенным на рисунке 3.1, для мощности двигателя $P=2200$ Вт отношение $\cos \varphi_{0,75} / \cos \varphi_H = 0,92$, следовательно, коэффициент мощности при частичной нагрузке составит $\cos \varphi_{p^*} = 0,92 \cdot \cos \varphi_H = 0,7636$.

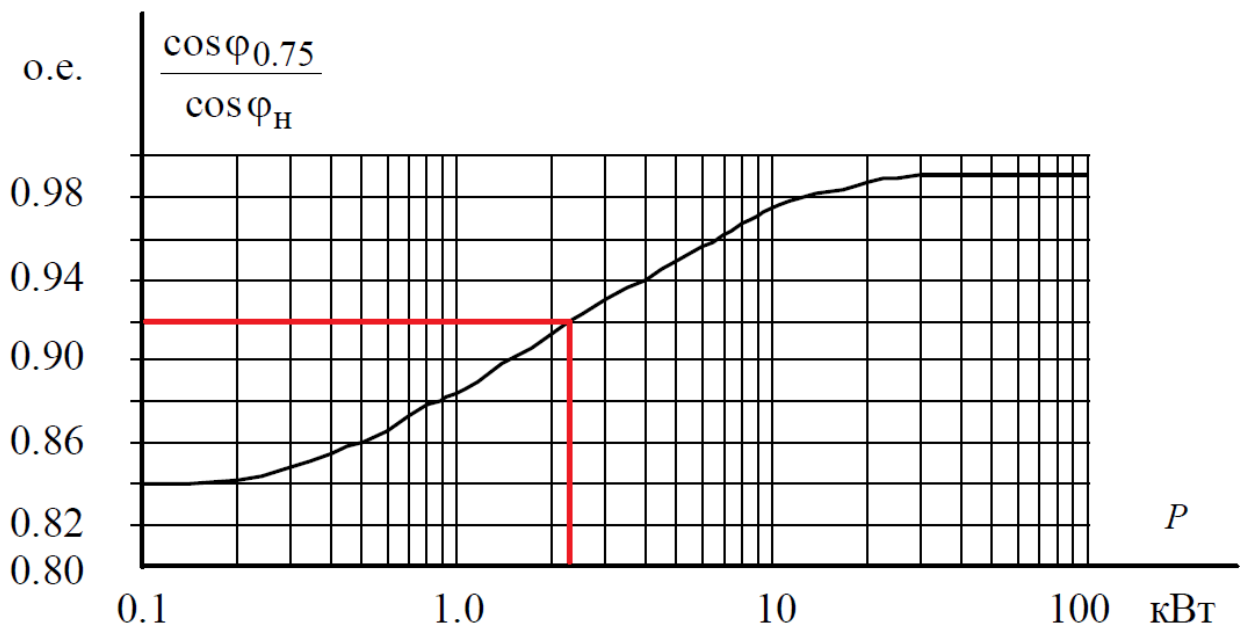


Рисунок 3.1. Зависимость $\cos \varphi_{0,75} / \cos \varphi_H$ от мощности асинхронного двигателя

Критическое скольжение двигателя

$$s_k = s_H \cdot \frac{k_{\max} + \sqrt{(k_{\max})^2 - [1 - 2 \cdot s_H \cdot \beta \cdot (k_{\max} - 1)]}}{1 - 2 \cdot s_H \cdot \beta \cdot (k_{\max} - 1)} =$$

$$= 0,07 \cdot \frac{2,2 + \sqrt{(2,2)^2 - [1 - 2 \cdot 0,07 \cdot 1 \cdot (2,2 - 1)]}}{1 - 2 \cdot 0,07 \cdot 1 \cdot (2,2 - 1)} = 0,354.$$

Значение коэффициента β находится в диапазоне $(0,6 \div 2,5)$, тогда предварительно принимаем $\beta = 1$.

Определим коэффициенты

$$C_1 = 1 + (I_0 / (2 \cdot k_i \cdot I_{1H})) = 1 + (2,564 / (2 \cdot 6,5 \cdot 4,958)) = 1,04,$$

$$A_1 = m \cdot U_{1\phi}^2 \cdot (1 - s_H) / (2 \cdot C_1 \cdot k_{\max} \cdot P_H) = 3 \cdot 220^2 \cdot (1 - 0,07) / (2 \cdot 1,04 \cdot 2,2 \cdot 2200) = 13,413.$$

Активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке статора АД

$$R'_2 = \frac{A_1}{(\beta + 1/s_k) \cdot C_1} = \frac{13,413}{(1 + 1/0,354) \cdot 1,04} = 3,372 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление статорной обмотки

$$R_1 = C_1 \cdot R'_2 \cdot \beta = 1,04 \cdot 3,372 \cdot 1 = 3,507 \text{ Ом}.$$

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

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{1}{s_k^2}\right) - \beta^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{0,354^2}\right) - 1^2} = 2,642.$$

Тогда

$$X_{кн} = \gamma \cdot C_1 \cdot R'_2 = 2,642 \cdot 1,04 \cdot 3,372 = 9,265 \text{ Ом}$$

Для того чтобы выделить из индуктивного сопротивления $X_{кн}$ сопротивление рассеяния фаз статора и ротора, воспользуемся соотношениями, которые справедливы для серийных асинхронных двигателей.

Индуктивное сопротивление рассеяния роторной обмотки, приведенное к статорной

$$X'_{2\sigmaн} = 0,58 \cdot \frac{X_{кн}}{C_1} = 0,58 \cdot \frac{9,265}{1,04} = 5,167 \text{ Ом.}$$

Индуктивное сопротивление статорной обмотки

$$X_{1\sigmaн} = 0,42 \cdot X_{кн} = 0,42 \cdot 9,265 = 3,89 \text{ Ом.}$$

ЭДС ветви намагничивания E_m , наведенная потоком воздушного зазора в обмотке статора в номинальном режиме:

$$\begin{aligned} E_m &= \sqrt{\left(U_{1j} \cdot \cos \varphi_{1н} - R_1 \cdot I_{1н}\right)^2 + \left(U_{1j} \cdot \sin \varphi_{1н} - X_{1\sigmaн} \cdot I_{1н}\right)^2} = \\ &= \sqrt{\left(220 \cdot 0,83 - 3,507 \cdot 4,958\right)^2 + \left(220 \cdot \sqrt{1 - 0,83^2} - 3,89 \cdot 4,958\right)^2} = 194,9 \text{ В.} \end{aligned}$$

Индуктивное сопротивление намагничивания

$$X_{\muн} = \frac{E_1}{I_0} = \frac{194,9}{2,564} = 76,014 \text{ Ом.}$$

Полученные расчётные параметры Т-образной схемы замещения электродвигателя сведены в таблицу 3.2.

Номинальный электромагнитный момент двигателя

$$M_{\text{ЭМН}} = \frac{3 \cdot U_{1\text{фн}}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s_H \cdot \left[X_{\text{кн}}^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s_H} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s_H \cdot X_{\mu}} \right)^2 \right]} =$$

$$= \frac{3 \cdot 220^2 \cdot 3.372}{157.08 \cdot 0.07 \cdot \left[9.265^2 + \left(3.507 + \frac{3.372}{0.07} \right)^2 + \left(\frac{3.507 \cdot 3.372}{0.07 \cdot 76.014} \right)^2 \right]} = 16.125 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

Момент трения на валу двигателя

$$M_{\text{сдв}} = M_{\text{ЭМН}} - M_{\text{двн}} = 16.125 - 15.06 = 1.065 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Таблица 3.2. Расчетные параметры схемы замещения АД

R_1	R_2'	$X_{\text{кн}}$	$X_{1\sigma\text{н}}$	$X_{2\sigma\text{н}}'$	$X_{\mu\text{н}}$
Ом					
3,507	3,372	9,265	3,89	5,167	76,014

3.4. Выбор преобразователя и его справочные параметры

Выбор преобразователя частоты производим по следующим рекомендациям [1]:

1. Параметры питающей сети: 3-х фазная сеть 380/220В, 50 Гц.
2. Выходные параметры преобразователя частоты:
 - 3 фазы;
 - максимальное выходное (линейное) напряжение 380В;
 - максимальная выходная частота преобразователя

$$f_{\text{п.макс}} > 50 \cdot \frac{\omega_{\text{эл.макс}}}{\omega_0 \cdot (1 - s_{\text{к}})} = 50 \cdot \frac{134,03}{157,08 \cdot (1 - 0,354)} = 66,04, \text{ Гц};$$

- минимальная выходная частота преобразователя

$$f_{\text{п.мин}} < 50 \cdot \frac{\omega_{\text{эл.мин}}}{\omega_0} = 50 \cdot \frac{1,67}{157,08} = 0,53, \text{ Гц}.$$

3. Преобразователь выбирается по номинальному (длительно допустимому) току $I_{ин}$ и максимальному (кратковременно допустимому) току $I_{и.макс}$ по следующим условиям:

$$I_{ин} \geq I_{1н} \cdot \frac{M_{с.макс}}{M_{дв.ном}} = 4,958 \cdot \frac{10,1}{15,06} = 3,32 \text{ А};$$

$$I_{и.макс} \geq I_{1н} \cdot \frac{M_{эп.макс}}{M_{дв.ном}} = 4,958 \cdot \frac{20,2}{15,06} = 6,65 \text{ А}.$$

Параметры выбранного преобразователя частоты приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Параметры преобразователя частоты

Тип	Параметры питающей сети		Выходное напряжение $U_{и}, \text{В}$	Выходная частота $f_{и}, \text{Гц}$	Выходной ток		Рекомендуемая мощность двигателя $P_2, \text{кВт}$
	$U_{1л}, \text{В}$	$f_c, \text{Гц}$			$I_{ин}, \text{А}$	$I_{и.макс}, \text{А}$	
Siemens Simovert Masterdrives Vector Control блочного исполнения серии 6SE70 7016	380	50	$3 \cdot (0 \div U_{1л})$	$0 \div 200$ $8 \div 300$	6,1	8,3	2,2

Принимаем тип управления: векторное.

Выбор несущей частоты инвертора

Выбор несущей частоты инвертора $f_{ШИМ}$ осуществляется в соответствии с рекомендациями фирмы производителя для выбранного типа преобразователя с учетом фактического тока загрузки. Если для выбранного преобразователя частоты отсутствуют рекомендации по выбору несущей частоты, то для её выбора можно воспользоваться приведенными на рис. 3.2 обобщенными зависимостями несущей частоты для преобразователей малой и средней мощности фирмы *Siemens*. Рекомендуемое максимальное значение несущей частоты зависит от номинальной выходной мощности

преобразователя и фактического тока загрузки инвертора при максимальной нагрузке привода.

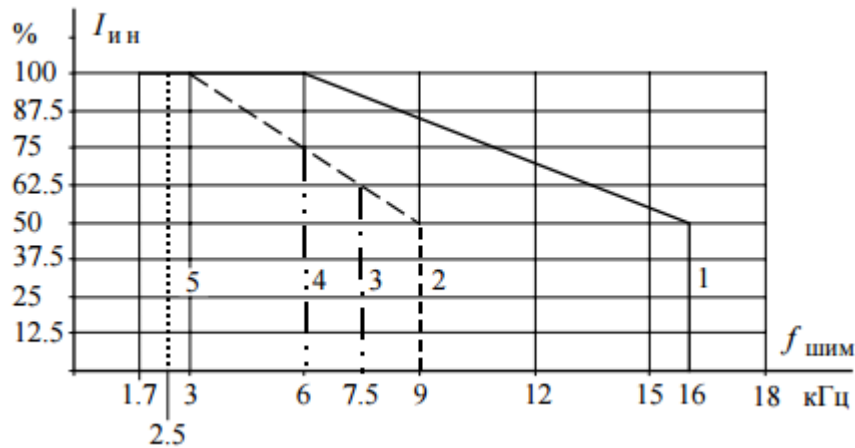


Рисунок 3.2. Зависимости максимального значения несущей частоты инвертора от номинальной выходной мощности и загрузки преобразователя:
 1 – $P \leq 55$ кВт; 2 – $P = 75 - 90$ кВт; 3 – $P = 110 - 132$ кВт; 4 – $P = 160 - 250$ кВт;
 $P \geq 315$ кВт

Принимаем несущую частоту инвертора $f_{\text{шмм}} = 16$ кГц.

3.5. Параметры механической системы

Сделав допущение, что все звенья кинематической цепи реального механизма абсолютно жесткие и в передачах и сочленениях отсутствуют зазоры, механическую систему электропривода можно представить, как одномассовую (рис. 3.3).

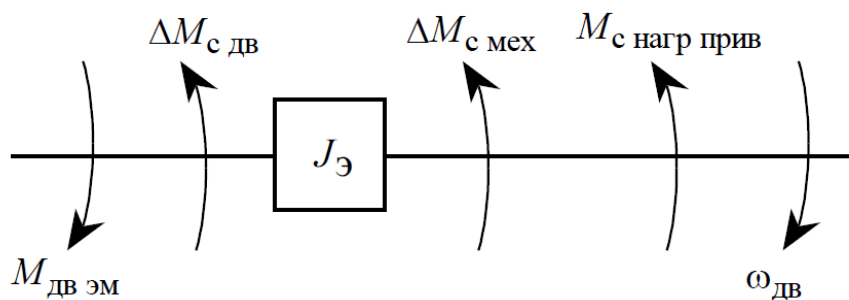


Рисунок 3.3. Расчетная схема механической системы электропривода приёмного барабана

При переходе к расчётной одномассовой механической системе необходимо привести все параметры системы к одной скорости (угловой скорости вращения вала двигателя).

Расчет и построение области работы регулируемого электропривода

В данном технологическом процессе применяется нереверсивный электропривод. Область его работы, показанная на рисунке 3.4, задана в одном квадранте плоскости координат.

Область длительной работы ограничена максимальной скоростью электропривода $\omega_{\text{ЭП макс}}$, рад/с и интервалом изменения момента полезной нагрузки в длительном режиме $M_{\text{с мин}} \div M_{\text{с макс}}$, Н·м;

Область кратковременной работы ограничена максимальной скоростью электропривода $\omega_{\text{ЭП макс}}$, рад/с и значением максимального момента электропривода в пуско–тормозных режимах $M_{\text{ЭП макс}}$, Н·м.

По рассчитанным значениям строим область работы регулируемого электропривода (рис. 3.4).

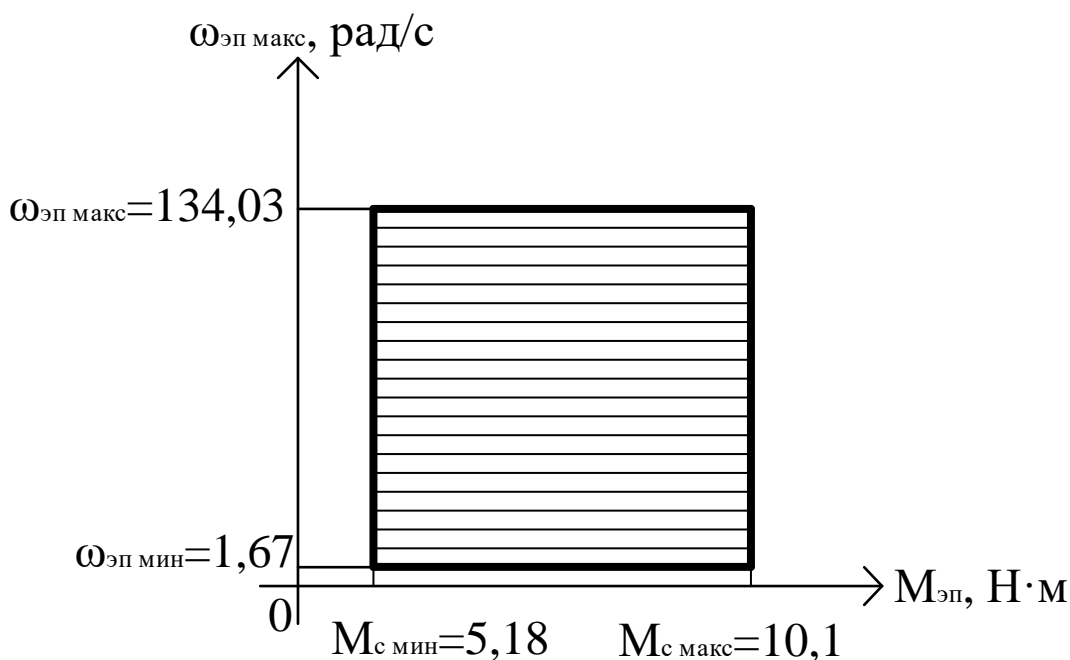


Рисунок 3.4. Заданная область работы электропривода

Момент инерции электропривода в зависимости от заполнения барабана

По мере наполнения барабана изменяется его диаметр и масса, в результате чего изменяется момент инерции механизма и электропривода:

- момент инерции пустого барабана $J_{б\text{ П}} = 6.8 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$;
- момент инерции заполненного барабана $J_{б\text{ зП}} = 19.2 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Эквивалентный момент инерции электропривода с пустым барабаном

$$J_{\text{Э мин}} = 1.1 \cdot J_{\text{дв}} + \frac{J_{б\text{ П}}}{i_{\text{ред}}^2} = 1.1 \cdot 0.0056 + \frac{6.8}{16^2} = 0.033 \text{ кг} \cdot \text{м}^2 .$$

Эквивалентный момент инерции электропривода с заполненным барабаном

$$J_{\text{Э макс}} = 1.1 \cdot J_{\text{дв}} + \frac{J_{б\text{ зП}}}{i_{\text{ред}}^2} = 1.1 \cdot 0.0056 + \frac{19.2}{16^2} = 0.081 \text{ кг} \cdot \text{м}^2 .$$

Электропривод приёмного барабана характеризуется значительным (в 2.5 раза) изменением эквивалентного момента инерции.

Структурная схема механической системы электропривода приведена на рис. 3.5.

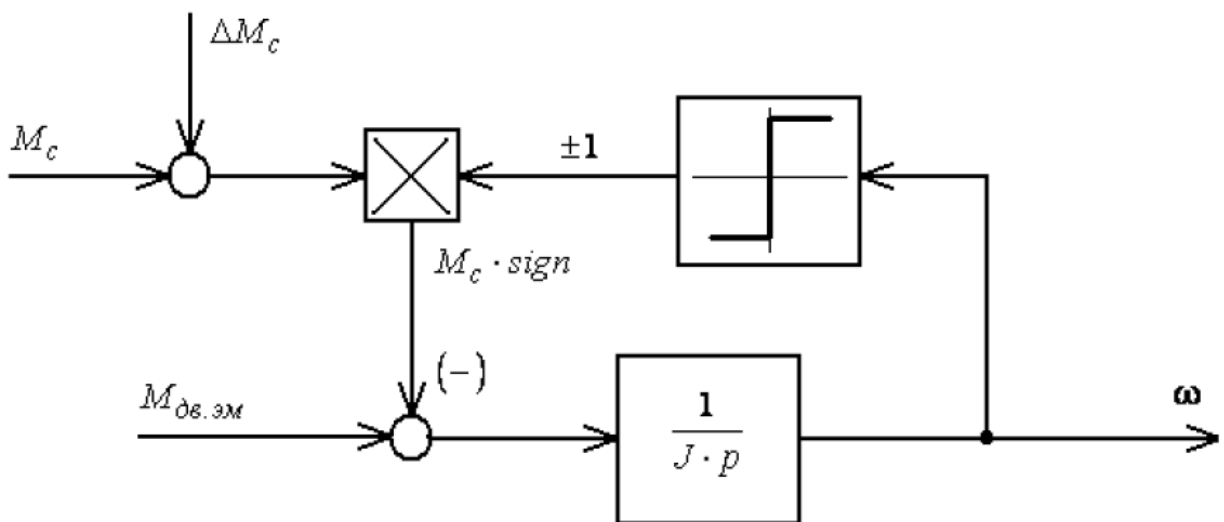


Рисунок 3.5. Структурная схема механической системы электропривода

3.6. Расчетные параметры модели двигателя

Эквивалентные индуктивности обмоток:

- статора

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_\mu = \frac{x_1}{2 \cdot \pi \cdot f_{1H}} + \frac{x_\mu}{2 \cdot \pi \cdot f_{1H}} = \frac{3.89}{2 \cdot \pi \cdot 50} + \frac{76.014}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0.254 \text{ Гн};$$

- ротора

$$L_2 = L'_{2\sigma} + L_\mu = \frac{x'_{2\sigma}}{2 \cdot \pi \cdot f_{1H}} + \frac{x_\mu}{2 \cdot \pi \cdot f_{1H}} = \frac{5.167}{2 \cdot \pi \cdot 50} + \frac{76.014}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0.258 \text{ Гн}.$$

Коэффициент рассеяния

$$\sigma = 1 - \frac{L_\mu^2}{L_1 \cdot L_2} = 1 - \frac{0.242^2}{0.254 \cdot 0.258} = 0.106.$$

Эквивалентное сопротивление

$$R_\Sigma = R_1 + R'_2 \cdot \frac{L_\mu^2}{L_2^2} = 3.507 + 3.372 \cdot \frac{0.242^2}{0.258^2} = 6.474 \text{ Ом}.$$

Электромагнитные постоянные времени

$$T_\Sigma = \frac{\sigma \cdot L_1}{R_\Sigma} = \frac{0.106 \cdot 0.254}{6.474} = 0.00416 \text{ с},$$

$$T_2 = \frac{L_2}{R'_2} = \frac{0.258}{3.372} = 0.0765 \text{ с}.$$

Значение номинального потокосцепления двигателя

$$\Psi_{2H} = \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot L_m = 0.877 \text{ Вб}.$$

Рассчитаем коэффициенты структурной схемы:

$$K_r = \frac{L_\mu}{L'_2} = \frac{0.242}{0.258} = 0.938;$$

$$L_e = L_1 - \frac{L_\mu^2}{L_2} = 0.254 - \frac{0.242^2}{0.258} = 0.027 \text{ Гн};$$

$$A_r = \frac{R'_2}{L_2} = \frac{3.372}{0.258} = 13.069.$$

При построении векторных систем управления асинхронными электроприводами используется, в основном, математическое описание АД

относительно векторов тока статора и потокосцепления ротора. Для анализа динамики произвольно вращающуюся систему координат целесообразней заменить неподвижной (стационарной), наиболее адекватно соответствующей процессам в реальном двигателе.

Математическое описание АД в неподвижной системе координат α - β :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} = \frac{1}{L_e} \cdot [U_{s\alpha}(t) - R_e \cdot i_{s\alpha}(t) + K_r \cdot A_r \cdot \psi_{r\alpha}(t) + K_r \cdot z_p \cdot \omega(t) \cdot \psi_{r\beta}(t)] \\ \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} = \frac{1}{L_e} \cdot [U_{s\beta}(t) - R_e \cdot i_{s\beta}(t) + K_r \cdot A_r \cdot \psi_{r\beta}(t) - K_r \cdot z_p \cdot \omega(t) \cdot \psi_{r\alpha}(t)] \\ \frac{d\psi_{r\alpha}(t)}{dt} = R_r \cdot K_r \cdot i_{s\alpha}(t) - A_r \cdot \psi_{r\alpha}(t) - z_p \cdot \omega(t) \cdot \psi_{r\beta}(t) \\ \frac{d\psi_{r\beta}(t)}{dt} = R_r \cdot K_r \cdot i_{s\beta}(t) - A_r \cdot \psi_{r\beta}(t) + z_p \cdot \omega(t) \cdot \psi_{r\alpha}(t) \\ \frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{1}{J} \cdot \{ K_m \cdot [\psi_{r\alpha}(t) \cdot i_{s\beta}(t) - \psi_{r\beta}(t) \cdot i_{s\alpha}(t)] - M_c \} \end{array} \right.$$

Здесь $i_{s\alpha}(t)$, $i_{s\beta}(t)$, $U_{s\alpha}(t)$, $U_{s\beta}(t)$ – компоненты пространственных векторов тока и напряжения статора; $\psi_{r\alpha}(t)$, $\psi_{r\beta}(t)$ – компоненты пространственного вектора потокосцепления ротора; $R_e = R_s + R_r \cdot K_r^2$, $L_e = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$, $K_r = \frac{L_m}{L_r}$, $A_r = \frac{R_r}{L_r}$, $K_m = 1,5 \cdot K_r \cdot z_p$ – коэффициенты, учитывающие параметры АД; $L_s = L_{s\sigma} + L_m$, $L_r = L_{r\sigma} + L_m$ – полные индуктивности обмоток статора и ротора; $L_{s\sigma}$, $L_{r\sigma}$ – индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора.

Параметры обмоток ротора в уравнениях считаются приведенными к обмотке статора. Структурная схема двигателя, соответствующая приведенным уравнениям в системе координат α - β , представлена на рисунке 3.6 [6].

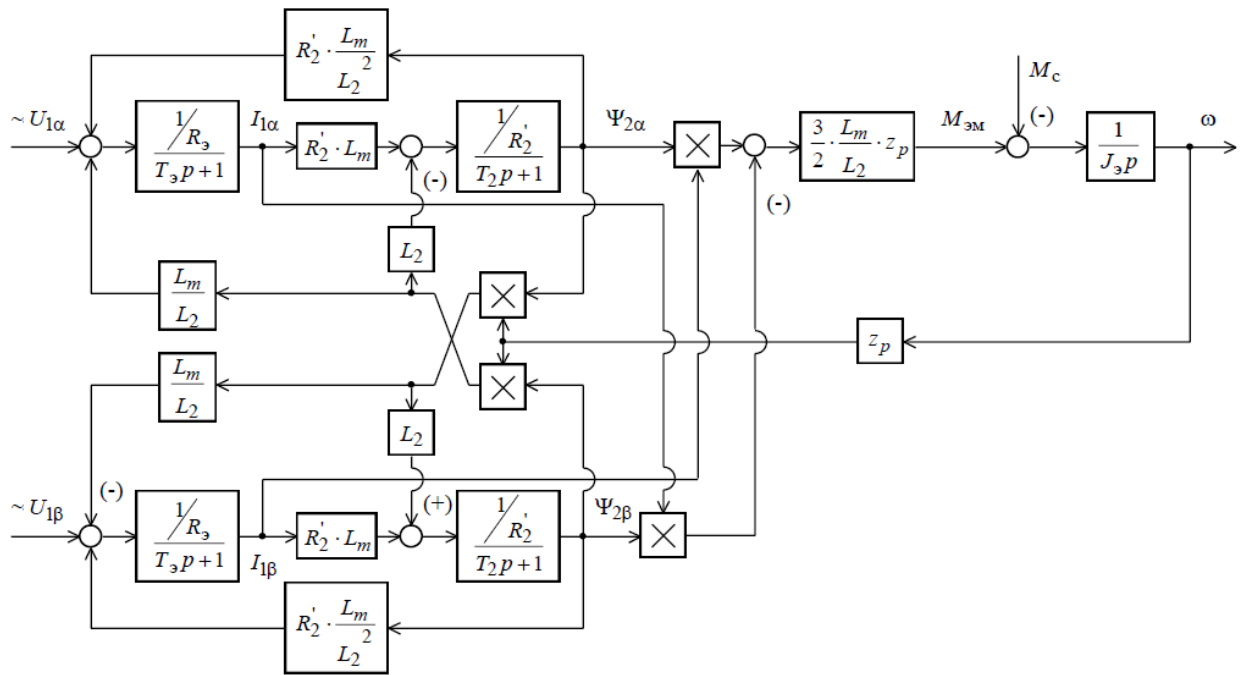


Рисунок 3.6. Структурная схема асинхронного двигателя в неподвижной системе координат $\alpha-\beta$

Имитационная модель асинхронного двигателя в программной среде MatLab Simulink приведена на рисунке 3.7.

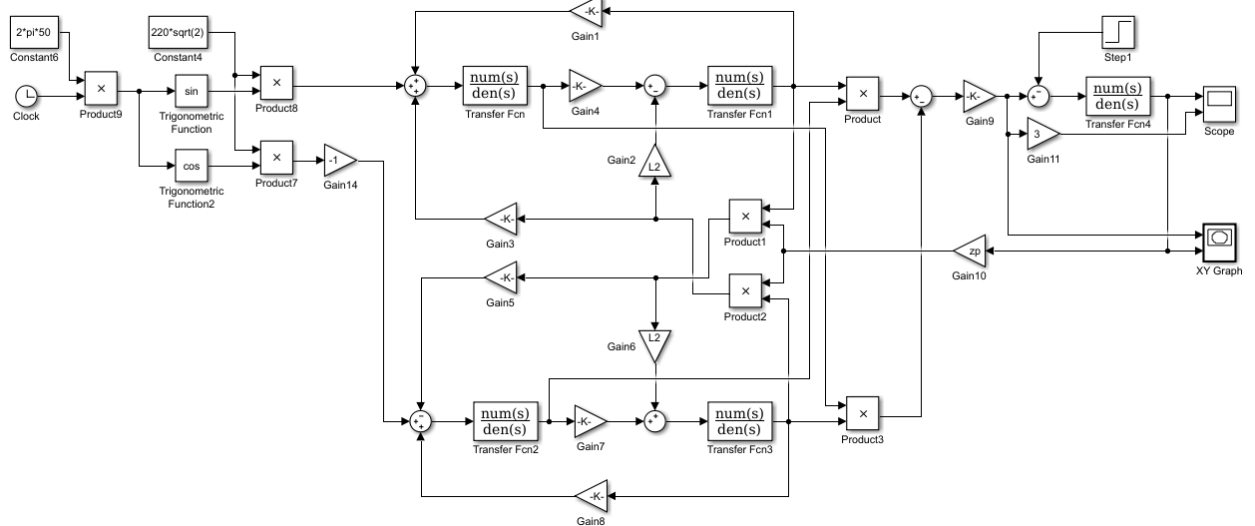


Рисунок 3.7. Имитационная модель асинхронного двигателя в неподвижной системе координат $\alpha-\beta$

Ниже представлены переходные характеристики скорости и момента, а также динамические механические характеристики при прямом пуске АД и при набросе нагрузки.

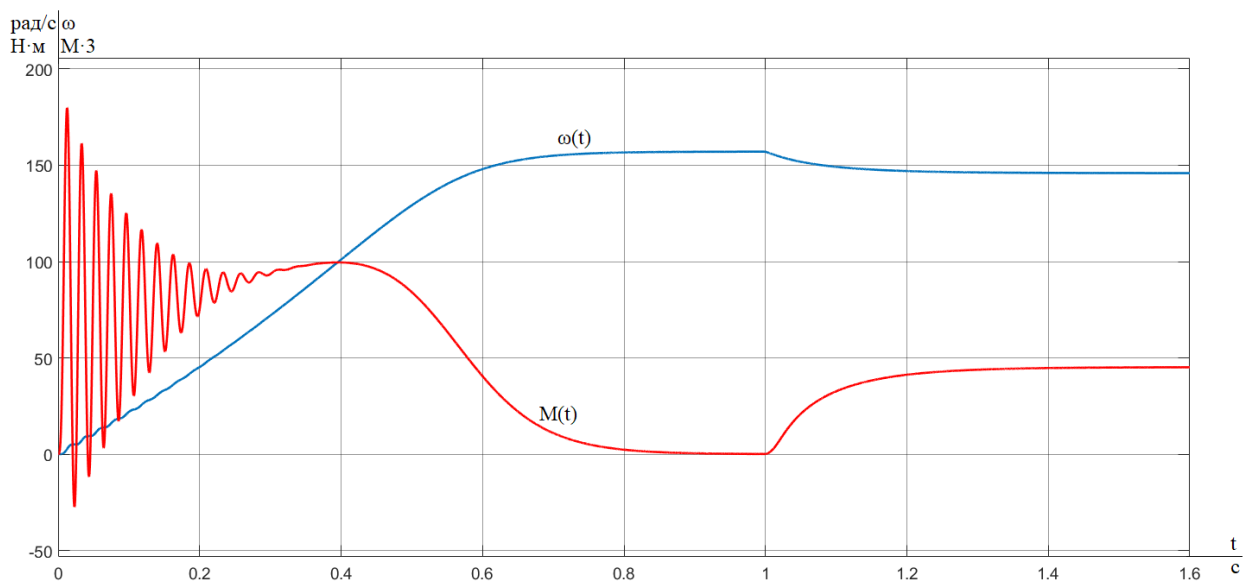


Рисунок 3.8. Переходные характеристики скорости и электромагнитного момента асинхронного двигателя при прямом пуске без нагрузки и набросе нагрузки

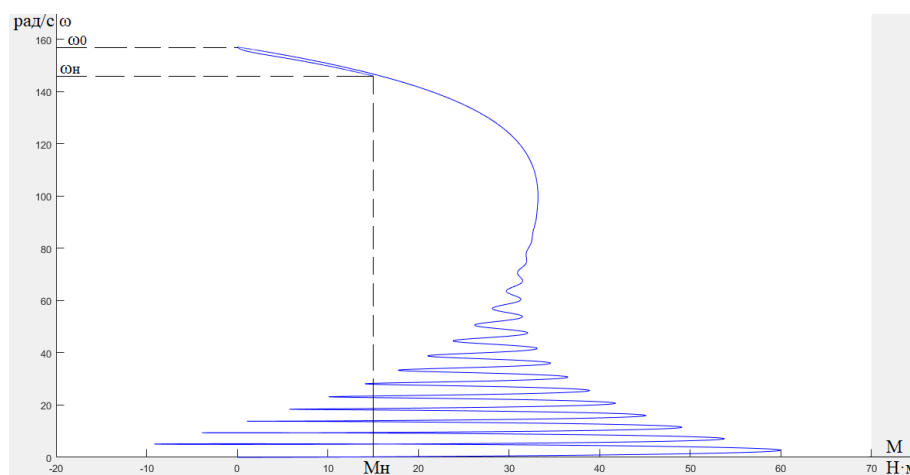


Рисунок 3.9. Динамическая механическая характеристика асинхронного двигателя при прямом пуске без нагрузки и набросе нагрузки

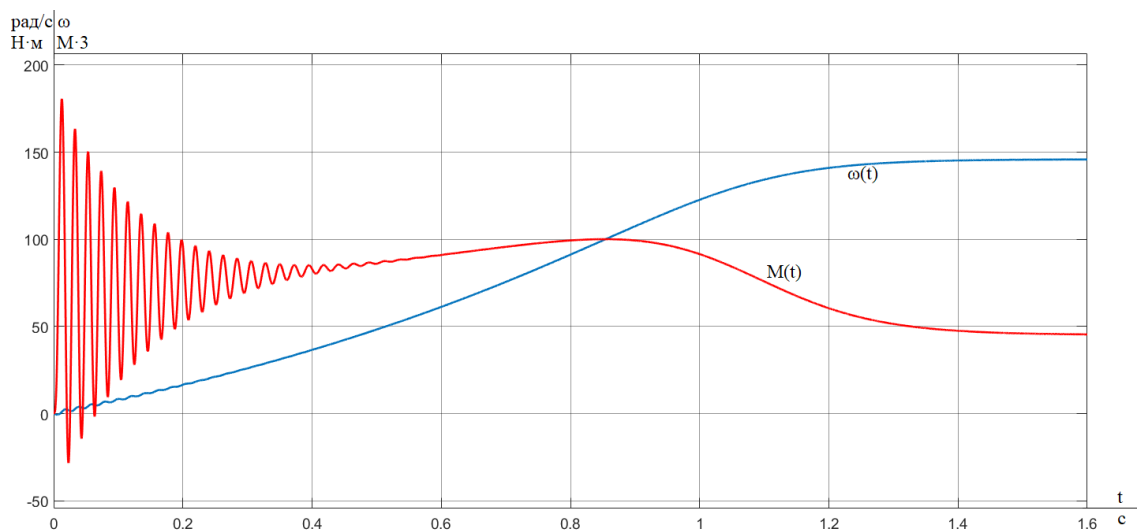


Рисунок 3.10. Переходные характеристики скорости и электромагнитного момента асинхронного двигателя при прямом пуске под нагрузкой

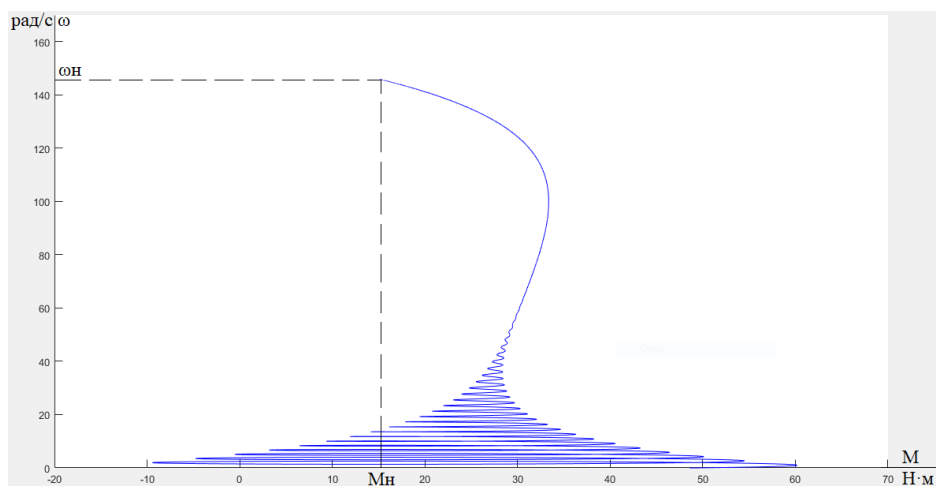


Рисунок 3.11. Динамическая механическая характеристика асинхронного двигателя при прямом пуске под нагрузкой

Анализ графиков переходных процессов, полученных в программной среде MatLab, показывает, что ударные моменты при пуске двигателя превышают номинальный момент M_n более, чем в 4 раза. Можно сделать вывод, о том, что основные параметры электродвигателя полностью совпадают с паспортными данными.

3.7. Расчет естественных механической и электромеханической характеристик двигателя

Расчет естественных характеристик электродвигателя

Естественная механическая характеристика $\omega(M)$ асинхронного двигателя рассчитывается по выражениям [1]:

$$M(s) = \frac{3 \cdot U_{1\text{фн}}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s \cdot \left[x_{\text{кн}}^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot x_{\mu}} \right)^2 \right]} = \frac{3 \cdot 220^2 \cdot 3.372}{157.08 \cdot s \cdot \left[9.265^2 + \left(3.507 + \frac{3.372}{s} \right)^2 + \left(\frac{3.507 \cdot 3.372}{s \cdot 76.014} \right)^2 \right]}, \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Естественная механическая характеристика $\omega=f(M)$ приведена на рисунке 3.12.

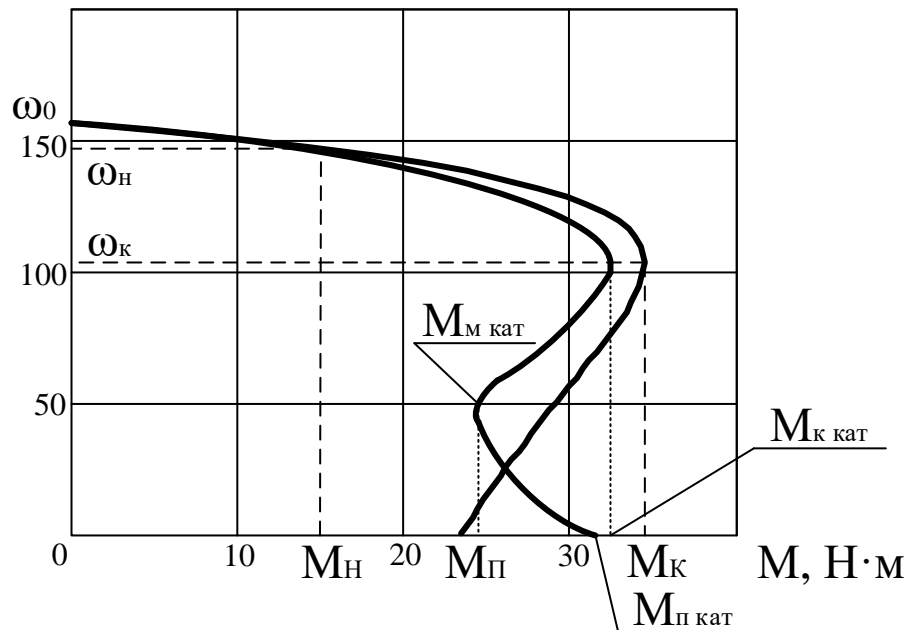


Рисунок 3.12. Механическая характеристика электродвигателя $\omega(M)$:

расчетная и соответствующая каталожным данным

Естественная электромеханическая характеристика $I_1=f(\omega)$

асинхронного двигателя рассчитывается по выражениям [1]:

$$I_2'(s) = \frac{U_{1j}}{\pm \sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_{KH}^2 \cdot f_{1*}^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_\mu \cdot f_{1*}}\right)^2}} =$$

$$= \frac{220}{\sqrt{\left(3.507 + \frac{3.372}{s}\right)^2 + 9.265^2 \cdot 1 + \left(\frac{3.507 \cdot 3.372}{s \cdot 76.014 \cdot 1}\right)^2}}, \text{ A,}$$

$$I_1(s) = \sqrt{I_0^2 + I_2'^2 + 2 \cdot I_0 \cdot I_2' \cdot \sin j_2} = \sqrt{2.564^2 + I_2'^2 + 2 \cdot 2.564 \cdot I_2' \cdot \sin j_2},$$

$$\omega = \omega_0 \cdot (1-s),$$

где $U_{1j} = 220 \text{ В}$ – фазное напряжение обмоток статора асинхронного двигателя;

$f_{1*} = \frac{f_{1j}}{f_{1H}} = 1$ – относительное значение частоты напряжения питания при 50 Гц ;

$$\sin \varphi_2 = \frac{X_{KH} \cdot f_{1*}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_{KH}^2 \cdot f_{1*}^2}} = \frac{9,265 \cdot 1}{\sqrt{\left(3,507 + \frac{3,372}{s}\right)^2 + 9,265^2 \cdot 1}}.$$

Естественная электромеханическая характеристика двигателя $I_1 = f(\omega)$ приведена на рисунке 3.13.

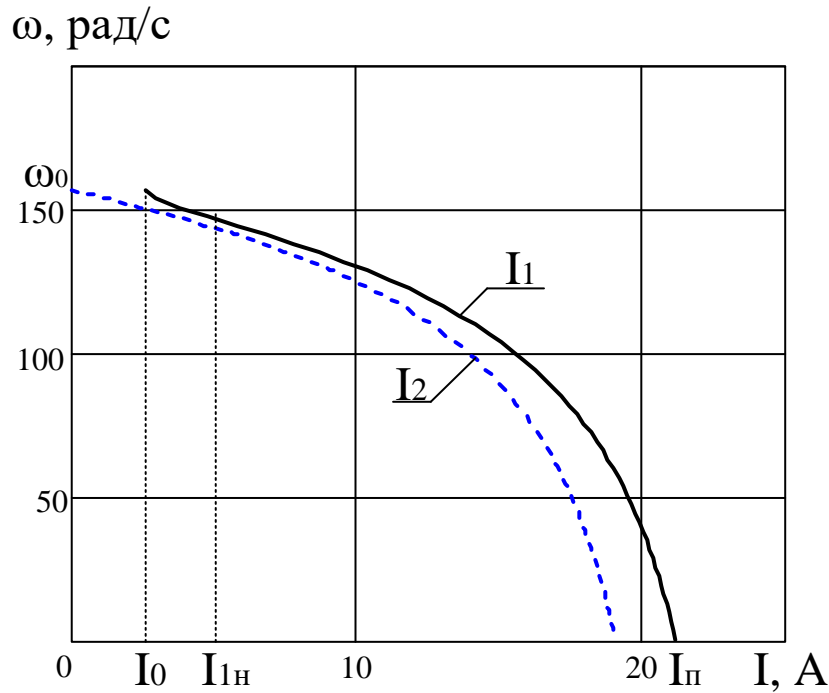


Рисунок 3.13. Естественные электромеханические характеристики электродвигателя

3.8. Расчет характеристик системы преобразователь – двигатель – механизм

Предельные характеристики системы преобразователь – электродвигатель ограничивают область работы электропривода с одной стороны максимальной достижимой или допустимой скоростью, а с другой стороны длительно или кратковременно допустимыми значениями токов электрической системы или моментов механической системы электропривода. Предельными характеристиками разомкнутой системы преобразователь частоты – асинхронный электродвигатель являются естественные механическая и электромеханические характеристики приводного двигателя при номинальных значениях напряжения и частоты $U_{1ф} = U_{1фн} = 220 \text{ В}$ и $f_1 = f_{1н} = 50 \text{ Гц}$ [1].

1. В плоскости механических характеристик $\omega(M)$ (рис. 3.14) строим граничные характеристики для длительного и кратковременного режимов работы:

$$M_{C.\text{мин}}(\omega) = 5,18 \text{ Н} \cdot \text{м} = \text{const};$$

$$M_{C.\text{макс}}(\omega) = 10,1 \text{ Н} \cdot \text{м} = \text{const};$$

$$M_{ЭП.\text{макс}}(\omega) = 20,2 \text{ Н} \cdot \text{м} = \text{const}.$$

2. Рассчитываем и строим зависимость длительно-допустимого момента электродвигателя $M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$ для частоты $f_H = f_{1H} = 50 \text{ Гц}$:

$$M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = M_{\text{дв.н}} \cdot \left(0,5 + \frac{\omega}{\omega_{\text{дв.н}}} \right) \text{ при } \omega \leq 0,5 \cdot \omega_{\text{дв.н}};$$

$$M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = M_{\text{дв.н}} \text{ при } 0,5 \cdot \omega_{\text{дв.н}} < \omega \leq \omega_{\text{дв.н}}.$$

Результаты расчета сводим в таблицу 3.4.

Таблица 3.4 – Результаты расчета зависимости $M_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$

$\omega, \text{ рад/с}$	0	$\omega_{ЭП.\text{мин}}$	$0,5\omega_{\text{дв.н}}$	$\omega_{ЭП.\text{макс}}$	$\omega_{\text{дв.н}}$
$M_{\text{дв.длит.доп}}, \text{ Н} \cdot \text{м}$	7,53	7,69	15,06	15,06	15,06

3. Рассчитываем и строим зависимость максимально допустимого момента $M_{\text{дв.макс}}(\omega)$ для частоты $f_H = f_{1H} = 50 \text{ Гц}$:

$$M_{\text{дв.макс}}(\omega) = M_K = \text{const},$$

$$M_K = \frac{3 \cdot U_{1\phi H}^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot \left\{ R_1 + \sqrt{(R_1^2 + X_{кн}^2) \left[1 + \left(\frac{R_1'}{X_\mu} \right)^2 \right]} \right\}} = 33,116 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

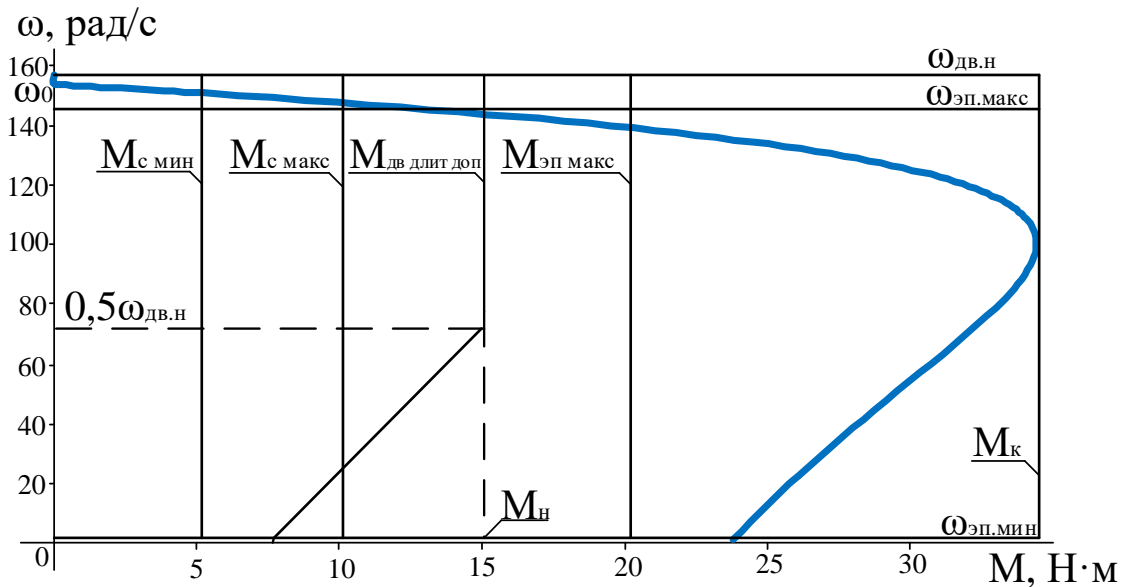


Рисунок 3.14. Механические характеристики электропривода и нагрузки

Для того, чтобы обеспечить требуемый диапазон регулирования и избежать перегрева двигателя следует производить ограничение нагрузки на малых скоростях.

4. В плоскости электромеханических характеристик $\omega(I_1)$ (рис. 3.15) рассчитываем и строим зависимость длительно-допустимого тока электродвигателя $I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$:

$$I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = I_{\text{дв.н}} \cdot \left(0,5 + \frac{\omega}{\omega_{\text{дв.н}}} \right) \text{ при } \omega \leq 0,5 \cdot \omega_{\text{дв.н}};$$

$$I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega) = I_{\text{дв.н}} \text{ при } 0,5 \cdot \omega_{\text{дв.н}} < \omega \leq \omega_{\text{дв.н}}.$$

Результаты расчета сводим в таблицу 3.5.

Таблица 3.5 – Результаты расчета зависимости $I_{\text{дв.длит.доп}}(\omega)$

$\omega, \text{ рад} / \text{ с}$	0	$\omega_{\text{ЭП.мин}}$	$0,5\omega_{\text{дв.н}}$	$\omega_{\text{ЭП.макс}}$	$\omega_{\text{дв.н}}$
$I_{\text{дв.длит.доп}}, \text{ А}$	2,479	2,535	4,958	4,958	4,958

5. Рассчитываем и строим зависимость $I_{\text{С.макс}}(\omega)$, соответствующая длительной максимальной нагрузке $M_{\text{С.макс}}(\omega) = \text{const}$. Для этого на естественной характеристике $M(\omega)$ определяем соответствующее $M_{\text{С.макс}}$ значение скольжения $s_{I_{\text{С.макс}}}$, решив относительно s уравнение:

$$\frac{3 \cdot U_{1\text{фн}}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s \cdot \left[(X_{\text{кн}})^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu}} \right)^2 \right]} = M_{\text{С.макс}}.$$

Решив данное уравнение с помощью Mathcad, получаем $s_{I_{\text{С.макс}}} = 0,041$.

Далее рассчитываем значение скорости $\omega_{I_{\text{С.макс}}} = \omega_0 \cdot (1 - s_{I_{\text{С.макс}}}) = 150,64 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ и

значение тока $I_{\text{С.макс}}$:

$$I_{\text{С.макс}} = I_1(\omega_{I_{\text{С.макс}}}) = 2,575 \text{ А}.$$

6. Рассчитываем и строим зависимость $I_{\text{ЭП.макс}}(\omega)$, соответствующую кратковременной максимальной нагрузке $M_{\text{ЭП.макс}}(\omega) = \text{const}$. Для этого на

естественной характеристике $M(\omega)$ определяем соответствующее $M_{ЭП.макс}$ значение скольжения $s_{I_{Эп макс}}$, решив относительно s уравнение:

$$\frac{3 \cdot U_{фн}^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s \cdot \left[(X_{кн})^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{R_1 \cdot R_2'}{s \cdot X_{\mu}} \right)^2 \right]} = M_{ЭП.макс}.$$

Решив данное уравнение с помощью Mathcad, получаем $s_{I_{Эп макс}} = 0,094$.

Далее рассчитываем значение скорости $\omega_{I_{Эп макс}} = \omega_0 \cdot (1 - s_{I_{Эп макс}}) = 142,314 \frac{рад}{с}$

и значение тока $I_{ЭП.макс}$:

$$I_{ЭП.макс} = I_1(\omega_{I_{Эп макс}}) = 5,425 \text{ A}.$$

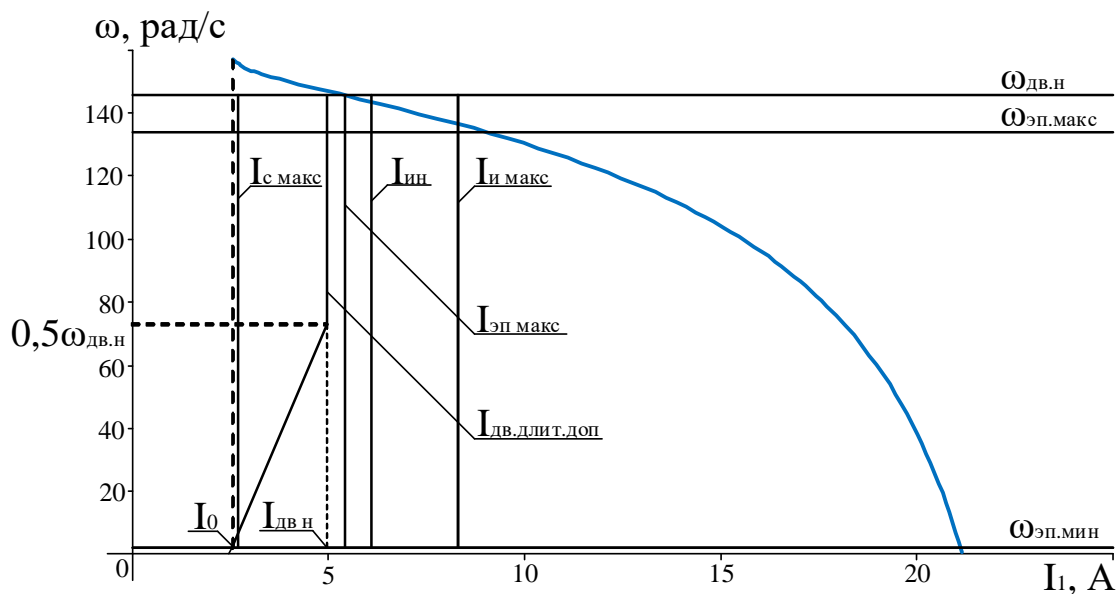


Рисунок 3.15. Электромеханические характеристики электропривода и нагрузки

3.9. Проверка правильности выбора двигателя и преобразователя

Проверка правильности выбора двигателя

По результатам построения механических характеристик электропривода и нагрузки проверяем правильность выбора двигателя по моменту. Во всем диапазоне регулирования должны выполняться условия:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{ДВ.ДЛИТ.ДОП}}(\omega) &= 15,06 \text{ Н}\cdot\text{м} \geq M_{\text{С.МАКС}} = 10,1 \text{ Н}\cdot\text{м} \\ M_{\text{ДВ.МАКС}}(\omega) &= 33,132 \text{ Н}\cdot\text{м} \geq M_{\text{ЭП.МАКС}} = 20,2 \text{ Н}\cdot\text{м} \end{aligned} \right\}$$

По результатам построения электромеханических характеристик электропривода и нагрузки проверятся правильность выбора двигателя по току. Во всем диапазоне регулирования скорости должно выполняться условие:

$$I_{\text{ДВ.ДЛИТ.ДОП}}(\omega) = 4,958 \text{ А} \geq I_{\text{С.МАКС}} = 2,575 \text{ А}.$$

Проверка правильности выбора преобразователя

По результатам построения электромеханических характеристик электропривода и нагрузки проверятся правильность выбора преобразователя. Во всем диапазоне регулирования должны выполняться условия:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{С.МАКС}}(\omega) &= 2,575 \text{ А} \leq I_{\text{ИН}} = 6,1 \text{ А} \\ I_{\text{ЭП.МАКС}}(\omega) &= 5,425 \text{ А} \leq I_{\text{ИМАКС}} = 8,3 \text{ А} \end{aligned} \right\}.$$

Вывод по анализу полученных характеристик (рисунки 8 и 9): система ПЧ – АД с векторным управлением может обеспечить длительную работу в интервале изменения нагрузки от $M_{\text{С.МИН}} = 5,18 \text{ Н}\cdot\text{м}$ до $M_{\text{С.МАКС}} = 10,1 \text{ Н}\cdot\text{м}$ и заданный кратковременный максимальный момент $M_{\text{ЭП.МАКС}} = 20,2 \text{ Н}\cdot\text{м}$ во всем диапазоне регулирования скорости от $\omega_{\text{ЭП.МИН}} = 1,67 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ до $\omega_{\text{ЭП.МАКС}} = 134,03 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$.

3.10. Выводы по главе

1. Произведен расчет параметров механической части, элементов силового канала, построена область работы электропривода.

2. Анализ графиков статических характеристик, полученных в программной среде MathCad и графиков переходных процессов, полученных в программной среде MatLab, показывает, что основные параметры электродвигателя полностью совпадают с паспортными данными.

3. Выполнен расчет характеристик системы преобразователь – двигатель – механизм. Произведена проверка правильности выбора двигателя и преобразователя.

4. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ НАСТРОЙКИ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

4.1 Выбор и обоснование функциональной схемы электропривода

Следящий электропривод приёмника будет реализован на базе асинхронного частотно-регулируемого электропривода, входящего в комплект выбранного приемного устройства. Регулируемый электропривод должен обеспечить плавное регулирование скорости вращения приводного электродвигателя в достаточно большом диапазоне. По этой причине целесообразно выбрать векторное управление. Для реализации заданных технических требований принимаем систему частотно-векторного управления с датчиком скорости.

Структурная схема системы преобразователь частоты – асинхронный двигатель с частотным векторным управлением приведена на рис. 4.1 [1].

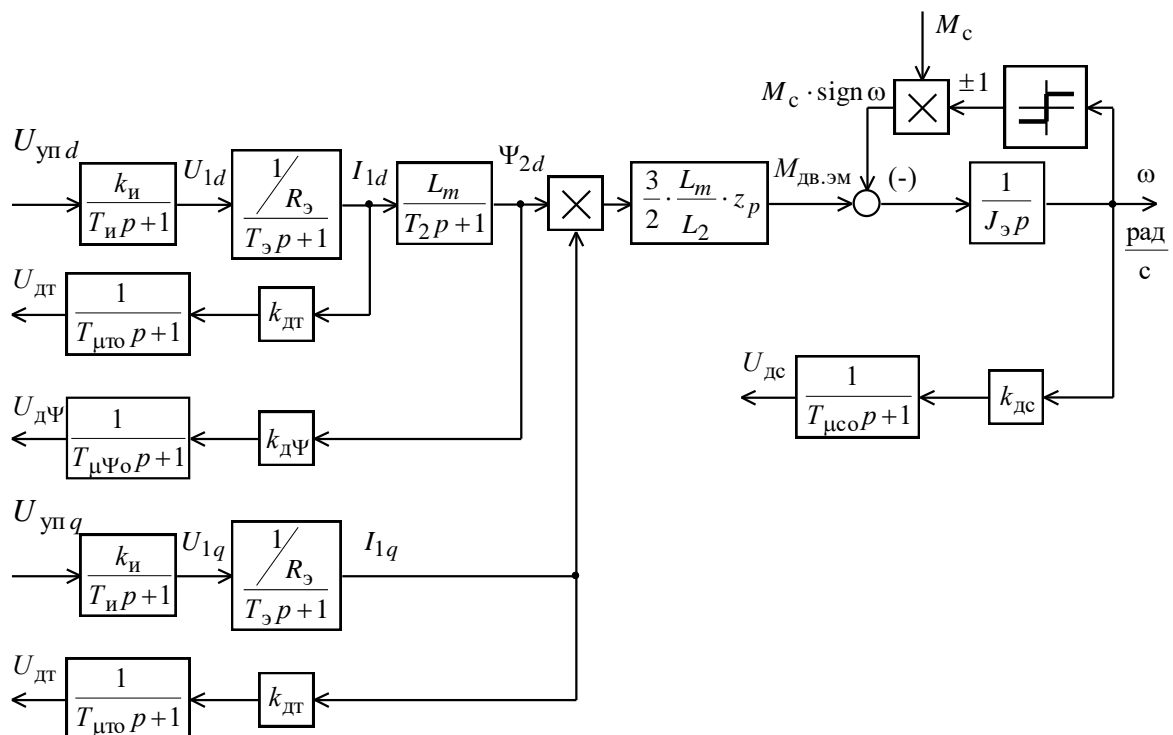


Рисунок 4.1. Структурная схема системы преобразователь частоты – асинхронный электродвигатель с векторным управлением

Линеаризованная САУ электропривода приемного устройства

Структурная схема контура положения приведена на рисунке 4.2. Контур положения поддерживает компенсатор в рабочей зоне и тем самым обеспечивается равенство линейных скоростей линии и барабана приемного устройства. Натяжение изделия определяется массой подвижной части компенсатора и длиной рычага.

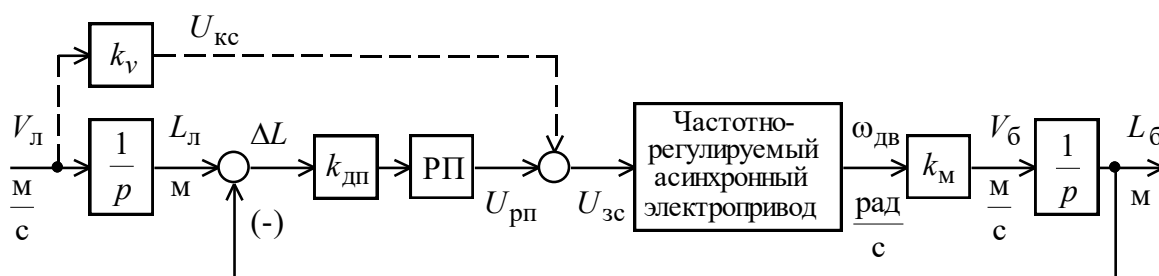


Рисунок 4.2. Структурная схема контура положения

Контур положения включает в себя:

- механизм приемного устройства;
- частотно-регулируемый асинхронный электропривод;
- регулятор положения;
- датчик положения.

При выборе регулятора положения пропорционально-интегрального типа, контур положения не будет иметь скоростной ошибки, и компенсатор в рабочем режиме будет находиться в среднем положении.

Введение компенсационного сигнала, пропорционального заданной скорости линии, уменьшает выходной сигнал регулятора положения и тем самым уменьшает вероятность насыщения регулятора в динамических режимах. Поскольку диаметр заполнения приемного барабана изменяется в процессе работы линии с постоянной заданной линейной скоростью, то компенсационный сигнал должен рассчитываться для некоторого среднего диаметра заполнения.

Расчетные параметры элементов контура положения

Коэффициент передачи механизма

$$k_M = \frac{R_{\zeta}}{i_{ред}} = \frac{(0.2 \div 0.5)}{16} = (0.0125 \div 0.03125) \frac{\text{м}}{\text{рад}}.$$

Коэффициент передачи аналогового датчика положения компенсатора

$$k_{ДП} = \frac{U_{ДП \text{ макс}}}{\left(\frac{\Delta L}{2}\right)_{\text{макс}}} = \frac{5}{0.5} = 10 \frac{\text{В}}{\text{м}}.$$

Коэффициент формирования компенсирующего сигнала по скорости

$$k_V = \frac{k_c \cdot \left(\frac{\omega_{\text{ЭП1 макс}} + \omega_{\text{ЭП2 макс}}}{2}\right)}{V_{Л \text{ макс}}}, \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{м}}.$$

Функциональная схема нелинейной САУ РЭП с использованием модели двигателя в неподвижной системе координат представлена на рисунке 4.3.

Так как система управления может быть создана только во вращающейся системе координат, а реальные токи и напряжения – это токи и напряжения в неподвижной системе координат, то в связи с этим регуляторы координат электропривода и модель двигателя в неподвижной системе координат необходимо согласовать посредством координатных преобразователей. Преобразование координат из неподвижной системы координат во вращающуюся и наоборот производят путем применения прямого и обратного преобразований Парка соответственно:

$$\left. \begin{aligned} i_x &= i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta \\ i_y &= -i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta \end{aligned} \right\},$$
$$\left. \begin{aligned} i_\alpha &= i_x \cos\theta - i_y \sin\theta \\ i_\beta &= i_x \sin\theta + i_y \cos\theta \end{aligned} \right\}.$$

На функциональной схеме рисунка 4.3 эти преобразования осуществляются блоками ПКП (прямой преобразователь координат) и ОКП (обратный преобразователь координат) [1].

Блок ВП (вычислитель потока) рассчитывает модуль и угол поворота вектора потокосцепления ротора, используя информацию о проекциях вектора потокосцепления на оси α и β неподвижной системы координат. Расчет производится по следующим формулам:

$$|\psi_2| = \sqrt{\psi_{2\alpha}^2 + \psi_{2\beta}^2};$$

$$\theta_{\psi_2} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\psi_{2\beta}}{\psi_{2\alpha}}\right).$$

Нелинейностями в представленном электроприводе являются ограничения на выходе регуляторов. Введение ограничений обусловлено необходимостью ограничения максимальной амплитуды напряжения обмоток АД, ограничения токов в статорных обмотках АД, а также ограничения момента на валу двигателя. Оптимальные ограничения регуляторов имеют следующие значения:

$$U_X = 0,312 \cdot U_{\max} = 0,312 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{1\text{фн}} = 0,312 \cdot \sqrt{2} \cdot 220 = 97,07;$$

$$U_Y = 0,95 \cdot U_{\max} = 0,95 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{1\text{фн}} = 0,95 \cdot \sqrt{2} \cdot 220 = 295,57;$$

$$I_X = 1,5 \cdot I_{\text{амп}} = 1,5 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{1\text{фн}} = 1,5 \cdot \sqrt{2} \cdot 4,958 = 10,517;$$

$$I_Y = 2 \cdot I_{\text{амп}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{1\text{фн}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 4,958 = 14,023.$$

4.2. Расчет параметров настройки электропривода

Структурная схема частотно-регулируемого асинхронного электропривода

Структурная схема частотно-регулируемого асинхронного электропривода приемного устройства с векторным управлением приведена на рисунке 4.4. Электропривод реализован по схеме с независимым управлением потокосцеплением [1].

На схеме приняты следующие обозначения:

$W(p)_{pT}, W(p)_{p\Psi}, W(p)_{pC}$ – передаточные функции регуляторов тока, потокосцепления и скорости;

k_T – коэффициент обратной связи по току В/А.

k_Ψ – коэффициент обратной связи по потокосцеплению ротора, В/Вб ;

k_C – коэффициент обратной связи по скорости, $\frac{В \cdot с}{рад}$.

Расчетные параметры элементов структурной схемы регулируемого электропривода

Малая постоянная времени цепи обратной связи по току

$$T_{\mu To} = \frac{T_{cT}}{3} = \frac{0.0005}{3} = 0.000167 \text{ с},$$

где $T_{cT} = \frac{1}{f_{\text{ШИМ}}} \cdot n_T = \frac{1}{16000} \cdot 8 = 0.0005 \text{ с}$ – интервал сглаживания результатов

измерения тока;

$n_T = 8$ – принятое количество периодов частоты квантования в интервале измерения тока.

Малая постоянная времени цепи обратной связи по потокосцеплению

$$T_{\mu \Psi o} = \frac{T_{c\Psi}}{3} = \frac{0.004}{3} = 0.00133 \text{ с},$$

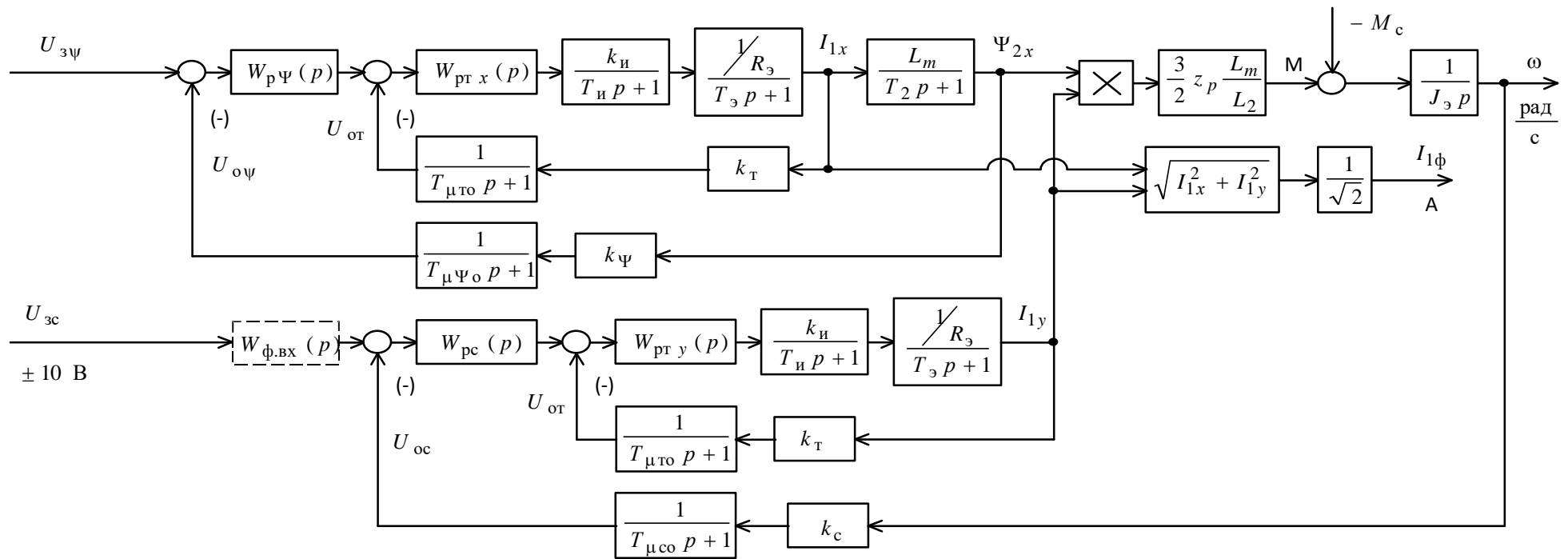


Рисунок 4.4. Структурная схема линейризованной непрерывной САУ частотно-регулируемого асинхронного электропривода при векторном управлении

где $T_{c\psi} = \left(16 \cdot \frac{1}{f_{\text{ШИМ}}}\right) \cdot n_{\psi} = \left(16 \cdot \frac{1}{16000}\right) \cdot 4 = 0.004 \text{ с}$ – интервал расчета

потокосцепления;

$n_{\psi} = 4$ – принятое количество периодов частоты квантования в интервале расчета потокосцепления.

Малая постоянная времени цепи обратной связи по скорости

$$T_{\mu\omega} = \frac{T_{cc}}{3} = \frac{0.004}{3} = 0.00133 \text{ с},$$

где $T_{cc} = \left(16 \cdot \frac{1}{f_{\text{ШИМ}}}\right) \cdot n_c = \left(16 \cdot \frac{1}{16000}\right) \cdot 4 = 0.004 \text{ с}$ – период расчета (измерения)

скорости;

$n_c = 4$ – принятое количество периодов частоты квантования в интервале расчета (измерения) скорости.

Значение номинального потокосцепления двигателя

$$\Psi_{2н} = 0.877 \text{ Вб}.$$

Максимально допустимое значение тока

$$I_{1q\text{макс}} = I_{1d\text{макс}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_{\text{эпмакс}}^2 - I_0^2} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{5.425^2 - 2.564^2} = 6.76 \text{ А}.$$

4.3. Оптимизация контуров регулирования САР электропривода

Характерной особенностью частотно-регулируемых электроприводов переменного тока является относительно большая инерционность в цепи обратной связи контуров регулирования тока, потокосцепления и скорости. По этой причине для их оптимизации не могут быть применены классическая теория оптимизации систем подчиненного регулирования, изложенная в работах Кесслера. Далее будут использованы методы оптимизации контуров регулирования с инерционной обратной связью [1].

4.3.1. Оптимизация контура тока

Структурная схема контура тока с инерционной обратной связью и полной компенсацией внутренней отрицательной обратной связи по ЭДС двигателя приведена на рис. 4.5. Контуров токов I_{1d} и I_{1q} идентичные.

Контур тока характеризуется одной большой постоянной времени в прямом канале $T_{\Sigma} = 0,00416c$ и двумя малыми постоянными времени в прямом канале $T_{\mu\pi\pi} = T_u = 0,00003125c$ и в цепи обратной связи $T_{\mu\tau\sigma} = 0,000167c$.

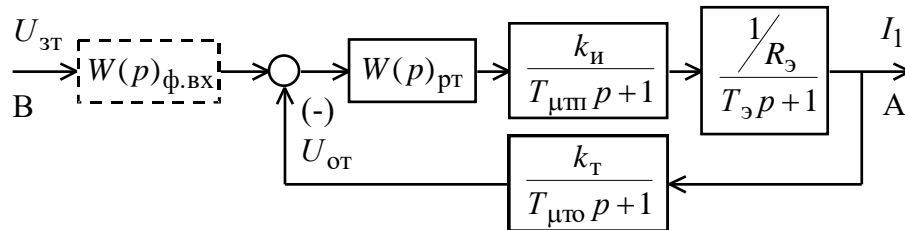


Рисунок 4.5. Структурная схема контура тока

На схеме приняты следующие обозначения:

$U_{зт}$ – напряжение задания на ток, В;

$T_{\mu\pi\pi}$ – малая постоянная времени в прямом канале, с. Допустимо принять

$$T_{\mu\pi\pi} = T_{и};$$

$T_{\mu\tau\sigma}$ – малая постоянная времени в цепи обратной связи, с;

$$k_{т} = \frac{U_{зт\max}}{I_{1q\max}}, \frac{В}{А} \text{ – коэффициент обратной связи по току;}$$

$$k_{и} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{1\text{фн}}}{U_{зт\max}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{10} = 31,11 \text{ – максимальное значение коэффициента}$$

усиления преобразователя.

В качестве регулятора тока принимаем ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_{рт}(p) = k_{рт} \cdot \frac{T_{рт} \cdot p + 1}{T_{рт} \cdot p}$$

и настраиваем контур тока на модульный оптимум (МО):

$$k_{\text{рт}} = \frac{T_{\text{э}} \cdot R_{\text{э}}}{k_{\text{и}} \cdot k_{\text{т}} \cdot a_{\text{т}} \cdot T_{\text{мтэ}}} = \frac{0.00416 \cdot 6.474}{31.11 \cdot 1.479 \cdot 2 \cdot 0.000198} = 1.478$$

– коэффициент усиления регулятора тока,

где

$$T_{\text{мтэ}} = T_{\text{мп}} + T_{\text{мто}} = 0.00003125 + 0.000167 = 0.000198 \text{ с}$$

– эквивалентная малая постоянная времени контура тока;

$$k_{\text{т}} = \frac{U_{\text{эт макс}}}{I_{\text{л макс}}} = \frac{10}{6,76} = 1,479 \frac{\text{В}}{\text{А}}$$

– коэффициент обратной связи по току;

$U_{\text{эт макс}} = 10 \text{ В}$ – принятое максимальное значение напряжения задания на входе контура тока;

$a_{\text{т}} = 2$ – коэффициент оптимизации контура тока.

$T_{\text{рт}} = T_{\text{э}} = 0.00416 \text{ с}$ – постоянная времени регулятора тока

Передаточная функция замкнутого контура тока имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} W(p)_{\text{зам}} &= \frac{\frac{1}{k_{\text{т}}} \cdot (T_{\text{мто}} p + 1)}{a_{\text{т}} T_{\text{мп}} T_{\text{мто}} T_{\text{мтэ}} p^3 + a_{\text{т}} T_{\text{мтэ}}^2 p^2 + a_{\text{т}} T_{\text{мтэ}} p + 1} \approx \\ &\approx \frac{\frac{1}{k_{\text{т}}} \cdot (T_{\text{мто}} p + 1)}{a_{\text{т}} T_{\text{мтэ}}^2 p^2 + a_{\text{т}} T_{\text{мтэ}} p + 1} = \frac{\frac{1}{1,479} \cdot (0,000167 p + 1)}{2 \cdot 0,000198^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0,000198 p + 1} \end{aligned}$$

Настройка контура тока близка к настройке на МО системы 2-го порядка. Однако показатели качества работы оптимизированного контура тока по управлению зависят от отношения малых постоянных времени $T_{\text{мп}}$ и $T_{\text{мто}}$. Поскольку контур тока является внутренним контуром, то для уменьшения перерегулирования в нем на входе контура устанавливаем сглаживающий фильтр с передаточной функцией

$$W(p)_{\text{ф вх}} = \frac{1}{T_{\text{ф вх}} \cdot p + 1},$$

постоянную времени которого выбираем из условия

$$T_{\phi \text{ вх}} = T_{\mu \text{ то}} = 0.000167 \text{ с.}$$

Передаточная функция замкнутого оптимизированного контура тока с фильтром на входе имеет следующий вид:

$$W(p)_{\text{Т зам}} = \frac{\frac{1}{k_T}}{a_T \cdot T_{\mu \text{ пп}} \cdot T_{\mu \text{ то}} \cdot T_{\mu \text{ тэ}} \cdot p^3 + a_T \cdot T_{\mu \text{ тэ}}^2 \cdot p^2 + a_T \cdot T_{\mu \text{ тэ}} \cdot p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\frac{1}{k_T}}{a_T \cdot T_{\mu \text{ тэ}}^2 \cdot p^2 + a_T \cdot T_{\mu \text{ тэ}} \cdot p + 1} = \frac{1}{1,479} \cdot \frac{1}{2 \cdot 0,000198^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0,000198 p + 1}.$$

Контур является астатической системой 1-го порядка по управлению и имеет следующие ожидаемые показатели качества работы по управлению:

– статическая ошибка, А,

$$\Delta I_{y \text{ сТ}} = 0;$$

– полоса пропускания контура по фазе и модулю

$$\omega_{\text{п}}^{(\phi)} = \omega_{\text{п}}^{(M)} = \frac{0.71}{T_{\mu \text{ тэ}}} = \frac{0.71}{0.000198} = 3585.85 \frac{\text{рад}}{\text{с}};$$

– перерегулирование, время первого и окончательного вхождения в 5% зону установившегося значения тока при обработке ступенчатого задания

$$\sigma \approx 4.3 \%,$$

$$t_{\text{py1}}^{(5)} = t_{\text{py2}}^{(5)} = 4.1 \cdot T_{\mu \text{ тэ}} = 4.1 \cdot 0.000198 = 0.0008118 \text{ с.}$$

Имитационная модель замкнутого контура потокосцепления ротора представлена на рисунке 4.6.

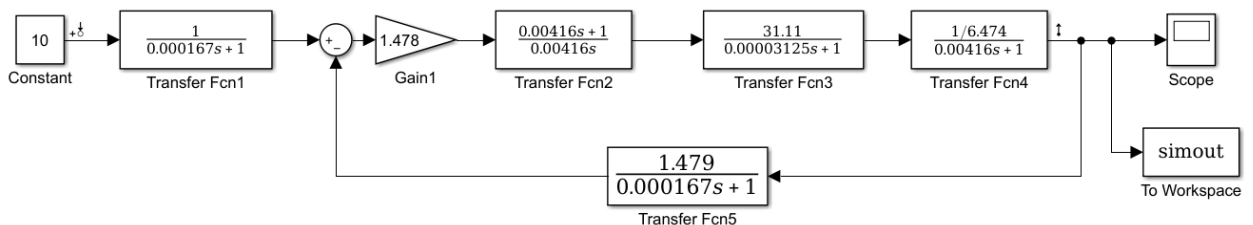


Рисунок 4.6. Имитационная модель замкнутого контура тока

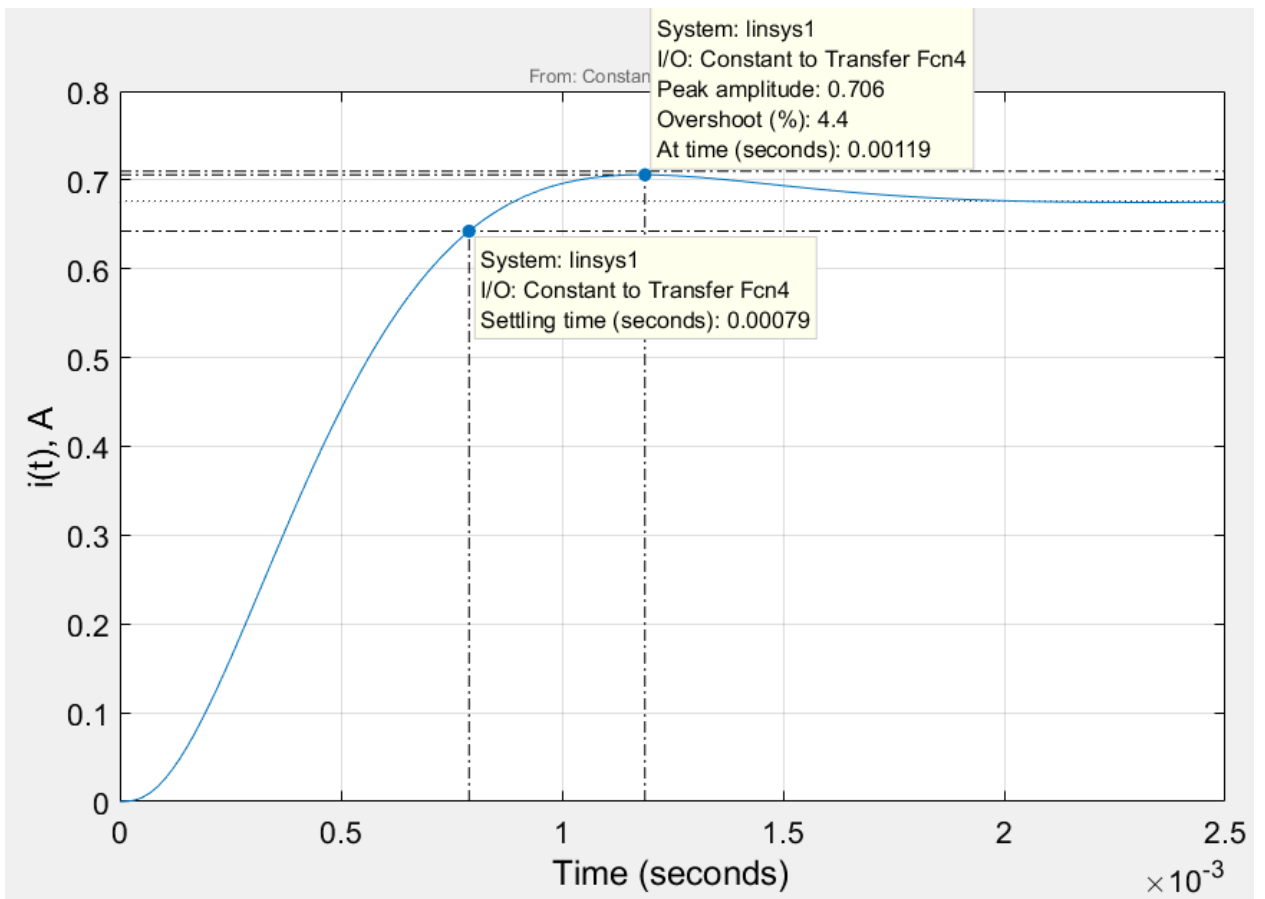


Рисунок 4.7. Переходный процесс в контуре тока

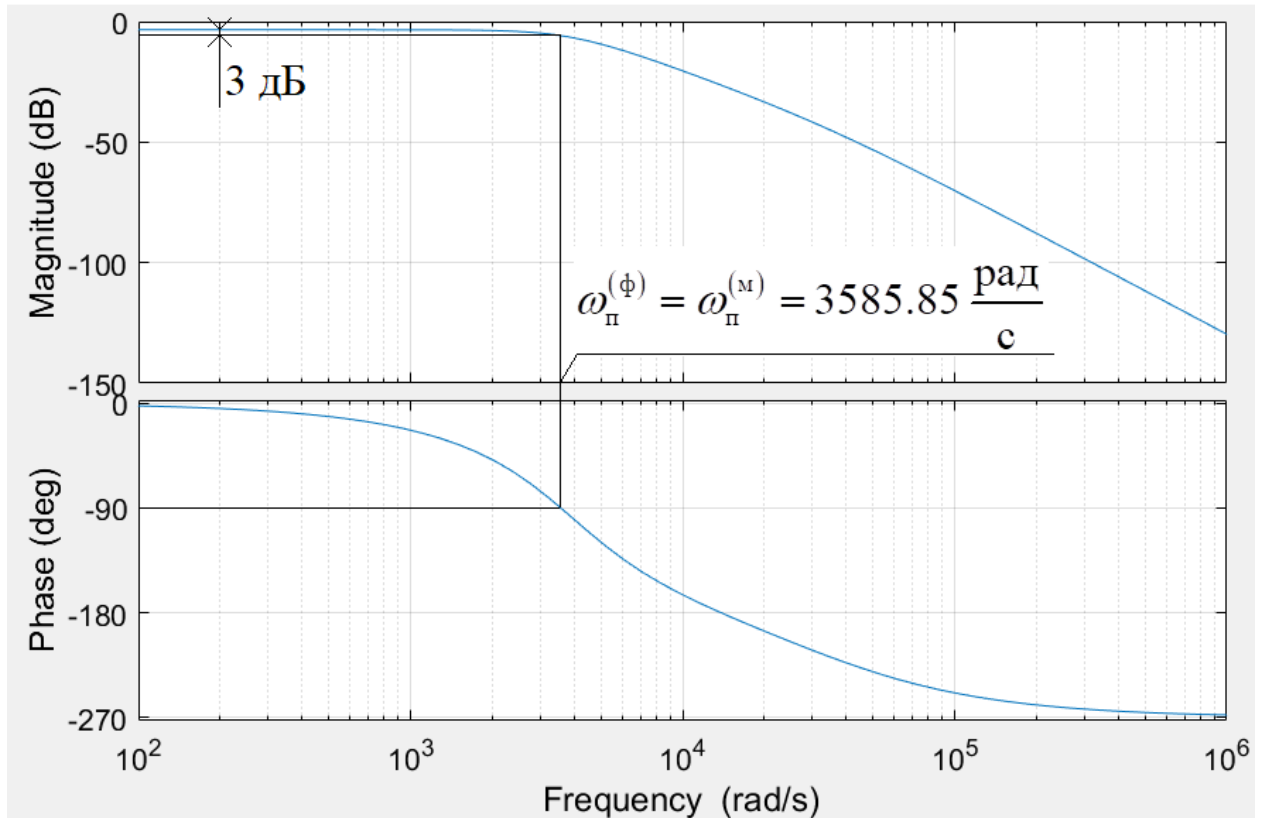


Рисунок 4.8. ЛЧХ замкнутого контура тока

Сведем теоретические и экспериментальные показатели качества работы линеаризованного контура тока в таблицу 4.1.

Таблица 4.1. Показатели качества переходных процессов по управлению линеаризованного контура тока, оптимизированного по МО

$t_{py1}^{(5)}, c$	$t_{py2}^{(5)}, c$	$\sigma, \%$	$\Delta I_{уст}, A$	$\omega_{п}^{(\phi)}, \frac{рад}{c}$	$\omega_{п}^{(M)}, \frac{рад}{c}$
Ожидаемые показатели					
0,00081	0,00081	4,3	0	3585	3585
Результаты моделирования					
0,00079	0,00079	4,4	0	3585	3585

Сравнивая ожидаемые показатели качества переходного процесса в контуре тока, оптимизированного по МО, с результатами моделирования, можно сказать, что теоретические значения сошлись с полученными. Небольшие различия связаны с округлением параметров, вводимых в имитационную модель.

4.3.2. Оптимизация контура потокосцепления

При оптимизации контура потокосцепления внутренний оптимизированный замкнутый контур тока представлен усеченной передаточной функцией 1-го порядка

$$W(p)_{T \text{ зам}} \approx \frac{1}{T_T \cdot p + 1},$$

где

$$T_T = a_T \cdot T_{\mu T3} = 2 \cdot 0.000198 = 0.000396 \text{ c}$$

– эквивалентная постоянная времени оптимизированного контура тока, с.

Структурная схема контура потокосцепления приведена на рисунке 4.9.

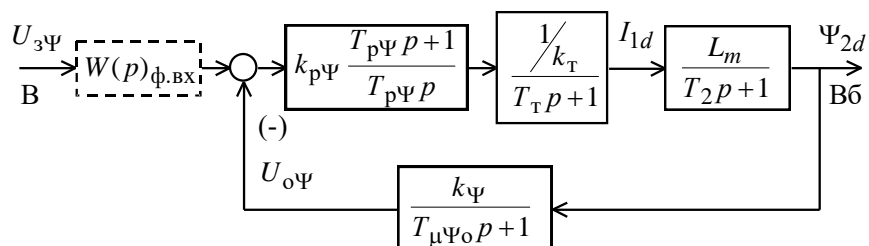


Рисунок 4.9. Структурная схема контура потокосцепления

Контур потокосцепления характеризуется одной большой постоянной времени в прямом канале $T_2 = 0.0765$ с и малыми постоянными времени в прямом канале $T_T = 0.000396$ с и в цепи обратной связи $T_{\mu\Psi_0} = 0.00133$ с.

В качестве регулятора потокосцепления принимаем ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W(p)_{p\Psi} = k_{p\Psi} \cdot \frac{T_{p\Psi} \cdot p + 1}{T_{p\Psi} \cdot p}$$

и настраиваем контур потокосцепления на модульный оптимум:

$$T_{p\Psi} = T_2 = 0.0765 \text{ с}$$

– постоянная времени регулятора потокосцепления;

$$k_{p\Psi} = \frac{T_2 \cdot k_T}{L_m \cdot k_\Psi} \cdot \frac{1}{a_\Psi \cdot T_{\mu\Psi_3}} = \frac{0.0765 \cdot 1.479}{0.242 \cdot 11.4} \cdot \frac{1}{2 \cdot 0.001726} = 11.88$$

– коэффициент усиления регулятора потокосцепления,

где

$$T_{\mu\Psi_3} = T_T + T_{\mu\Psi_0} = 0.000396 + 0.00133 = 0.001726 \text{ с}$$

– эквивалентная малая постоянная времени оптимизированного контура;

$$k_\Psi = \frac{U_{3\Psi \text{ макс}}}{\Psi_{2н}} = \frac{10}{0.877} = 11.4 \frac{\text{В}}{\text{Вб}}$$

– коэффициент обратной связи по потокосцеплению;

$U_{3\Psi \text{ макс}} = 10$ В – принятое максимальное значение напряжения задания на входе контура потокосцепления;

$a_\Psi = 2$ – коэффициент оптимизации контура потокосцепления.

$$T_{p\Psi} = T_2 = 0.0765 \text{ с}$$

– постоянная времени регулятора потокосцепления.

Передаточная функция замкнутого контура потокосцепления по управлению имеет следующий вид

$$W(p)_{\Psi_{\text{зам}}} = \frac{\frac{1}{k_{\Psi}} \cdot (T_{\mu\Psi_0} \cdot p + 1)}{a_{\Psi} \cdot T_{\tau} \cdot T_{\mu\Psi_0} \cdot T_{\mu\Psi_3} \cdot p^3 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_3}^2 \cdot p^2 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_3} \cdot p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\frac{1}{k_{\Psi}} \cdot (T_{\mu\Psi_0} \cdot p + 1)}{a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_3}^2 \cdot p^2 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_3} \cdot p + 1} = \frac{\frac{1}{11.4} \cdot (0.00133 \cdot p + 1)}{2 \cdot 0.001726^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0.001726 \cdot p + 1}.$$

Настройка контура близка к настройке на МО системы 2-го порядка. Для уменьшения перерегулирования в нем на входе контура устанавливаем сглаживающий фильтр с передаточной функцией

$$W(p)_{\Phi_{\text{вх}}} = \frac{1}{T_{\Phi_{\text{вх}}} \cdot p + 1},$$

постоянную времени которого выбираем из условия

$$T_{\Phi_{\text{вх}}} = T_{\mu\Psi_0} = 0.00133 \text{ с}.$$

Передаточная функция замкнутого оптимизированного контура тока с фильтром на входе имеет следующий вид:

$$W(p)_{\Psi_{\text{зам}}} = \frac{\frac{1}{k_{\Psi}}}{a_{\Psi} \cdot T_{\tau} \cdot T_{\mu\Psi_0} \cdot T_{\mu\Psi_3} \cdot p^3 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_3}^2 \cdot p^2 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_3} \cdot p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\frac{1}{k_{\Psi}}}{a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_3}^2 \cdot p^2 + a_{\Psi} \cdot T_{\mu\Psi_3} \cdot p + 1} = \frac{1}{11.4} \cdot \frac{1}{2 \cdot 0.001726^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0.001726 \cdot p + 1}.$$

Контур является астатической системой регулирования 1-го порядка по управлению и обеспечивает нулевую установившуюся ошибку, Вб,

$$\Delta\Psi_{\text{уст}} = 0.$$

В зависимости от соотношения малых постоянных времени в прямом канале $T_{\mu\Psi_{\text{п}}}$ и в цепи обратной связи $T_{\mu\Psi_0}$ контур имеет следующие динамические показатели качества работы:

– полоса пропускания по фазе и по модулю

$$\omega_{\text{п}}^{(\Phi)} = \omega_{\text{п}}^{(M)} = \frac{(0.71 \div 0.9)}{T_{\mu\Psi_3}} = \frac{(0.71 \div 0.9)}{0.001726} = (411.355 \div 521.436) \frac{\text{рад}}{\text{с}};$$

– перерегулирование и время первого вхождения в 5 % зону установившегося значения потокосцепления при обработке ступенчатого управляющего воздействия

$$\sigma = (4.3 \div 6.7) \%,$$

$$t_{\text{pyl}}^{(5)} = (4.1 \div 2.75) \cdot T_{\mu\Psi_3} = (4.1 \div 2.75) \cdot 0.001726 = (0.00707 \div 0.00474) \text{ с.}$$

Имитационная модель замкнутого контура потокосцепления ротора представлена на рисунке 4.10.

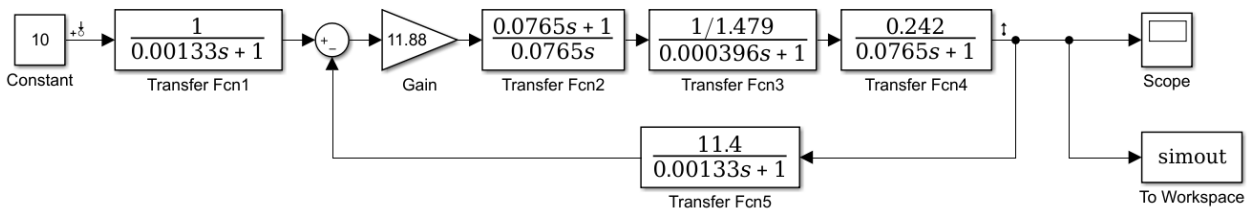


Рисунок 4.10. Имитационная модель замкнутого контура потокосцепления ротора

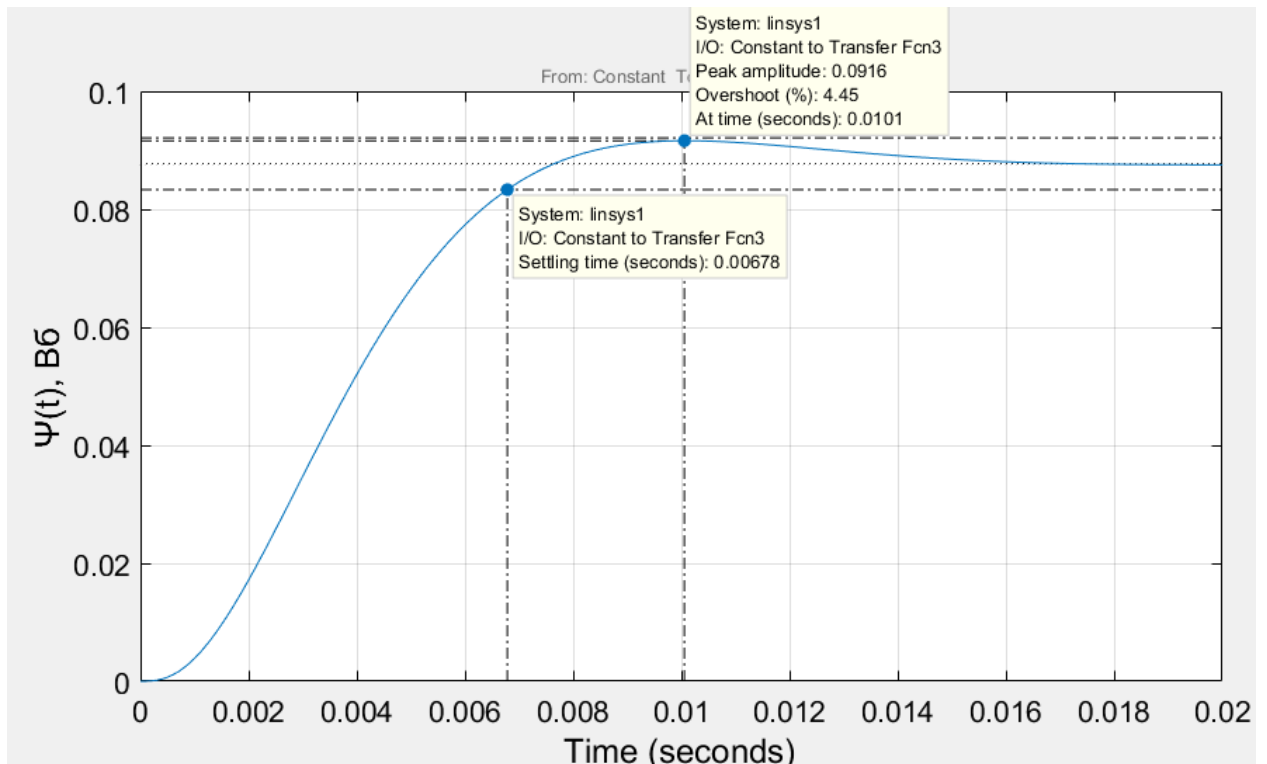


Рисунок 4.11. Переходный процесс в контуре потокосцепления ротора

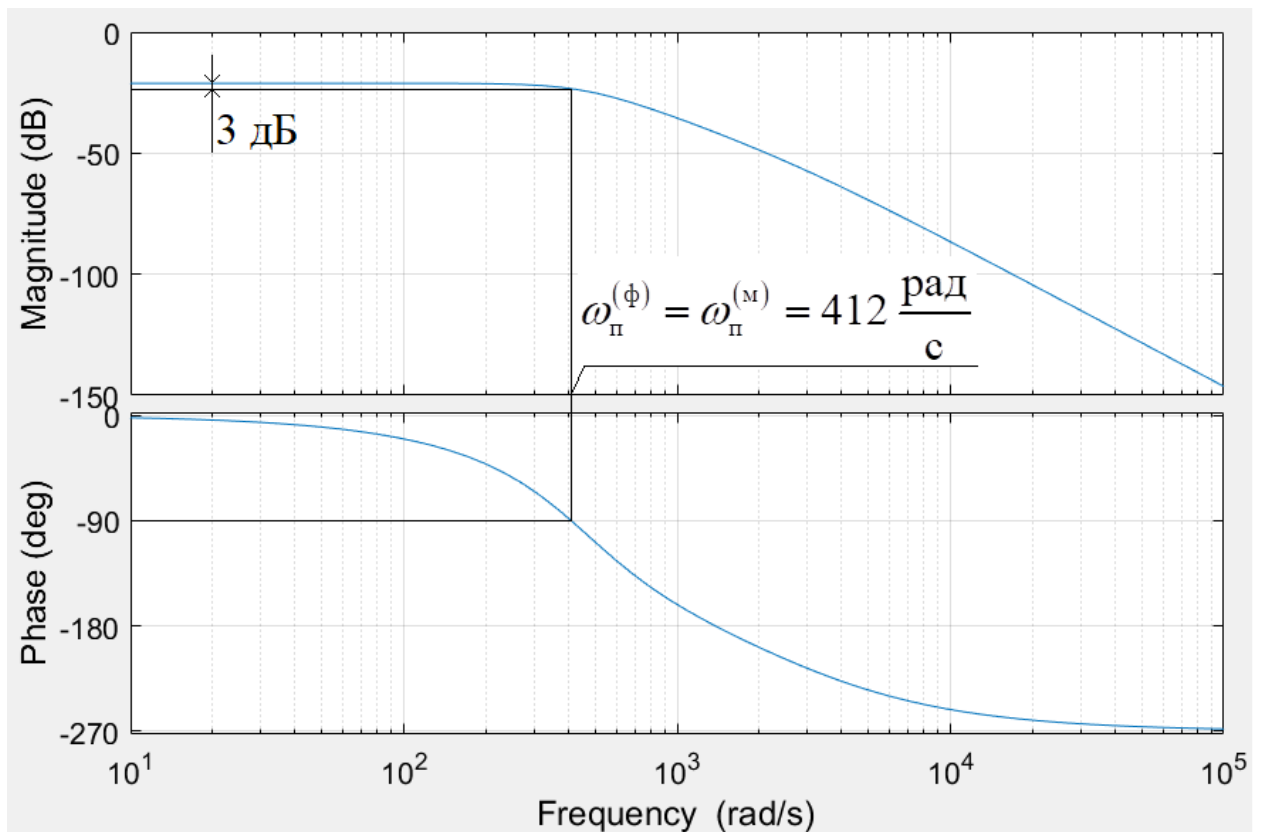


Рисунок 4.12. ЛЧХ замкнутого контура потокосцепления ротора

Сведем теоретические и экспериментальные показатели качества работы линеаризованного контура потокосцепления в таблицу 4.2.

Таблица 4.2 – Показатели качества переходных процессов по управлению линеаризованного контура потокосцепления, оптимизированного по МО

$t_{py1}^{(5)}, \text{с}$	$t_{py2}^{(5)}, \text{с}$	$\sigma, \%$	$\Delta\Psi_{уст}, \text{Вб}$	$\omega_{\Pi}^{(\phi)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$	$\omega_{\Pi}^{(M)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$
Ожидаемые показатели					
0,00474...0,00707	0,00474...0,00707	4,3...6,7	0	411...521	411...521
Результаты моделирования					
0,00678	0,00678	4,45	0	412	412

Сравнивая ожидаемые показатели качества переходного процесса в контуре потокосцепления, оптимизированного по МО, с результатами моделирования, можно сказать, что теоретические значения сошлись с полученными.

4.3.3. Оптимизация контура скорости

При оптимизации контура скорости внутренний оптимизированный замкнутый контур тока представлен усеченной передаточной функцией 1-го порядка

$$W(p)_{\text{Т зам}} \approx \frac{1}{T_{\text{T}} \cdot p + 1},$$

где

$$T_{\text{T}} = a_{\text{T}} \cdot T_{\text{мтэ}} = 2 \cdot 0.000198 = 0.000396 \text{ с}$$

– эквивалентная постоянная времени оптимизированного контура тока, с.

Структурная схема контура скорости приведена на рисунке 4.13.

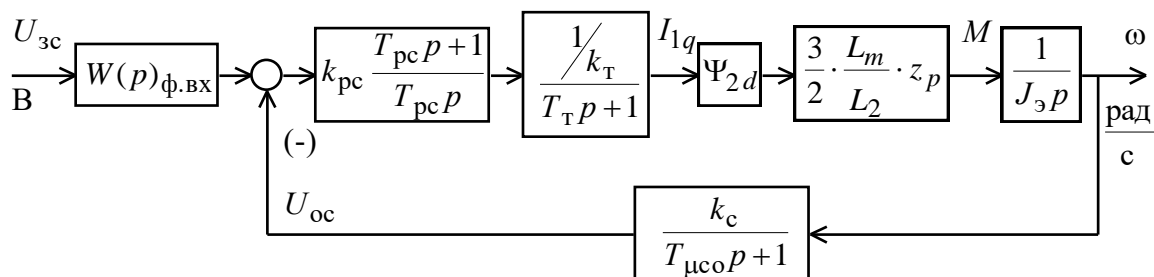


Рисунок 4.13. Структурная схема контура скорости

Передаточная функция ПИ-регулятора скорости

$$W(p)_{\text{рс}} = k_{\text{рс}} \cdot \frac{T_{\text{рс}} p + 1}{T_{\text{рс}} \cdot p}.$$

Коэффициент усиления и постоянная времени регулятора скорости определяются по выражениям:

$$k_{\text{рс}} = \frac{(J_{\text{э мин}} \div J_{\text{э макс}}) \cdot k_{\text{T}}}{\Psi_{2\text{н}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot z_p \cdot k_c} \cdot \frac{1}{a_c \cdot T_{\text{мтэ}}} =$$

$$= \frac{(0.033 \div 0.081) \cdot 1.479}{0.877 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{0.242}{0.258} \cdot 2 \cdot 0.0746} \cdot \frac{1}{2 \cdot 0.001726} = 75.92 \div 186.35;$$

Так как в процессе работы электропривода суммарный момент инерции механизма изменяется, то возникает необходимость выбора наилучших параметров имитационной модели. Получаем 4 случая:

$$1) k_{рс} = k_{рс\ мин} = 75.92 \text{ при } J_{э\ мин} = 0.033 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

$$2) k_{рс} = k_{рс\ мин} = 75.92 \text{ при } J_{э\ мин} = 0.081 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

$$3) k_{рс} = k_{рс\ макс} = 186.35 \text{ при } J_{э\ мин} = 0.033 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

$$4) k_{рс} = k_{рс\ макс} = 186.35 \text{ при } J_{э\ мин} = 0.081 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

$$T_{рс} = b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu cэ} = 2 \cdot 2 \cdot 0.001726 = 0.006904 \text{ с},$$

где

$$T_{\mu cэ} = T_{\tau} + T_{\mu cо} = 0.000396 + 0.00133 = 0.001726 \text{ с}$$

– эквивалентная малая постоянная времени оптимизированного контура;

$$k_c = \frac{U_{зс\ макс}}{\omega_{эп\ макс}} = \frac{10}{134,03} = 0,0746 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}$$

– коэффициент обратной связи по скорости;

$\omega_{эп\ макс} = 134,03 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ – принятое при настройке контура значение максимальной

скорости электропривода $\left(n_{эп\ макс} = 1280 \frac{\text{об}}{\text{мин}} \right)$;

$U_{зс\ макс} = 10 \text{ В}$ – принятое максимальное значение напряжения задания на входе контура скорости;

$b_c = a_c = 2$ – коэффициенты оптимизации контура скорости.

Поскольку контур скорости является внутренним контуром для контура положения, имеющего безынерционную обратную связь, то на его входе устанавливаем два сглаживающих фильтра с передаточными функциями вида

$$W(p)_{ф.вх} = \frac{1}{T_{ф.вх} \cdot p + 1}$$

и постоянными времени, соответственно, равными

$$T_{ф.вх} = T_{ф.вх1} = b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu cэ} = 2 \cdot 2 \cdot 0.001726 = 0.006904 \text{ с},$$

$$T_{ф.вх} = T_{ф.вх2} = T_{\mu cо} = 0.00133 \text{ с}.$$

Контур скорости с адаптивным ПИ-регулятором ($k_{pc} = f(J_{\Omega})$) имеет следующие передаточные функции:

– разомкнутого контура

$$W(p)_{\text{с раз}} = \frac{b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu\text{сз}} \cdot p + 1}{b_c \cdot a_c^2 \cdot T_T \cdot T_{\mu\text{со}} \cdot T_{\mu\text{сз}}^2 \cdot p^4 + b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\mu\text{сз}}^3 \cdot p^3 + b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\mu\text{сз}}^2 \cdot p^2}$$

– замкнутого контура по управлению

$$W(p)_{\text{с зам}} = \frac{\frac{1}{k_c}}{b_c a_c^2 T_T T_{\mu\text{со}} T_{\mu\text{сз}}^2 p^4 + b_c a_c^2 T_{\mu\text{сз}}^3 p^3 + b_c a_c^2 T_{\mu\text{сз}}^2 p^2 + b_c a_c T_{\mu\text{сз}} p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\frac{1}{k_c}}{b_c a_c^2 T_{\mu\text{сз}}^3 p^3 + b_c a_c^2 T_{\mu\text{сз}}^2 p^2 + b_c a_c T_{\mu\text{сз}} p + 1} =$$

$$\frac{1}{0.0746 \cdot (2 \cdot 2^2 \cdot 0.001726^3 \cdot p^3 + 2 \cdot 2^2 \cdot 0.001726^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 2 \cdot 0.001726 \cdot p + 1)}$$

Настройка контура скорости с двумя фильтрами на входе близка к точной настройке на МО системы 3-го порядка. Контур скорости представляет собой астатическую систему 1-го порядка по управлению и обеспечивает точную отработку заданного значения скорости. Показатели качества работы оптимизированного контура скорости по управлению мало зависят от соотношения малых постоянных времени $T_{\mu\text{сп}} = T_T$ и $T_{\mu\text{со}}$. Предварительно принимаем следующие значения качественных показателей работы контура скорости:

– статическая ошибка при постоянном значении задающего сигнала

$U_{\text{зс}}$, рад/с:

$$\Delta\omega_{\text{уст}} = 0;$$

– скоростная ошибка при линейно изменяющемся входном сигнале

$U_{\text{зс}}(t)$:

$$\Delta\omega_{\text{ск}} = \frac{b_c a_c T_{\mu\text{сз}}}{k_c} \cdot \left(\frac{dU_{\text{зс}}}{dt} \right) = b_c a_c T_{\mu\text{сз}} \cdot \left(\frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{зад}} = 0.006904 \cdot \left(\frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{зад}} ;$$

– полоса пропускания контура по модулю и по фазе

$$\omega_{\Pi}^{(M)} \approx \frac{0.5}{T_{\mu\text{сз}}} = \frac{0.5}{0.001726} = 289.687 \frac{\text{рад}}{\text{с}},$$

$$\omega_{\Pi}^{(\Phi)} \approx \frac{0.36}{T_{\mu\text{сз}}} = \frac{0.36}{0.001726} = 208.574 \frac{\text{рад}}{\text{с}};$$

– перерегулирование, время первого и окончательного вхождения в 5 % зону установившегося значения скорости при отработке скачка задания

$$\sigma \approx 8.1\%;$$

$$t_{\text{py1}}^{(5)} \approx 7.0 \cdot T_{\mu\text{сз}} = 7 \cdot 0.001726 = 0.0121 \text{ с};$$

$$t_{\text{py2}}^{(5)} \approx 12.0 \cdot T_{\mu\text{сз}} = 12 \cdot 0.001726 = 0.0207 \text{ с}.$$

Имитационная модель замкнутого контура скорости представлена на рисунке 4.14.

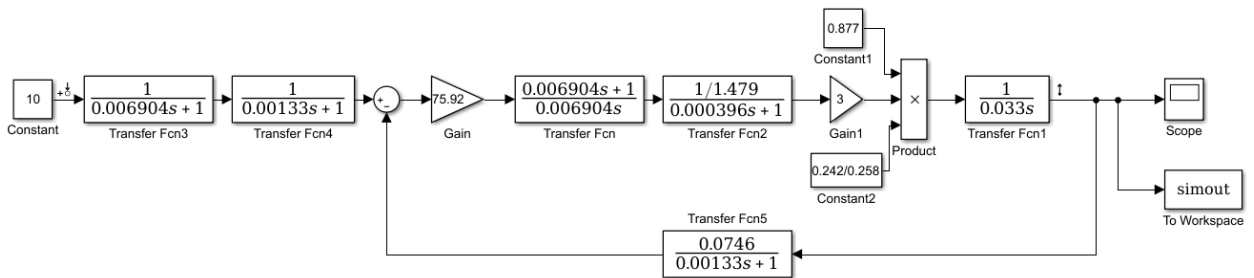


Рисунок 4.14. Имитационная модель замкнутого контура скорости

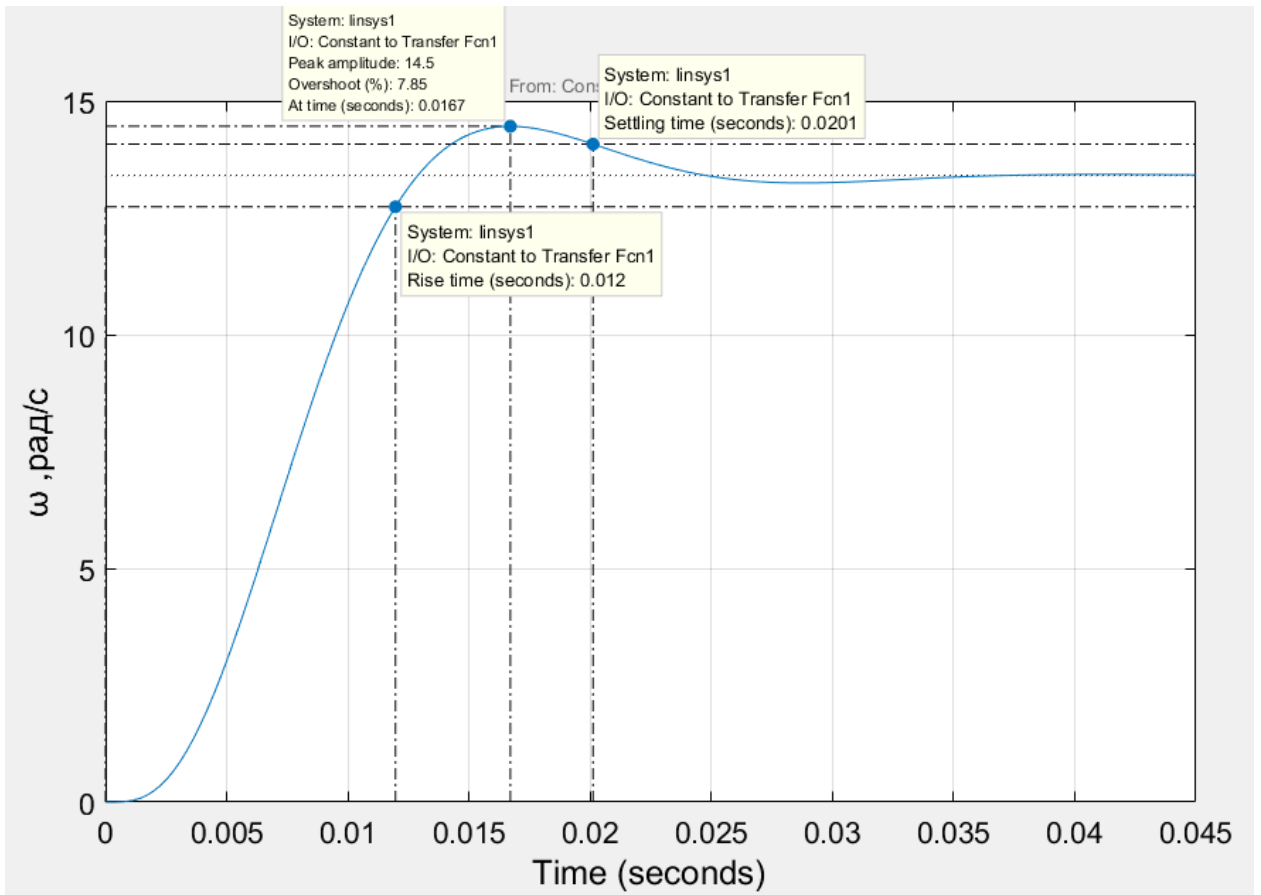


Рисунок 4.15. Переходный процесс в контуре скорости при случаях №1, 4

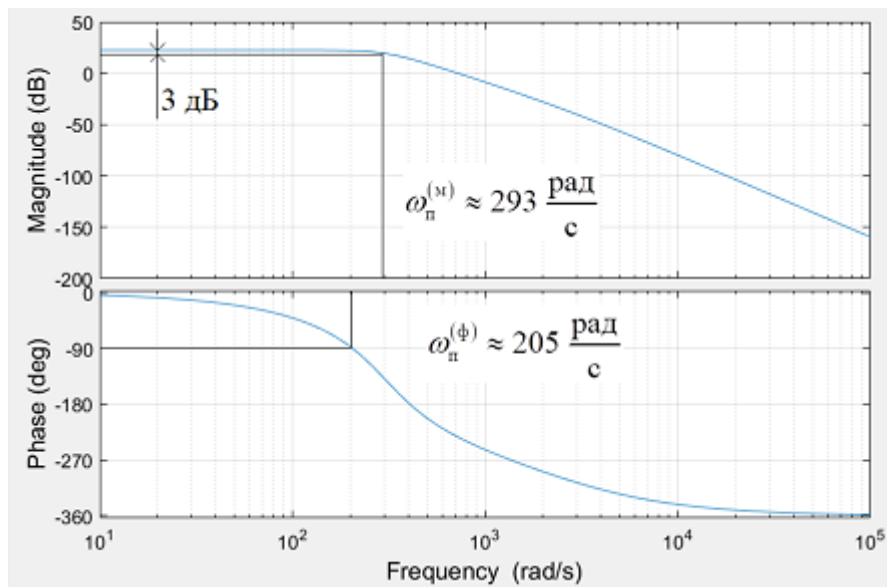


Рисунок 4.16. ЛЧХ замкнутого контура скорости при случаях №1, 4

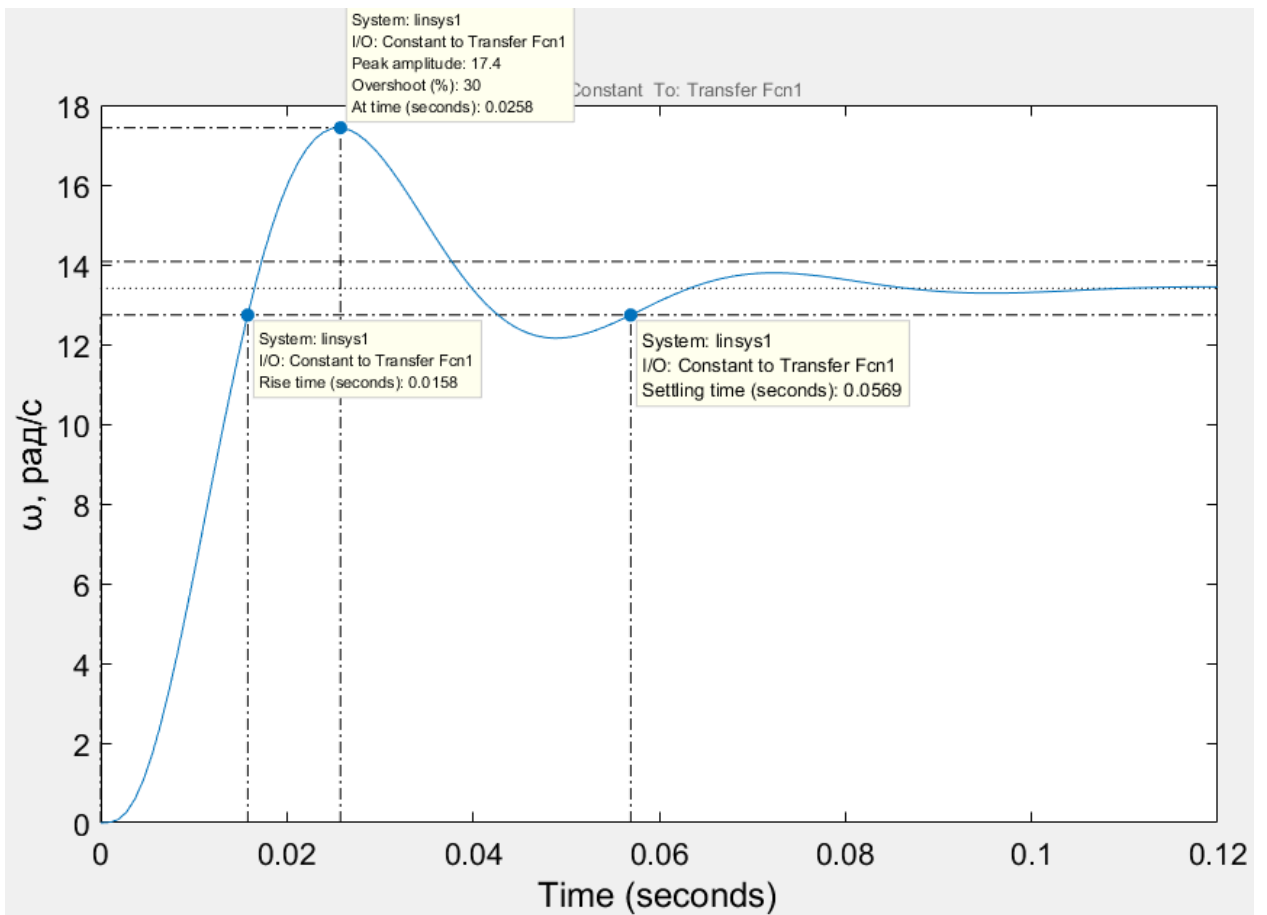


Рисунок 4.17. Переходный процесс в контуре скорости при случае №2

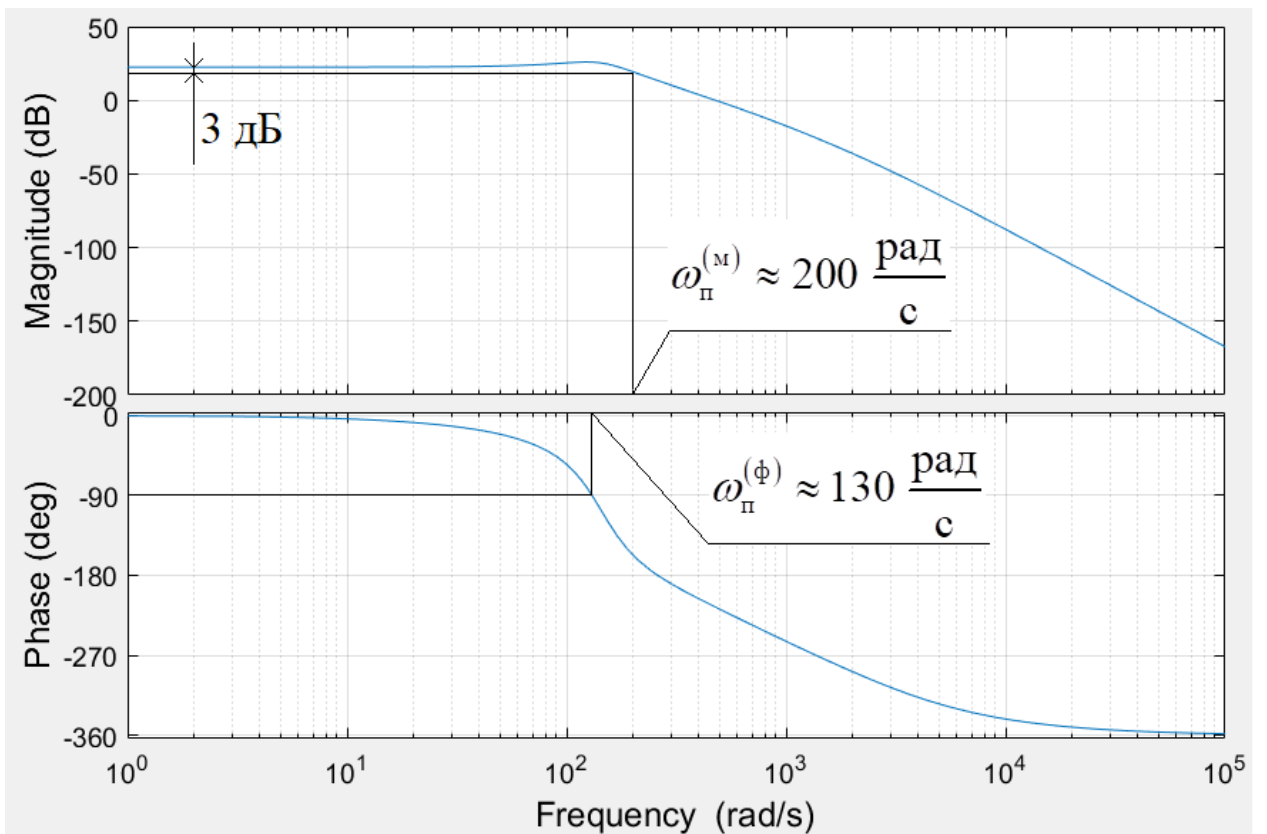


Рисунок 4.18. ЛЧХ замкнутого контура скорости при случае №2

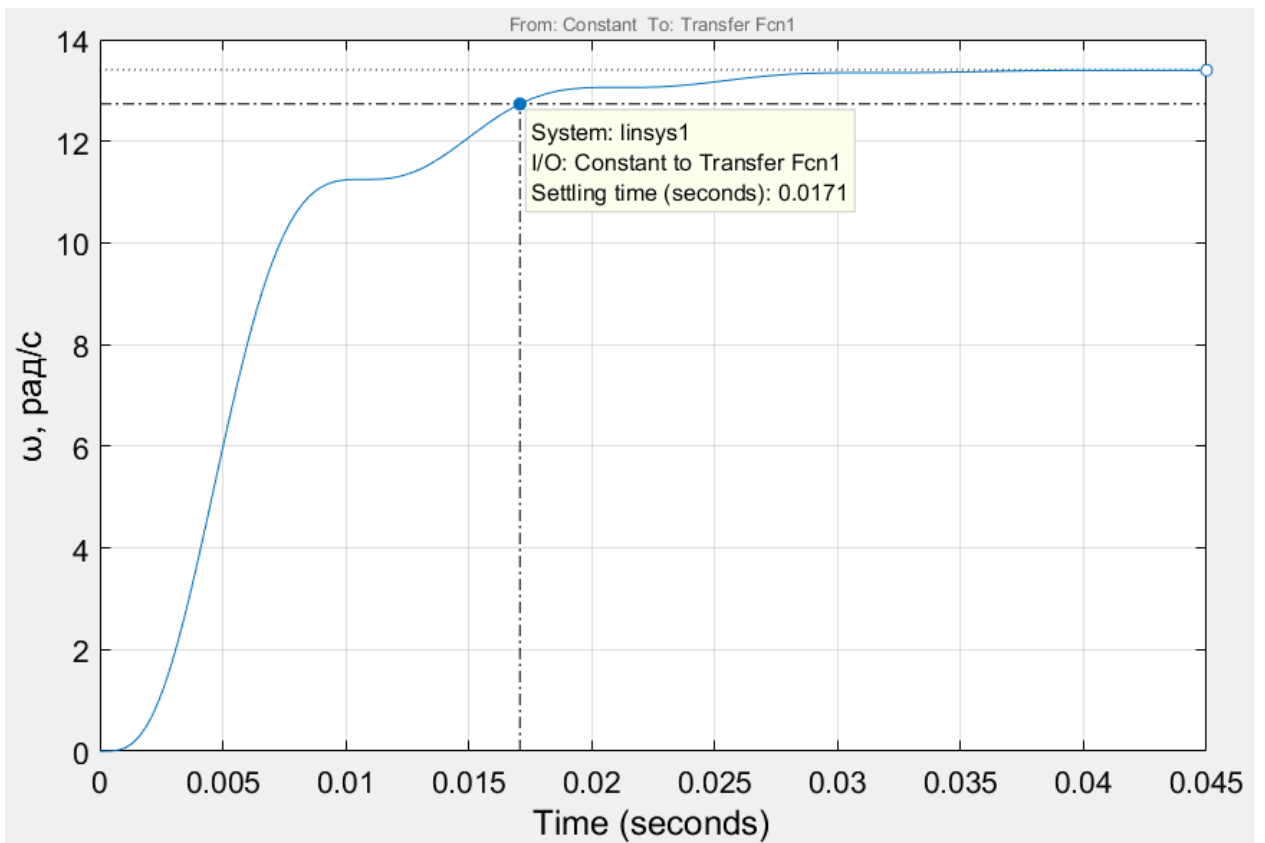


Рисунок 4.19. Переходный процесс в контуре скорости при случае №3

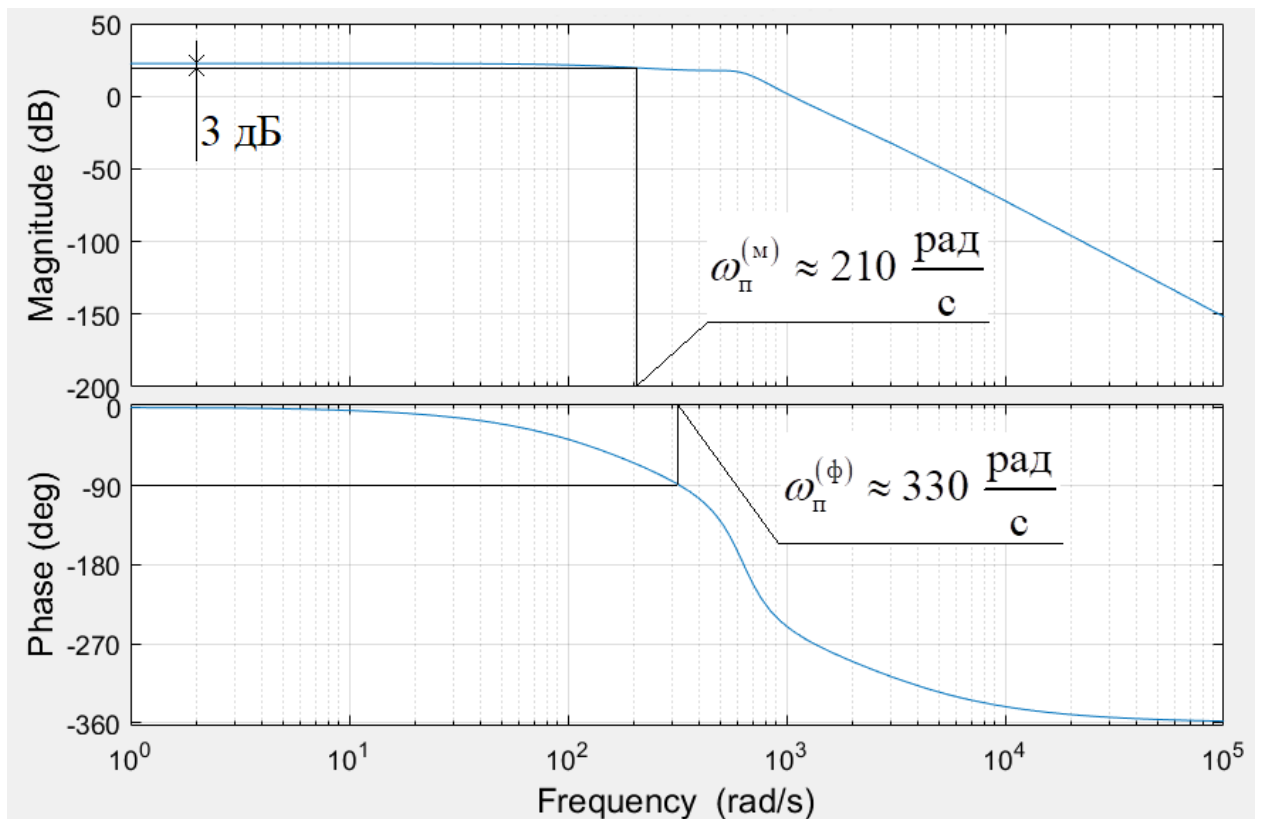


Рисунок 4.20. ЛЧХ замкнутого контура скорости при случае №3

При случаях 1 и 4 полученные характеристики идентичны. Из полученных результатов можно сделать вывод о том, что целесообразной

является настройка системы при $k_{pc} = k_{pc \text{ макс}} = 186.35$. При этом параметре и переменном моменте инерции механизма система оптимально реагирует на изменение нагрузки. Перерегулирование при этом изменяется в диапазоне (0...7,85) %, а время переходного процесса – 0,045 с, что приемлемо при данном технологическом процессе.

Сведем теоретические и экспериментальные показатели качества работы линеаризованного контура скорости в таблицу 4.3.

Таблица 4.3 – Показатели качества переходных процессов по управлению линеаризованного контура скорости, оптимизированного по МО

$t_{py1}^{(5)}, \text{ с}$	$t_{py2}^{(5)}, \text{ с}$	$\sigma, \%$	$\Delta\omega_{уст}, \text{ рад/с}$	$\omega_{п}^{(ф)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$	$\omega_{п}^{(м)}, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$
Ожидаемые показатели					
0,0121	0,0207	8,1	0	208,574	289,687
Результаты моделирования					
0,012	0,0201	7,85	0	205	293

Сравнивая ожидаемые показатели качества переходного процесса в контуре скорости, оптимизированного по МО с двумя фильтрами на входе, с результатами моделирования, можно сказать, что теоретические значения сошлись с полученными с допустимой погрешностью.

4.3.4. Оптимизация контура положения

Следящий электропривод реализуется на базе регулируемого электропривода путем организации с использованием встроенного технологического регулятора привода или подключением технологического модуля дополнительного внешнего контура регулирования технологического параметра.

Структурная схема контура положения следящего электропривода приведена на рис. 4.21. Технологической координатой является угол поворота выходного вала механизма. Требованиями к точности отработки заданных движений выходного вала механизма определена необходимость измерения угла поворота в угловых минутах. Для измерения угла поворота применяется импульсный датчик угловых перемещений.

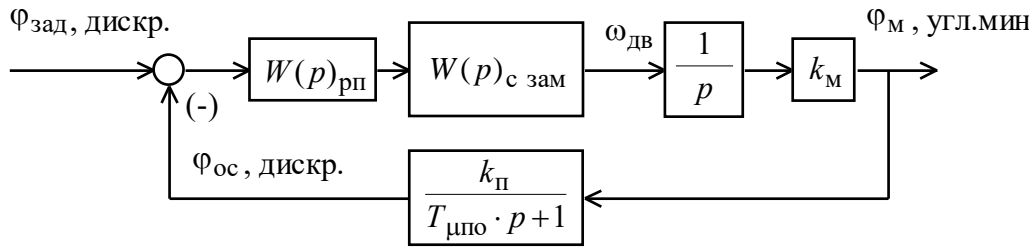


Рисунок 4.21. Структурная схема контура положения

Для измерения угла поворота может применяться импульсный датчик угловых перемещений. Коэффициент передачи импульсного датчика положения, установленного на выходном валу механизма, угол поворота которого измеряется в угл. минутах, определяется по выражению:

$$k_{дп} = \frac{n_{дп}}{360 \cdot 60} = \frac{20000}{360 \cdot 60} = 0,926 \frac{\text{дискрет}}{\text{угл.мин.}},$$

где $n_{дп} = 20000$ – число периодов выходного сигнала датчика положения.

Тогда коэффициент обратной связи контура по положению:

$$k_{п} = k_{оп} \cdot k_{дп} = 4 \cdot 0,926 = 3,704,$$

где $k_{оп}$ – коэффициент преобразования периода выходных сигналов датчика в код угла поворота, принимается $k_{оп} = 1$ (без учетверения) или $k_{оп} = 4$ (с учетверением).

Датчик угла поворота устанавливается на выходном валу механизма или, что проще, непосредственно на валу электродвигателя. Если импульсный датчик угла поворота одновременно используется как датчик скорости, то можно принять равными интервал измерения угла поворота в контуре положения следящего электропривода и интервал измерения угловой скорости вращения в контуре скорости регулируемого электропривода $T_{сп} = T_{сс} = 0,004 \text{ с}$.

Поэтому малую постоянную времени цепи обратной связи по положению примем равной малой постоянной времени цепи обратной связи по скорости $T_{\mu по} = T_{\mu со} = 0,00133$.

В этом случае при оптимизации контура положения внутренний оптимизированный замкнутый контур скорости с ПИ-регулятором скорости и

сглаживающим фильтром на входе представлен усеченной передаточной функцией 3-го порядка

$$W(p)_{c \text{ зам}} = \frac{\frac{1}{k_c} \cdot (T_{\mu c o} p + 1)}{b_c a_c^2 T_{\mu c \varepsilon}^3 p^3 + b_c a_c^2 T_{\mu c \varepsilon}^2 p^2 + b_c a_c T_{\mu c \varepsilon} p + 1}$$

$$W(p)_{c \text{ зам}} = \frac{\frac{1}{0.0746} \cdot (0.00133 p + 1)}{8 \cdot 0.001726^3 \cdot p^3 + 8 \cdot 0.001726^2 \cdot p^2 + 4 \cdot 0.001726 \cdot p + 1}$$

Это означает, что на входе контура скорости с ПИ-регулятором должен быть установлен сглаживающий фильтр с передаточной функцией и постоянной времени фильтра

$$W(p)_{\text{ф.вх}} = \frac{1}{T_{\text{ф.вх}2} p + 1}$$

$$T_{\text{ф.вх}2} = b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu c \varepsilon}$$

Передаточная функция П-регулятора положения

$$W_{\text{рп}}(p) = k_{\text{рп}}$$

Коэффициент усиления регулятора положения находится по выражению

$$k_{\text{рп}} = \frac{k_c}{k_m \cdot k_{\text{п}} \cdot a_{\text{п}} \cdot T_{\mu \text{п} \varepsilon}} = \frac{0,0746}{(0,0125 \div 0,03125) \cdot 3,704 \cdot 2 \cdot 0.006904} = (116,688 \div 46,675),$$

где $T_{\mu \text{п} \varepsilon}$ – эквивалентная малая постоянная времени контура положения равная:

$$T_{\mu \text{п} \varepsilon} = T_c = b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu c \varepsilon} = 2 \cdot 2 \cdot 0,001726 = 0,006904, \text{ с,}$$

– при настройке внутреннего контура скорости с ПИ-регулятором;

$a_{\text{п}} = 2$ – коэффициент оптимизации контура положения.

Оптимизированный контур положения с П-регулятором положения и внутренним контуром скорости с ПИ-регулятором скорости имеет следующие передаточные функции:

– разомкнутого контура

$$W(p)_{\text{п раз}} = \frac{1}{a_{\text{п}} b_{\text{с}}^2 a_{\text{с}}^3 T_{\text{мсэ}}^4 p^4 + a_{\text{п}} b_{\text{с}}^2 a_{\text{с}}^3 T_{\text{мсэ}}^3 p^3 + a_{\text{п}} b_{\text{с}}^2 a_{\text{с}}^2 T_{\text{мсэ}}^2 p^2 + a_{\text{п}} b_{\text{с}} a_{\text{с}} T_{\text{мсэ}} p};$$

$$W(p)_{\text{п раз}} = \frac{1}{64 \cdot T_{\text{мсэ}}^4 \cdot p^4 + 64 \cdot T_{\text{мсэ}}^3 \cdot p^3 + 32 \cdot T_{\text{мсэ}}^2 \cdot p^2 + 8 \cdot T_{\text{мсэ}} \cdot p}$$

– замкнутого контура

$$W(p)_{\text{п зам}} = \frac{\frac{1}{k_{\text{п}}} \cdot (T_{\text{мсо}} p + 1)}{a_{\text{п}} b_{\text{с}}^2 a_{\text{с}}^3 T_{\text{мсэ}}^4 p^4 + a_{\text{п}} b_{\text{с}}^2 a_{\text{с}}^3 T_{\text{мсэ}}^3 p^3 + a_{\text{п}} b_{\text{с}}^2 a_{\text{с}}^2 T_{\text{мсэ}}^2 p^2 + \rightarrow}$$

$$\rightarrow + a_{\text{п}} b_{\text{с}} a_{\text{с}} T_{\text{мсэ}} p + 1}.$$

$$W(p)_{\text{п зам}} = \frac{\frac{1}{3,704} \cdot (0,00133 \cdot T_{\text{мсэ}} \cdot p + 1)}{64 \cdot T_{\text{мсэ}}^4 \cdot p^4 + 64 \cdot T_{\text{мсэ}}^3 \cdot p^3 + 32 \cdot T_{\text{мсэ}}^2 \cdot p^2 + 8 \cdot T_{\text{мсэ}} \cdot p}.$$

Учитывая, что отношение

$$\frac{a_{\text{п}} \cdot b_{\text{с}} \cdot a_{\text{с}} \cdot T_{\text{мсэ}}}{T_{\text{мсо}}} \geq 8,$$

$$\frac{a_{\text{п}} \cdot b_{\text{с}} \cdot a_{\text{с}} \cdot T_{\text{мсэ}}}{T_{\text{мсо}}} = \frac{2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 0,001726}{0,00133} = 10,382 \geq 8$$

настройка контура положения оказывается близка к настройке на МО системы 4-ого порядка. Замкнутый контур положения представляет собой астатическую систему 1-го порядка по управлению. Показатели качества работы замкнутого контура положения по управлению мало зависят от соотношения малых постоянных времени в прямом канале $T_{\text{мсп}} = a_{\text{с}} \cdot T_{\text{мсэ}}$ и в цепи обратной связи $T_{\text{мпс}} = T_{\text{мсо}}$.

Точная настройка на МО контура положения достигается при установке на входе контура сглаживающего фильтра с передаточной функцией вида $W(p)_{\text{фвх}} = \frac{1}{T_{\text{фвх2}} p + 1}$ и постоянной времени $T_{\text{ф.вх2}} = T_{\text{мсо}}$.

Передаточная функция замкнутого контура положения с фильтром на входе по управлению принимает вид

$$W(p)_{\text{П зам}} = \frac{\frac{1}{k_{\text{П}}}}{a_{\text{П}} b_{\text{С}}^2 a_{\text{С}}^3 T_{\text{МСЭ}}^4 p^4 + a_{\text{П}} b_{\text{С}}^2 a_{\text{С}}^3 T_{\text{МСЭ}}^3 p^3 + a_{\text{П}} b_{\text{С}}^2 a_{\text{С}}^2 T_{\text{МСЭ}}^2 p^2 + \rightarrow} \\ \rightarrow + a_{\text{П}} b_{\text{С}} a_{\text{С}} T_{\text{МСЭ}} p + 1$$

$$W(p)_{\text{П зам}} = \frac{1}{3,704} \cdot \frac{1}{64 \cdot T_{\text{МСЭ}}^4 \cdot p^4 + 64 \cdot T_{\text{МСЭ}}^3 \cdot p^3 + 32 \cdot T_{\text{МСЭ}}^2 \cdot p^2 + 8 \cdot T_{\text{МСЭ}} \cdot p}$$

Контур остается астатической системой регулирования 1-го порядка по управлению. Показатели качества работы замкнутого контура положения с фильтром на входе по управлению не зависят от соотношения малых постоянных времени в прямой и обратной цепи контура и определяются следующими значениями:

– установившаяся статическая ошибка по управлению при постоянном значении задающего сигнала, угл. мин,

$$\Delta\varphi_{\text{уст}} = 0;$$

– установившаяся скоростная ошибка

$$\Delta\varphi_{\text{СК}} = \frac{k_{\text{С}}}{k_{\text{РП}} \cdot k_{\text{П}} \cdot k_{\text{М}}} \cdot \left(\frac{d\varphi}{dt} \right)_{\text{зад}} = \frac{k_{\text{С}}}{k_{\text{РП}} \cdot k_{\text{П}} \cdot k_{\text{М}}} \cdot \omega_{\text{зад}}, \text{ УГЛ.МИН};$$

– добротность контура по скорости

$$D_{\omega} = k_{\text{П}} \cdot \frac{1}{k_{\text{С}}} \cdot k_{\text{РП}} \cdot k_{\text{М}}, \text{ с}^{-1};$$

– полоса пропускания контура по модулю и по фазе

$$\omega_{\text{П}}^{(\text{М})} = \frac{0.282}{T_{\text{МСЭ}}} = \frac{0.282}{0.001726} = 163.38 \frac{\text{рад}}{\text{с}}, \quad \omega_{\text{П}}^{(\text{Ф})} = \frac{0.182}{T_{\text{МСЭ}}} = \frac{0.182}{0.001726} = 105.446 \frac{\text{рад}}{\text{с}};$$

– перерегулирование, время первого и окончательного вхождения в 5 % зону при отработке скачка задания

$$\sigma = 6.24 \%;$$

$$t_{py1}^{(5)} = 13.2 \cdot T_{\mu c \varepsilon} = 13.2 \cdot 0.001726 = 0.0228, \text{ c};$$

$$t_{py2}^{(5)} = 20.3 \cdot T_{\mu c \varepsilon} = 20.3 \cdot 0.001726 = 0.0351, \text{ c}.$$

Имитационная модель замкнутого контура положения представлена на рисунке 4.22.

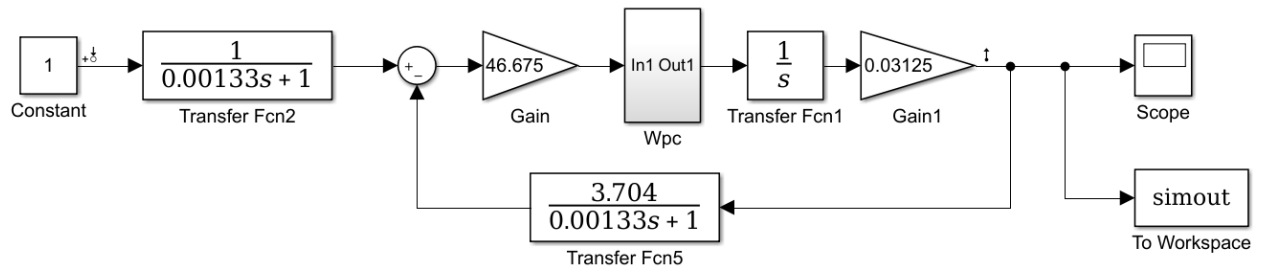


Рисунок 4.22. Имитационная модель замкнутого контура положения

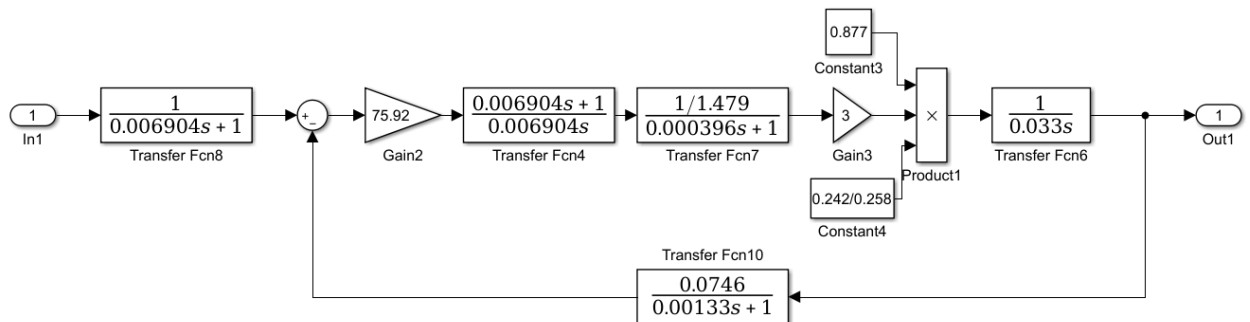


Рисунок 4.23. Имитационная модель внутреннего оптимизированного замкнутого контура скорости

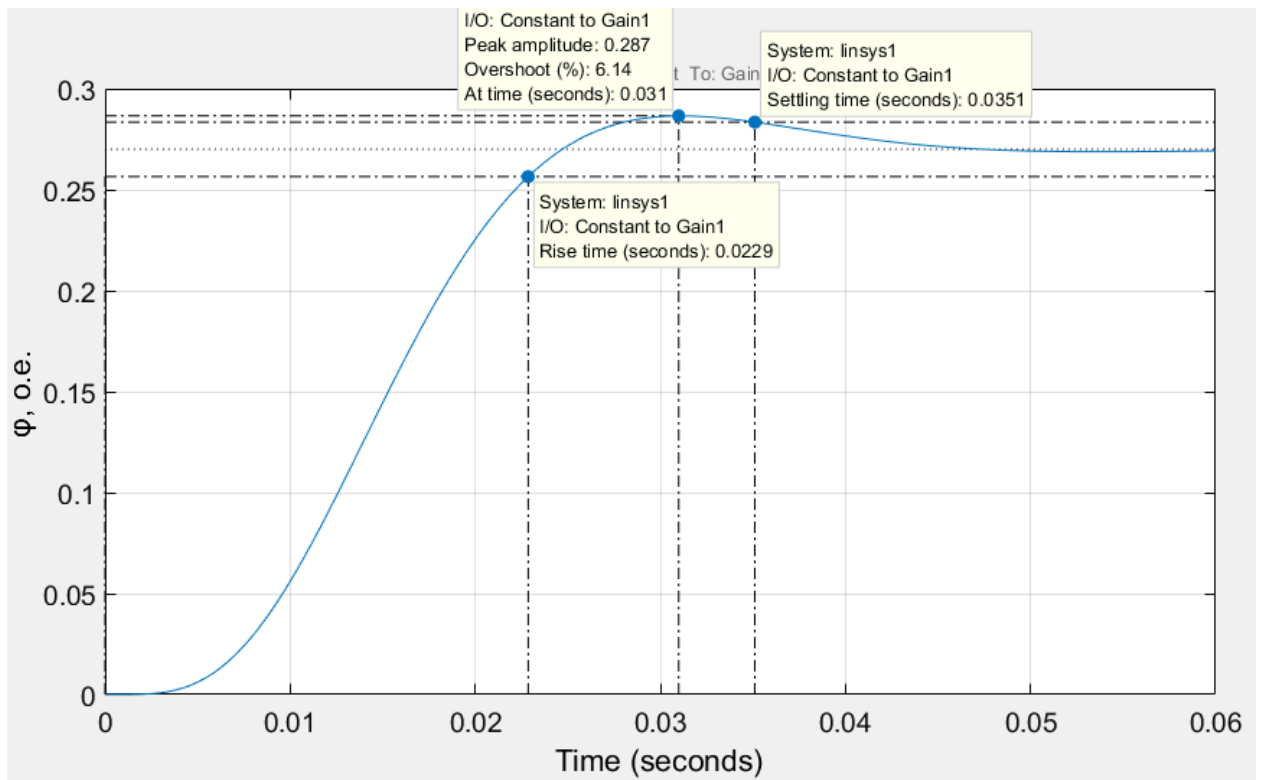


Рисунок 4.24. Переходный процесс в контуре положения

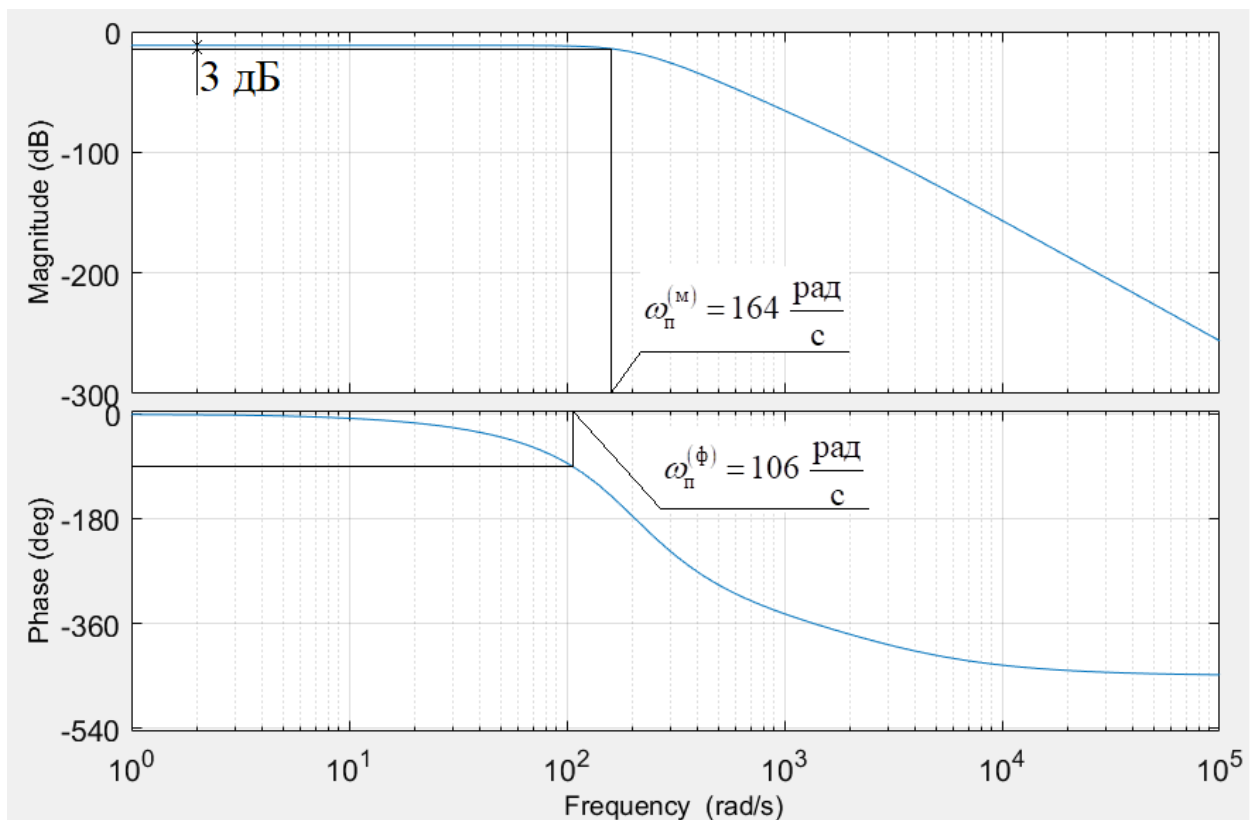


Рисунок 4.25. ЛЧХ замкнутого контура положения

Сведем теоретические и экспериментальные показатели качества работы контура положения в таблицу 4.4.

Таблица 4.4 – Показатели качества переходных процессов по управлению контура положения, оптимизированного по СО

$t_{py1}^{(5)}, c$	$t_{py2}^{(5)}, c$	$\sigma, \%$	$\Delta\varphi_{уст}, рад/с$	$\omega_{п}^{(ф)}, \frac{рад}{с}$	$\omega_{п}^{(м)}, \frac{рад}{с}$
Ожидаемые показатели					
0,0228	0,0351	6,24	0	105,446	163,38
Результаты моделирования					
0,0229	0,0351	6,14	0	106	164

Сравнивая ожидаемые показатели качества переходного процесса в контуре скорости, оптимизированного по МО с двумя фильтрами на входе, с результатами моделирования, можно сказать, что теоретические значения сошлись с полученными с допустимой погрешностью.

При точной настройке ПИ-регулятора скорости и П-регулятора положения (адаптивные регуляторы) электропривод приемного устройства в режимах работы с постоянной скоростью линии обеспечит поддержание заданного значения скорости при отклонении компенсатора от среднего положения не более чем на 5 см.

4.4. Выводы по главе

1. Произведен выбор и обоснование функциональной схемы электропривода.

2. Выполнен расчет параметров настройки электропривода и произведена оптимизация контуров регулирования САР электропривода. Для каждого контура показатели качества переходных процессов по управлению сведены в таблицы, где производится сравнение ожидаемых показателей и результатов моделирования.

3. Доказано проведенными исследованиями, что регулятор скорости регулируемого электропривода при переменном моменте инерции барабана следует настраивать на максимальный момент инерции электропривода, поскольку в данном случае переходные процессы электропривода с полным и пустым барабаном приемного устройства наиболее оптимальные.

5. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

5.1. Имитационная модель электропривода

Имитационная модель нелинейной САУ РЭП с векторным управлением и моделью физических элементов силового канала система преобразователь частоты – асинхронный электродвигатель в программной среде MatLab Simulink представлена на рисунках 5.1–5.5.

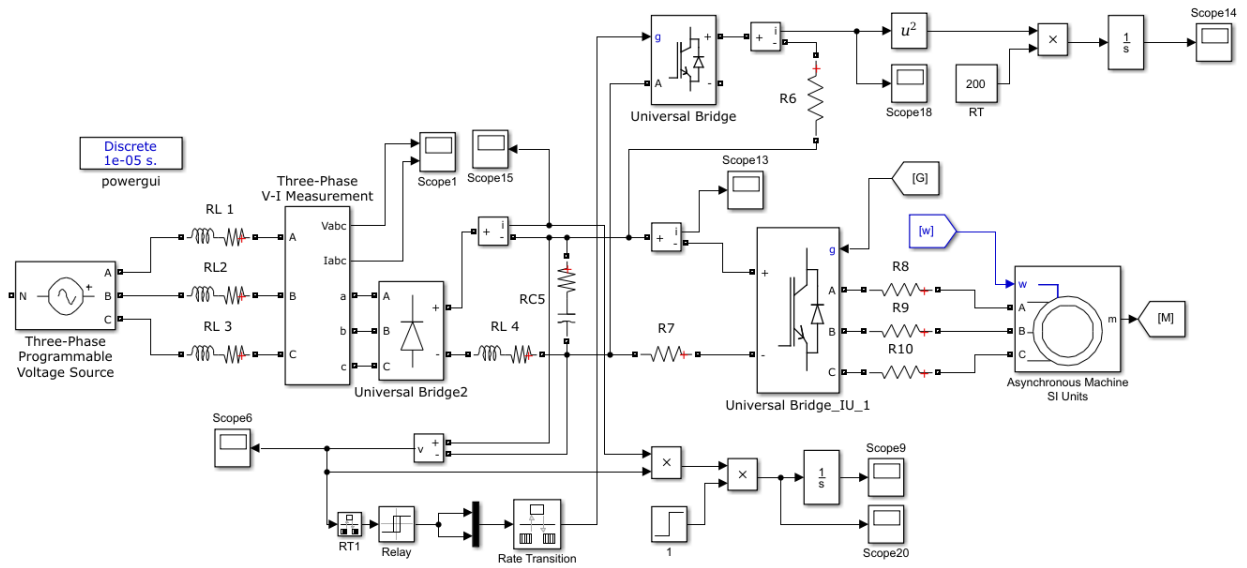


Рисунок 5.1. Схема силовой цепи имитационной модели нелинейной САУ СЭП приемного устройства в программной среде MatLab Simulink

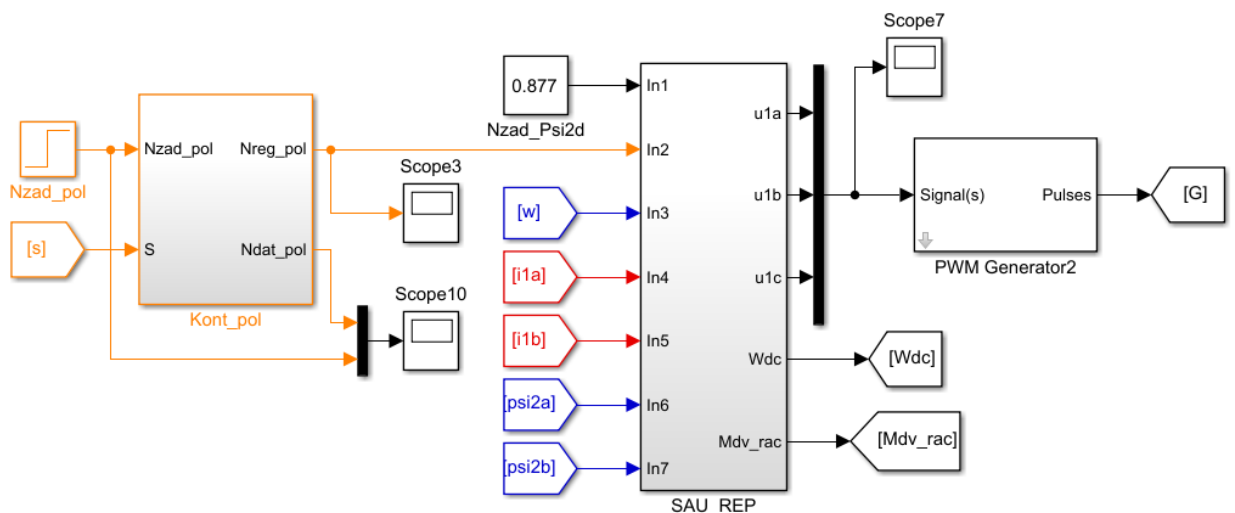


Рисунок 5.2. Схема системы управления имитационной модели нелинейной САУ СЭП приемного устройства в программной среде MatLab Simulink

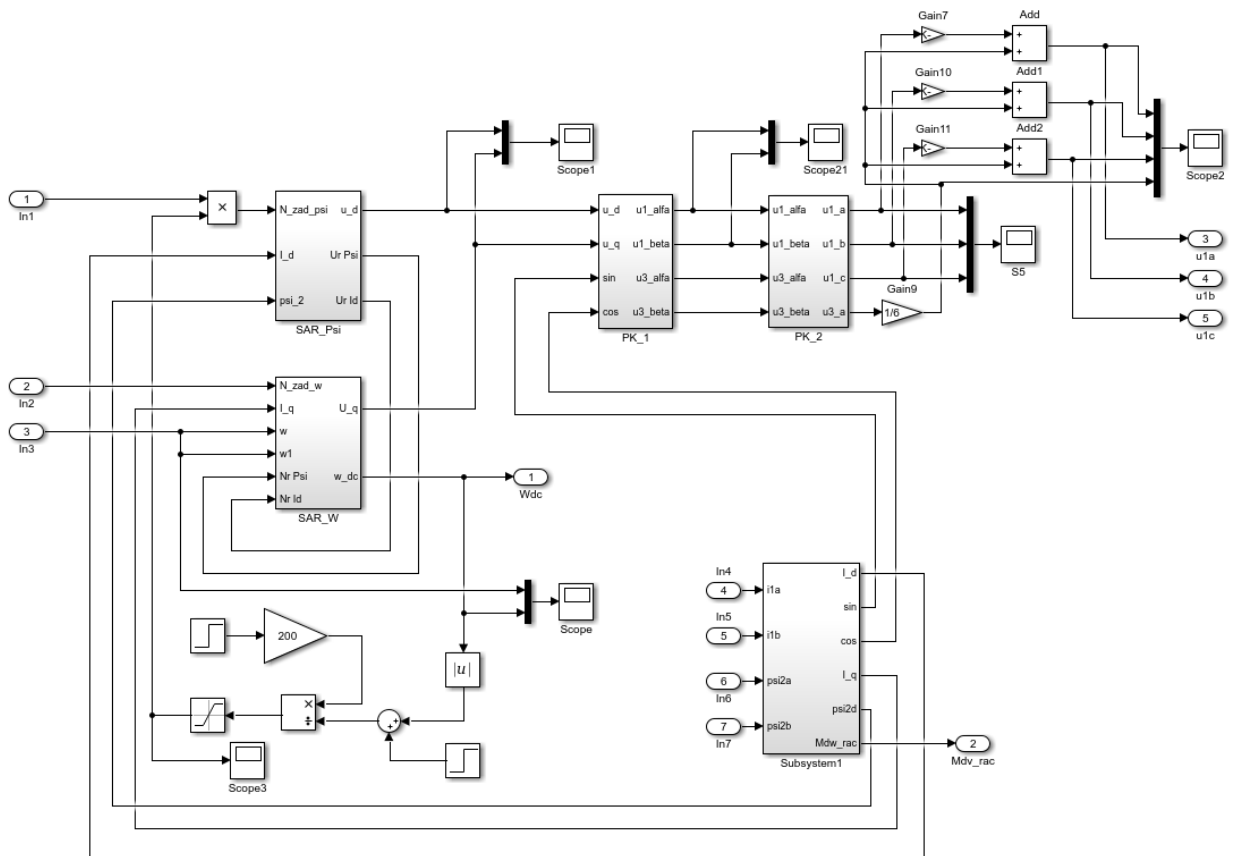


Рисунок 5.3. Имитационная модель блока расчета управлений и преобразования координат системы векторного управления регулируемого асинхронного электропривода (подсистема «SAU_REP») в программной среде MatLab Simulink

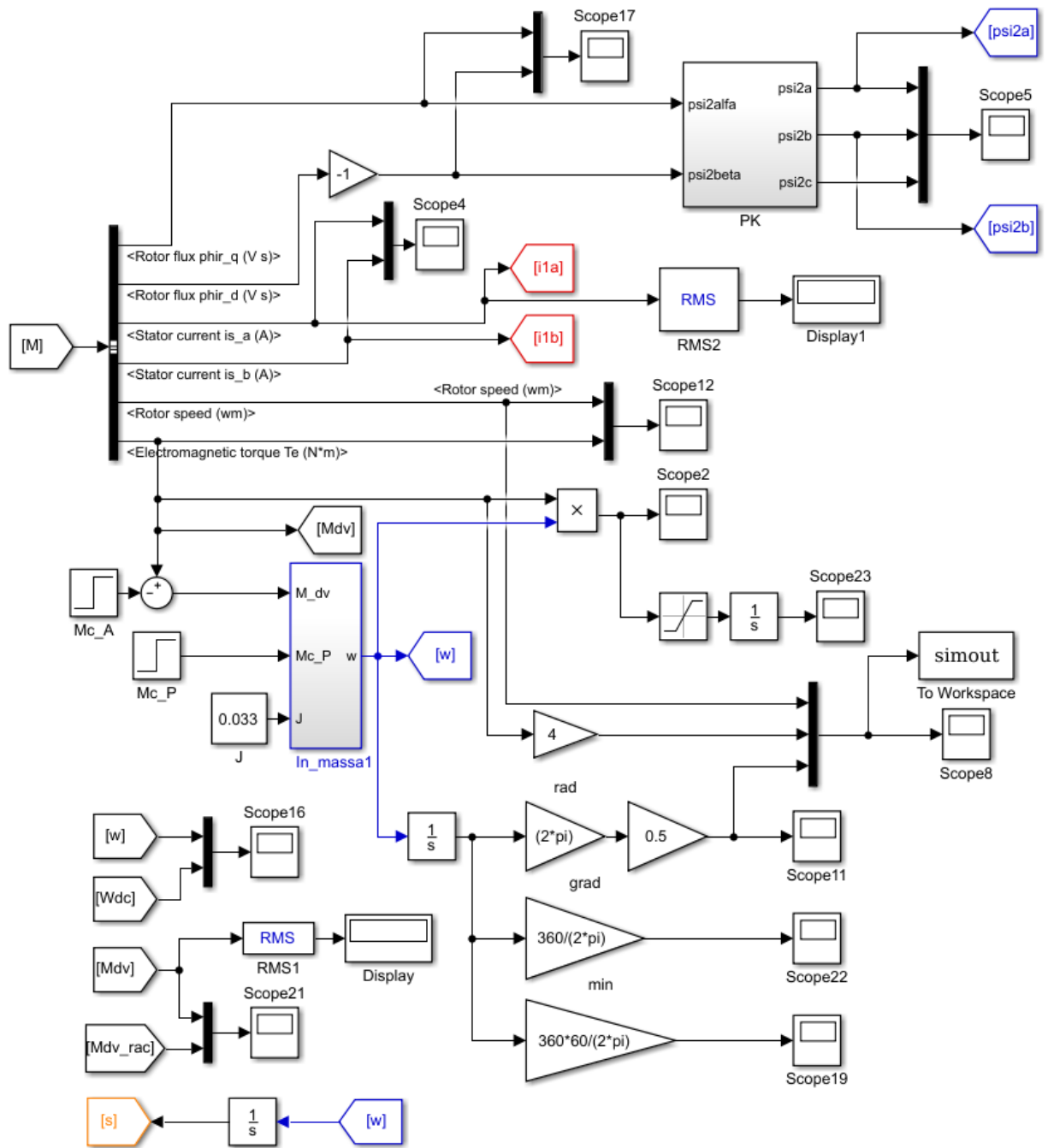


Рисунок 5.4. Схема вывода параметров имитационной модели нелинейной САУ СЭП приемного устройства в программной среде MatLab Simulink

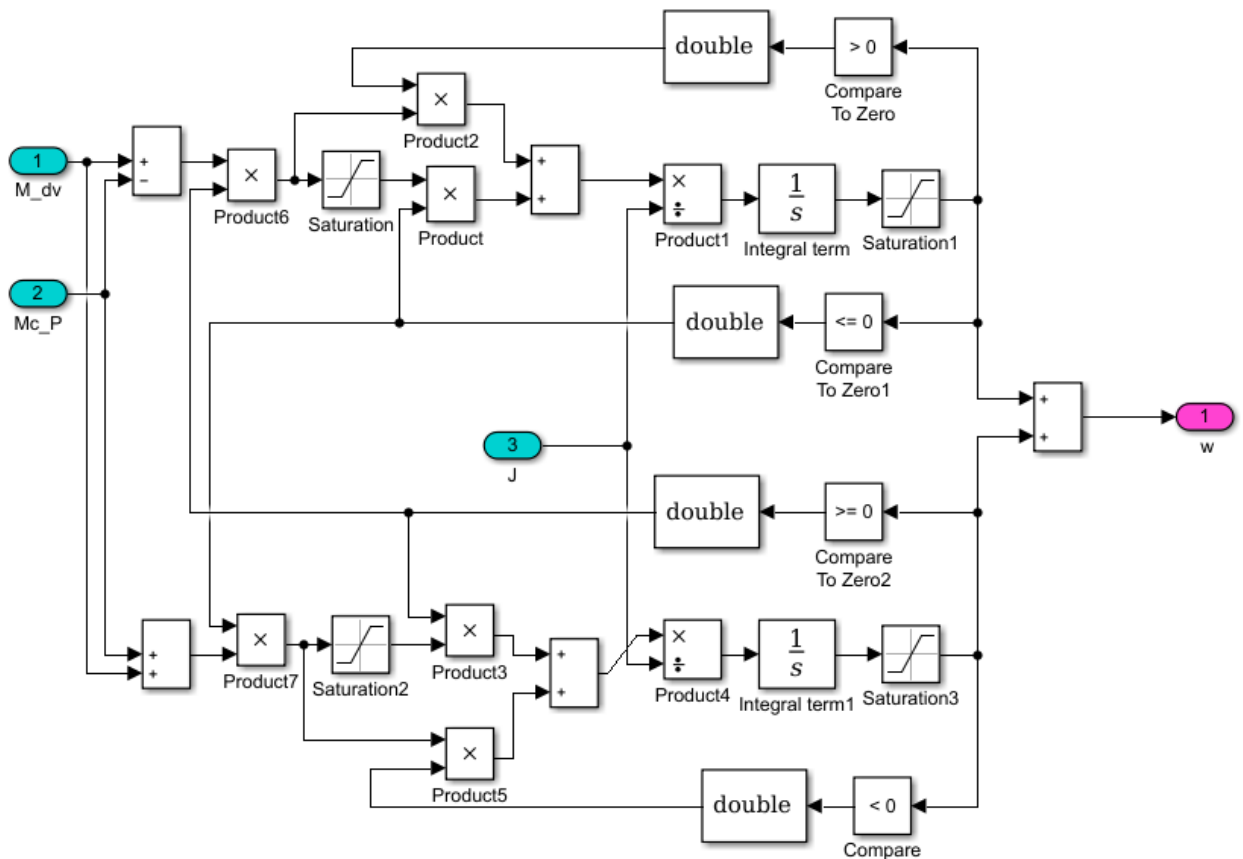


Рисунок 5.5. Имитационная модель реактивной нагрузки (подсистема «In_massa») в программной среде MatLab Simulink

Модель электрической части силового канала системы преобразователь частоты – асинхронный электродвигатель (рис. 5.1) включает в себя следующие элементы:

- источник трехфазного переменного тока;
- неуправляемый диодный выпрямитель;
- конденсатор в звене постоянного тока;
- инвертор напряжения на IGBT транзисторах;
- трехфазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором;
- цепь слива энергии, состоящая из тормозного резистора и транзисторного ключа.

5.2. Исследование и результаты исследований

Ниже приводятся результаты исследований, характеризующие работу следящего электропривода приемного устройства с окончательно выбранными настройками.

Схема имитационной модели позволяет провести исследования электропривода с учетом синусоидальной ШИМ и ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой. Результаты расчета представлены на рис. 5.6 – 5.11 для модели с синусоидальной ШИМ и рис. 5.12 – 5.17 для модели с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой. Графики переходных процессов скорости, момента на валу асинхронного двигателя и угла поворота вала приемного барабана, полученные в результате моделирования следящей системы в программной среде MatLab Simulink. Графики отражают отработку поворота вала приемного барабана на 300 радиан для случаев $\omega = \omega_{\text{ЭП макс}}$ и $\omega = 0,5 \cdot \omega_{\text{ЭП макс}}$, а также на 10 радиан при $\omega = \omega_{\text{ЭП мин}}$. Пульсации электромагнитного момента объясняются широтно-импульсным регулированием напряжения преобразователя частоты.

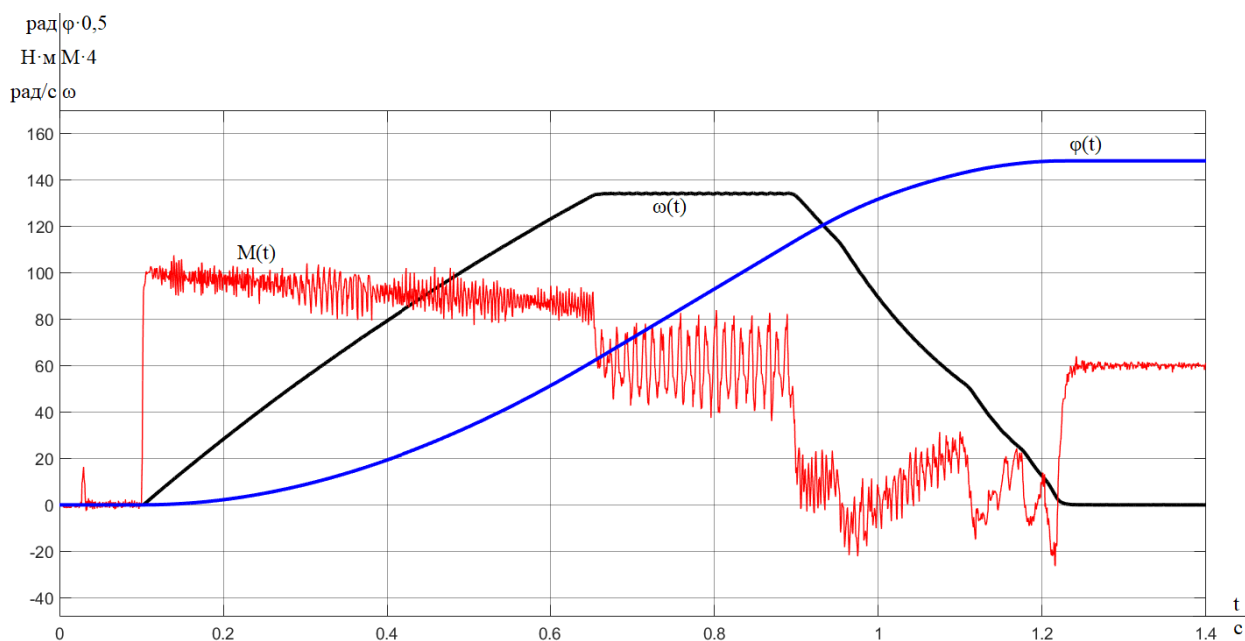


Рисунок 5.6. Графики переходных процессов скорости $\omega(t)$, момента на валу асинхронного двигателя $M(t)$ и угла поворота $\varphi(t)$ вала приемного барабана при $\omega = \omega_{\text{ЭП макс}}$ для модели с синусоидальной ШИМ

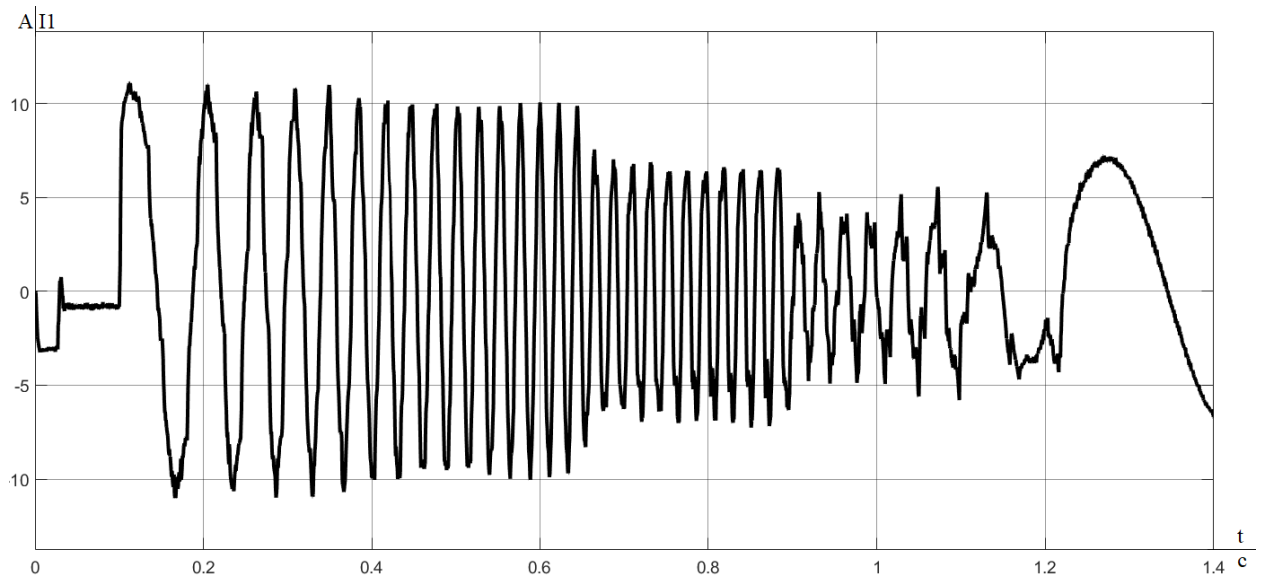


Рисунок 5.7. График переходного процесса тока $I(t)$ при $\omega = \omega_{ЭП \text{ макс}}$ для модели с синусоидальной ШИМ

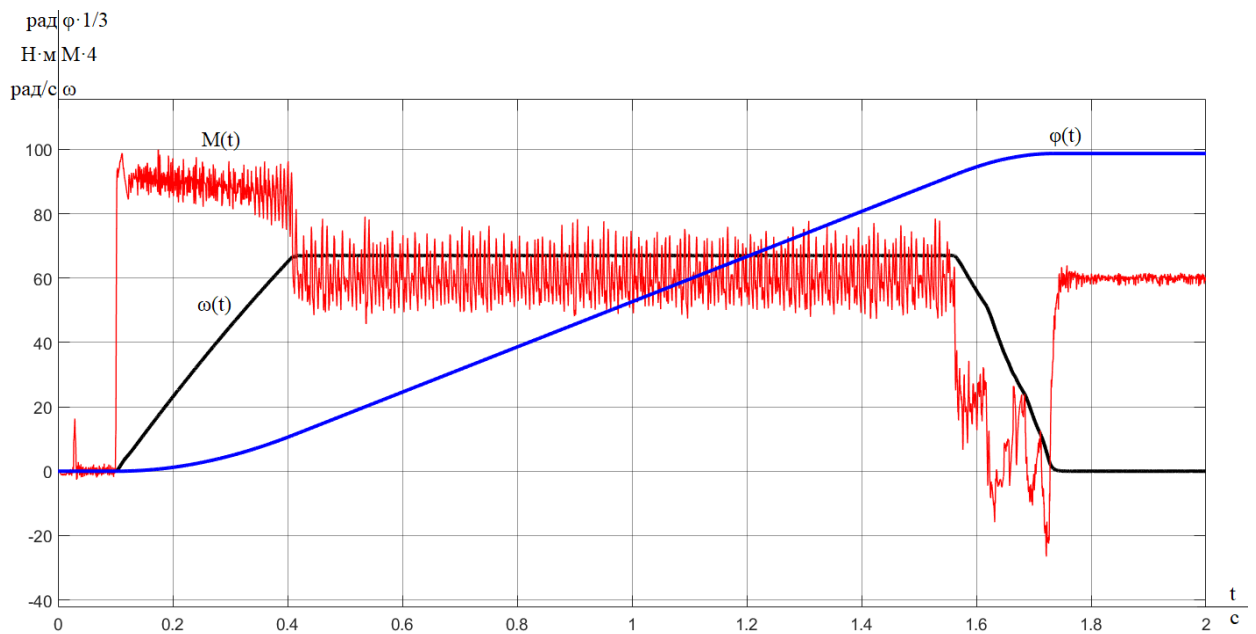


Рисунок 5.8. Графики переходных процессов скорости $\omega(t)$, момента на валу асинхронного двигателя $M(t)$ и угла поворота $\phi(t)$ вала приемного барабана при $\omega = 0,5 \cdot \omega_{ЭП \text{ макс}}$ для модели с синусоидальной ШИМ

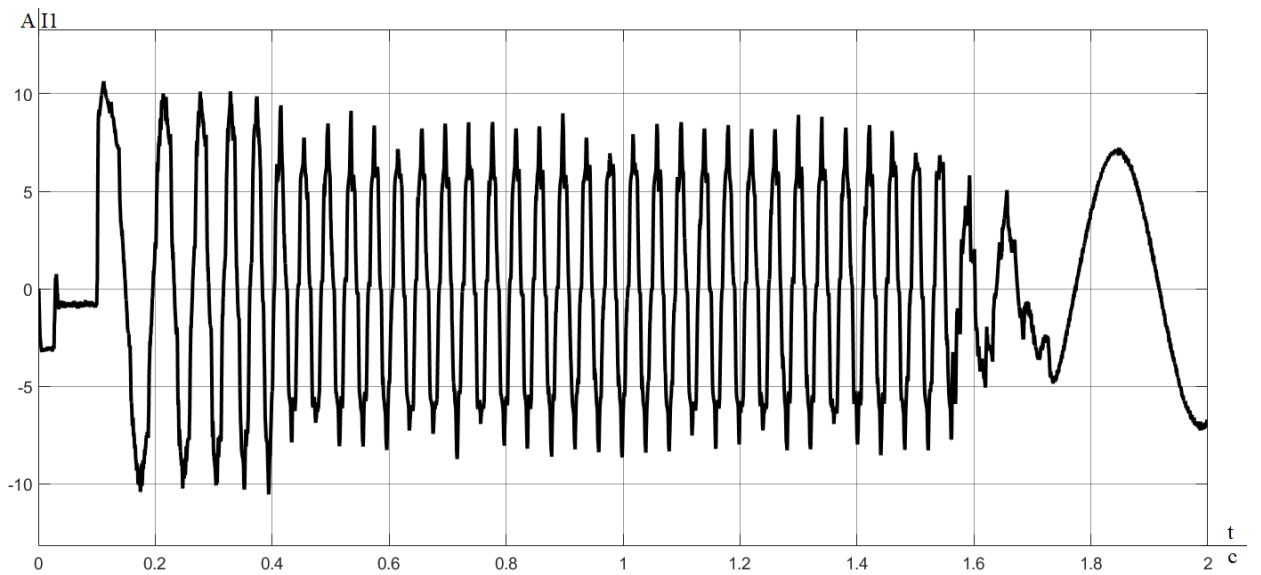


Рисунок 5.9. График переходного процесса тока $I(t)$ при $\omega = 0,5 \cdot \omega_{ЭП \text{ макс}}$ для модели с синусоидальной ШИМ

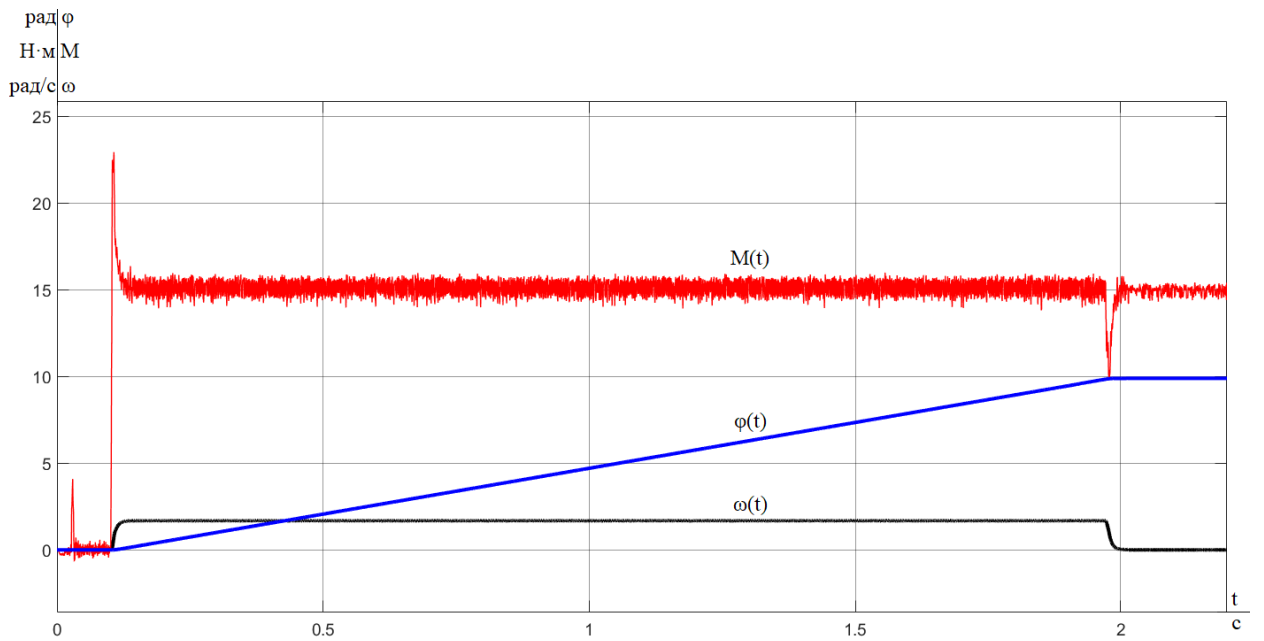


Рисунок 5.10. Графики переходных процессов скорости $\omega(t)$, момента на валу асинхронного двигателя $M(t)$ и угла поворота $\varphi(t)$ вала приемного барабана при $\omega = \omega_{ЭП \text{ мин}}$ для модели с синусоидальной ШИМ

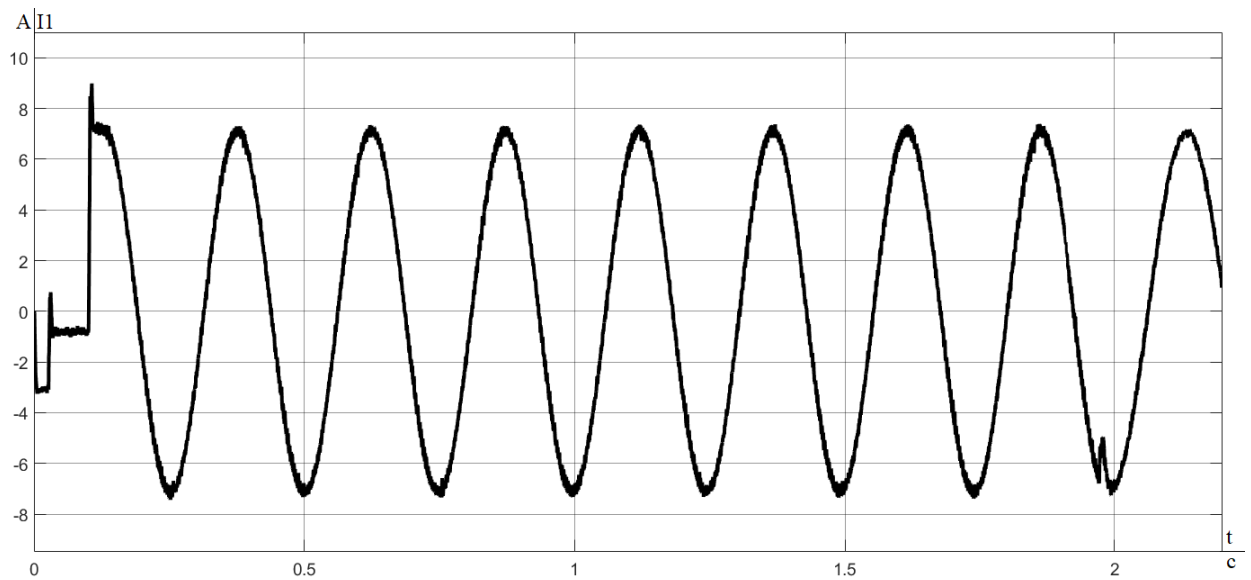


Рисунок 5.11. График переходного процесса тока $I(t)$ при $\omega = \omega_{ЭП \text{ мин}}$ для модели с синусоидальной ШИМ

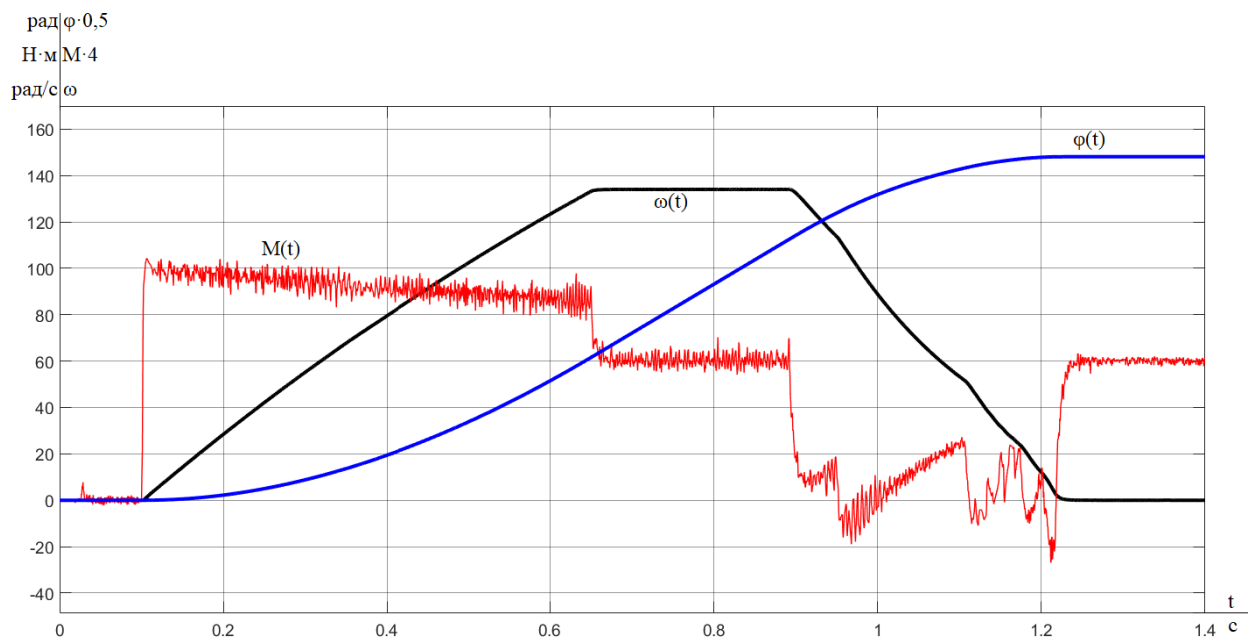


Рисунок 5.12. Графики переходных процессов скорости $\omega(t)$, момента на валу асинхронного двигателя $M(t)$ и угла поворота $\varphi(t)$ вала приемного барабана при $\omega = \omega_{ЭП \text{ макс}}$ для модели с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

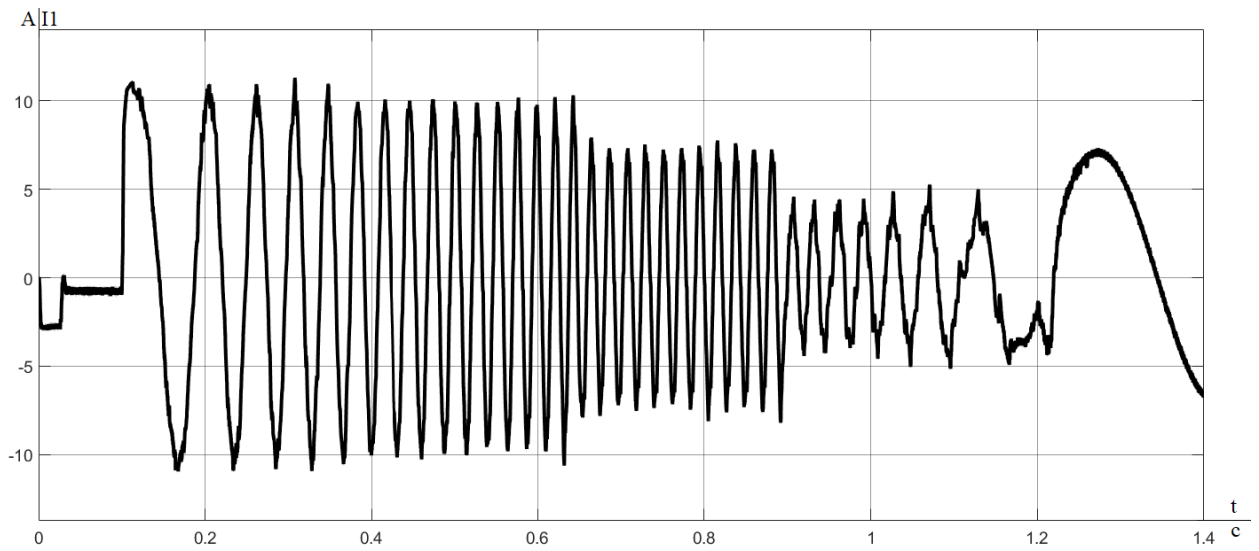


Рисунок 5.13. График переходного процесса тока $I(t)$ при $\omega = \omega_{ЭП\text{ макс}}$ для модели с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

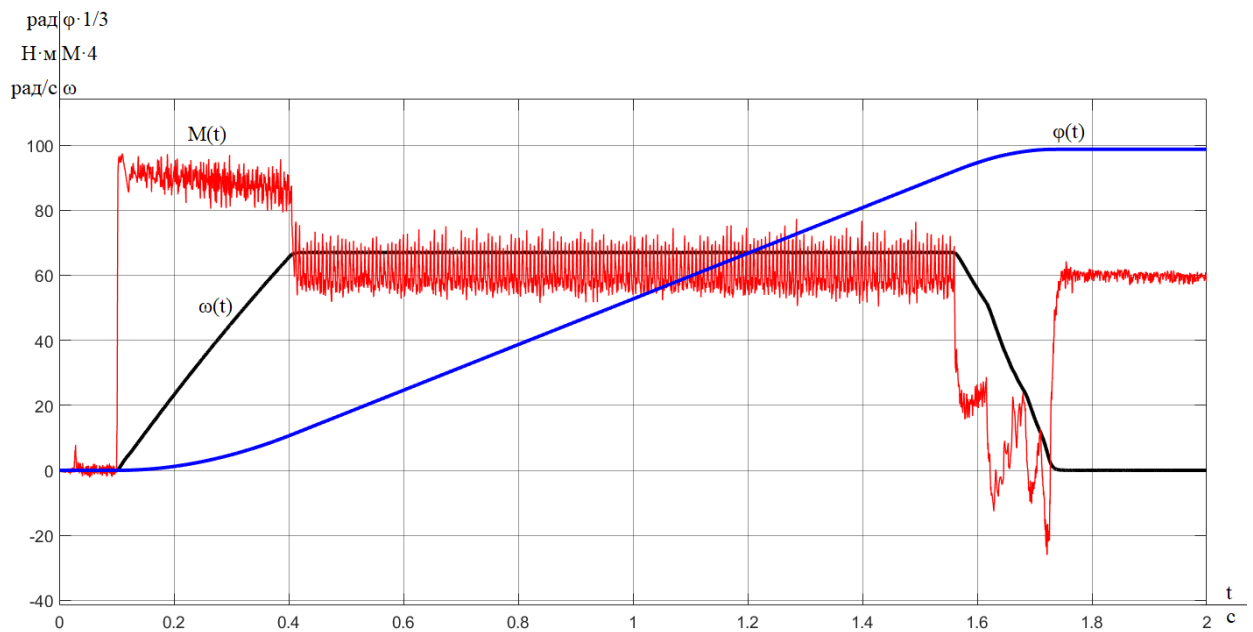


Рисунок 5.14. Графики переходных процессов скорости $\omega(t)$, момента на валу асинхронного двигателя $M(t)$ и угла поворота $\phi(t)$ вала приемного барабана при $\omega = 0,5 \cdot \omega_{ЭП\text{ макс}}$ для модели с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

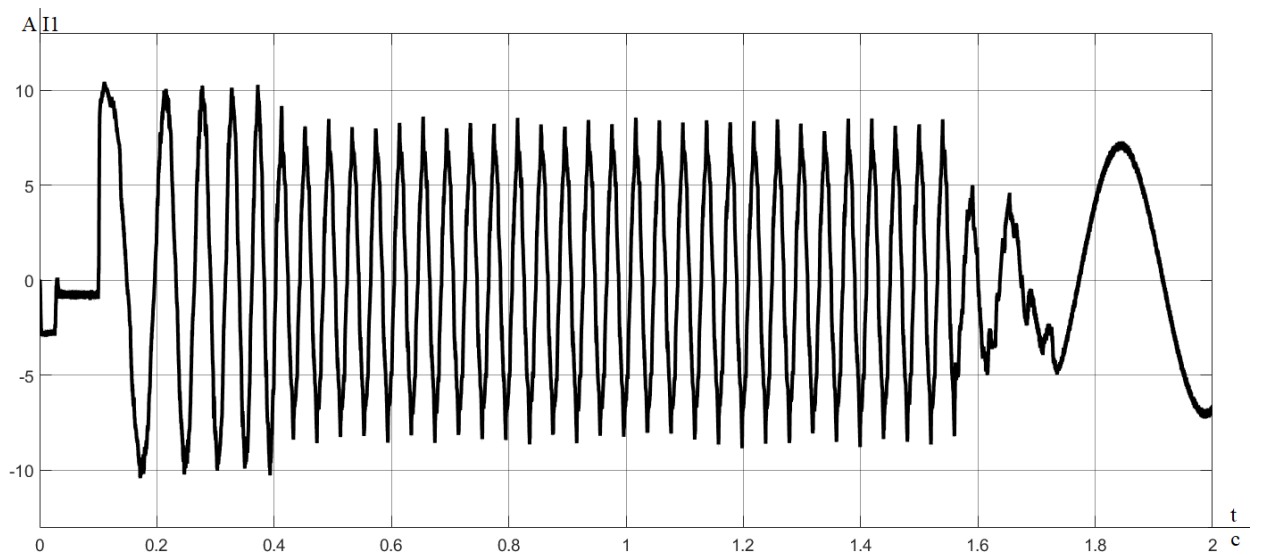


Рисунок 5.15. График переходного процесса тока $I(t)$ при $\omega = 0,5 \cdot \omega_{ЭП \text{ макс}}$ для модели с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

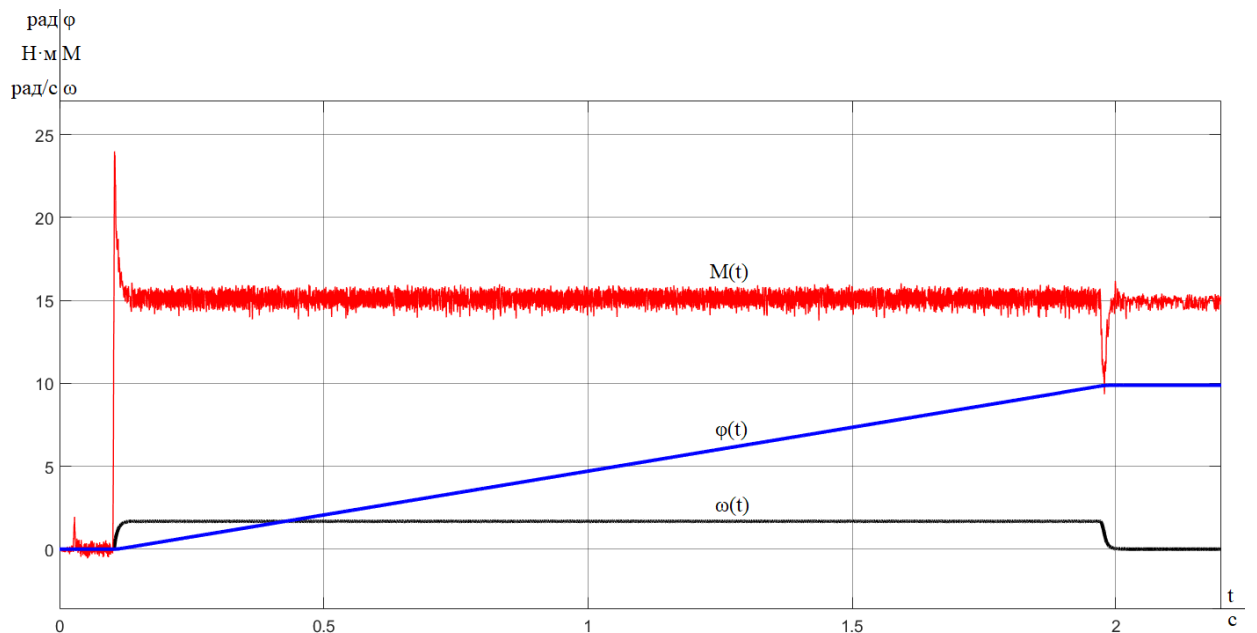


Рисунок 5.16. Графики переходных процессов скорости $\omega(t)$, момента на валу асинхронного двигателя $M(t)$ и угла поворота $\varphi(t)$ вала приемного барабана при $\omega = \omega_{ЭП \text{ мин}}$ для модели с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

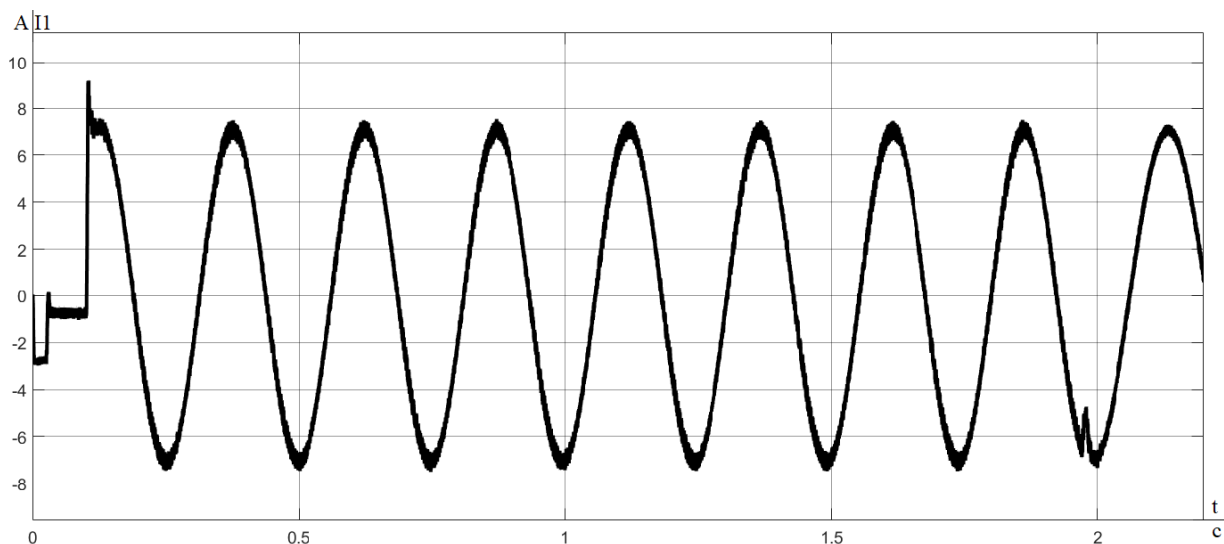


Рисунок 5.17. График переходного процесса тока $I(t)$ при $\omega = \omega_{ЭП \text{ мин}}$ для модели с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

Анализ графиков переходных процессов показывает, что при отработке входного воздействия с моментом инерции для пустого и для полного барабана, следящий электропривод приемного устройства ведет себя как устойчивая нелинейная система и удовлетворяет требованиям технологического процесса. Проведя сравнительных анализ графиков переходных процессов модели с синусоидальной ШИМ и с синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой можно сделать вывод о том, что удалось снизить величину пульсаций электромагнитного момента и тока статора на 10-12 % при полном использовании напряжения звена постоянного тока.

5.3. Выводы по главе

1. Разработанная имитационная модель нелинейной САУ РЭП с векторным управлением в программной среде MatLab Simulink позволяет исследовать все основные режимы работы приемного устройства.

2. Исследования показали, что параметры исследуемого электропривода полностью удовлетворяют требованиям технологического процесса.

6. ФИНАНСОВЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ, РЕСУРСОЭФФЕКТИВНОСТЬ И РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЕ

В данной работе ведется проектирование электропривода приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов.

Целью данного раздела является определение перспективности и успешности НТИ, оценка его эффективности, уровня возможных рисков, разработка механизма управления и сопровождения конкретных проектных решений на этапе реализации.

Для достижения обозначенной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Оценить коммерческий потенциал и перспективность разработки НТИ;
2. Осуществить планирование этапов выполнения исследования;
3. Рассчитать бюджет затрат на исследования;
4. Произвести оценку научно-технического уровня исследования и оценку рисков.

К научно-исследовательским работам относятся работы поискового, теоретического и экспериментального характера, которые выполняются с целью расширения, углубления и систематизации знаний по определенной научной проблеме и создания научного задела.

6.1. Оценка коммерческого потенциала и перспективности проведения научных исследований с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения

6.1.1. Потенциальные потребители результатов исследования

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

Электропривод приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов относится к адаптивным системам управления электроприводами. Данная разработка может быть применена на различных

электроприводах для производства гибких нагревательных элементов. Как и любой проект, проектирование электропривода должно быть конкурентоспособным. Для этого проведем сравнение. Результаты сравнения приведены в таблице 6.1.

Таблица 6.1 – Сравнительный анализ

	Частотно-регулируемые электропривода (вариант I)	Асинхронный следящий электропривод (вариант II)
Надежность	Высокая	Высокая
Количество основных составных элементов	Шесть: преобразователь частоты, асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором, соединительная муфта, редуктор червячный, приемный барабан, направляющие ролики	Восемь: преобразователь частоты, асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором, соединительная муфта, редуктор червячный, приемный барабан, направляющие ролики, компенсатор, датчик положения
Сложность структуры	Сложная	Сложная
Стоимость	Малая	Стоимость выше, чем у варианта I, в связи с созданием следящей системы

Можно сделать вывод, что электропривод с применением следящей системы является чуть более громоздким и дорогостоящим. Однако необходимо учитывать качество и надежность, а вследствие чего и экономию при применении таких систем.

Адаптивные системы управления являются улучшенным видом частотного регулирования электроприводами, так как система управления автоматически подстраивает управляющие воздействия к изменениям нагрузок и внутренних параметров двигателей. Это приводит к повышению эффективности работы электропривода. На основании [1] можно утверждать, что в среднем эффективность электроприводов с адаптивными системами управления выше чем у частотно-регулируемого электропривода на 15 – 20%

только за счет быстрого реагирования системы на изменяющиеся нагрузки и возмущающие воздействия. Соответственно экономическая эффективность выше, чем при использовании частотно-регулируемого электропривода, при этом дополнительные затраты будут только на компенсатор с датчиком положения и настройку преобразователя частоты на следящую систему.

6.1.2. Технология QuaD

Технология QuaD (QQuality ADvisor) представляет собой гибкий инструмент измерения характеристик, описывающих качество новой разработки и ее перспективность на рынке и позволяющие принимать решение целесообразности вложения денежных средств в научно-исследовательский проект. Для упрощения процедуры проведения QuaD оценка проводится в табличной форме (табл. 6.2).

В соответствии с технологией QuaD каждый показатель оценивается экспертным путем по стобальной шкале, где 1 – наиболее слабая позиция, а 100 – наиболее сильная. Веса показателей, определяемые экспертным путем, в сумме должны составлять 1.

Таблица 6.2 – Оценочная карта для сравнения конкурентных технических решений (разработок)

Критерии оценки	Вес критерия	Баллы	Максимальный балл	Относительное значение	Средневзвешенное значение
1	2	3	4	5	
Показатели оценки качества разработки					
1. Энергоэффективность	0,07	97	100	0,97	6,79
2. Помехоустойчивость	0,03	97	100	0,97	2,91
3. Надежность	0,03	95	100	0,95	2,85
4. Унифицированность	0,05	97	100	0,97	4,85
5. Уровень материалоемкости разработки	0,03	97	100	0,97	2,91
6. Уровень шума	0,1	80	100	0,8	8
7. Безопасность	0,1	80	100	0,8	8

Продолжение таблицы 6.2

8. Потребность в ресурсах памяти	0,02	95	100	0,95	1,9
9. Функциональная мощность (предоставляемые возможности)	0,04	95	100	0,95	3,8
10. Простота эксплуатации	0,04	98	100	0,98	3,92
11. Качество интеллектуального интерфейса	0,05	96	100	0,96	4,8
12. Ремонтпригодность	0,06	100	100	1	6
Показатели оценки коммерческого потенциала разработки					
13. Конкурентоспособность продукта	0,04	90	100	0,9	3,6
14. Уровень проникновения на рынок	0,04	70	100	0,7	2,8
15. Перспективность рынка	0,07	95	100	0,95	6,65
16. Цена	0,08	65	100	0,65	5,2
17. Послепродажное обслуживание	0,03	90	100	0,9	2,7
18. Финансовая эффективность научной разработки	0,05	78	100	0,78	3,9
19. Срок выхода на рынок	0,03	71	100	0,71	2,13
20. Наличие сертификации разработки	0,04	80	100	0,8	3,2
Итого	1				86,91

Оценка качества и перспективности по технологии QuaD определяется по формуле:

$$P_{cp} = \sum B_i \cdot B_i = 0,07 \cdot 97 + 0,03 \cdot 97 + \dots + 0,04 \cdot 80 = 86,91,$$

где P_{cp} – средневзвешенное значение показателя качества и перспективности научной разработки;

B_i – вес показателя (в долях единицы);

B_i – средневзвешенное значение i -го показателя.

Значение P_{cp} получилось равным 86,91, что говорит о том, что данная разработка является перспективной.

6.1.3. 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 6.3.

Таблица 6.3 – Матрица SWOT

	<p>Сильные стороны научно-исследовательского проекта:</p> <p>С1. Заявленная экономичность и энергоэффективность технологии.</p> <p>С2. Экологичность технологии.</p> <p>С3. Более низкая стоимость производства по сравнению с другими технологиями.</p> <p>С4. Повышение производительности труда.</p> <p>С5. Квалифицированный персонал.</p> <p>С6. Высокий срок эксплуатации.</p> <p>С7. Надежность данной системы по сравнению с другими.</p> <p>С8. Высокое качество продукции.</p> <p>С9. Универсальность схемы управления.</p>	<p>Слабые стороны научно-исследовательского проекта:</p> <p>Сл1. Отсутствие прототипа научной разработки.</p> <p>Сл2. Отсутствие необходимого оборудования для проведения испытания опытного образца.</p>
<p>Возможности:</p> <p>В1. Использование инновационной инфраструктуры ТПУ</p> <p>В2. Появление дополнительного спроса на новый продукт</p> <p>В3. Снижение стоимости на электроэнергию и материалы, используемые при научных исследованиях</p> <p>В4. Повышение стоимости конкурентных разработок</p> <p>В5. Развитие технологий в данной отрасли</p>		
<p>Угрозы:</p> <p>У1. Отсутствие спроса на новые технологии производства.</p> <p>У2. Развитая конкуренция технологий производства</p> <p>У3. Экономическая ситуация в стране, влияющая на спрос.</p>		

Результаты второго этапа SWOT-анализа представлены в таблице 6.4.

Таблица 6.4 – Интерактивная матрица проекта

Сильные стороны проекта										
Возможности проекта		C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
	B1	0	+	0	0	+	0	+	+	+
	B2	+	+	+	+	-	+	+	+	+
	B3	+	-	+	+	-	+	+	0	+
	B4	+	-	-	0	+	+	+	+	+
	B5	+	0	+	+	+	+	+	+	+

Результаты анализа таблицы:

B2B3B4C1C6C7C9;

B1C2C5C7C8C9;

B4C1C5C6C7C8C9;

B5C1C3C4C5C6C7C8C9.

Продолжение таблицы 6.4

Слабые стороны проекта			
Возможности проекта		Сл1	Сл2
	B1	-	-
	B2	-	-
	B3	-	-
	B4	-	0
	B5	+	+

Результаты анализа таблицы:

B5Сл1Сл2.

Продолжение таблицы 6.4

Сильные стороны проекта										
Угрозы		C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
	У1	-	-	-	-	+	-	-	-	-
	У2	0	0	-	-	-	-	-	-	+
	У3	-	-	-	0	-	-	-	-	-

Результаты анализа таблицы:

У1С5;

У2С9.

Окончание таблицы 6.4

Слабые стороны проекта			
Угрозы		Сл1	Сл2
	У1	+	0
	У2	-	+
	У3	+	+

Результаты анализа таблицы:

У1Сл1;

У2Сл2;

У3Сл1Сл2.

В рамках третьего этапа составляем итоговую матрицу SWOT-анализа (табл. 6.5).

Таблица 6.5. Итоговая матрица SWOT-анализа

	<p>Сильные стороны научно-исследовательского проекта:</p> <p>С1. Заявленная экономичность и энергоэффективность технологии.</p> <p>С2. Экологичность технологии.</p> <p>С3. Более низкая стоимость производства по сравнению с другими технологиями.</p> <p>С4. Повышение производительности труда.</p> <p>С5. Квалифицированный персонал.</p> <p>С6. Высокий срок эксплуатации.</p> <p>С7. Надежность данной системы по сравнению с другими.</p> <p>С8. Высокое качество продукции.</p> <p>С9. Универсальность схемы управления.</p>	<p>Слабые стороны научно-исследовательского проекта:</p> <p>Сл1. Отсутствие прототипа научной разработки.</p> <p>Сл2. Отсутствие необходимого оборудования для проведения испытания опытного образца.</p>
<p>Возможности:</p> <p>В1. Использование инновационной инфраструктуры ТПУ</p> <p>В2. Появление дополнительного спроса на новый продукт</p> <p>В3. Снижение стоимости на электроэнергию и материалы, используемые при научных исследованиях</p> <p>В4. Повышение стоимости конкурентных разработок</p> <p>В5. Развитие технологий в данной отрасли</p>	<p>В2В3В4С1С6С7С9; В1С2С5С7С8С9; В4С1С5С6С7С8С9; В5С1С3С4С5С6С7С8С9.</p>	<p>В5Сл1Сл2.</p>

Продолжение таблицы 6.5

Угрозы: У1. Отсутствие спроса на новые технологии производства. У2. Развитая конкуренция технологий производства У3. Экономическая ситуация в стране, влияющая на спрос.	У1С5; У2С9.	У1Сл1; У2Сл2; У3Сл1Сл2.
--	----------------	-------------------------------

Результаты SWOT-анализа учитываются при разработке структуры работ, выполняемых в рамках научно-исследовательского проекта.

6.2. Определение возможных альтернатив проведения научных исследований

В предыдущем разделе были описаны методы, которые позволяют выявить и предложить возможные альтернативы проведения исследования и доработки результатов. К их числу относятся технология QuaD, оценка конкурентных инженерных решений, SWOT-анализ. К ним можно добавить ФСА-анализ, метод Кано. Однако, в большей степени все приведенные методы ориентированы на совершенствование результатов научного исследования, находящегося на стадии создания макета, модели системы, прототипа, конечного продукта. Если разработка находится на перечисленных стадиях жизненного цикла нового продукта, можно предложить не менее трех основных вариантов совершенствования разработки или основных направлений научного исследования.

Разработка относится к вышеописанным стадиям, поэтому нет необходимости использовать морфологический подход.

6.3. Планирование научно-исследовательских работ

6.3.1. Структура работ в рамках научного исследования

Планирование комплекса предполагаемых работ осуществляется в следующем порядке:

- определение структуры работ в рамках научного исследования;
- определение участников каждой работы;
- установление продолжительности работ;

Составляем перечень этапов и работ в рамках проведения научного исследования, проводим распределение исполнителей по видам работ. Результат представлен в таблице 6.6.

Таблица 6.6 – Перечень этапов, работ и распределение исполнителей

Основные этапы	№ раб	Содержание работ	Должность исполнителя
Разработка технического задания	1	Составление и утверждение технического задания	Руководитель
Выбор направления исследований	2	Подбор и изучение материалов по теме	Инженер
	3	Описание объекта автоматизации (модернизации)	Инженер
	4	Календарное планирование работ по теме	Руководитель
Теоретические и экспериментальные исследования	5	Проектирование электропривода приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов	Инженер
	6	Разработка системы управления трёхфазным автономным инвертором с векторной широтно-импульсной модуляцией	Инженер
	7	Разработка и проверка имитационной модели	Инженер
Обобщение и оценка результатов	8	Оценка эффективности полученных результатов	Руководитель
<i>Проведение ОКР</i>			
Разработка технической документации и проектирование	9	Технико-экономические расчеты	Инженер
	10	Вопросы безопасности и экологичности проекта	Инженер
	11	Составление пояснительной записки (эксплуатационно-технической документации)	Инженер

Указав этапы работ и назначив исполнителей работ приступаем к определению трудоемкости выполнения работ.

6.3.2. Определение трудоемкости выполнения работ

Трудоемкость выполнения научного исследования оценивается экспертным путем в человеко-днях и носит вероятностный характер, т.к. зависит от множества трудно учитываемых факторов. Для определения ожидаемого (среднего) значения трудоемкости $t_{ож}$ используется следующая формула:

$$t_{\text{ож}i} = \frac{3t_{\text{mini}} + 2t_{\text{max}i}}{5},$$

где $t_{\text{ож}i}$ – ожидаемая трудоемкость выполнения i -ой работы чел.-дн.;

t_{mini} – минимально возможная трудоемкость выполнения заданной i -ой работы (оптимистическая оценка: в предположении наиболее благоприятного стечения обстоятельств), чел.-дн.;

$t_{\text{max}i}$ – максимально возможная трудоемкость выполнения заданной i -ой работы (пессимистическая оценка: в предположении наиболее неблагоприятного стечения обстоятельств), чел.-дн.

Исходя из ожидаемой трудоемкости работ, определяется продолжительность каждой работы в рабочих днях T_p , учитывающая параллельность выполнения работ несколькими исполнителями. Такое вычисление необходимо для обоснованного расчета заработной платы, так как удельный вес зарплаты в общей сметной стоимости научных исследований составляет около 65 %.

$$T_{p_i} = \frac{t_{\text{ож}i}}{Ч_i},$$

где T_{p_i} – продолжительность одной работы, раб. дн.;

$t_{\text{ож}i}$ – ожидаемая трудоемкость выполнения одной работы, чел.-дн.

$Ч_i$ – численность исполнителей, выполняющих одновременно одну и ту же работу на данном этапе, чел.

6.3.3. Разработка графика проведения научного исследования

Диаграмма Ганта – горизонтальный ленточный график, на котором работы по теме представляются протяженными во времени отрезками, характеризующимися датами начала и окончания выполнения данных работ. Для удобства построения графика, длительность каждого из этапов работ из рабочих дней следует перевести в календарные дни. Для этого необходимо воспользоваться следующей формулой:

$$T_{ki} = T_{pi} \cdot k_{\text{кал}},$$

где T_{ki} – продолжительность выполнения i -й работы в календарных днях;

T_{pi} – продолжительность выполнения i -й работы в рабочих днях;

$k_{\text{кал}}$ – коэффициент календарности.

Коэффициент календарности определяется по следующей формуле:

$$k_{\text{кал}} = \frac{T_{\text{кал}}}{T_{\text{кал}} - T_{\text{вых}} - T_{\text{пр}}},$$

где $T_{\text{кал}}$ – количество календарных дней в году;

$T_{\text{вых}}$ – количество выходных дней в году;

$T_{\text{пр}}$ – количество праздничных дней в году.

Рассчитанные значения в календарных днях по каждой работе T_{ki} необходимо округлить до целого числа.

Все рассчитанные значения сводим в таблицу (табл. 6.7).

Таблица 6.7 – Временные показатели проведения научного исследования

Название работы	Трудоёмкость работ						Длительность работ в рабочих днях T_{pi}		Длительность работ в календарных днях T_{ki}	
	t_{min} , чел-дни		t_{max} , чел-дни		$t_{ож}$, чел-дни					
	Руководитель	Инженер	Руководитель	Инженер	Руководитель	Инженер	Руководитель	Инженер	Руководитель	Инженер
Составление и утверждение технического задания	3		6		5		5		7	
Подбор и изучение материалов по теме		4		7		5		5		7
Описание объекта автоматизации (модернизации)		4		7		5		5		7
Календарное планирование работ по теме	3		5		5		5		7	

Продолжение таблицы 6.7

Проектирование электропривода приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов		17		22		20		20		28
Разработка системы управления трёхфазным автономным инвертором с векторной широтно-импульсной модуляцией		8		14		10		10		14
Разработка и проверка имитационной модели		8		12		10		10		14
Оценка эффективности полученных результатов	3		6		5		5		7	
Технико-экономические расчеты		3		7		5		5		7
Вопросы безопасности и экологичности проекта		3		7		5		5		7
Составление пояснительной записки (эксплуатационно-технической документации)		13		16		15		15		21

На основе таблицы 6.7 строим календарный план-график. График строится для максимального по длительности исполнения работ в рамках научно-исследовательского проекта с разбивкой по месяцам и неделям за период времени дипломирования. При этом работы на графике выделяем различной штриховкой в зависимости от исполнителей, ответственных за ту или иную работу.

Все необходимое оборудование и материалы имеются в лаборатории, поэтому расчет материальных затрат проводить не будем.

6.4.1. Основная заработная плата исполнителей темы

В настоящую статью включается основная заработная плата научных и инженерно-технических работников, рабочих макетных мастерских и опытных производств, непосредственно участвующих в выполнении работ по данной теме. Величина расходов по заработной плате определяется исходя из трудоемкости выполняемых работ и действующей системы окладов и тарифных ставок. В состав основной заработной платы включается премия, выплачиваемая ежемесячно из фонда заработной платы в размере 20 –30 % от тарифа или оклада. Расчет основной заработной платы сводится в таблицу 6.9.

Таблица 6.9 – Расчет основной заработной платы

№ п/п	Наименование этапов	Исполнители по категориям	Трудоемкость, чел.-дн.	Заработная плата, приходящаяся на один чел.-дн., тыс. руб.	Всего заработная плата по тарифу (окладам), тыс. руб.
1	Составление и утверждение технического задания	Руководитель	5	3256	16280
2	Подбор и изучение материалов по теме	Инженер	5	2229	11145
3	Описание объекта автоматизации (модернизации)	Инженер	5	2229	11145
4	Календарное планирование работ по теме	Руководитель	5	3256	16280
5	Проектирование электропривода приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов	Инженер	20	2229	44580

Продолжение таблицы 6.9

6	Разработка системы управления трёхфазным автономным инвертором с векторной широтно-импульсной модуляцией	Инженер	10	2229	22290
7	Разработка и проверка имитационной модели	Инженер	10	2229	22290
8	Оценка эффективности полученных результатов	Руководитель	5	3256	16280
9	Технико-экономические расчеты	Инженер	5	2229	11145
10	Вопросы безопасности и экологичности проекта	Инженер	5	2229	11145
11	Составление пояснительной записки	Инженер	15	2229	33435
Итого:					216015

Статья включает основную заработную плату работников, непосредственно занятых выполнением НИТ, (включая премии, доплаты) и дополнительную заработную плату:

$$Z_{зп} = Z_{осн} + Z_{доп},$$

где $Z_{осн}$ – основная заработная плата;

$Z_{доп}$ – дополнительная заработная плата (12-20 % от $Z_{осн}$).

Основная заработная плата ($Z_{осн}$) руководителя (лаборанта, инженера) от предприятия (при наличии руководителя от предприятия) рассчитывается по следующей формуле:

$$Z_{осн} = Z_{дн} \cdot T_p,$$

где $Z_{осн}$ – основная заработная плата одного работника;

T_p – продолжительность работ, выполняемых научно-техническим работником, раб. дн. (табл. 6.8);

$Z_{дн}$ – среднедневная заработная плата работника, руб.

Среднедневная заработная плата рассчитывается по формуле:

$$Z_{дн} = \frac{Z_m \cdot M}{F_d} = \frac{74200 \cdot 10,4}{237} = 3256 \text{ руб.},$$

где Z_m – месячный должностной оклад работника, руб.;

M – количество месяцев работы без отпуска в течение года:

при отпуске в 24 раб. дня $M=11,2$ месяца, 5-дневная неделя;

при отпуске в 48 раб. дней $M=10,4$ месяца, 6-дневная неделя;

F_d – действительный годовой фонд рабочего времени научно-технического персонала, раб. дн. (табл. 6.10).

Таблица 6.10 – Баланс рабочего времени

Показатели рабочего времени	Руководитель	Инженер
Календарное число дней	365	365
Количество нерабочих дней		
- выходные дни	52	52
- праздничные дни	14	14
Потери рабочего времени		
- отпуск	48	48
- невыходы по болезни	14	14
Действительный годовой фонд рабочего времени	237	237

Месячный должностной оклад работника:

$$Z_m = Z_{ТС} \cdot (1 + k_{пр} + k_d) \cdot k_p = 27484 \cdot (1 + 0,3 + 0,2) \cdot 1,3 = 53594 \text{ руб}$$

где $Z_{ТС}$ – заработная плата по тарифной ставке, руб.;

$k_{пр}$ – премиальный коэффициент, равный 0,3 (т.е. 30% от $Z_{ТС}$);

k_d – коэффициент доплат и надбавок составляет примерно 0,2 – 0,5 (в НИИ и на промышленных предприятиях – за расширение сфер обслуживания, за профессиональное мастерство, за вредные условия: 15-20 % от $Z_{ТС}$);

k_p – районный коэффициент, равный 1,3 (для Томска).

Тарифная заработная плата $Z_{ТС}$ находится из произведения тарифной ставки работника 1-го разряда $T_{ci} = 600$ руб. на тарифный коэффициент k_T и учитывается по единой для бюджетной организации тарифной сетке. Для предприятий, не относящихся к бюджетной сфере, тарифная заработная плата

(оклад) рассчитывается по тарифной сетке, принятой на данном предприятии.

Расчёт основной заработной платы приведён в табл. 6.11.

Таблица 6.11 – Расчёт основной заработной платы

Исполнители	$Z_{гс}$, руб.	$k_{пр}$	$k_{д}$	$k_{р}$	$Z_{м}$, руб	$Z_{дн}$, руб.	$T_{р}$, раб. дн.	$Z_{осн}$, руб.
Руководитель	38051	0,3	0,2	1,3	74200	3256	15	48840
Инженер	26051	0,3	0,2	1,3	50800	2229	75	167175
Итого $Z_{осн}$								216015

6.4.2. Дополнительная заработная плата исполнителей темы

Затраты по дополнительной заработной плате исполнителей темы учитывают величину предусмотренных Трудовым кодексом РФ доплат за отклонение от нормальных условий труда, а также выплат, связанных с обеспечением гарантий и компенсаций (при исполнении государственных и общественных обязанностей, при совмещении работы с обучением, при предоставлении ежегодного оплачиваемого отпуска и т.д.). Расчет дополнительной заработной платы ведется по следующей формуле:

- для руководителя $Z_{доп} = k_{доп} \cdot Z_{осн} = 0,12 \cdot 48840 = 5860,8$ руб.,
- для инженера $Z_{доп} = k_{доп} \cdot Z_{осн} = 0,12 \cdot 167175 = 20061$ руб.,

где $k_{доп}$ – коэффициент дополнительной заработной платы (на стадии проектирования принимается равным 0,12 – 0,15).

6.4.3. Отчисления во внебюджетные фонды (страховые отчисления)

В данной статье расходов отражаются обязательные отчисления по установленным законодательством Российской Федерации нормам органам государственного социального страхования (ФСС), пенсионного фонда (ПФ) и медицинского страхования (ФФОМС) от затрат на оплату труда работников.

Величина отчислений во внебюджетные фонды определяется исходя из следующей формулы:

- для руководителя

$$Z_{внеб} = k_{внеб} \cdot (Z_{осн} + Z_{доп}) = 0,271 \cdot (30563 + 3668) = 9277 \text{ руб}$$

- для инженера

$$Z_{внеб} = k_{внеб} \cdot (Z_{осн} + Z_{доп}) = 0,271 \cdot (130978 + 15717) = 39754 \text{ руб}$$

где $k_{внеб}$ – коэффициент отчислений на уплату во внебюджетные фонды (пенсионный фонд, фонд обязательного медицинского страхования и пр.). На 2019 г. в соответствии с Федеральным законом от 24.07.2009 №212-ФЗ установлен размер страховых взносов равный 30%. На основании пункта 1 ст.58 закона №212-ФЗ для учреждений, осуществляющих образовательную и научную деятельность в 2019 году водится пониженная ставка – 27,1%.

Отчисления во внебюджетные фонды рекомендуется представляем в табличной форме (табл. 6.12).

Таблица 6.12 – Отчисления во внебюджетные фонды

Исполнитель	Основная заработная плата, руб.	Дополнительная заработная плата, руб.
Руководитель проекта	48840	5860,8
Студент-дипломник	167175	20061
Коэффициент отчислений во внебюджетные фонды	0,271	
Итого		
Руководитель	14824	
Инженер	50741	

6.4.4. Накладные расходы

Накладные расходы учитывают прочие затраты организации, не попавшие в предыдущие статьи расходов: печать и ксерокопирование материалов исследования, оплата услуг связи, электроэнергии, почтовые и телеграфные расходы, размножение материалов и т.д. Их величина определяется по следующей формуле:

- для руководителя

$$Z_{накл} = (\text{сумма статей } 1 \div 7) \cdot k_{нр} = (Z_{осн} + Z_{доп} + Z_{внеб}) \cdot 0,16 = \\ = (48840 + 5860,8 + 14824) \cdot 0,16 = 11124 \text{ руб,}$$

- для инженера

$$Z_{накл} = (\text{сумма статей } 1 \div 7) \cdot k_{нр} = (Z_{осн} + Z_{доп} + Z_{внеб}) \cdot 0,16 = \\ = (167175 + 20061 + 50741) \cdot 0,16 = 38076 \text{ руб,}$$

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

Величину коэффициента накладных расходов можно взять в размере 16%.

6.4.5. Формирование бюджета затрат научно-исследовательского проекта

Рассчитанная величина затрат научно-исследовательской работы (темы) является основой для формирования бюджета затрат проекта, который при формировании договора с заказчиком защищается научной организацией в качестве нижнего предела затрат на разработку научно-технической продукции.

Определение бюджета затрат на научно-исследовательский проект по каждому варианту исполнения приведен в табл. 6.13

Таблица 6.13 – Расчет бюджета затрат НТИ

Наименование статьи	Сумма, руб.	%
1. Затраты по основной заработной плате исполнителей темы	216015	Пункт 6.4.1
2. Затраты по дополнительной заработной плате исполнителей темы	25921,8	Пункт 6.4.2
3. Отчисления во внебюджетные фонды	65565	Пункт 6.4.3
4. Накладные расходы	49200	16 % от суммы ст. 1-3
5. Бюджет затрат НТИ	356701,8	Сумма ст. 1-4

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

Определение ресурсоэффективности можно оценить с помощью интегрального критерия ресурсоэффективности:

$$I_{pi} = \sum a_i \cdot b_i$$

где I_{pi} – интегральный показатель ресурсоэффективности;

a_i – весовой коэффициент разработки;

b_i – балльная оценка разработки, устанавливается экспертным путем по выбранной шкале оценивания.

Расчёт интегрального показателя ресурсоэффективности схем проводим в виде табличной формы.

Таблица 6.14 – Сравнительная оценка характеристик проекта

Критерии	Весовой коэффициент	Частотно-регулируемый электропривод	Асинхронный следящий электропривод
1. Способствует росту производительности труда пользователя	0,25	5	5
2. Удобство в эксплуатации (соответствует требованиям потребителей)	0,1	5	5
3. Помехоустойчивость	0,1	4	4
4. Энергосбережение	0,15	4	5
5. Надёжность	0,25	4	5
6. Материалоёмкость	0,15	5	5
Итого:	1,00	4,5	4,9

Рассчитываем показатель ресурсоэффективности:

$$I_p = 0,25 \cdot 5 + 0,1 \cdot 5 + 0,1 \cdot 4 + 0,15 \cdot 4 + 0,25 \cdot 4 + 0,15 \cdot 5 = 4,5.$$

Показатель ресурсоэффективности проекта имеет достаточно высокое значение, что говорит об эффективности использования технического проекта.

Таким образом, применение частотно-регулируемых электроприводов и сейчас остается эффективным. Переход к системам управления электроприводами с внедренной разработкой целесообразен так как, проект обладает высокой ресурсоэффективностью.

Кроме того, в ходе выполнения данной части выпускной работы была доказана конкурентоспособность данного технического решения в сравнении с другими перспективами, был произведен SWOT-анализ, планирование, которое ограничило выполнение работы в 126 дней. Также был посчитан бюджет НТИ равный 356701,8 руб, основная часть которого приходится на зарплаты сотрудников.

7. СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ

ВВЕДЕНИЕ

В данной работе ведется проектирование электропривода приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов.

Топливо-энергетический комплекс является основой развития экономики России. Основным требованием к предприятиям ТЭК является работа 365 дней в году в любых климатических условиях. Развитие рынка промышленного электрообогрева неразрывно связано с освоением новых нефтяных и газовых месторождений, строительством перерабатывающих комплексов и трубопроводных сетей в северных районах Российской Федерации. Предприятия ТЭК нуждаются в надежных российских системах электрообогрева, импортозамещение обеспечит безопасность стратегических отраслей. Инжиниринговые компании в последние годы предлагают все более надежные и экономичные системы промышленного электрообогрева.

Системы электрического обогрева на основе резистивных нагревательных кабелей обеспечивают непрерывность и безопасность технологических процессов во всех стратегически важных отраслях промышленности. Использование в составе систем обогрева резистивных кабелей – самое передовое решение для энергоэффективной защиты промышленных объектов в условиях российского климата.

Резистивные электрические нагревательные кабели используются для защиты от замерзания или поддержания заданной температуры трубопроводов, резервуаров и другого технологического оборудования, в том числе во взрывоопасных зонах.

В данном разделе проводится анализ опасных и вредных факторов при работе персонала с объектом, рассматриваются вопросы экологической безопасности путем анализа влияния объекта исследования на окружающую среду с обоснованием мероприятий по ее защите, требования и мероприятия по технике безопасности, анализ пожарной безопасности и выработка мероприятий, направленных на предотвращение чрезвычайных ситуаций.

7.1. Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности

7.1.1. Специальные (характерные для проектируемой рабочей зоны) правовые нормы трудового законодательства

Согласно ТК РФ N 197-ФЗ [29] каждый работник имеет право на:

- рабочее место, соответствующее требованиям охраны труда;
- обязательное социальное страхование от несчастных случаев на производстве и профессиональных заболеваний в соответствии с федеральным законом;
- получение достоверной информации от работодателя, соответствующих государственных органов и общественных организаций об условиях и охране труда на рабочем месте, о существующем риске повреждения здоровья, а также о мерах по защите от воздействия вредных и (или) опасных производственных факторов;
- отказ от выполнения работ в случае возникновения опасности для его жизни и здоровья вследствие нарушения требований охраны труда, за исключением случаев, предусмотренных федеральными законами, до устранения такой опасности;
- обеспечение средствами индивидуальной и коллективной защиты в соответствии с требованиями охраны труда за счет средств работодателя;
- обучение безопасным методам и приемам труда за счет средств работодателя;
- личное участие или участие через своих представителей в рассмотрении вопросов, связанных с обеспечением безопасных условий труда на его рабочем месте, и в расследовании происшедшего с ним несчастного случая на производстве или профессионального заболевания;
- внеочередной медицинский осмотр в соответствии с медицинскими рекомендациями с сохранением за ним места работы (должности) и среднего заработка во время прохождения указанного медицинского осмотра;

– гарантии и компенсации, установленные в соответствии с настоящим Кодексом, коллективным договором, соглашением, локальным нормативным актом, трудовым договором, если он занят на работах с вредными и (или) опасными условиями труда.

– повышенные или дополнительные гарантии и компенсации за работу на работах с вредными и (или) опасными условиями труда могут устанавливаться коллективным договором, локальным нормативным актом с учетом финансово-экономического положения работодателя.

7.1.2. Организационные мероприятия при компоновке рабочей зоны

Основным объектом в производственных условиях является рабочее место, представляющее собой в общем случае пространство, в котором может находиться человек при выполнении производственного процесса. Рабочее место является основной подсистемой производственного процесса.

Автоматизированное рабочее место оператора содержит одну или несколько станций управления, предназначенных для отображения хода технологического процесса и оперативного управления. Следовательно, выполняя планировку рабочего места необходимо учитывать следующее: рабочее место [30] и кресло оператора [31]; запыленность [32]; вибрацию [33]; отклонение параметров микроклимата [34]; шум [35]; недостаточную освещенность [37].

7.2. Профессиональная социальная безопасность

7.2.1. Анализ вредных и опасных факторов, которые могут возникнуть при эксплуатации объекта исследования

Для идентификации потенциальных факторов используется ГОСТ 12.0.003-2015 «Опасные и вредные производственные факторы. Классификация» [33]. Перечень опасных и вредных факторов, характерных для проектируемой производственной среды представлен в таблице 7.1.

Таблица 7.1 – Возможные опасные и вредные факторы

Факторы (ГОСТ 12.0.003-2015)	Этапы работ			Нормативные документы
	Разработка	Изготовление	Эксплуатация	
1. Отклонение показателей микроклимата	-	+	+	СанПиН 2.2.4.548–96. Гигиенические требования к микроклимату производственных помещений. ГОСТ 12.1.005-88 ССБТ. Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны.
2. Превышение уровня шума	-	+	+	ГОСТ 12.1.029-80 ССБТ. Средства и методы защиты от шума. Классификация. СН 2.2.4/2.1.8.562–96. Шум на рабочих местах, в помещениях жилых, общественных зданий и на территории застройки. СП 51.13330.2011. Защита от шума. Актуализированная редакция СНиП 23-03-2003
3. Повышенный уровень вибрации	-	+	+	ГОСТ 12.1.012-90 ССБТ. Вибрационная болезнь. Общие требования. СН 2.2.4/2.1.8.566–96. Производственная вибрация, вибрация в помещениях жилых и общественных зданий.
4. Отсутствие или недостаток естественного света	-	+	+	СП 52.13330.2016 Естественное и искусственное освещение. Актуализированная редакция СНиП 23-05-95*
5. Недостаточная освещенность рабочей зоны	-	+	+	СП 52.13330.2016 Естественное и искусственное освещение. Актуализированная редакция СНиП 23-05-95*
6. Повышенное значение напряжения в электрической цепи, замыкание которой может произойти через тело человека	+	+	+	ГОСТ 12.1.030-81 ССБТ. Электробезопасность. Защитное заземление, зануление. ГОСТ 12.1.019-2017 ССБТ. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты.

Далее в соответствии с последовательностью в таблице 1 рассмотрим подробнее каждый фактор:

1) Микроклимат

Одним из необходимых условий здорового и высокопроизводительного труда является обеспечение чистоты воздуха и нормальных метеорологических условий в помещении, устранение таких вредных факторов как пыль, газы, пар, избыточное тепло и влага.

Воздух рабочей зоны (микроклимат) производственных помещений определяют следующие параметры: температура воздуха в помещении, относительная влажность воздуха, скорость движения воздуха, интенсивности теплового облучения работающих на рабочих местах от производственных источников. Эти параметры в комплексе и по отдельности влияют на организм человека. Допустимые величины интенсивности теплового облучения поверхности тела работающих от производственных источников: 21°С - при категории работ Пб. Время пребывания людей при данных параметрах микроклимата может составлять 8 часов [34].

Для поддержания параметров микроклимата используются: отопление, вентиляция и кондиционирование воздуха производственных помещений цеха. Очистку воздуха от пыли при подаче его в производственные и административно-бытовые помещения не должна превышать 30% ПДК в воздухе рабочей зоны. В процессе производства обеспечивается непрерывная работа всех основных приточно-вентильных и вентиляционных установок.

2) Шум

Шум является одним из наиболее распространенных в производстве вредных факторов, который создается внутренним оборудованием, а также шумом, проникающим в помещение снаружи.

Шум оказывает раздражающее действие, ускоряет процесс утомления, ослабляет внимание и замедляет психические реакции. По этим причинам сильный шум в условиях производства может способствовать возникновению травматизма, так как на его фоне не слышно сигналов транспорта и технологического оборудования. Вредные последствия шума выражены тем больше, чем сильнее шум и продолжительнее его действие.

Согласно источнику [35] выполнение всех видов работ на постоянных рабочих местах в производственных помещениях и на территории предприятий уровни звука и эквивалентные уровни звука, не должны превышать 80 дБ. В цеху фактический уровень звука составляет 70-80 дБ.

Защита от шума осуществляется применением средств и методов коллективной защиты и применением средств индивидуальной защиты.

3) Вибрация

Еще одним неблагоприятным фактором является вибрация. Различают общую и локальную вибрации. Общая вибрация хотя и неприятна, но не приводит к вибрационной болезни. Локальная же вибрация вызывает спазмы сосудов, которые начинаются с пальцев и распространяются на всю кисть, предплечья, захватывают сосуды сердца. Вследствие этого происходит ухудшение снабжения конечностей кровью. При локальной вибрации наблюдаются нарушения деятельности центральной нервной системы.

Показатели вибрационной нагрузки на оператора должны формироваться из следующих параметров: виброускорение (виброскорость); диапазон частот; время воздействия вибрации.

Источником вибрации в производственном цеху является работающее электрооборудование. Шум машин обусловлен наличием механических вибраций деталей, возникающих за счет наличия неуравновешенности, зазоров и недостаточной жесткости крепления узлов и деталей.

4) Освещение

Оценка освещенности рабочей зоны необходима для обеспечения нормативных условий работы в помещениях и проводится в соответствии с СП 52.13330.2016 Естественное и искусственное освещение. Актуализированная редакция СНиП 23-05-95* [37]. Нормируемая освещенность рабочего места зависит от характера работ и составляет 300 лк для разряда зрительной работы средней точности – 4а.

Для уменьшения влияния этого вредного фактора применяют средства и методы коллективной защиты и средства индивидуальной защиты.

5) Повышенное значение напряжения в электрической цепи

Помещение цеха, согласно ПУЭ, относится к помещениям без повышенной опасности. Спроектированный электропривод приемного устройства является электроустановкой до 1000 В и мероприятия, связанные с

пуско-наладочными работами этого электропривода, не исключают возможности поражения персонала электрическим током, вследствие следующих причин (опасных факторов):

- опасности прикосновения к токоведущим частям ($U_{л}=380$ В);
- поражения электрическим током при повреждении заземляющего устройства или пробое изоляции кабеля, электродвигателя;
- поражения электрическим током при работе с неисправным электроинструментом и приборами с поврежденной изоляцией;
- поражения электрической дугой при работе вблизи коммутационной аппаратуры.

Поэтому соблюдение правил техники безопасности при работе с электроприводом является важнейшей обязанностью, как самого обслуживающего персонала, так и лиц, организующих эти работы.

7.2.2. Анализ вредных и опасных факторов, которые могут возникнуть на рабочем месте при проведении исследований

К вредным и опасным факторам, которые могут возникнуть на рабочем месте при проведении исследований можно отнести фактор поражения электрическим током, который описан в п. 5.2.1.

7.2.3 Обоснование мероприятий по защите персонала предприятия от действия опасных и вредных факторов

Для обеспечения безопасности для выявленных опасных факторов существуют средства защиты, представленные в ГОСТ 12.4.011-89 [38].

Данный стандарт распространяется на средства, применяемые для предотвращения или уменьшения воздействия на работающих опасных и вредных производственных факторов, и устанавливает классификацию и общие требования к средствам защиты работающих.

Средства защиты работающих в зависимости от характера их применения подразделяют на средства коллективные и индивидуальные.

Общие требования к средствам защиты:

– средства защиты работающих должны обеспечивать предотвращение или уменьшение действия опасных и вредных производственных факторов.

Средства защиты не должны быть источником опасных и вредных производственных факторов.

– средства защиты должны отвечать требованиям технической эстетики и эргономики.

– выбор конкретного типа средства защиты работающих должен осуществляться с учетом требований безопасности для данного процесса или вида работ.

– средства индивидуальной защиты следует применять в тех случаях, когда безопасность работ не может быть обеспечена конструкцией оборудования, организацией производственных процессов, архитектурно-планировочными решениями и средствами коллективной защиты.

– средства индивидуальной защиты не должны изменять своих свойств при их стирке, химчистке и обеззараживании.

– средства индивидуальной защиты должны подвергаться оценке по защитным, физиолого-гигиеническим и эксплуатационным показателям.

– требования к маркировке средств индивидуальной защиты должны соответствовать ГОСТ 12.4.115-82 и стандартам на маркировку на конкретные виды средств индивидуальной защиты [39].

– средства индивидуальной защиты должны иметь инструкцию с указанием назначения и срока службы изделия, правил его эксплуатации и хранения.

– средства коллективной защиты работающих конструктивно должны быть соединены с производственным оборудованием или его элементами управления таким образом, чтобы, в случае необходимости, возникло принудительное действие средства защиты.

– допускается использовать средства коллективной защиты в качестве элементов управления для включения и выключения производственного оборудования.

– средства коллективной защиты работающих должны быть расположены на производственном оборудовании или на рабочем месте таким образом, чтобы постоянно обеспечивалась возможность контроля его работы, а также безопасного ухода и ремонта.

Рассмотрим средства коллективной защиты:

– средства нормализации освещения производственных помещений и рабочих мест [38]: источники света; осветительные приборы; световые проемы; светозащитные устройства; светофильтры.

– к средствам защиты от повышенного уровня вибрации относятся устройства [38]: оградительные; виброизолирующие, виброгасящие и вибропоглощающие; автоматического контроля и сигнализации; дистанционного управления.

– к средствам защиты от поражения электрическим током относятся устройства [40, 41]: оградительные; автоматического контроля и сигнализации; изолирующие; защитного заземления и зануления; автоматического отключения; выравнивания потенциалов и понижения напряжения; дистанционного управления; предохранительные; молниеотводы и разрядники; знаки безопасности.

– к средствам защиты от повышенного уровня статического электричества относятся устройства [38]: заземляющие; нейтрализаторы; увлажняющие; антиэлектростатические вещества; экранирующие.

– к средствам защиты от воздействия механических факторов относятся устройства [38]: оградительные; автоматического контроля и сигнализации; предохранительные; дистанционного управления; тормозные; знаки безопасности.

– к средствам защиты от повышенного уровня шума относятся устройства [36]: оградительные; звукоизолирующие, звукопоглощающие;

глушители шума; автоматического контроля и сигнализации; дистанционного управления.

– к средствам нормализации воздушной среды производственных помещений и рабочих мест относятся устройства для [38]: вентиляции и очистки воздуха; кондиционирования воздуха; локализации вредных факторов; отопления; автоматического контроля и сигнализации; дезодорации воздуха.

Рассмотрим средства индивидуальной защиты [38]:

– средства защиты органов дыхания: противогазы, респираторы, самоспасатели, пневмошлемы, пневмомаски, пневмокуртки.

– одежда специальная защитная: тулупы, пальто, полупальто, полушубки, накидки, плащи, полуплащи, халаты, костюмы, куртки, рубашки, брюки, шорты, комбинезоны, полукombineзоны, жилеты, платья, сарафаны, блузы, юбки, фартуки, наплечники.

– средства защиты ног: сапоги, сапоги с удлиненным голенищем, сапоги с укороченным голенищем, полусапоги, ботинки, полуботинки, туфли, бахилы, галоши, боты, тапочки (сандалии), унты, чувяки, щитки, ботфорты, наколенники, портянки.

– средства защиты рук: рукавицы, перчатки, полуперчатки, напальчники, наладонники, напульсники, нарукавники, налокотники.

– средства защиты головы: каски защитные, шлемы, подшлемники, шапки, береты, шляпы, колпаки, косынки, накомарники.

– средства защиты глаз: очки защитные.

– средства защиты лица: щитки защитные лицевые.

– средства защиты органа слуха: противοшумные шлемы, противοшумные вкладыши, противοшумные наушники.

7.3. Экологическая безопасность

7.3.1. Анализ влияния объекта исследования на окружающую среду

При непреднамеренном воздействии на окружающую среду при производстве гибких нагревательных элементов происходит загрязнение атмосферы промышленными газами и сточных вод.

В комплекс мероприятий по защите атмосферы следует отнести устройства дожигания промышленного газа с применением природного газа. Данное мероприятие полностью исключает вредное воздействие на окружающую среду.

Для очистки сточных вод применяются радиальные отстойники, которые представляет собой круглый в плане резервуар. Плавающие вещества удаляются с поверхности воды в отстойнике подвесным устройством, размещенным на вращающейся ферме, и поступают в приемный бункер или в сборный лоток.

Для повышения эффекта очистки сточной воды радиальный отстойник может иметь преаэратор, установленный в центральном распределительном устройстве.

7.3.2. Анализ «жизненного цикла» объекта исследования

Жизненный цикл оборудования включает следующие стадии: проектирование; изготовление (в том числе сборка); транспортирование и хранение; ввод в эксплуатацию (монтаж); использование по назначению, включая операции по техническому обслуживанию и ремонту; прекращение эксплуатации (демонтаж); утилизация.

Следует отметить, что при своевременном и качественном обслуживании, включающем планово-предупредительные работы, жизненный цикл электропривода, который используется непосредственно по назначению может составлять десятки лет, вплоть до необходимости модернизации оборудования или его замены на новое устройство, использующее более современные технологии.

7.3.3. Обоснование мероприятий по защите окружающей среды

В охране окружающей среды важную роль играют службы контроля качества окружающей среды, призванные вести систематизированное наблюдение за состоянием атмосферы, воды и почв для получения фактических уровней загрязнения. Полученная информация позволяет быстро выявить причины повышения концентрации вредных веществ в окружающей среде и устранить их.

Санитарное благоустройство предприятия, надлежащее его содержанию, является важнейшим мероприятием в борьбе с производственными вредностями. Оно предусматривает также защиту населения от газов, пыли, копоти, шума и вредного воздействия сточных вод.

7.4. Безопасность в чрезвычайных ситуациях

Помещения и наружные установки в зависимости от способности к образованию взрывоопасных смесей или возгоранию находящихся в них материалов и веществ делятся на взрывоопасные и пожароопасные [41].

7.4.1. Анализ вероятных ЧС, которые может инициировать объект исследований

К основным причинам пожара и загорания при эксплуатации электроустановок относятся следующие: нарушение технологического процесса и неисправность оборудования; неосторожное обращение с огнем и бытовыми электроприборами; короткое замыкание электрических проводов и перегрев электрооборудования; нарушение правил пожарной безопасности при производстве электрогазосварочных и других огневых работ.

Лица, ответственные за состояние электроустановок, назначенные приказом руководителя предприятия или цеха, обязаны:

- обеспечивать своевременное проведение профилактических осмотров и планово-предупредительных ремонтов электрооборудования;

– следить за правильностью применения и выбора кабелей, проводов, двигателей, светильников и другого электрооборудования в зависимости от класса пожаро- и взрывоопасное помещений и условий среды;

– систематически контролировать и поддерживать в исправном состоянии аппараты защиты от коротких замыканий и перегрузок;

– организовывать обучение и инструктаж персонала по вопросам пожарной безопасности при эксплуатации электроустановок;

– обеспечивать исправность средств для ликвидации пожаров в электроустановках и кабельных сооружениях.

Дежурный электрик (сменный электромонтер) обязан производить плановые профилактические осмотры электрооборудования, проверять наличие и исправность аппаратов защиты и принимать немедленные меры к устранению нарушений, которые могут привести к пожарам.

7.4.2. Анализ вероятных ЧС, которые могут возникнуть при проведении исследований

К вероятным ЧС, которые могут возникнуть при проведении исследований можно отнести короткое замыкание электрических проводов и перегрев электрооборудования, которое описано в п. 5.4.1.

7.4.3. Обоснование мероприятий по предотвращению ЧС и разработка порядка действия в случае возникновения ЧС

Основными методами повышения пожарной безопасности электроустановок является их выполнение в соответствии с ПУЭ, правильный выбор защиты от коротких замыканий и перегрузок, соблюдение требований правил технической эксплуатации электроустановок по режиму нагрузки, ремонтным работам и т. п. Перегрузка проводов и электрооборудования сверх установленных норм не допускается. Контроль загрузки следует проводить по стационарным амперметрам или с помощью токоизмерительных клещей.

Все электроустановки должны быть защищены от токов короткого замыкания и других ненормальных режимов способных привести к пожару

(автоматические выключатели, плавкие предохранители, устройства от перенапряжений и т. д.). Замена сгоревших предохранителей «жучками» и перемычками, хотя бы временно, не допускается.

На каждом щитке указываются номинальные токи предохранителей и токи уставки автоматов каждой линии и должен иметься запас калиброванных предохранителей.

Все соединения, оконцевания и ответвления проводов, осуществляемые в процессе эксплуатации, выполняются капитально — путем опрессовки, пайки, сварки, зажима под болт.

Для переносных электроприемников, необходимо применять шланговые провода и кабели. Нужно следить за состоянием проводов в местах входа в корпус переносного инструмента и в других местах, где возможно перетирание и обрыв.

Для обеспечения мобильного развертывания пожарных подразделений подходы к электрооборудованию и подъезды к электромашиным помещениям и подстанциям не должны загромождаться.

В электроустановках должны иметься первичные средства пожаротушения. Песок применяют для тушения небольших очагов пожаров кабелей, проводки и горючих жидкостей. Войлок и асбестовое полотно набрасывают на горящую поверхность для изоляции очага загорания и затруднения доступа воздуха. Углекислотные огнетушители применяют для тушения оборудования, находящегося под напряжением. Раструб направляют на очаг пожара и открывают вентиль. Применение пенных огнетушителей допускается только на отключенном оборудовании.

Первый заметивший загорание или пожар должен немедленно сообщить об этом в пожарную охрану и старшему дежурному по цеху и после этого начать самостоятельно тушить пожар подручными средствами.

По прибытии пожарного подразделения старший дежурный из электротехнического персонала инструктирует о наличии соседних

токоведущих частей, оставшихся под напряжением, и выдает письменное разрешение на тушение пожара.

7.5. Вывод по разделу социальная ответственность

В данном разделе рассмотрены правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности, включающие в себя специальные правовые нормы трудового законодательства и организационные мероприятия при компоновке рабочей зоны, также произведен анализ вредных и опасных факторов, которые могут возникнуть как при разработке, так и при эксплуатации объекта исследования на производстве. Вследствие этого произведено обоснование мероприятий по защите персонала предприятия от действия опасных и вредных факторов, рассмотрены средства индивидуальной и коллективной защиты для обеспечения безопасности.

Изучены вопросы экологической безопасности путем анализа влияния объекта исследования на окружающую среду. Обоснованы мероприятия по защите окружающей среды.

Рассмотрены вероятные чрезвычайные ситуации, которые может инициировать объект исследований на производстве и обоснованы мероприятия по предотвращению ЧС, в том числе разработан порядок действия в случае возникновения ЧС.

Учитывая вышеизложенное, можно судить о безопасности и экологичности объекта исследования (электропривода приёмного устройства линии производства гибких нагревательных элементов) и рабочей зоны (производственного цеха).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В ходе выполнения магистерской диссертации рассмотрен технологический процесс и технологическое оборудование поточной линии производства гибких нагревательных элементов, основным элементом которой является электропривод приёмного устройства. Произведен анализ проблем построения электропривода приемного устройства. Определены основные критерии качества и цели управления технологическим процессом, закладываемые в структуру электропривода.

2. Проведен сравнительный анализ вариантов широтно-импульсной модуляции в трехфазных инверторах напряжения, а именно синусоидальной ШИМ, синусоидальной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой и векторной ШИМ. Показано, что существует проблема недоиспользования напряжения звена постоянного тока. Предложены различные приемы, позволяющие полностью использовать напряжение звена постоянного тока и избежать потери амплитуды при ШИМ-преобразовании. Разработан единый математический аппарат, выполненный при одинаковых допущениях, в программной среде MathCad позволяющий сравнить коэффициенты гармоник для корректного сопоставления способов формирования синусоидальных ШИМ. Построены имитационные модели для каждого из рассматриваемых вариантов ШИМ, позволяющий провести сравнение для оценки качества полученных выходных зависимостей.

3. Произведен расчет параметров и характеристик элементов силового канала электропривода, а также расчет параметров настройки модели электропривода. Выполнен расчет параметров настройки электропривода и произведена оптимизация контуров регулирования САР электропривода: контура тока, контура потокосцепления, контура скорости, контура положения. Для каждого контура показатели качества переходных процессов по управлению сведены в таблицы, где производится сравнение ожидаемых показателей и результатов моделирования.

4. Разработана имитационная модель нелинейной САУ РЭП с векторным управлением и моделью физических элементов силового канала система преобразователь частоты – асинхронный электродвигатель в программной среде MatLab Simulink. С помощью разработанной имитационной модели были произведены исследования всех основных режимов его работы, сняты переходные характеристики. Анализ графиков переходных процессов показывает, что при отработке входного воздействия с моментом инерции для пустого и для полного барабана, следящий электропривод приемного устройства ведет себя как устойчивая нелинейная система и удовлетворяет требованиям технологического процесса.

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

6. 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 публикаций

1. **Быстров, Евгений Андреевич.** Электропривод приемного устройства линии производства гибких нагревательных элементов [Электронный ресурс] / Е. А. Быстров, А. Ю. Чернышев // Энергетика и энергосбережение: теория и практика: сборник материалов IV всероссийской научно-практической конференции, 19-21 декабря 2018 г., Кемерово / Кузбасский государственный технический университет (КузГТУ). — Кемерово: Изд-во КузГТУ, 2018. — [6 с.]. — Заглавие с экрана. — Свободный доступ из сети Интернет. Режим доступа: http://science.kuzstu.ru/wp-content/Events/Conference/energ/2018/energ/pages/Articles/_305.pdf

Литература

1. 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.

2. Мальцева О.П. Системы управления асинхронных частотно-регулируемых электроприводов / О.П. Мальцева, Л.С. Удут, Н.В. Кояин; Национальный Исследовательский Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 476 с.

3. Дементьев, Ю. Н. Электрический привод: учебное пособие для академического бакалавриата / Ю. Н. Дементьев, А. Ю. Чернышев, И. А. Чернышев. — 2-е изд. — Москва: Издательство Юрайт, 2019. — 223 с.

4. Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб. для вузов. – 2-е изд. Перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.: ил.

5. Чернышев А.Ю., Кояин Н.В. Проектирование электрических приводов: учебно-методическое пособие. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2005. – 120 с.

6. 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.

7. Дементьев Ю. Н., Завьялов В. М., Кояин Н. В., Удут Л. С. Электропривод типовых производственных механизмов: учебное пособие для вузов / Ю. Н. Дементьев, В. М. Завьялов, Н. В. Кояин, Л. С. Удут. — Москва: Издательство Юрайт, 2019. — 403 с.

8. Ключев В. И., Терехов В. М. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов. М. Энергия, 1980. – 360 с

9. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 373. с.

10. Кацман М. М. Справочник по электрическим машинам: учебное пособие. – М.: Академия, 2005. – 479 с.
11. Алиев И. И. Справочник по электротехнике и электрооборудованию: учебное пособие для вузов / И.И. Алиев. – М.: Высшая школа, 2000. – 255 с.
12. Алиев И. И. Электротехнический справочник. – М.: ИП РадиоСофт, 2000. – 384 с.
13. 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.
14. Дьяконов В. Simulink 4. Специальный справочник. – СПб: Питер, 2002. – 528 с.
15. Черных И.В. Моделирование электрических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink — СПб. ; М. : Питер : ДМК Пресс, 2008. — 288 с.
16. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода: учебник для вузов. – М.: Энергоиздат, 1981. – 576 с.
17. Чернышев А. Ю., Чернышев И. А. Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя по каталожным данным // Материалы международной научно-технической конференции. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – С. 269–272.
18. Г. Б. Онищенко, М. И. Аксенов, В. П. Грехов, М. Н. Зарицкий, А. В. Куприков, А. И. Нитиевская (под общей редакцией Г. Б. Онищенко) Автоматизированный электропривод промышленных установок. - М.: РАСХН, 2001. – 520с
19. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин: учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.

20. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование систем в MATLAB 6.0: учебное пособие. – СПб.: «КОРОНА Принт», 2001. – 320 с.
21. Герман-Галкин С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
22. 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.
23. Москаленко В. В. Автоматизированный электропривод: учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат; 1986. – 416 с.
24. Ключев В. И. Теория электропривода: учебник для вузов. — 2-е изд., испр. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1998. — 704 с.
25. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298 с.
26. Чаплыгин Е.Е. Инверторы напряжения и их спектральные модели. Учебное пособие. М. из-во МЭИ, 2003.
27. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование приводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – УРО Екатеринбург, 2000, 654 с.
28. Удут Л. С., Чернышев А. Ю., Гусев Н. В. Разработка и моделирование асинхронных электроприводов со скалярным управлением // Известия вузов. Электромеханика / Южно-Российский государственный технический университет (ЮРГТУ (НПИ)). — 2015. — № 3. — С. 43-49.
29. Трудовой кодекс Российской Федерации от 30.12.2001 N 197-ФЗ (ред. от 27.12.2018)
30. ГОСТ 22269-76. Система «человек-машина». Рабочее место оператора. Взаимное расположение элементов рабочего места. Общие эргономические требования.

31. ГОСТ 21889-76. Система «человек-машина». Кресло человека-оператора. Общие эргономические требования.
32. СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03. Гигиенические требования к персональным электронно-вычислительным машинам и организации работы.
33. ГОСТ 12.0.003-2015 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
34. СанПиН 2.2.4.548–96. Гигиенические требования к микроклимату производственных помещений.
35. СП 51.13330.2011. Защита от шума. Актуализированная редакция СНиП 23-03-2003.
36. Долин П.А. Справочник по технике безопасности. 6-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 824 с.
37. СП 52.13330.2016 Естественное и искусственное освещение. Актуализированная редакция СНиП 23-05-95*
38. ГОСТ 12.4.011-89 ССБТ. Средства защиты работающих. Общие требования и классификация.
39. ГОСТ 12.4.115-82 Система стандартов безопасности труда (ССБТ). Средства индивидуальной защиты работающих. Общие требования к маркировке (с Изменениями N 1, 2).
40. ГОСТ Р 12.1.019-2009 Система стандартов безопасности труда. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты.
41. Правила устройства электроустановок. Все действующие разделы и главы шестого и седьмого изданий. – М.: Изд-во «НЦ ЭНАС», 2019. – 672 с.
42. ГОСТ 12.1.005-88 ССБТ. Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны.

Приложение А

Раздел 2

Pulse Width Modulation Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters

Студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГМ71	Быстров Евгений Андреевич		

Консультант школы ИШЭ отделения (НОЦ) ОЭЭ:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент	Чернышев Александр Юрьевич	к.т.н.		

Консультант – лингвист отделения (НОЦ) ОИЯ школы ШБИП:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Старший преподаватель	Обсков Александр Владимирович	к.п.н.		

Introduction

Power converters continue to expand their applications with improvements in semiconductor technology that provide higher current and voltage ratings as well as the best switching characteristics. Meanwhile, the main advantages of contemporary power electronic converters, such as fast operation, small dimensions, low weight, high power densities, and high efficiency, are being achieved by using the so-called switching mode, in which the power semiconductor devices are controlled on the principle of ON-OFF.

Due to developments in the semiconductor power switch, voltage source inverters (VSI) with pulse width modulated (PWM) control, find particularly growing interest (Fig. 1).

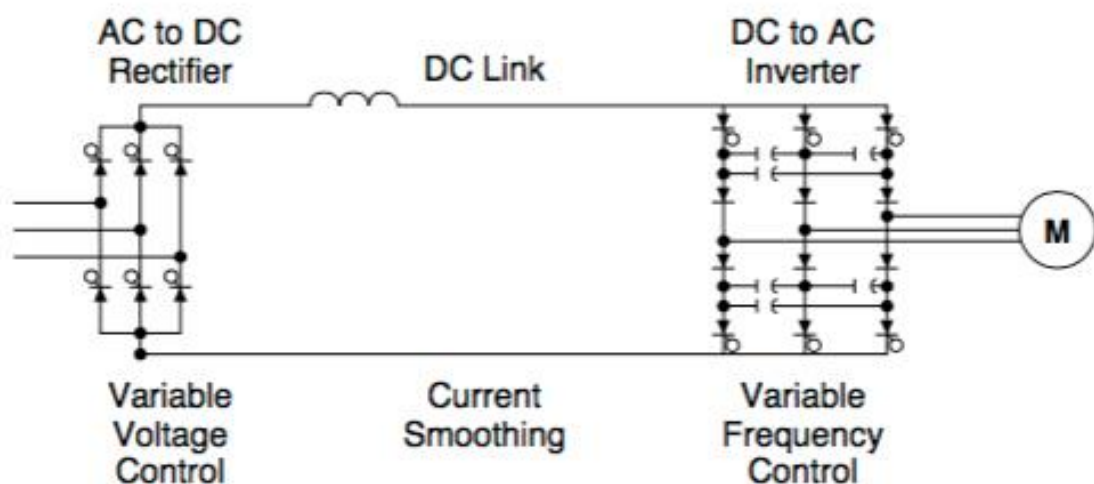


Fig. 1. Induction motor drive with PWM voltage source inverter

This results in different types of PWM, which is the basic technology for energy processing used in power converter devices. In today's PWM converters, PWM is a high-speed process, the range of which depends on the rated power - from hundreds of hertz (e.g. drive control) to tens of MHz (e.g. power supply converters).

Modern power electronics has made a great contribution to the development of new industrial solutions and powerful applications. At the same time, these achievements have led to the distortion of the voltage waveform by increasing the level of harmonic contamination of the mains currents. For high-efficiency direct

current – tracking and converting alternative current peak power, it must have a very low level of harmonic contamination in the compartment with sufficient power factor and weak electromagnetic interference. It is a known fact that three-phase loads are supplied with AC power at an AC frequency, including high-efficiency and fast control by electronic devices. 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 up to a few kilowatts to megawatts. It is preferable to be powered by a DC source and converted into a three-phase alternative current by means of DC to AC power electronic converters. The input dc voltage, mainly of constant magnitude, is obtained from a storage battery or the power supply in the case of an electric drive. The conversion of direct current power to three-phase alternative current power is only possible in switched mode. Semiconductor power switches make temporary connections with a high repetition rate between the three phases of the alternating current drive motor and two direct current terminals. The actual power consumption in each phase of the motor is controlled by a duty cycle, or on-off ratio, 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.

In this section firstly voltage source inverter with components is discussed and the sinusoidal pulse width modulation methods for reducing three-phase inverter harmonics are described.

Components of inverter

An inverter is an electronic circuitry or device that changes the DC to AC. Input/output voltage, frequency, total power consumption depend on the design of the device or circuit. The inverter does not produce any energy; the power supply is provided by a direct current source.

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

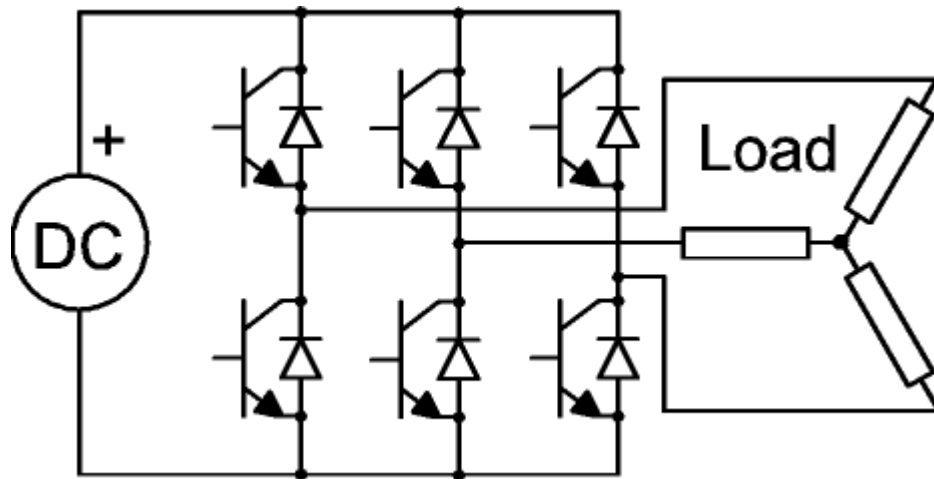


Fig. 2. Three-phase inverter with wye connected load

There are several main groups of power semiconductors: thyristor, power diode, insulated-gate bipolar transistor (IGBT), power metal-oxide-semiconductor field effect transistor (MOSFET) and bipolar junction transistor (BJT). Figure 3 shows the circuit diagrams.

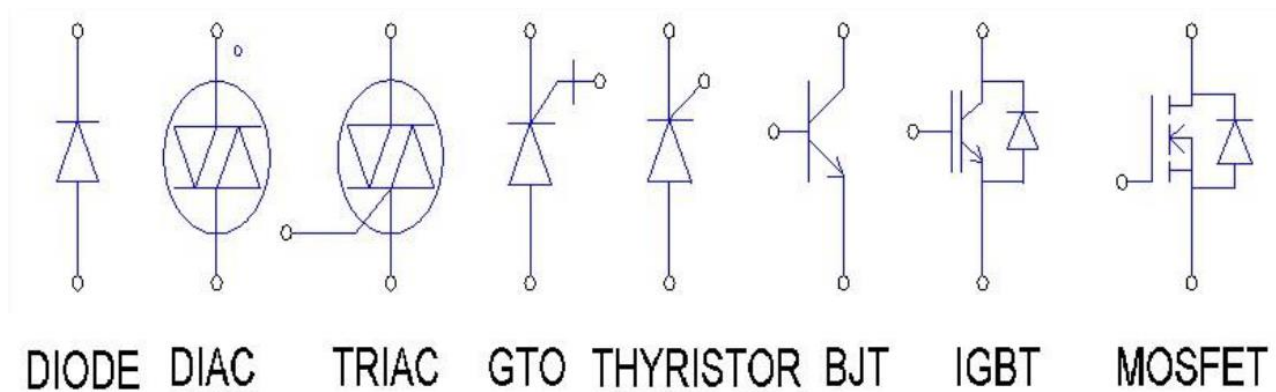


Fig. 3. Different power semiconductor switches

Wide applications of power semiconductor devices for the inverter have found IGBT and MOSFET. The second of them can operate at slightly higher frequencies (from a few to hundreds of kilohertz) but is limited by the rated power, usually 50 A, 1000 volts. The voltage-controlled power transistor is an insulated-gate bipolar transistor (IGBT), that is used to increase the required voltage and provides better switching than a BJT, but not as fast as a power MOSFET. At higher frequencies, MOSFET has an advantage over IGBT, but the higher IGBT switching capacity is achieved by using software switching power conversion.

Basic requirements and definitions of PWM voltage control methods

The PWM converter should be responsible for some common requirements such as the following:

- Elimination of low-frequency harmonics;
- The minimal content of harmonics in current and voltage, because they produce additional noise and losses in load;
- Operation in overmodulation zone including the reference wave;
- The low number of switching operations to maintain low switching losses in power units
- Wide range of operation.

PWM voltage control methods

A voltage source converter using PWM switching technology has a direct DC input voltage, which is usually constant in magnitude. The task of the inverter is to accept this DC input and provide an AC output, where the value and frequency can be controlled. The efficiency of inverter parameters such as harmonic reduction and switching losses mainly depends on the modulation strategy used to control the inverter.

Several PWM methods are known nowadays. The most popular among those are sinusoidal PWM (SPWM) and space vector pulse width modulation (SVPWM). The main disadvantage of this circuit is lower dc bus utilization. PWM methods are widely used in a variety of applications such as power supplies and variable speed drives. SPWM is used to control the output voltage of the inverter and maintains good performance over the entire operating range from zero to 78% of the value that can be achieved with square waves. The output voltage is not supported only if the modulation index exceeds this value, then modulation methods are required. Meanwhile, space vector pulse width modulation (SVPWM) is widely used in comparison with the last decade, as it allows to reduce the harmonic content output

voltage and commutation losses. SVPWM offers better dc bus utilization and easy digital realization.

A high-frequency triangular carrier with three sinusoidal reference signals, known as modulating signals, is compared in SVPWM to generate signals at the output of the frequency inverter but has the disadvantage of having a third harmonic at the output. In three-phase systems, it is preferable to abandon the third harmonic components and use a DC source better than a PWM with a third harmonic injection. SVPWM technique has the advantage of lower harmonics, reduce the harmonic content of the output voltage or current and optimal output.

Sinusoidal modulation

SPWM is used to control the inverter (Fig. 4) because it can directly control the output frequency and output voltage of the inverter according to the sinusoidal functions (Fig. 5). The switches are controlled in pairs ((switch №1 and switch №4), (switch №2 and switch №5), and (switch №3 and switch №6)) and the logic of the switch control signals is as follows:

- S1 enabled at $V_a > V_t$; S4 enabled at $V_a < V_t$;
- S2 enabled at $V_c < V_T$; S5 enabled at $V_c > V_t$;
- S3 enabled at $V_b > V_t$; S6 enabled at $V_b < V_t$.

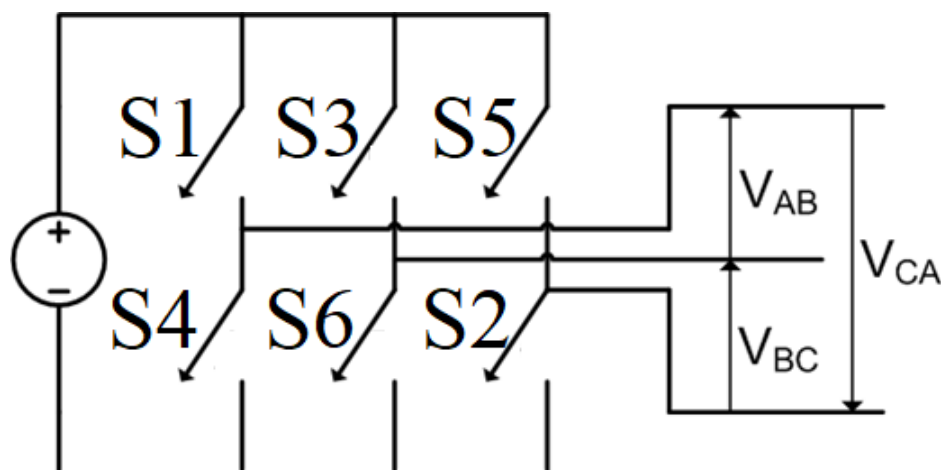


Fig. 4. Three-phase VSI

The inverter output voltage has the following specifics when using SPWM technology:

- The parameter V_a is controlled by the fundamental frequency;
- PWM frequency and frequency of V_t are equal;
- The peak V_{a0} is controlled by the amplitude.

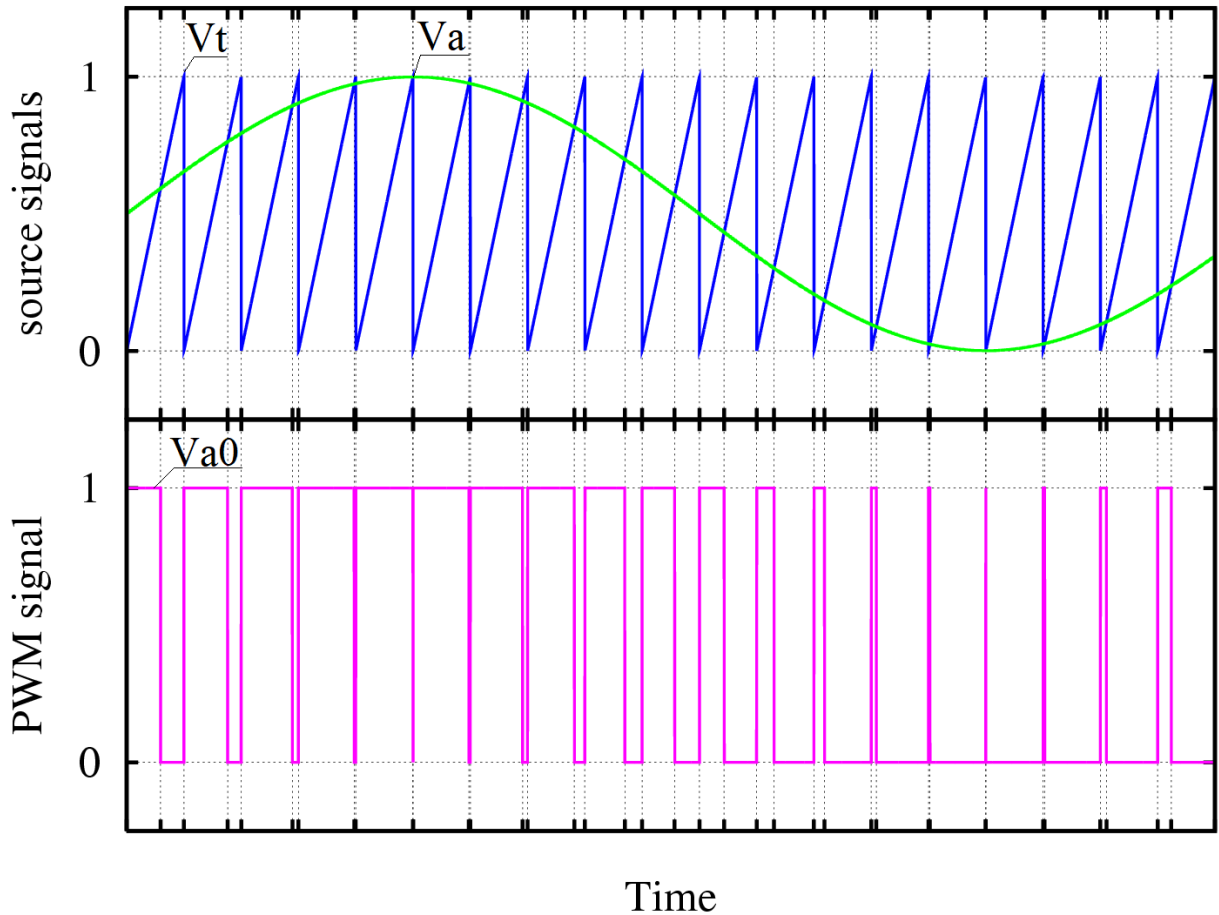


Fig. 5. A simple method to generate the PWM

Sinusoidal pulse width modulation methods are characterized by constant amplitude pulses with different operating cycles for each period. The width of these pulses is modulated to reduce their harmonic content and control the output voltage of the inverter. Sinusoidal pulse width modulation is the most commonly used method in inverter application and motor control. In the SPWM technique, a high-frequency triangular carrier wave and three sine waves are used to generate PWM signal. As a rule, a three-phase inverter requires three sinusoidal waves. The sinusoidal waves known as the reference signal have a phase difference of 120° with

each other. The carrying triangular wave is a high-frequency wave, usually in tens of kilohertz. The frequency of these sinusoidal waves is selected depending on the required output frequency of the converter, for European networks, it is 50 Hz. The comparison of a triangular wave with sinusoidal waves generates a switching signal. The comparator generates a pulse with a sinusoidal voltage value that exceeds the triangular value and is used to start the respective switches of the inverter. Synchronous disconnection of the circuit breakers in any part of the inverter is not possible because of the uncertainty of the AC mains output voltages and the uncertainty of the switching states in the voltage source inverter. The phase outputs are shifted by 120° degrees. The traditional SPWM signal generation technique for a three-phase VSI is shown in Figure 6.

The control signal to the inputs of the three-phase pulse width modulator of each phase:

$$\begin{aligned}
 u_{yA} &= K_M U_m \sin(\theta) \\
 u_{yB} &= K_M U_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 u_{yC} &= K_M U_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right),
 \end{aligned}$$

where:

- $\theta = 2\pi f_{\text{out}} t$;
- U_m – maximum permissible amplitude of the control signal without overmodulation;
- K_M – amplitude modulation factor.

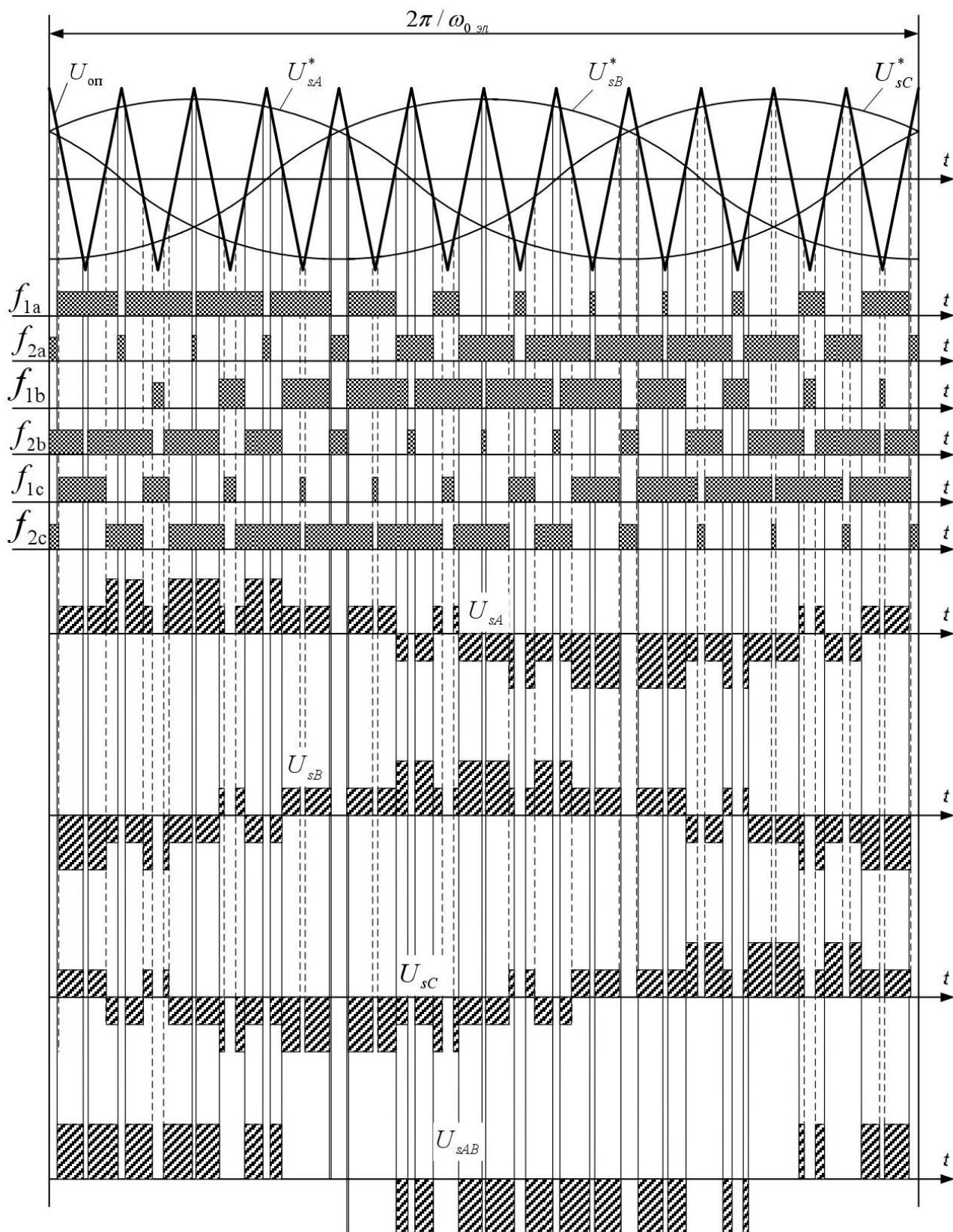


Fig. 6. Formation of voltage at the output of a three-phase inverter

The ratio of switching frequency to output frequency:

$A = 50$.

Modulation factor:

$$K_M = 1.$$

Specifying the number of samples per repetition period and determining the sampling step:

$$N = 5000; \quad n = 0..N; \quad d = 2 \cdot \frac{\pi}{N}; \quad \theta = n \cdot d.$$

Pulse edge modulation:

$$r_n = \frac{2}{\pi} \cdot \arctan \left(\tan \left(\theta \cdot \frac{A}{2} - \frac{\pi}{2} \right) \right).$$

Setting the control signals (Fig. 7):

$$uuA_n = K_M \cdot \sin(\theta); \quad uuB_n = K_M \cdot \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right); \quad uuC_n = K_M \cdot \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right).$$

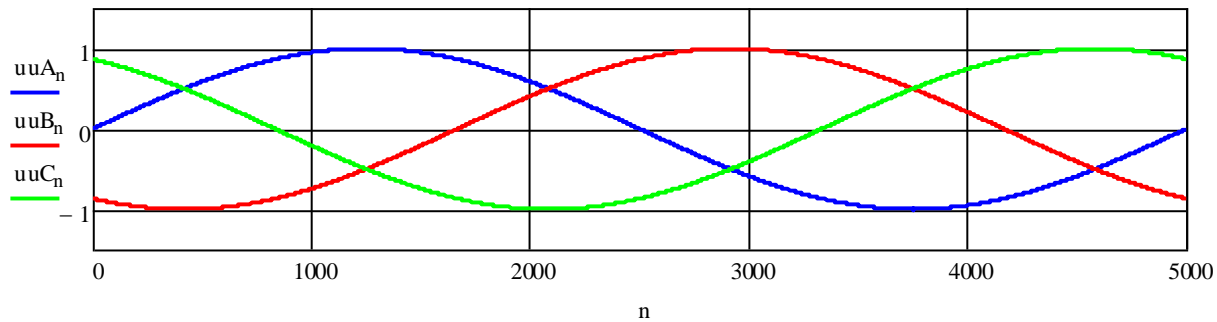


Fig. 7. Input signals of the converter

Determination of modulator output signals:

$$mA_n = \text{if}(uuA_n > r_n, 1, 0); \quad mB_n = \text{if}(uuB_n > r_n, 1, 0); \quad mC_n = \text{if}(uuC_n > r_n, 1, 0).$$

Determination of output linear voltages of the converter (Fig. 8):

$$\phi A_n = mA_n \cdot E;$$

$$\phi B_n = mB_n \cdot E;$$

$$\phi C_n = mC_n \cdot E;$$

$$uAB_n = \phi A_n - \phi B_n;$$

$$uBC_n = \phi B_n - \phi C_n;$$

$$uCA_n = \phi C_n - \phi A_n;$$

$$\phi 0_n = \frac{1}{3}(\phi A_n + \phi B_n + \phi C_n).$$

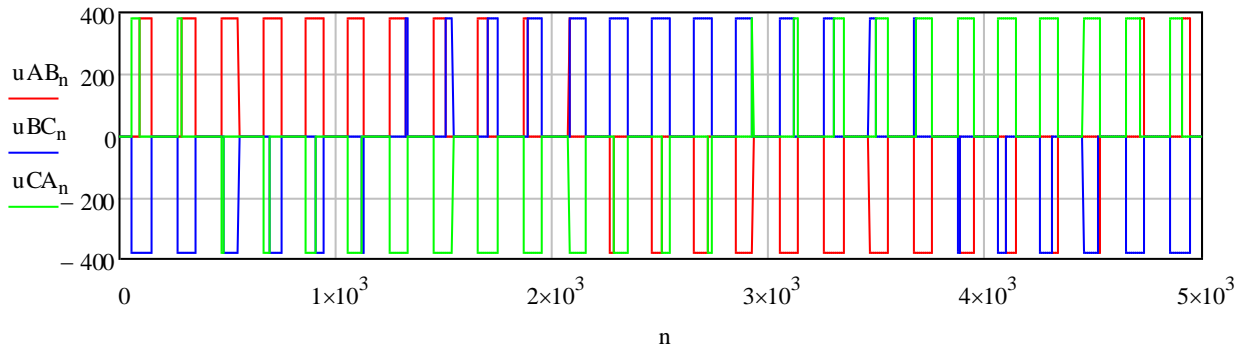


Fig. 8. Output linear voltage of the converter

Determination of output phase voltages of the converter (Fig. 9):

$$uA_n = \phi A_n - \phi 0_n; \quad uB_n = \phi B_n - \phi 0_n; \quad uC_n = \phi C_n - \phi 0_n.$$

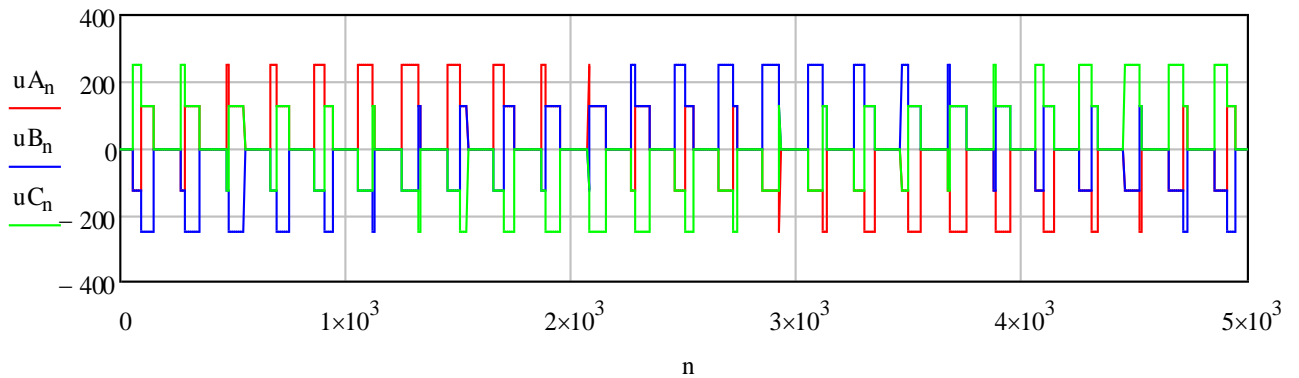


Fig. 9. Output phase voltage of the converter

Advantages:

- The output voltage obtained is near sinusoidal;
- The harmonic level in the output voltage decreases.

Space vector modulation

The SVPWM technique was developed as a vector approach to PWM for three-phase inverters. This is a more sophisticated sinusoidal generation technology that provides a higher voltage on the motor with a lower overall harmonics level. The main purpose of any modulation method is to obtain a variable output with a minimum harmonic component and a maximum fundamental component. The circuit of three-phase VSI is shown in Figure 10, where output voltages of the inverter are V_a , V_b and V_c . The six power switch are outputs switches $Q_1 - Q_6$ controlled by A, B, C, A', B', C' . When the upper switch is turned on (A, B or C is

open), the corresponding lower switch is turned off (A' , B' or C' is closed). Thus the ON/OFF status of the upper switch Q_1, Q_3, Q_5 or its equivalent status A, B and C were sufficient to evaluate the output voltage for the purposes of this discussion. GTOs, IGBTs, BJTs can be used as six power switching devices. The choice of the switch depends on the required switching frequency, the required operating power level and the allowable power losses of the inverter. It should be noted that two switches cannot be opened or closed on one leg at the same time.

The difference between SVPWM and SPWM is in the approach based on the representation of voltage vectors in the plane α, β . Clark transformation is detected by the components α, β . The essence of the SVPWM method is a special switching sequence of the three upper switches of the three-phase power converter. It is known that this method generates less harmonic distortion of output voltages and/or currents, which are fed to the induction motor phases, and provides high efficiency of DC input voltage use. Due to its excellent performance, it has been used extensively in recent years.

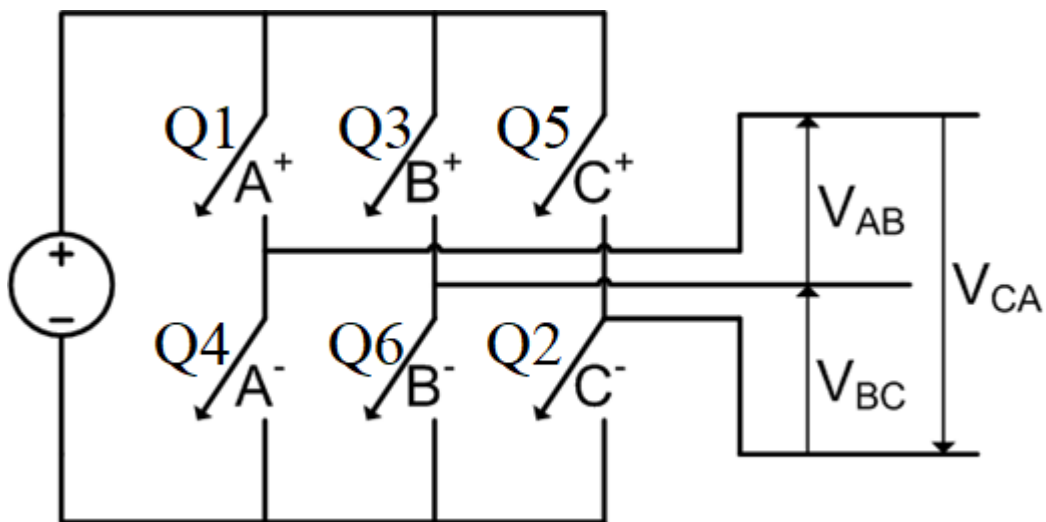


Fig. 10. Three-phase VSI circuit

The basic principle of the SVPWM method is based on eight combinations of three-phase inverter switches. The switch variations are represented by binary codes that correspond to the top switches Q_1, Q_3, Q_5 of the inverter (Fig. 10). The machine generates a rotating flow when a three-phase sinusoidal voltage is applied.

As a result, the machine creates a rotating flow that can be represented as a single voltage vector. Clark transformation is determined by the angle and magnitude of the vector. In order to realize the space vector of PWM, the voltage equations in the reference frame (a, b, c) can be transformed into a reference frame (d, q), consisting of the vertical (q) and horizontal (d) axes (Fig. 11).

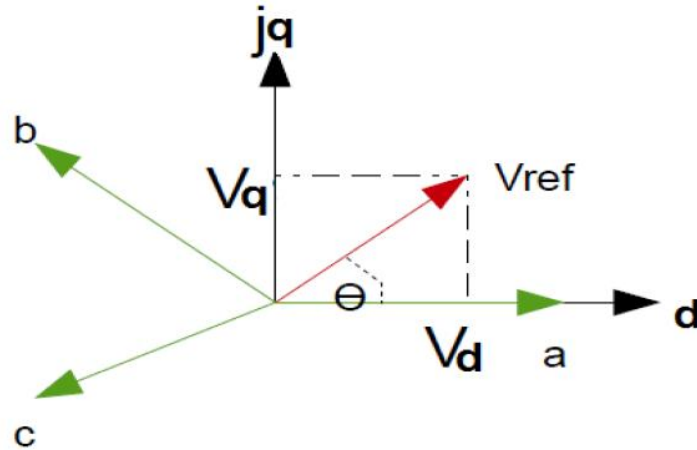


Fig. 11. Vector diagram representing the reference vector in two- and three-dimensional

The initial vector shows in Fig. 11 can be transformed by means of relations.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

The location of the reference vector determines the position of the switches on or off. If switches Q_1, Q_3, Q_5 are equal to 1 (together or separately), the upper branch of the inverter is switched on, hence the voltage at the V_a, V_b and V_c terminals are positive. The voltage at the terminals is zero when the upper switches are zero. Due to the fact that the lower switches are auxiliary to the upper switches, only combinations of them are possible: 000, 001, 010, 011, 100, 110, 110, 111.

Therefore, there are eight possible switching states, six of which are active switching states and two are zero. The total number of these vectors (Fig. 12) are called the basic space vectors and are designated by $(V_0, V_1 \dots V_7)$. Six reference vectors, known as non-zero vectors (V_1 to V_6), feed the load and form the hexagonal

axis. Moreover, two zero vectors V_0 and V_7 supply zero voltage to the load at the origin. It is known that the angle between any adjacent two non-zero vectors is 60 degrees. The same conversion can be applied to the desired output voltage to obtain the desired reference voltage vector V_{ref} in the plane (d, q). To obtain the desired reference voltage vector V_{ref} in the plane (d, q) can be applied to the desired output voltage. As a result, the purpose of the SVPWM method is to approximate the reference voltage vector by means of switching patterns.

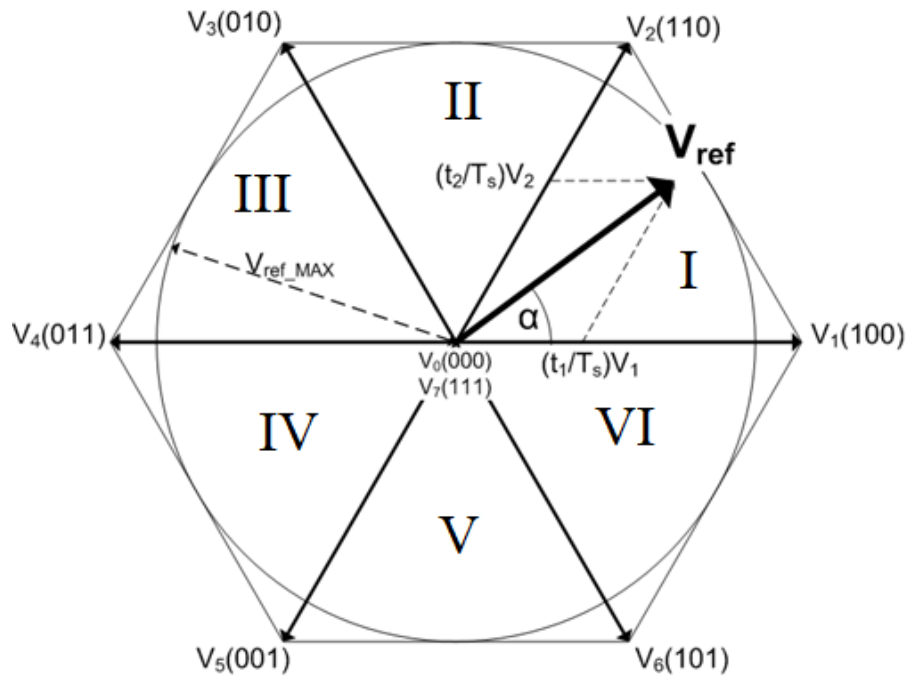


Fig. 12. Sectors, vectors, basic switching

The ratio between the line-to-neutral (phase) output voltage vector $[V_A, V_B, V_C]^t$ and the line-to-line output voltage vector $[V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}]^t$ and the switching variable vector $[A, B, C]^t$ is given by the equation below:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix}$$

where:

- V_{dc} is direct current supply voltage.

Combinations and voltages according to the equations are presented in Table 1.

Table 1. Voltage vectors

Vectors	Switching vectors			Phase voltage			Line-to-line voltage		
	A	B	C	V_A	V_B	V_C	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

It is worth noting that the corresponding voltage must be multiplied by VDC when calculating it.

An optimum PWM is expected if:

- the maximum deviation of the current vector as small as possible;
- short cycle time.

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 13.

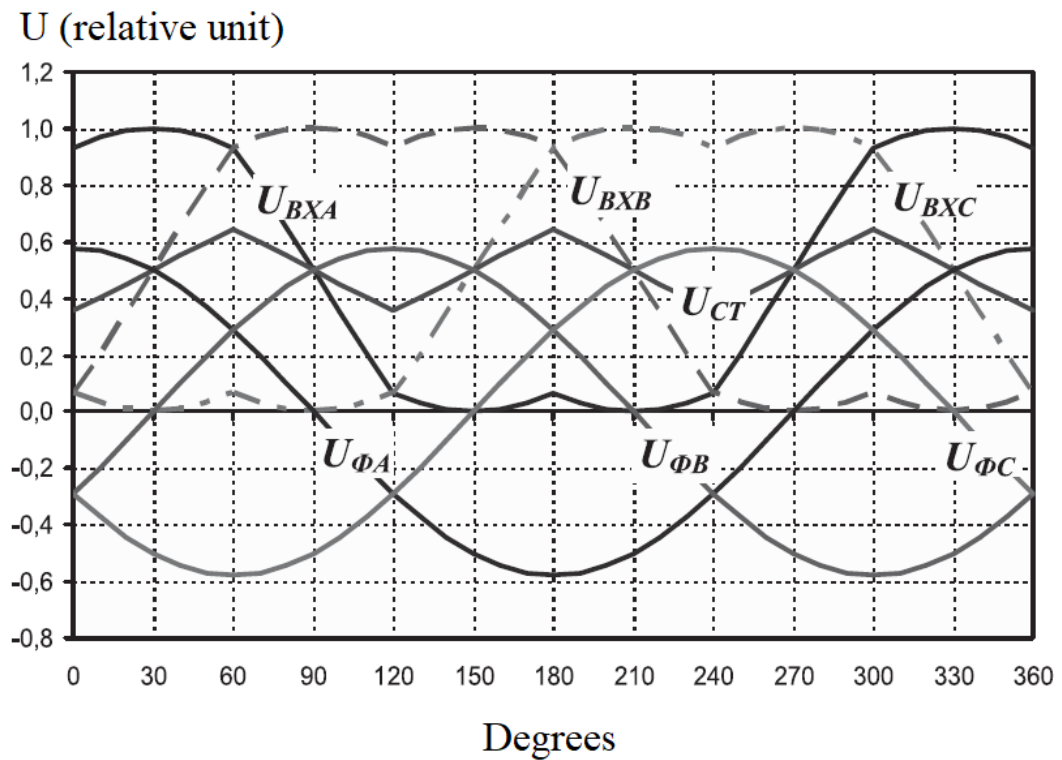


Fig. 13. SVPWM Modulating Waveform

Comparison of SVPWM and SPWM

In SVPWM only 90% of square wave operation is obtained but in case SPWM the amplitude of the maximum possible voltage is 78%. Thus, the maximum phase voltage by space vector PWM and sinusoidal PWM:

- $V_{\max} = \frac{1}{2} \cdot V_{dc}$ for sinusoidal PWM;
- $V_{\max} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$ for space vector PWM;

Where:

- V_{dc} is the direct current voltage.

This means the SVPWM can produce about 15% higher output voltage than SPWM (Fig. 14).

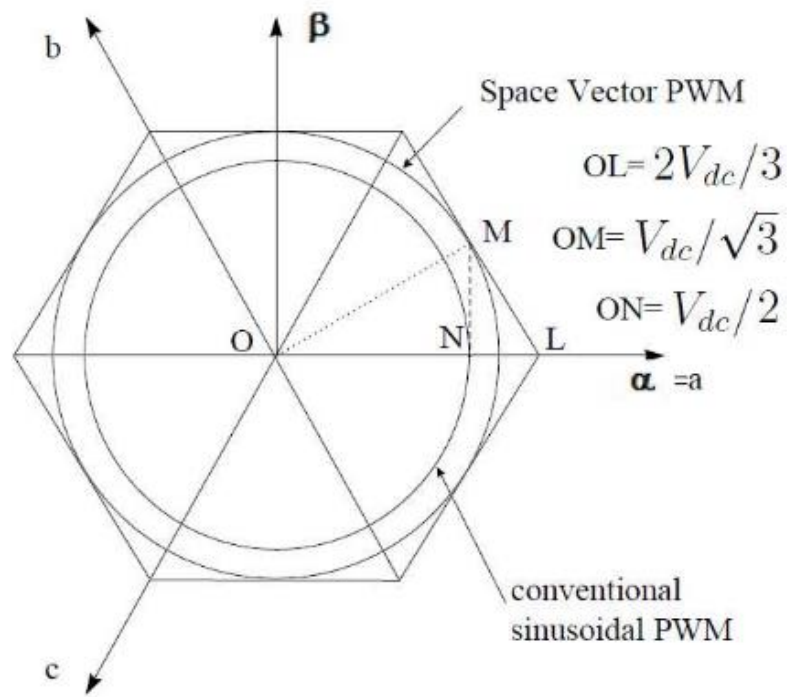


Fig. 14. Comparison of the maximum linear control voltage of SVPWM and SPWM

Conclusion

This section provides an analysis of sinusoidal pulse width modulation and space vector pulse width modulation for the three-phase voltage source inverters. It was shown 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.