

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

Школа – Инженерная школа информационных технологий и робототехники
 Направление подготовки – 15.04.04. Автоматизация технологических процессов и производств
 Отделение школы (НОЦ) – Отделение автоматизации и робототехники

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

Тема работы
Проектирование наблюдателя полного порядка в составе векторной системы управления синхронным приводом с постоянными магнитами

УДК 681.587.7:621.313.323:621.318.2

Студент

Группа	ФИО	Подпись	Дата
8ТМ71	Омаров Амир Казиевич		

Руководитель ВКР

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент ОАР ИШИТР	Воронин Александр Васильевич	к.т.н.		

Консультант

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Ассистент ОАР ИШИТР	Зарницын Александр Юрьевич	—		

Нормоконтроль

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент ОАР ИШИТР	Суханов Алексей Викторович	к.х.н.		

КОНСУЛЬТАНТЫ ПО РАЗДЕЛАМ:

По разделу «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение»

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент ОСГН ШБИП	Рыжакина Татьяна Гавриловна	к.экон.н.		

По разделу «Социальная ответственность»

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Старший преподаватель ООД ШБИП	Исаева Елизавета Сергеевна	—		

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Руководитель ООП	Суходоев Михаил Сергеевич	к.т.н.		
Руководитель ОАР	Леонов Сергей Владимирович	к.т.н.		

Планируемые результаты обучения по направлению подготовки

15.04.04 «Автоматизация технологических процессов и производств»

Код рез-та	Результат обучения (выпускник должен быть готов)	Требования ФГОС, критериев и/или заинтересованных сторон
<i>Профессиональные</i>		
P1	применять глубокие естественно-научные, математические знания в области анализа, синтеза и проектирования для решения научных и инженерных задач производства и эксплуатации автоматизированных систем, включая подсистемы управления и их программное обеспечение.	Требования ФГОС (ПК-1, ПК-3, ОПК-1, ОПК-4, ОК-1, ОК-9), Критерий 5 АИОР (п. 1.1), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-ACE</i> и <i>FEANI</i>
P2	воспринимать, обрабатывать, анализировать и обобщать научно-техническую информацию, передовой отечественный и зарубежный опыт в области теории, проектирования, производства и эксплуатации автоматизированных систем, принимать участие в командах по разработке и эксплуатации таких устройств и подсистем.	Требования ФГОС (ПК-3, ПК-4, ПК-7, ОПК-1, ОПК-3, ОК-1, ОК-4, ОК-5, ОК-6, ОК-9), Критерий 5 АИОР(пп. 1.1, 1.2), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-ACE</i> и <i>FEANI</i>
P3	применять и интегрировать полученные знания для решения инженерных задач при разработке, производстве и эксплуатации современных автоматизированных систем и подсистем (в том числе интеллектуальных) с использованием технологий машинного обучения, современных инструментальных и программных средств.	Требования ФГОС (ПК-2, ПК-3, ПК-4, ПК-5, ПК-15, ПК-18, ОПК-3, ОПК-6, ОК-1, ОК-5, ОК-6, ОК-7), Критерий 5 АИОР (пп. 1.2), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-ACE</i> и <i>FEANI</i>
P4	определять, систематизировать и получать необходимую информацию в области проектирования, производства, исследований и эксплуатации автоматизированных систем, устройств и подсистем.	Требования ФГОС (ПК-7, ПК-10, ПК-11, ПК-12, ПК-18, ОПК-4, ОПК-6, ОК-1, ОК-4, ОК-6, ОК-8), Критерий 5 АИОР (п.1.3), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-ACE</i> и <i>FEANI</i>
P5	планировать и проводить аналитические, имитационные и экспериментальные исследования для целей проектирования, производства и эксплуатации систем управления технологическим процессом и подсистем (в том числе интеллектуальных) с использованием	Требования ФГОС (ПК-1, ПК-2, ПК-3, ПК-4, ПК-5, ПК-6, ПК-13, ПК-17, ПК-18, ОПК-2, ОПК-3, ОК-1, ОК-3, ОК-4, ОК-6, ОК-7, ОК-8, ОК-9), Критерий 5 АИОР (п. 1.4), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-</i>

	передового отечественного и зарубежного опыта, уметь критически оценивать полученные теоретические и экспериментальные данные и делать выводы.	АСЕ и FEANI
P6	понимать используемые современные методы, алгоритмы, модели и технические решения в автоматизированных системах и знать области их применения, в том числе в составе безлюдного производства.	Требования ФГОС (ПК-1, ПК-2 ПК-3, ПК-7, ОПК-1, ОПК-3, ОПК-4, ОК-5, ОК-9, ОК-10), Критерий 5 АИОР (п. 2.1), согласованный с требованиями международных стандартов EUR-АСЕ и FEANI
<i>Универсальные</i>		
P7	эффективно работать в профессиональной деятельности индивидуально и в качестве члена команды.	Требования ФГОС (ПК-1, ПК-2 ПК-7, ПК-8, ПК-16, ПК-17, ОК-1, ОК-2, ОК-4, ОК-6, ОК-9), Критерий 5 АИОР (п. 2.1), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-АСЕ</i> и <i>FEANI</i>
P8	владеть иностранным языком на уровне, позволяющем работать в интернациональной среде с пониманием культурных, языковых и социально-экономических различий	Требования ФГОС (ПК-4, ПК-8, ПК-9, ПК-16, ОПК-4, ОК-5), Критерий 5 АИОР (п. 2.2), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-АСЕ</i> и <i>FEANI</i>
P9	проявлять широкую эрудицию, в том числе знание и понимание современных общественных и политических проблем, продемонстрировать понимание вопросов безопасности и охраны здоровья сотрудников, юридических аспектов, ответственности за инженерную деятельность, влияния инженерных решений на социальный контекст и окружающую среду	Требования ФГОС (ПК-5, ПК-8, ПК-15, ПК-16, ПК-18, ОПК-1, ОПК-4, ОПК-5, ОК-3, ОК-4, ОК-5, ОК-6, ОК-8, ОК-9), Критерий 5 АИОР (пп. 1.6, 2.3,), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-АСЕ</i> и <i>FEAN</i>
P10	следовать кодексу профессиональной этики и ответственности и международным нормам инженерной деятельности	Требования ФГОС (ПК-8, ПК-11, ПК-16, ОПК-3, ОПК-6, ОК-4), Критерий 5 АИОР (пп. 2.4, 2.5), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-АСЕ</i> и <i>FEANI</i>
P11	понимать необходимость и уметь самостоятельно учиться и повышать квалификацию в течение всего периода профессиональной деятельности.	Требования ФГОС (ПК-4, ПК-8, ОПК-3, ОПК-4, ОК-5, ОК-6, ОК-7, ОК-8), Критерий 5 АИОР (2.6), согласованный с требованиями международных стандартов <i>EUR-АСЕ</i> и <i>FEANI</i> .

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

Школа – Инженерная школа информационных технологий и робототехники
 Направление подготовки – 15.04.04. Автоматизация технологических процессов и производств
 Отделение школы (НОЦ) – Отделение автоматизации и робототехники

УТВЕРЖДАЮ:
 Руководитель ООП
 _____ Суходоев М.С.
 (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
8ТМ71	Омаров Амир Казиевич

Тема работы:

Проектирование наблюдателя полного порядка в составе векторной системы управления синхронным приводом с постоянными магнитами	
Утверждена приказом директора (дата, номер)	12.02.2019 г. №1099/с

Срок сдачи студентом выполненной работы:	
--	--

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ:

Исходные данные к работе	Объектом исследования является скоростной электропривод на базе бездатчиковой системы управления. Режим работы периодический. Применяется в системах вентиляции и климатическом оборудовании.
Перечень подлежащих исследованию, проектированию и разработке вопросов	<ol style="list-style-type: none"> 1. Математическое моделирование синхронного двигателя с постоянными магнитами; 2. Математическое моделирование наблюдателя скорости; 3. Синтез регуляторов системы управления; 4. Моделирование бездатчиковой системы управления синхронным двигателем с постоянными магнитами.

Перечень графического материала	<ol style="list-style-type: none"> 1. Функциональная схема системы векторного управления СДПМ; 2. Структурная схема контура тока по оси d; 3. Структурная схема контура скорости; 4. Функциональная схема системы бездатчикового управления СДПМ; 5. Структура адаптивного наблюдателя; 6. Модель синхронного двигателя с постоянными магнитами; 7. Модель системы с датчиком положения ротора; 8. Модель системы векторного управления с датчиком положения ротора и автономным инвертором напряжения; 9. Модель адаптивного наблюдателя скорости; 10. Модель системы бездатчикового управления СДПМ.
--	--

Консультанты по разделам выпускной квалификационной работы

Раздел	Консультант
Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение	к.экон.н. Рыжакина Татьяна Гавриловна
Социальная ответственность	Исаева Елизавета Сергеевна
Раздел выполняемый на иностранном языке	Пичугова Инна Леонидовна

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

Методы управления синхронной машиной
Разработка системы векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами

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

Задание выдал руководитель / консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент ОАР ИШИТР	Воронин Александр Васильевич	к.т.н.		
Ассистент ОАР ИШИТР	Зарницын Александр Юрьевич	—		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
8ТМ71	Омаров Амир Казиевич		

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

Школа – Инженерная школа информационных технологий и робототехники
 Направление подготовки – 15.04.04. Автоматизация технологических процессов и производств
 Уровень образования – Магистратура
 Отделение школы (НОЦ) – Отделение автоматизации и робототехники
 Период выполнения – осенний / 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)
22.04.2019	Основная часть	60
6.05.2019	Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение	20
8.05.2019	Социальная ответственность	20

СОСТАВИЛ:

Руководитель ВКР

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент ОАР ИШИТР	Воронин Александр Васильевич	к.т.н.		

Консультант

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Ассистент ОАР ИШИТР	Зарницын Александр Юрьевич	–		

СОГЛАСОВАНО:

Руководитель ООП

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент ОАР ИШИТР	Суходоев Михаил Сергеевич	к.т.н.		

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

Студенту:

Группа	ФИО
8ТМ71	Омаров Амир Казиевич

Школа	Инженерная школа информационных технологий и робототехники	Отделение школы (НОЦ)	Отделение автоматизации и робототехники
Уровень образования	Магистратура	Направление/специальность	15.04.04 Автоматизация технологических процессов и производств

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

1. <i>Стоимость ресурсов научного исследования (НИ): материально-технических, энергетических, финансовых, информационных и человеческих</i>	<i>Работа с информацией, представленной в российских и иностранных научных источниках, стандартах, проведение моделирования работы с помощью ЭВМ и оценка эффективности исследуемой и разрабатываемой системы</i>
2. <i>Нормы и нормативы расходования ресурсов</i>	
3. <i>Используемая система налогообложения, ставки налогов, отчислений, дисконтирования и кредитования</i>	

Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:

1. <i>Оценка коммерческого и инновационного потенциала НТИ</i>	<i>Проведение предпроектного анализа и определение возможных альтернатив проведения НТИ</i>
2. <i>Разработка устава научно-технического проекта</i>	<i>Проект выполняется в рамках магистерской диссертации, устав не требуется</i>
3. <i>Планирование процесса управления НТИ: структура и график проведения, бюджет, риски и организация закупок</i>	<i>Запланировано управление научно-техническим проектом; выделены контрольные события проекта; рассчитан бюджет исследования</i>
4. <i>Определение ресурсной, финансовой, экономической эффективности</i>	<i>Анализ финансовой эффективности проекта</i>

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей):

1. <i>Сегментирование рынка</i>
2. <i>Оценка конкурентоспособности технических решений</i>
3. <i>Матрица SWOT</i>
4. <i>График проведения и бюджет НТИ</i>
5. <i>Оценка ресурсной, финансовой и экономической эффективности НТИ</i>

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

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент ОСГН ШБИП	Рыжакина Татьяна Гавриловна	к.ЭКОН.Н.		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
8ТМ71	Омаров Амир Казиевич		

**ЗАДАНИЕ ДЛЯ РАЗДЕЛА
«СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ»**

Студенту:

Группа	ФИО
8ТМ71	Омаров Амир Казиевич

Школа	Инженерная школа информационных технологий и робототехники	Отделение (НОЦ)	Отделение автоматизации и робототехники
Уровень образования	Магистратура	Направление/специальность	15.04.04 Автоматизация технологических процессов и производств

Тема ВКР:

«Проектирование наблюдателя полного порядка в составе векторной системы управления синхронным приводом с постоянными магнитами»

Исходные данные к разделу «Социальная ответственность»:

1. Характеристика объекта исследования (вещество, материал, прибор, алгоритм, методика, рабочая зона) и области его применения	<p>Объектом исследования является рабочее место в ООО «НПФ Мехатроника-ПРО».</p> <p>Рабочее место находится в помещении закрытого типа с совмещенным освещением, естественной и искусственной вентиляцией воздуха. Основное оборудование, на котором ведется работа – ПК, испытательный стенд.</p> <p>Основной вид деятельности – разработка алгоритма управления синхронным двигателем, написание прикладной программы, формирование управляющих команд посредством ПК, формирование отчетной документации, ведение экономических расчетов на основе прогнозов, предоставленных системой.</p>
--	--

Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:

<p>1. Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности:</p> <p>1.1. Специальные правовые нормы трудового законодательства;</p> <p>1.2. Организационные мероприятия при компоновке рабочей зоны.</p>	<p>– Трудовой кодекс РФ;</p> <p>– СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03;</p> <p>– ТОИ Р-45-084-01</p> <p>– ППБ 01-93</p>
<p>2. Производственная безопасность:</p> <p>2.1. Анализ выявленных вредных и опасных факторов</p> <p>2.2. Обоснование мероприятий по снижению воздействия</p>	<p>Рассматриваются следующие опасные и вредные производственные факторы:</p> <p>– повышенный уровень шума на рабочем месте;</p> <p>– повышенный уровень вибрации;</p> <p>– повышенная или пониженная температура воздуха рабочей зоны;</p>

	<ul style="list-style-type: none"> – повышенная или пониженная влажность воздуха; – повышенная или пониженная подвижность воздуха; – повышенный уровень статического электричества; – повышенный уровень электромагнитных излучений; – отсутствие или недостаток естественного света; – недостаточная освещенность рабочей зоны;
3. Экологическая безопасность:	<p>Влияние на экологическую безопасность.</p> <p>Воздействие на литосферу и атмосферу.</p> <p>Утилизация бытовых отходов.</p>
4. Безопасность в чрезвычайных ситуациях:	Наиболее типичная ЧС для объекта исследования – пожар.

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

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Старший преподаватель ООД ШБИП	Исаева Елизавета Сергеевна	–		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
8ТМ71	Омаров Амир Казиевич		

РЕФЕРАТ

Выпускная квалификационная работа имеет 178 страниц, 48 рисунков, 30 таблиц, 42 источника литературы, 23 приложения.

Ключевые слова: бездатчиковое управление, векторное управление, адаптивный наблюдатель состояния, автономный инвертор напряжения, синхронный двигатель с постоянными магнитами.

Объектом исследования является система бездатчикового управления синхронным двигателем с постоянными магнитами с явнополюсным ротором.

Целью работы является изучение принципов управления синхронной машиной и разработка системы бездатчикового управления, которая обеспечивала бы необходимые показатели качества. Основным критерием энергоэффективности выбрана минимизация тока статора.

В процессе исследования разработана методика моделирования бездатчиковой системы управления синхронным двигателем с постоянными магнитами.

Основные конструктивные, технологические и технико – эксплуатационные характеристики: бездатчиковая система строится на основе математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами и адаптивного наблюдателя скорости.

Степень внедрения: пройдены испытания на площадке ООО «ВЕЗА».

Результатом работы являются модель системы в среде MATLAB, модель наблюдателя состояния, а так же испытания разработанной системы на площадке-компании ООО «НПФ Мехатроника – ПРО» с использованием опытного образца контроллера ЕС-F 2200.

Область применения: системы вентиляции и климатическое оборудование.

Фактором экономического эффекта, реализуемым в предложенной работе является возможность повышения надёжности системы, а также снижение финансовых затрат на владение данной системой управления.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ	15
ВВЕДЕНИЕ	16
1 Методы управления синхронной машиной.....	18
1.1 Современные методы управления СДПМ.....	18
1.2 Математическая модель СДПМ	22
2 Разработка системы векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами	28
2.1 Метод векторной ШИМ	28
2.2 Векторная диаграмма СДПМ.....	35
2.3 Синтез систем векторного управления СДПМ.....	39
2.3.1 Синтез системы векторного управления СДПМ с ДПР	39
2.3.2 Синтез системы бездатчикового управления СДПМ.....	43
2.4 Наблюдатель состояния.....	44
3 Моделирование и исследование эффективности систем векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами.....	51
3.1 Моделирование СДПМ.....	51
3.2 Моделирование векторного модулятора	51
3.3 Моделирование систем управления с ДПР	54
3.4 Моделирование системы управления с ДПР и АИН.....	57
3.5 Моделирование системы с наблюдателем состояния и АИН	59
4 Разработка ПО для адаптации наблюдателя в системе бездатчикового управления СДПМ	64
4.1 Описание опытного образца	64
4.2 Модернизация алгоритма бездатчикового управления	64
4.3 Алгоритм вычисления сопротивления статора для температурной компенсации сопротивления с целью стабилизации частоты вращения при нагреве двигателя	68
5 Разработка методики испытаний ПЧ для мощности 3 кВт.....	74

6 Проведение испытаний ПЧ 3 кВт.....	75
6.1 Определение полосы пропускания.....	75
6.2 Определение диапазона регулирования по скорости при бездатчиковом регулировании.....	76
6.3 Определение диапазона регулирования по скорости при датчиковом управлении	78
6.4 Энергетические испытания	80
6.5 Корректировка технической документации ПЧ 3 кВт.....	83
6.6 Отладка программного обеспечения ПЧ 3 кВт.....	84
7 Социальная ответственность	85
7.1 Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности .	86
7.1.1 Специальные правовые нормы трудового законодательства..	86
7.1.2 Организационные мероприятия при компоновке рабочей зоны	87
7.1.2.1 Эргономические требования к рабочему месту	87
7.1.2.2 Окраска и коэффициенты отражения	89
7.2 Профессиональная социальная безопасность	89
7.2.1 Анализ факторов рабочей среды и производственного процесса.....	89
7.2.1.1 Отклонение показателей микроклимата	91
7.2.1.2 Недостаточная освещённость рабочей зоны.....	92
7.2.1.3 Превышение уровня шума и вибраций	94
7.2.1.4 Электромагнитное и электростатическое излучения....	96
7.3 Экологическая безопасность.....	98
7.4 Безопасность в чрезвычайных ситуациях.....	99
8 Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение.	103
8.1 Оценка коммерческого потенциала и перспективности проведения научных исследований с позиции ресурсоэффективности.....	103
8.1.2 Потенциальные потребители результатов исследования	103
8.1.3 Анализ конкурентных технических решений.....	104

8.1.4 SWOT-анализ.....	106
8.2 Планирование научно-исследовательских работ	107
8.2.1 Структура работ в рамках научного исследования	107
8.2.2 Разработка графика проведения научного исследования.....	108
8.3 Бюджет научно-технического исследования (НТИ)	113
8.3.1 Расчет материальных затрат НТИ.....	113
8.3.2 Расчет стоимости основных средств для научного исследования.....	114
8.3.3 Основная заработная плата исполнителей темы	115
8.3.4 Дополнительная заработная плата	117
8.3.5 Отчисления во внебюджетные фонды.....	117
8.3.6 Научные и производственные командировки.....	118
8.3.7 Накладные расходы	119
8.3.8 Формирование бюджета затрат научно-исследовательского проекта.....	120
8.3.9 Определение ресурсной, финансовой и экономической эффективности исследования	121
8.3.10 Оценка абсолютной эффективности исследования	124
8.3.11 Расчет чистой текущей стоимости	125
8.3.12 Дисконтированный срок окупаемости	126
8.3.13 Внутренняя ставка доходности (IRR).....	127
8.3.14 Индекс доходности (рентабельности) инвестиций	128
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	130
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ	131
Приложение А. Функциональная схема системы векторного управления СДПМ	136
Приложение Б. Структурная схема контура тока по оси d	137
Приложение В. Структурная схема контура скорости.....	138
Приложение Г. Функциональная схема системы бездатчикового управления СДПМ	139

Приложение Д. Структура моделей статора и адаптивного наблюдателя....	140
Приложение Е. Модель СДПМ.....	141
Приложение Ж. Подсистема для определения параметров вектора эквивалентного напряжения	142
Приложение И. Подсистема для выбора текущего сектора	143
Приложение К. Подсистема для определения угла поворота вектора относительно сектора.....	144
Приложение Л. Подсистема для расчёта продолжительностей включения базовых векторов.....	145
Приложение М. Подсистема для получения импульсных сигналов управления	146
Приложение Н. Подсистема для распределения сигналов управления по ключам АИН.....	147
Приложение П. Модель системы управления СДПМ с ДПР	148
Приложение Р. Модель АИН	149
Приложение С. Модель системы векторного управления СДПМ с ДПР и АИН	150
Приложение Т. Модель адаптивного наблюдателя скорости	151
Приложение У. Модель системы бездатчикового управления СДПМ	152
Приложение Ф. Функциональная схема силовой части	153
Приложение Х. Функциональная часть силовой и процессорной части	154
Приложение Ц. Первый процессор	155
Приложение Ш. Второй процессор.....	156
Приложение Щ. Чертёж оснастки для крепления двигателя с крыльчаткой	157
Приложение Э. Methods of controlling a synchronous machine. The development of a system of vector control synchronous motor with permanent magnets	158

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

В данной работе используются следующие сокращения:

АД – асинхронный двигатель

АИН – автономный инвертор напряжения

ДПР – датчик положения ротора

ДПТ – двигатель постоянного тока

КПД – коэффициент полезного действия

П-регулятор – пропорциональный регулятор

ПИ-регулятор – пропорционально-интегральный регулятор

ПИД-регулятор – пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор

ПЧ – преобразователь частоты

СДПМ – синхронный двигатель с постоянными магнитами

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ЭДС – электродвижущая сила

IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor (биполярный транзистор с изолированным затвором)

PWM – Pulse Width Modulation (широтно-импульсная модуляция)

ВВЕДЕНИЕ

Области применения синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ) расширяются в связи с высоким КПД и отношением полезной мощности к массе по сравнению с другими типами двигателей аналогичной мощности. В связи с этим можно считать исследования в данной области актуальными.

Самым распространённым типом управления СДПМ является векторное управление. С помощью векторного управления возможно решать все необходимые задачи управления движением СДПМ.

Целью данной работы является построение системы бездатчикового векторного управления СДПМ.

К задачам работы относятся следующие пункты:

- построение математической модели СДПМ;
- разработка модели автономного инвертора напряжения (АИН);
- разработка модели наблюдателя состояния СДПМ;
- синтез системы бездатчикового векторного управления СДПМ;
- исследование эффективности разработанной системы.

В первой главе рассматриваются возможные варианты управления СДПМ, а также построение его математической модели.

Во второй главе выполняется разработка модели АИН с алгоритмом векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ), разрабатывается система управления с датчиком положения ротора (ДПР), а также разрабатывается алгоритм работы наблюдателя состояния.

В третьей главе разработанная система управления моделируется в среде MATLAB, а также исследуется её эффективность.

В четвёртой главе производится проверка разработанной системы на реальном оборудовании, предоставленном компанией ООО «НПФ Мехатроника – ПРО».

В пятой главе рассматривается процесс разработки методики испытаний полученной системы.

В шестой главе производится обзор полученных результатов испытаний.

1 Методы управления синхронной машиной

1.1 Современные методы управления СДПМ

СДПМ представляет собой электрическую машину переменного тока, частота вращения ротора которой равна частоте вращения магнитного поля. СДПМ отличается от асинхронного двигателя (АД) тем, что скорость движения ротора совпадает со скоростью движения поля статора, тогда как в АД ротор движется с меньшей скоростью и как бы пытается догнать поле статора. На роторе СДПМ расположены постоянные магниты. Есть два варианта расположения магнитов:

1. непосредственно на роторе (surface mounted permanent magnet motor);
2. внутри стали ротора (interior mounted permanent magnet motor);

СДПМ чаще находят применение в системах с небольшой мощностью (до нескольких десятков киловатт), а именно в сервоприводах в связке с преобразователями частоты (ПЧ) [1]. Однако, известны и применения в тяговых электроприводах мегаваттной мощности [2].

СДПМ приходят на смену двигателям постоянного тока (ДПТ) и АД в таких как:

- циркулярные насосы;
- привод компрессоров в холодильной технике;
- системы вентиляции;
- буровые установки;
- добыча нефти.

Целесообразность замены обуславливается тенденцией к уменьшению стоимости на магнитные материалы, а так же усовершенствованием аппаратной части систем управления. Больше всего на решение заменять ДПТ и АД синхронными машинами повлияло появление ПЧ на биполярных

транзисторах с изолированным затвором (IGBT) и использование алгоритма векторной ШИМ (PWM) [3, 4, 5].

Основной вклад в развитие приводов с использованием СДПМ внесли такие российские и зарубежные учёные как А.Б. Виноградов, А.К. Аракелян, J.H. Kang, И.А. Вевюрко, И.Е. Овчинников, Д.В. Корельский, T.D. Batzel, А.А. Дубенский, Г.Г.Соколовский, D. H. Kim , В.А. Флоренцев, S. Bouchiker, G.A. Capolino, G. Noriega, D. Greiner, Y.A. Mohamed, P. Pillay, D. Todd, S. Morimoto и другие [6].

Направление развития методов управления СДПМ преимущественно зависит от текущего развития аппаратной базы привода, двигателей, ПЧ, датчиков, контроллеров.

По наличию или отсутствию ДПР системы управления СДПМ классифицируются на датчиковые и бездатчиковые.

Больше распространён классический метод датчикового управления, когда на валу СДПМ устанавливается ДПР (датчик Холла, энкодер, резольвер и т.п.).

В этом случае система управления проста, но снижается надёжность системы за счёт усложнения конструкции двигателя.

Развитие теории автоматического управления в области наблюдателей состояния послужило разработке бездатчиковых систем. Это очень важно для систем где ДПР физически невозможно установить на вал двигателя. Также бездатчиковые системы более надёжны, относительно дешёвые и компактные.

Основная часть методов бездатчикового управления основана на математических моделях электромагнитных процессов электродвигателей переменного тока. Методы выбираются в зависимости от необходимого диапазона скоростей вращения. Основным недостатком таких методов невозможность применения на низких частотах вращения, так как ЭДС ротора, используемое в алгоритме наблюдателя, стремится к нулю и не может обеспечить точность вычисления скорости вращения.

Так же существующие в настоящее время алгоритмы можно классифицировать на активные и пассивные [7]. Активные инжектируют высокочастотные тестовые сигналы и анализируют реакцию объекта управления. При таком алгоритме работы наблюдателя за счёт тестовых сигналов увеличиваются потери в двигателе и ПЧ, что влияет на энергоэффективность не в лучшую сторону. Пассивные алгоритмы разделяют на неадаптивные и адаптивные. Неадаптивные системы работают посредством модели статора или ротора двигателя, а адаптивные используют эталонную модель двигателя с возможностью её подстройки. Адаптивные системы строятся с использованием метода функций Ляпунова.

Системы управления СДПМ строятся разнообразными способами, которые представлены на рисунке 1.



Рисунок 1 – Способы управления СДПМ

Рассмотрим каждый из способов управления СДПМ подробнее.

Метод прямого управления моментом (Direct Torque Control (DTC)) основан на выборе вектора напряжения по заранее заданной таблице значений. Данный тип систем обладает робастностью при изменении

параметров двигателя, простым алгоритмом управления и высоким быстродействием. Однако, при малых углах нагрузки возникают пульсации момента и колебания скорости ротора.

Метод дифференциального управления позволяет снизить пульсации момента. В данном методе используются производная электромагнитного момента и модуль вектора потокосцепления статора. Но характеристика управления при работе с максимальным напряжением ухудшается [8].

Системы со скользящими режимами (Sliding Mode Systems) описаны С.Е. Рывкиным [9]. Такие системы имеют переменную структуру. В этом способе управления знак сигнала управления меняется на противоположный при достижении поверхности скольжения. К недостаткам данного способа управления можно отнести низкую устойчивость в области достижения поверхности переключения, высокочастотные переключения, которые приводят к быстрому износу как механических, так и электрических частей электропривода, а также высокие требования к ПЧ.

Современные системы на основе нейронных сетей (Neuron Network) и нечёткой логики (Fuzzy Logic) не имеют ограничения на линейность системы, могут работать в условиях шумов и при качественном обучении могут управлять двигателем в реальном времени. Основными недостатками данных технологий являются сложность алгоритмов и высокие требования к вычислительной мощности.

Робастные системы управления (H_∞ -теория) используются для управления двигателями, параметры которых могут изменять в широких диапазонах, а также при изменчивой окружающей среде. Хотя робастные системы неадаптивные, они обеспечивают необходимое качество управления в таких условиях. Однако, данный тип управления не получил широкого практического применения [10].

При синергетическом подходе к управлению СДПМ критерии управления выражаются в виде системы инвариантов. СДПМ имеет два канала управления, поэтому для него можно задать не более двух

инвариантов. В работе [11] описан способ применения. Данный метод обладает высокой точностью, но имеет сложные вычисления и большое время на обработку данных.

Векторное или «полеориентированное» управления (Field-Oriented Control (FOC)) основан на ориентации вектора потокосцепления, создаваемого постоянными магнитами.

Самые распространённые методы для управления СДПМ – прямое управление моментом и векторное управление. Система с прямым управлением моментом лучше себя показывают в динамических режимах работы и при изменениях параметров системы в течении работы. Системы с векторным управлением используются при малых возмущениях нагрузки и статических режимах работы, имеют меньший уровень пульсаций и не требует больших вычислительных затрат [12]. Так как в данной работе рассматривается энергоэффективный электропривод, то в качестве способа управления СДПМ выбрано векторное управление, которое обеспечивает меньшие потери в двигателе за счёт низкого уровня гармоник тока, отличных от первых.

1.2 Математическая модель СДПМ

При составлении математической модели СДПМ, примем следующие допущения [1]:

- 1) обмотки статора симметричны;
- 2) индуктивность рассеяния не зависит от положения ротора в пространстве;
- 3) отсутствуют потери в стали, эффект вытеснения тока, насыщение магнитной цепи.

Уравнения равновесия напряжений статора составим по модели СДПМ представленной на рисунке 2. Уравнения будем составлять в

синхронной системе координат (d, q) , которая вращается вместе с ротором и ось d которой ориентирована по магнитной оси ротора.

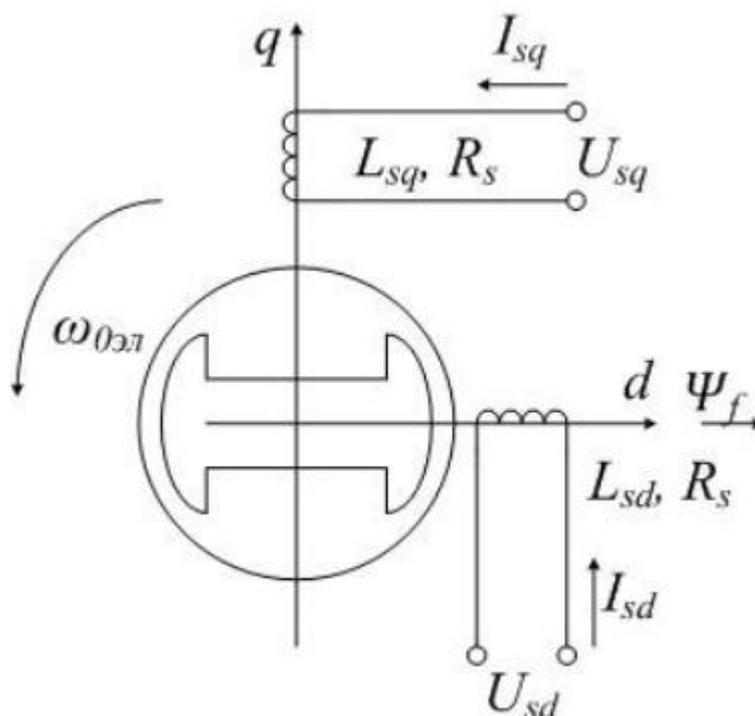


Рисунок 2 – Модель СДПМ во вращающейся системе координат

Данная модель СДПМ описывается системой уравнений (1)

$$\begin{aligned}
 U_{sd} &= R_s I_{sd} + p\Psi_{sd} - \omega_{0el}\Psi_{sq}; \\
 U_{sq} &= R_s I_{sq} + p\Psi_{sq} + \omega_{0el}\Psi_{sd}; \\
 \Psi_{sd} &= L_{sd}I_{sd} + \Psi_f; \\
 \Psi_{sq} &= L_{sq}I_{sq},
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

где Ψ_{sd} , Ψ_{sq} , Ψ_f - потокосцепления статора по осям d , q и создаваемое постоянным магнитом;

I_{sd} , I_{sq} , U_{sd} , U_{sq} - токи и напряжения статора по осям d и q ;

L_{sd} , L_{sq} —индуктивности обмоток статора по осям d и q ;

R_s — сопротивления фазы обмотки статора.

Уравнение для электромагнитного момента и уравнение механики:

$$M = \frac{3}{2} p_n (\Psi_{sd} I_{sq} - \Psi_{sq} I_{sd});$$

$$p\omega = \frac{1}{J} (M - M_c - \beta\omega), \quad (2)$$

где M, M_c – электромагнитный момент и момент сопротивления;
 J – момент инерции ротора;
 β – коэффициент вязкого трения (коэффициент демпфирования).
 Перепишем уравнения (1) и (2) относительно токов I_{sd} и I_{sq} :

$$pI_{sd} = \frac{1}{L_{sd}} (U_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_{0el} L_{sq} I_{sq});$$

$$pI_{sq} = \frac{1}{L_{sq}} (U_{sq} - R_s I_{sq} - \omega_{0el} L_{sd} I_{sd} - \omega_{0el} \Psi_f); \quad (3)$$

$$M = \frac{3}{2} p_n (\Psi_f I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq});$$

$$p\omega = \frac{1}{J} (M - M_c - \beta\omega),$$

Математической модель СДПМ, выражается системой уравнений (3).
 По данной системе построен структурная схема представленная на рисунке 3.

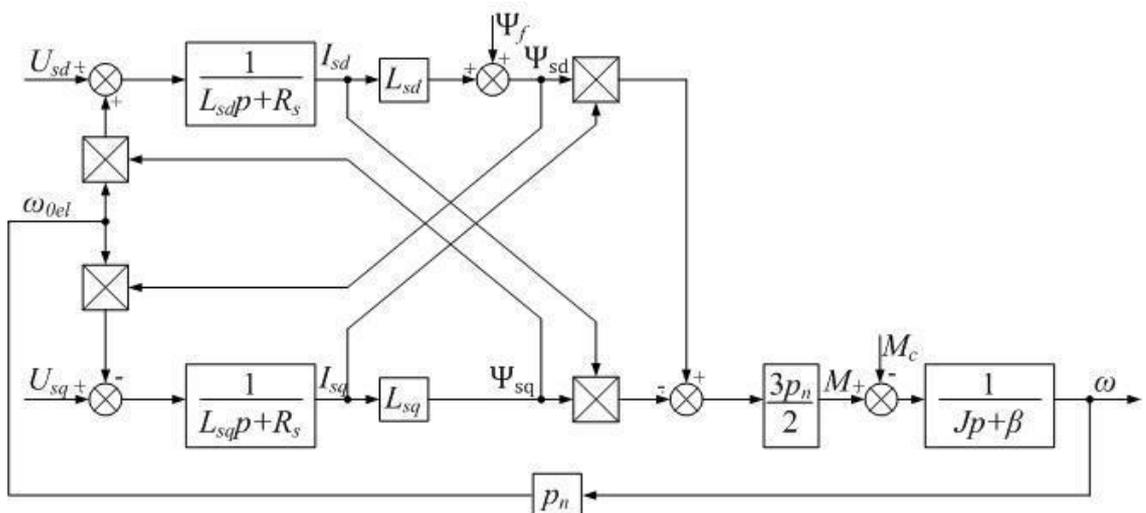


Рисунок 3 – Структурная схема СДПМ во вращающейся системе координат

Скорость синхронной машины остаётся постоянной даже при изменении нагрузки. При этом вектор потокосцепления ротора изменяет своё

угловое положение относительно вектора потокосцепления статора. Векторы совпадают в пространстве только в режиме идеального холостого хода. При подаче нагрузки на вал двигателя вектор потокосцепления ротора отклоняется на θ , который называется углом нагрузки. Угол нагрузки определяется как интеграл разности мгновенных электрических скоростей полей статора и ротора.

Уравнение угла нагрузки в операторной форме выглядит следующим образом:

$$\theta = \frac{\omega_{0el} - \omega p_n}{p}; \quad (4)$$

При угле нагрузки 90° момент двигателя достигает максимума. При дальнейшем увеличении угла нагрузки двигатель переходит в зону неустойчивости и вращающий момент уменьшается и двигатель останавливается. Угловая характеристика приведена на рисунке 4, где обозначено: M_H и θ_H – номинальные момент и угол нагрузки, M_{\max} – максимальный момент.

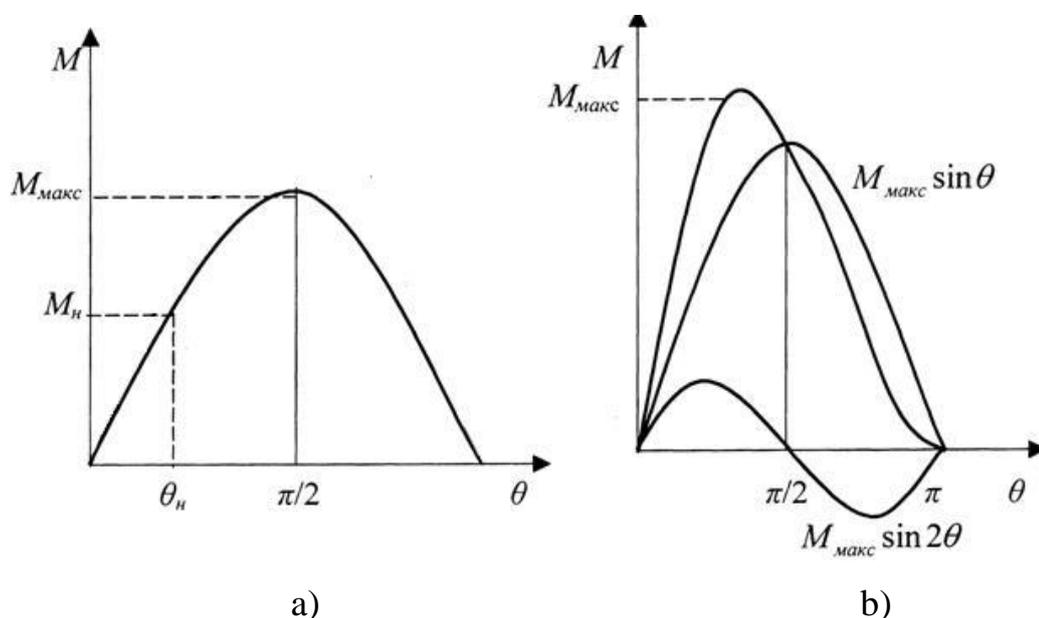


Рисунок 4 – Угловая характеристика СДПМ: а) неявнополюсного СДПМ;
 б) явнополюсного двигателя

Для неявнополюсного двигателя угловая характеристика имеет синусоидальную форму. Для явнополюсного необходимо учитывать реактивный момент пропорциональный $\sin 2\theta$, при этом форма кривой отличается от синусоидальной.

Также момент двигателя ограничивается следующими факторами [13]:

1. Ток статора, при котором происходит размагничивание постоянных магнитов ротора, ограничивает максимальный момент.

2. Также температура, при которой происходит размагничивание магнитов, ограничивает максимальный момент.

Выводы.

1. СДПМ находит своё применение в таких областях как [14]:

- промышленные системы автоматики;
- роботы и манипуляторы;
- приводы подач и главного движения металлорежущих станков;
- координатных устройствах;
- прецизионных системах слежения и наведения;
- в тяговом электроприводе;
- приводах рулевого управления летательных и подводных аппаратов;
- электромеханических устройствах автомобилей;
- бытовых устройствах.

А также в областях, где использовались ДПТ или АД.

2. Развиваются алгоритмы управления СДПМ в связи с ростом его применения. Можно увидеть следующие тенденции развития:

- точность отработки управляющих воздействий (скорости или положения ротора);
- робастность к неопределенности параметров СДПМ и помехам;
- разработка систем регулирования на малых скоростях;
- применение бездатчиковых алгоритмов, для повышения надёжности;

- уменьшение необходимых вычислительных мощностей за счёт упрощения алгоритмов;

- повышение энергоэффективности.

3. Для повышения надёжности за счёт отказа от ДПР и минимизации энергозатрат за счёт минимизации тока статора в качестве метода управления выбрано векторное бездатчиковое управление.

4. Выведена математическая модель СДПМ, в соответствии с которой построена структурная схема, во вращающейся системе координат (d, q) .

2 Разработка системы векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами

2.1 Метод векторной ШИМ

Методы ШИМ, используемые в преобразовательной технике активно развиваются в настоящее время [15]. В системе бездатчикового управления СДПМ, векторная ШИМ позволяет увеличить коэффициент использования двигателя по напряжению и уменьшить энергозатраты при коммутации ключей АИН.

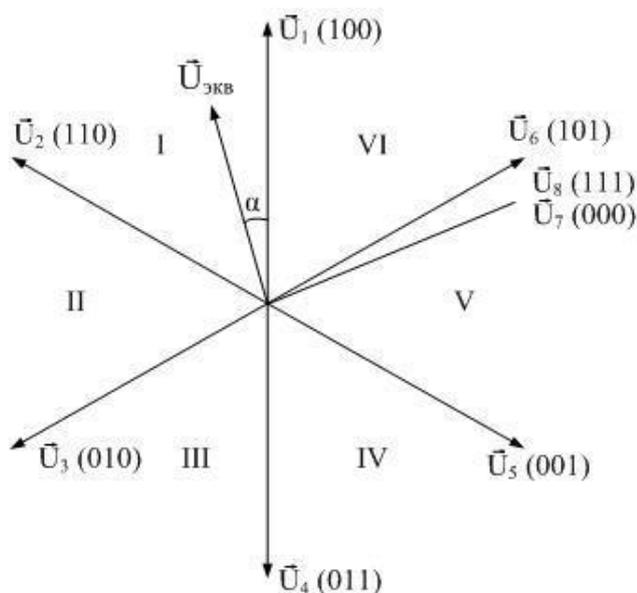
Принцип работы векторной ШИМ состоит в сравнении задающего воздействия на систему с пилообразным сигналом, в результате которого на обмотки двигателя подаются прямоугольные импульсы, длительность которых зависит как от уровня задающего воздействия, так и от режимов работы двигателя [16].

Подробнее ознакомиться с алгоритмом векторной ШИМ можно в источниках [1,17,18]. Так как АИН это импульсный источник питания, формируются восемь базовых состояний обобщённого вектора напряжения. При этом к каждой обмотке прикладывается уровень напряжения равный проекции обобщённого вектора на ось обмотки. Шесть векторов из восьми являются ненулевыми (от U_1 до U_6), а оставшиеся два нулевыми (U_7 и U_8). В случае симметричной нагрузки амплитуда ненулевых векторов равна:

$$U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = U_5 = U_6 = \frac{2}{3} U_d, \quad (5)$$

где U_d – напряжение звена постоянного тока.

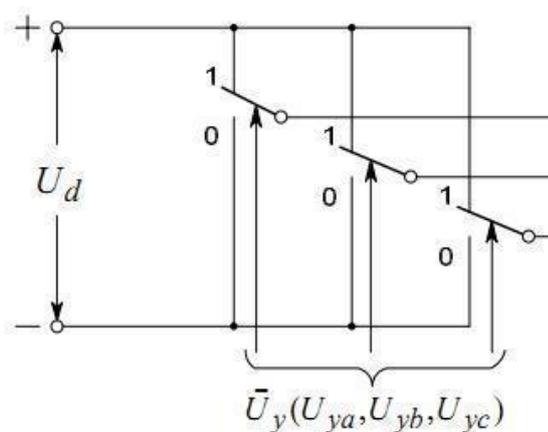
Диаграмма выходного напряжения АИН при векторной ШИМ представлена на рисунке 5.



$U_{\text{ЭКВ}}$ – вектор эквивалентного напряжения; α – угол вектора относительно сектора.

Рисунок 5 – Диаграмма выходного напряжения АИН при векторной ШИМ

Каждому вектору можно сопоставить трёхразрядное двоичное слово, так как ключи в стойке АИН работают в противофазе. 1 – будет означать подключение фазы двигателя к положительному потенциалу звена постоянного тока, а 0 – к отрицательному потенциалу. На рисунке 6 представлена схема замещения АИН.



U_y – это соответствующий вектор.

Рисунок 6 – Схема замещения АИН

Формирование выходного напряжения АИН $U_{\text{ЭКВ}}$ достигается за счёт последовательного включения базовых векторов. Математически алгоритм можно представить следующей формулой:

$$U_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{T_{\text{ц}}} \sum_i t_i U_i = \sum_i \tau_i U_i, \quad (6)$$

где $T_{\text{ц}}$ – период цикла модуляции;

$t_i, \tau_i = \frac{t_i}{T_{\text{ц}}}$ – абсолютная и относительная продолжительности

включения i -го вектора напряжения;

U_i – i -ый вектор.

Следующая формула является физическим ограничением абсолютной продолжительности включения векторов:

$$0 \leq t_i \leq T_{\text{ц}}, \quad \sum_{i=1}^n t_i = T_{\text{ц}}, \quad (7)$$

где n – общее число базовых векторов необходимых для формирования $U_{\text{ЭКВ}}$.

При формировании $U_{\text{ЭКВ}}$ выбор базовых векторов происходит в соответствии со следующими критериями синтеза алгоритма управления:

- пульсации ключей АИН;
- коммутационные потери;
- коэффициент использования напряжения звена постоянного тока;
- коэффициент использования ключей АИН по напряжению;
- симметричность управления.

Далее представлены этапы формирования алгоритма управления:

1. Анализ $U_{\text{ЭКВ}}$ и наложение ограничений на него при необходимости;
2. Выбор базовых векторов для формирования состава элементарной комбинации базовых векторов для формирования $U_{\text{ЭКВ}}$;
3. Определение продолжительности включения выбранных базовых векторов;
4. Определение порядка включения выбранных базовых векторов.

Физические ограничения для $U_{\text{ЭКВ}}$ можно определить, проанализировав векторную диаграмму, представленную на рисунке 7.

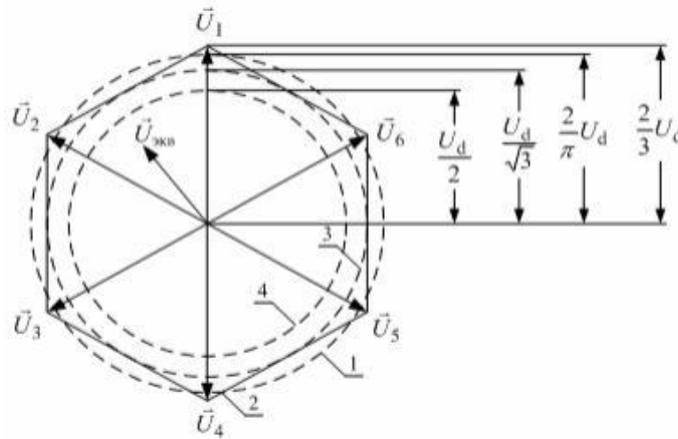


Рисунок 7 – Определение ограничений для $U_{\text{ЭКВ}}$

Проанализировав данную диаграмму можно сделать следующие выводы:

1. Сформировать вектор $U_{\text{ЭКВ}}$ физически возможно, если этот вектор заключён в пределах шестиугольника образованного базовыми векторами (линия 2);

2. Максимальное значение модуля вектора $U_{\text{ЭКВ}}$ равно $\frac{2}{3}U_d$, а его минимальное значение $\frac{2}{3}U_d \cos \frac{\pi}{6} = \frac{U_d}{\sqrt{3}}$;

3. При векторной модуляции по синусоидальному закону амплитуда $U_{\text{ЭКВ}}$ ограничивается значением $U_{s.ф.гр} = \frac{U_d}{\sqrt{3}}$ (линия 3).

Окружности, изображённые на рисунке 7 показывают различие граничных векторов при различных способах формирования векторной ШИМ. Окружность 4 с радиусом $\frac{U_d}{2}$ для синусоидальной ШИМ, а окружность 1 с радиусом $\frac{2}{\pi}U_d$ при шестиступенчатом алгоритме векторной ШИМ.

В соответствии с критериями выбора базовых векторов для формирования $U_{\text{ЭКВ}}$ наиболее эффективным решением будет выбор двух ненулевых и одного нулевого векторов, образующих сектор, в котором

находится заданный вектор $U_{\text{ЭКВ}}$. Для формирования $U_{\text{ЭКВ}}$ в первом секторе векторной диаграммы используется комбинация базовых векторов, представленная на рисунке 8.

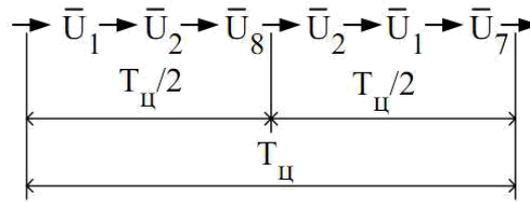


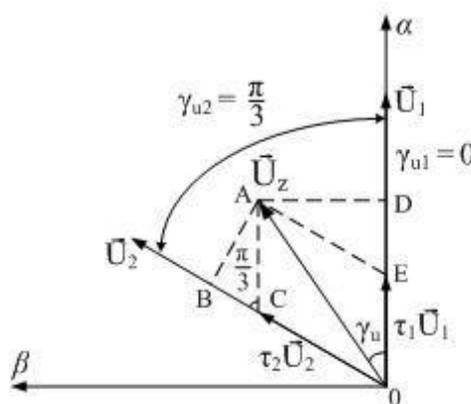
Рисунок 8 – Комбинация базовых векторов для формирования $U_{\text{ЭКВ}}$ в первом секторе векторной диаграммы напряжений

Для второго сектора используется следующая комбинация:

$$\rightarrow U_2 \rightarrow U_3 \rightarrow U_7 \rightarrow U_3 \rightarrow U_2 \rightarrow U_8 \rightarrow.$$

Для всех остальных секторов выбор комбинаций проводится аналогичным способом. При таком управлении ключами АИН переход от состояния к состоянию сопровождается переключением только одной стойки АИН.

Разберём расчёт продолжительности включения выбранных базовых векторов. Для расчёта воспользуемся векторной диаграммой, изображённой на рисунке 9.



U_z – заданный вектор; γ_u – угол относительно оси α ; γ_{u1} и γ_{u2} – углы поворота базовых векторов U_1 и U_2 , также относительно оси α .

Рисунок 9 – Диаграмма напряжений для расчёта продолжительности включения базовых векторов

Для нахождения относительных продолжительностей включения базовых векторов необходимо решить следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} U_z &= \tau_1 U_1 + \tau_2 U_2 + \tau_3 U_8; \\ \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 &= 1, \end{aligned} \quad (8)$$

при соблюдении условий

$$0 \leq \tau_1 \leq 1; \quad 0 \leq \tau_2 \leq 1; \quad 0 \leq \tau_3 \leq 1, \quad (9)$$

где τ_1, τ_2, τ_3 - относительные продолжительности включения векторов U_1, U_2, U_8 .

Для решения задачи преобразуем первое уравнение системы (8) в матричном виде:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{z\alpha} \\ U_{z\beta} \end{bmatrix} &= \tau_1 \begin{bmatrix} U_{1\alpha} \\ U_{1\beta} \end{bmatrix} + \tau_2 \begin{bmatrix} U_{2\alpha} \\ U_{2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U \cos \gamma_{и1} & U \cos \gamma_{и2} \\ U \sin \gamma_{и1} & U \sin \gamma_{и2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \\ &= U \begin{bmatrix} \cos \gamma_{и1} & \cos \gamma_{и2} \\ \sin \gamma_{и1} & \sin \gamma_{и2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $U = \frac{2}{3} U_d$ - модуль базовых векторов напряжения;

$\gamma_{и1}, \gamma_{и2}$ - углы поворота базовых векторов относительно оси α .

Решая, данную систему приходим к следующим формулам расчёта относительных продолжительностей включения базовых векторов:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{U_z \sin(\gamma_{и2} - \gamma_{и})}{U \sin(\gamma_{и2} - \gamma_{и1})}; \\ \tau_2 &= \frac{U_z \sin(\gamma_{и} - \gamma_{и1})}{U \sin(\gamma_{и2} - \gamma_{и1})}; \\ \tau_3 &= 1 - (\tau_1 + \tau_2), \end{aligned} \quad (11)$$

Для абсолютных продолжительностей включения выразив $\gamma_{и1}$ и $\gamma_{и2}$ через $\gamma_{и}$ получим:

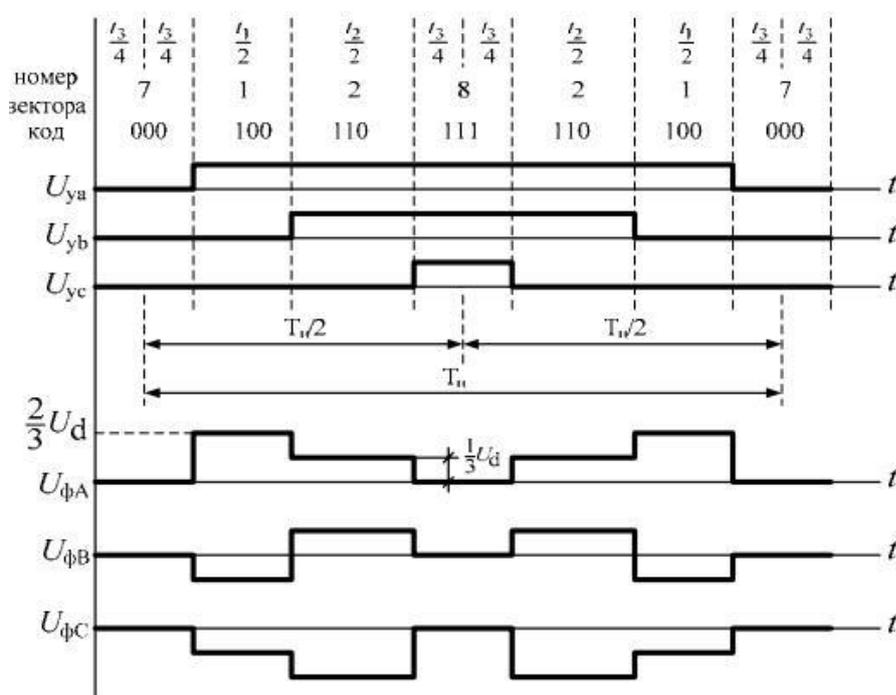
$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_z}{U} T_{ц} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma_{и}\right); \\ t_2 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_z}{U} T_{ц} \sin \gamma_{и}; \\ t_3 &= T_{ц} - (t_1 + t_2). \end{aligned} \quad (12)$$

Аналогичное решение можно получить с помощью геометрических соотношений (смотреть рисунок 9):

$$|\tau_1 U_1| = |AC| = \frac{|AB|}{\sin \frac{\pi}{3}} = \frac{2}{\sqrt{3}} U_z \sin \left(\frac{\pi}{3} - \gamma_{и} \right);$$

$$|\tau_2 U_2| = |AE| = \frac{|AD|}{\sin \frac{\pi}{3}} = \frac{2}{\sqrt{3}} U_z \sin \gamma_{и}. \quad (13)$$

На рисунке 10 показаны временные диаграммы управления ключами АИН для рассмотренного алгоритма.



U_{ya}, U_{yb}, U_{yc} – импульсы выбранных базовых векторов;

$U_{\phi A}, U_{\phi B}, U_{\phi C}$ – выходные фазные напряжения.

Рисунок 10 - Временные диаграммы векторной ШИМ

Задание вектора напряжение может изменяться за период или за полупериод модуляции за счёт симметричности ШИМ. При формировании управляющих импульсов необходимо учесть так называемое мёртвое время для обеспечения защиты от короткого замыкания в стойках АИН.

2.2 Векторная диаграмма СДПМ

Рассмотрим векторную диаграмму явнополюсного СДПМ. Воспользуемся уравнениями системы (1):

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{sd-q} &= R_s \mathbf{I}_{sd-q} + p \Psi_{sd-q} + j p_n \omega \Psi_{sd-q}; \\ \Psi_{sd-q} &= L_s \mathbf{I}_{sd-q} + \Psi_f, \end{aligned} \quad (14)$$

где, $\mathbf{U}_{sd-q}, \mathbf{I}_{sd-q}, \Psi_{sd-q}$ – векторы напряжения, тока и потокосцепления статора;

L_s – индуктивность статора.

Второе уравнение системы (14) подставим в первое и для установившегося режима получим:

$$\mathbf{U}_{sd-q} = R_s \mathbf{I}_{sd-q} + j p_n \omega L_{sd} \mathbf{I}_{sd} - p_n \omega L_{sq} \mathbf{I}_{sq} + j \mathbf{E}, \quad (15)$$

где $j \mathbf{E} = j p_n \omega \Psi_f$ – вектор ЭДС вращения.

На рисунке 11 представлена векторная диаграмма, построенная по выражению (15) [19].

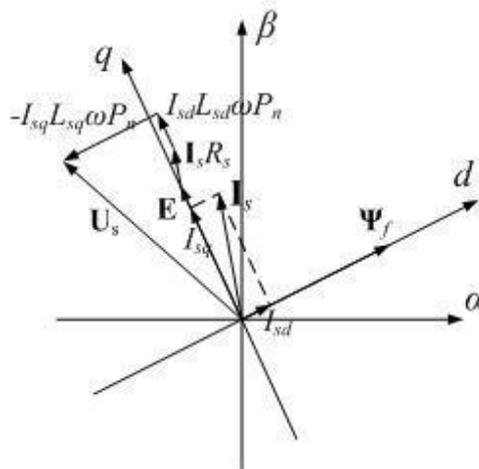


Рисунок 11 – Векторная диаграмма явнополюсного СДПМ

Для неявнополюсного СДПМ справедливо, что $L_{sd} = L_{sq} = L_s$. Поэтому выражение (15) упрощается до следующего вида:

$$U_{sd-q} = R_s I_{sd-q} + j p_n \omega L_s I_{sd-q} + j E, \quad (16)$$

На рисунке 12 представлена векторная диаграмма построенная по выражению (16).

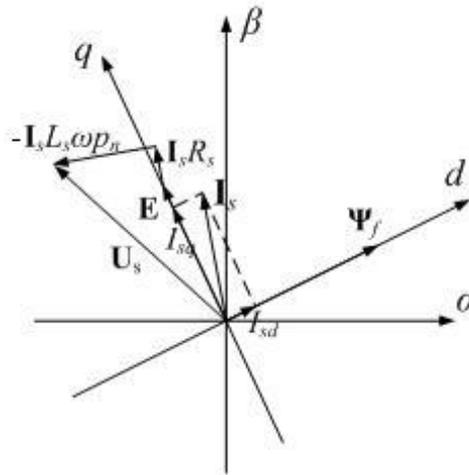


Рисунок 12 – Векторная диаграмма неявнополюсного СДПМ

Выражение для момента неявнополюсной машины из системы (3) с учётом, что $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ имеет следующий вид:

$$M = \frac{3}{2} p_n \Psi_f I_{sq}. \quad (17)$$

По выражению (17) видно, что момент неявнополюсной машины зависит только от поперечной составляющей тока статора по оси q . Следовательно, нет необходимости создавать продольную составляющую по оси d , которая будет вызывать дополнительные потери без создания вращающего момента.

Из всего вышперечисленного следует, что для минимизации тока статора продольную составляющую I_{sd} необходимо поддерживать равно нулю. На рисунке 13 приведена векторная диаграмма для данного режима работы.

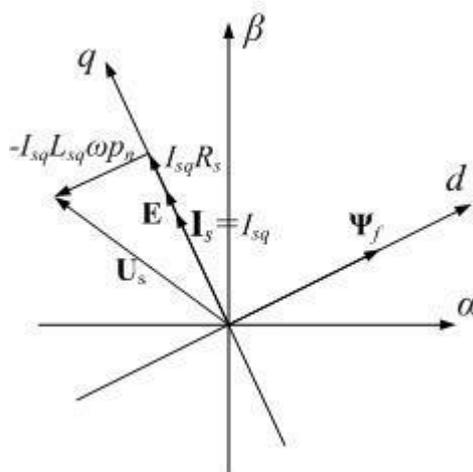


Рисунок 13 – Векторная диаграмма при поддержании $I_{sd} = 0$

Так как для явнополюсной машины момент будет зависеть как от поперечной, так и от продольной составляющих тока статора, условия поддержания $I_{sd} = 0$ будет не достаточно для минимизации тока статора. Для машины такого типа, необходимо поддерживать минимальное значение

полного тока статора $I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}$ [17].

Соотношение между поперечной и продольной составляющими можно получить из третьего уравнения системы (3):

$$M = \frac{3}{2} p_n (\Psi_f I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq}); \quad (18)$$

Преобразуя уравнение (18) к относительным величинам используя следующие выражения [20]:

$$I_6 = \frac{\Psi_f}{L_{sq} - L_{sd}}, M_6 = \frac{3}{2} p_n \Psi_f I_6. \quad (19)$$

Разделив выражение (18) на M_6 из (19) получим:

$$\bar{M} = \frac{1}{\Psi_f I_6} (\Psi_f I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq}) = \left(\frac{I_{sq}}{I_6} - \frac{I_{sd} I_{sq}}{I_6^2} \right) = \bar{i}_q (1 - \bar{i}_d); \quad (20)$$

где, $\bar{M} = \frac{M}{M_6}$, $\bar{i}_d = \frac{I_{sd}}{I_6}$, $\bar{i}_q = \frac{I_{sq}}{I_6}$.

Вектор тока статора в полярной системе координат запишется следующим образом:

$$\begin{aligned}\bar{i}_d &= \bar{i} \cos \gamma; \\ \bar{i}_q &= \bar{i} \sin \gamma,\end{aligned}\tag{21}$$

где $\bar{i} = \frac{I_{sm}}{I_6}$;

$I_{sm} = |\mathbf{I}_s|$ – норма вектора тока статора;

γ – угол между вектором тока статора и вектором потокосцепления ротора.

Подставив в уравнение (20) выражения из (21) получим:

$$\bar{M} = \bar{i} \sin \gamma (1 - \bar{i} \cos \gamma);\tag{22}$$

Максимум момента находится из условия экстремума записанного в следующем виде [21]:

$$\frac{dM}{d\gamma} = 0;\tag{23}$$

Производная выражения (22) от γ :

$$\begin{aligned}\bar{i} \sin \gamma - \bar{i}^2 (\cos^2 \gamma - \sin^2 \gamma) &= 0; \\ 2\bar{i} \cos^2 \gamma - \cos \gamma - \bar{i} &= 0;\end{aligned}\tag{24}$$

$$\cos \gamma = \frac{1 \pm \sqrt{1 + 8\bar{i}^2}}{4\bar{i}}.$$

Подставив отрицательный корень уравнения (24) в (22) получим соотношение поперечной и продольной составляющих тока статора. На рисунке 14 представлено решение полученного уравнения для нескольких значений момента.

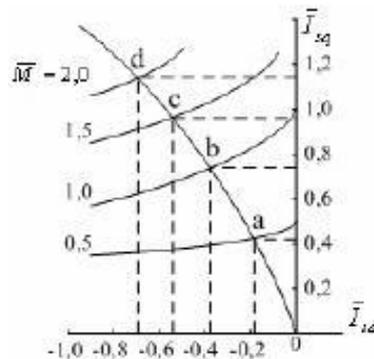


Рисунок 14 – Оптимальное соотношение токов \bar{i}_d и \bar{i}_q

Зависимость $\bar{i}_q = f(\bar{i}_d)$, показанная кривой abcd, позволит минимизировать ток статора, при изменении момента нагрузки.

2.3 Синтез систем векторного управления СДПМ

2.3.1 Синтез системы векторного управления СДПМ с ДПР

Синтез датчиковой системы управления СДПМ с поддержанием $I_{sd} = 0$ выполним с помощью математической модели (3).

На функциональной схеме данной системы приняты следующие обозначения (смотреть приложение А):

- $\omega_z, I_{dz}, I_{qz}, U_{dz}, U_{qz}$ – задания скорости, токов и напряжений;
- I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} – токи фаз статора;
- U_{kd}, U_{kq} – компенсационные составляющие;
- g – ШИМ сигнал.

На представленной функциональной схеме присутствуют:

- ДПР;
- преобразователь координат abc \rightarrow dq;
- векторный модулятор;
- АИН;
- компенсатор перекрёстных связей;
- регуляторы токов и скорости.

Преобразователь координат выполняет сначала преобразование Кларка, затем Парка. Преобразование производится по следующей формуле:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta_c & \sin \left(\theta_c - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_c + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \theta_c & \cos \left(\theta_c - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_c + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}, \quad (25)$$

где θ_c – электрический угол поворота ротора измеренный с помощью ДПР.

На рисунке 15 представлен двухзвенный преобразователь частоты, в состав которого входит АИН, который выполнен на IGBT транзисторах, управляемых посредством векторного модулятора.

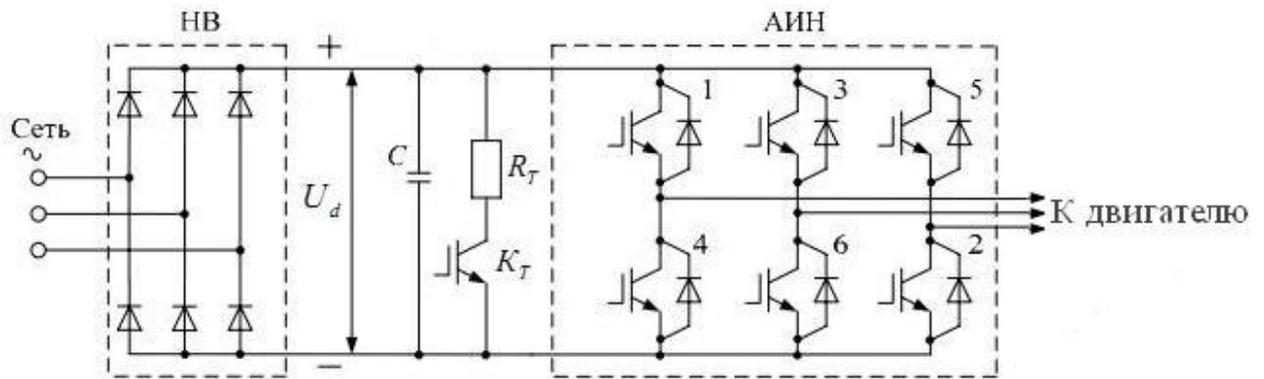


Рисунок 15 – Двухзвенный преобразователь частоты

Для вывода формул компенсационных связей необходимо подставить в первое и второе уравнения системы (1) третье и четвёртое уравнения этой же системы. Выполнив данные действия, получим:

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s I_{sd} + p L_{sd} I_{sd} - \omega_{0el} L_{sq} I_{sq}; \\ U_{sq} &= R_s I_{sq} + p L_{sq} I_{sq} + \omega_{0el} L_{sd} I_{sd} + \omega_{0el} \Psi_f; \end{aligned} \quad (26)$$

По уравнениям (26) видно, что каналы регулирования взаимосвязаны, то есть присутствуют перекрёстные связи для устранения которых необходимо воспользоваться следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} U_{kd} &= -\frac{1}{k_{пч}} \omega_{0el} L_{sq} I_{sq}; \\ U_{kq} &= \frac{1}{k_{пч}} \omega_{0el} (L_{sd} I_{sd} + \Psi_f); \end{aligned} \quad (27)$$

где $k_{пч}$ – коэффициент передачи преобразователя частоты.

Полученные значения компенсаций суммируются с сигналами полученными с регуляторов поперечной и продольной составляющих тока статора.

На функциональной схеме, изображена система подчинённого регулирования. У систем подчиненного регулирования есть два основных достоинства:

1. Простота расчёта и настройки.
2. Удобство ограничения предельных значений промежуточных координат системы.

Проведём синтез продольной составляющей тока статора по оси d с помощью структурной схемой контура регулирования данной составляющей тока (смотреть приложение Б). На схеме приняты следующие обозначения:

– $\frac{k_d}{T_d p + 1}$ – передаточная функция статорной цепи по оси d , где $k_d = \frac{1}{R_s}$,

$$T_d = \frac{L_{sd}}{R_s};$$

– R_s – сопротивления фазы обмотки статора;

– L_{sd} – индуктивность обмоток статора по оси d ;

– $U_{kd} = -\frac{1}{k_{пч}} \omega_{0el} L_{sq} I_{sq}$ – сигнал компенсации влияния перекрёстной

связи;

– $\frac{k_{пч}}{T_{пч} p + 1}$ – передаточная функция преобразователя частоты, который

представлен апериодическим звеном;

– $k_{дт}$ – коэффициент передачи датчика тока;

– $W_{рт}$ – передаточная функция регулятора тока.

Для вывода передаточной функции разомкнутой системы, настроенной на оптимум по модулю, примем постоянную времени контура $T_{кт}$ равной $T_{пч}$ [1,22]:

$$W(p) = W_{рт}(p) \frac{k_{пч} k_{дт} k_d}{(T_{пч} p + 1)(T_d p + 1)} = \frac{1}{2T_{кт} p (T_{кт} p + 1)};$$

$$W_{рт}(p) = \frac{T_d p + 1}{2k_{пч} k_{дт} k_d T_{кт} p} = \frac{L_{sd}}{2k_{пч} k_{дт} T_{кт}} + \frac{R_s}{2k_{пч} k_{дт} T_{кт}} \frac{1}{p}. \quad (28)$$

Из (28) следует, что коэффициенты ПИ – регулятора вычисляются следующим образом:

$$k_{pd} = \frac{L_{sd}}{2k_{пч}k_{дт}T_{кт}}, k_{id} = \frac{R_s}{2k_{пч}k_{дт}T_{кт}}. \quad (29)$$

Передаточная функция замкнутого контура тока:

$$W_{кт}(p) = \frac{1}{k_{дт}} \frac{1}{2T_{кт}^2 p^2 + 2T_{кт}p + 1}. \quad (30)$$

Для синтеза регулятора поперечной составляющей тока статора по оси q можно воспользоваться той же структурной схемой, учтя следующие изменения:

– $\frac{k_q}{T_q p + 1}$ – передаточная функция статорной цепи по оси q , где $k_q = \frac{1}{R_s}$,
 $T_q = \frac{L_{sq}}{R_s}$;

– L_{sq} – индуктивность обмоток статора по оси q ;

– $U_{kq} = \frac{1}{k_{пч}} \omega_{0el} (L_{sd} I_{sd} + \Psi_f)$ – сигнал компенсационной связи.

В итоге коэффициенты ПИ – регулятора тока по оси q будут следующими:

$$k_{pq} = \frac{L_{sq}}{2k_{пч}k_{дт}T_{кт}}, k_{iq} = \frac{R_s}{2k_{пч}k_{дт}T_{кт}}. \quad (31)$$

На структурной схеме контура скорости приняты следующие обозначения (смотреть приложение В):

– $k_{дс}$ – коэффициент передачи датчика скорости;

– $W_{рс}$ – передаточная функция регулятора скорости.

Составляющей момента, обусловленной продольной составляющей тока статора по оси d можно пренебречь, если (смотреть уравнение 2.14):

1) $L_{sd} = L_{sq}$, то есть используется неявнополюсный СДПМ;

2) если СДПМ управляется с поддержанием $I_{sd} = 0$.

В таком случае вращающий момент двигателя рассчитывается по формуле (17), при условии, что $\Psi_f = const$.

При отсутствии вязкого трения ($\beta = 0$) контур скорости настраивается на симметричный оптимум. Запишем передаточную функцию разомкнутой системы:

$$W(p) = W_{pc}(p)W_{pt}(p) \frac{3}{2} p_n \Psi_f \frac{1}{Jp} k_{dc} = \frac{4T_{kc}}{8T_{rc}^2 p^2 (T_{rc}p + 1)}; \quad (32)$$

При этом коэффициенты ПИ – регулятора контура скорости будут вычисляться по формулам:

$$k_{p\omega} = \frac{k_{dT}J}{3T_{kc}p_n \Psi_f k_{dc}}, k_{i\omega} = \frac{k_{dT}J}{12T_{kc}^2 p_n \Psi_f k_{dc}}. \quad (33)$$

где $T_{kc} = 2T_{кт}$.

Но чаще всего вязкое трение присутствует ($\beta \neq 0$). По этой причине контур скорости настраивается на оптимум по модулю.

2.3.2 Синтез системы бездатчикового управления СДПМ

Для построения бездатчиковой системы управления СДПМ рассмотрим структурную схему (смотреть приложение Г). На схеме $\hat{\omega}, \hat{\omega}_{0el}, \hat{\theta}_c$ – скорость вращения ротора, синхронная скорость и угол положения ротора определенные наблюдателем состояния.

Исходными данными для наблюдателя являются мгновенные значения фазных напряжений и токов. Для этого в структурной схеме присутствуют датчики напряжений и токов в фазах СДПМ. Для работы алгоритма необходимы преобразователи координат, работающие в соответствии с уравнениями (25).

На основании полученных данных с датчиков наблюдатель оценивает скорость и угловое положение ротора СДПМ.

2.4 Наблюдатель состояния

В связи с огромным количеством алгоритмов оценки параметров двигателей, существуют большое количество наблюдателей. С их упрощённой классификацией можно ознакомиться на рисунке 16, а в источнике [23] описаны различия между типами наблюдателей.



Рисунок 16 – Классификация наблюдателей состояния

В работе используется адаптивный наблюдатель скорости. В основу наблюдателей данного типа входит специальный блок адаптирующий модель к реальным процессам, протекающим в двигателе.

Для разработки адаптивного наблюдателя воспользуемся методикой, описанной в [10]. Запишем систему уравнений (1), которая описывает электромагнитные процессы в СДПМ в нормальной форме Коши:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= \frac{1}{L_{sd}} (U_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_{0el} L_{sq} I_{sq}); \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= \frac{1}{L_{sq}} (U_{sq} - R_s I_{sq} - \omega_{0el} L_{sd} I_{sd} - \omega_{0el} \Psi_f); \end{aligned} \quad (34)$$

Переписав в матричном виде (34) получим:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{U}; \quad (35)$$

где

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} & \omega_{0el} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\omega_{0el} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{R_s}{L_{sq}} \end{pmatrix}, \mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{sd} + \frac{\Psi_f}{L_{sd}} \\ I_{sq} \end{pmatrix}, \quad (36)$$

$$\mathbf{B} \mathbf{U} = \begin{pmatrix} \frac{U_{sd} L_{sd} + R_s \Psi_f}{L_{sd}^2} \\ \frac{U_{sq}}{L_{sq}} \end{pmatrix}.$$

Матричное уравнение (35) используем в качестве эталонной модели для построения наблюдателя скорости.

Далее представлена система, описывающая модель статора СДПМ:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{I}_{sd}}{dt} &= \frac{1}{L_{sd}} (U_{sd} - R_s \hat{I}_{sd} + \hat{\omega}_{0el} L_{sq} \hat{I}_{sq}); \\ \frac{d\hat{I}_{sq}}{dt} &= \frac{1}{L_{sq}} (U_{sq} - R_s \hat{I}_{sq} - \hat{\omega}_{0el} L_{sd} \hat{I}_{sd} - \hat{\omega}_{0el} \Psi_f); \end{aligned} \quad (37)$$

где $\hat{I}_{sd}, \hat{I}_{sq}, \hat{\omega}_{0el}$ – токи и скорость, оцененные наблюдателем.

Переписав систему (37) в матричном виде получим:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{U}; \quad (38)$$

где

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} & \hat{\omega}_{0el} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\hat{\omega}_{0el} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{R_s}{L_{sq}} \end{pmatrix}, \hat{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{I}_{sd} + \frac{\Psi_f}{L_{sd}} \\ \hat{I}_{sq} \end{pmatrix}. \quad (39)$$

Уравнения (37) и (39) получаются путём замены переменных тока статора и скорости двигателя на оцененные наблюдателем величины. Рассмотрим структурные схемы моделей статора СДПМ и адаптивного

наблюдателя (смотреть приложение Д), где $\hat{\theta}_c$ – наблюдаемый угол получается путём интегрирования наблюдаемой скорости.

Далее приведена ошибка между реальными и наблюдаемыми величинами:

$$\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} I_{sd} - \hat{I}_{sd} \\ I_{sq} - \hat{I}_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta I_{sd} \\ \Delta I_{sq} \end{pmatrix}. \quad (40)$$

Далее приведена матрица ошибки, которая является матрицей состояния системы:

$$\Delta \mathbf{A} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} 0 & \Delta \omega_{0el} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\Delta \omega_{0el} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & 0 \end{pmatrix}, \quad (41)$$

где $\Delta \omega_{0el} = \hat{\omega}_{0el} - \omega_{0el}$.

Производная ошибки имеет следующий вид:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{e} = \frac{d}{dt} \mathbf{x} - \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{U} - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{B}\mathbf{U}. \quad (42)$$

Учитывая (40) и (41) перепишем (42):

$$\frac{d}{dt} \mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{e} - \Delta \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}. \quad (43)$$

Для анализа устойчивости работы наблюдателя воспользуемся методом функций Ляпунова. В качестве функции Ляпунова рассмотрим следующее:

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{(\hat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\lambda} = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{\Delta \omega_{0el}^2}{\lambda}. \quad (44)$$

где λ - любое положительное число.

Функция V положительна, так как выполняются условия:

$$\mathbf{e}^T \mathbf{e} = \Delta I_{sd}^2 + \Delta I_{sq}^2 > 0, \quad (45)$$

$$\frac{\Delta \omega_{0el}^2}{\lambda} > 0.$$

Производная (44) имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V &= \frac{d}{dt} \left(\mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{(\hat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\lambda} \right) = \frac{d}{dt} \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{d}{dt} \frac{\Delta\omega_{0el}^2}{\lambda} = \\ &= \left(\frac{d}{dt} \mathbf{e}^T \right) \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \frac{d}{dt} \mathbf{e} + \frac{1}{\lambda} \left(\frac{\partial(\hat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\partial \hat{\omega}_{0el}} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt} + \frac{\partial(\hat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\partial \omega_{0el}} \frac{d\omega_{0el}}{dt} \right). \end{aligned} \quad (46)$$

Проанализируем возможность отрицательных значений производной функции Ляпунова, предположив, что адаптация системы проходит намного быстрее, чем изменение наблюдаемой величины, то есть скорости ω_{0el} . Тогда ω_{0el} можно считать константой на период адаптации, из чего следует, что её производная $\frac{d\omega_{0el}}{dt}$ равна нулю. Учтя эти размышления перепишем (46) в следующем виде:

$$\frac{d}{dt}V = \left(\frac{d}{dt} \mathbf{e}^T \right) \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \frac{d}{dt} \mathbf{e} + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt}. \quad (47)$$

Теперь подставим (43) в (47) и получим:

$$\frac{d}{dt}V = (\mathbf{A}\mathbf{e} - \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{e} + \mathbf{e}^T (\mathbf{A}\mathbf{e} - \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt}. \quad (48)$$

Произведя матричные операции уравнение (48) можно записать как сумму трёх составляющих:

$$\frac{d}{dt}V = S_1 + S_2 + S_3, \quad (49)$$

где

$$\begin{aligned} S_1 &= -\frac{2R_s\Delta I_{sd}^2}{L_{sd}} - \frac{2R_s\Delta I_{sq}^2}{L_{sq}}, \\ S_2 &= 2\omega_{0el}\Delta I_{sd}\Delta I_{sq} \left(\frac{L_{sq}}{L_{sd}} - \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \right), \end{aligned} \quad (50)$$

$$S_3 = 2\Delta\omega_{0el} \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \hat{I}_{sd}\Delta I_{sq} - \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \hat{I}_{sq}\Delta I_{sd} + \frac{\Psi_f\Delta I_{sq}}{L_{sq}} \right) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt},$$

В итоге закон адаптации вытекает из отрицательности выражения (49).

Перепишем составляющие S_1 , S_2 , S_3 для неявнополюсного двигателя, учитывая, что $L_{sd} = L_{sq} = L_s$:

$$S'_1 = -\frac{2R_s \Delta I_{sd}^2}{L_s} - \frac{2R_s \Delta I_{sq}^2}{L_s},$$

$$S'_2 = 2\omega_{0el} \Delta I_{sd} \Delta I_{sq} \left(\frac{L_s}{L_s} - \frac{L_s}{L_s} \right) = 0, \quad (51)$$

$$S'_3 = 2\Delta\omega_{0el} \left(\hat{I}_{sd} \Delta I_{sq} - \hat{I}_{sq} \Delta I_{sd} + \frac{\Psi_f \Delta I_{sq}}{L_s} \right) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt},$$

Так как все коэффициенты положительны, S'_1 отрицательна, а так как $S'_2 = 0$ производная функции Ляпунова будет отрицательной в случае, когда S'_3 будет равной нулю. В таком случае функцию V можно считать функцией Ляпунова, и при этом наблюдатель будет устойчив.

Приравняв S'_3 к нулю получим:

$$S'_3 = 2\Delta\omega_{0el} \left(\hat{I}_{sd} \Delta I_{sq} - \hat{I}_{sq} \Delta I_{sd} + \frac{\Psi_f \Delta I_{sq}}{L_s} \right) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt} = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt} = \lambda \left(\hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_s} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}) \right) \Rightarrow \quad (52)$$

$$\hat{\omega}_{0el} = \lambda \int \left(\hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_s} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}) \right) dt.$$

Функция (52), является функцией закона адаптации наблюдателя, для неявнополюсного СДПМ.

$$\Delta I = \hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_s} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}). \quad (53)$$

Регулятор адаптирующего звена содержит интегральную составляющую с положительным коэффициентом λ .

Рассмотрим случай явнополюсного двигателя, учитывая, что $L_{sd} \neq L_{sq}$. При этом S'_2 не будет сводиться к нулю. При этом неизвестен знак множителя ω_{0el} . Для сведения слагаемого S_2 к нулю воспользуемся методикой из источника [7].

В функцию Ляпунова (44) введём матрицу \mathbf{H} :

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{H} \mathbf{e} + \frac{(\hat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\lambda} = a \Delta I_{sd}^2 + b \Delta I_{sq}^2 + \frac{\Delta\omega_{0el}^2}{\lambda}. \quad (54)$$

где

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{pmatrix}; a, b > 0 \quad (55)$$

Найдём производную функции (54):

$$\frac{d}{dt}V = (\mathbf{A}\mathbf{e} - \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{H}\mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{H}(\mathbf{A}\mathbf{e} - \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt}. \quad (56)$$

Так же с помощью матричных операций, производная функции Ляпунова сводится к сумме трёх составляющих:

$$\frac{d}{dt}V = S_1'' + S_2'' + S_3'', \quad (57)$$

где

$$S_1'' = -b \frac{2R_s \Delta I_{sd}^2}{L_{sd}} - a \frac{2R_s \Delta I_{sq}^2}{L_{sq}},$$

$$S_2'' = 2\omega_{0el} \Delta I_{sd} \Delta I_{sq} \left(a \frac{L_{sq}}{L_{sd}} - b \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \right) = 0, \quad (58)$$

$$S_3'' = 2\Delta\omega_{0el} \left(b \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \hat{I}_{sd} \Delta I_{sq} - a \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \hat{I}_{sq} \Delta I_{sd} + b \frac{\Psi_f \Delta I_{sq}}{L_{sq}} \right) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt},$$

Для сведения слагаемого S_2'' к нулю примем:

$$a = \frac{L_{sd}}{L_{sq}}, b = \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \quad (59)$$

Далее в S_3'' из (58) подставляем принятые значения коэффициентов a и b :

$$S_3'' = 2\Delta\omega_{0el} \left(\hat{I}_{sd} \Delta I_{sq} - \hat{I}_{sq} \Delta I_{sd} + \frac{\Psi_f \Delta I_{sq}}{L_{sd}} \right) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt}, \quad (60)$$

Проверяя условие $S_3'' = 0$ получаем:

$$\hat{\omega}_{0el} = \lambda \int \left(\hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_{sd}} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}) \right) dt. \quad (61)$$

Из (61) получаем функцию звена адаптации наблюдателя для явнополюсного СДПМ:

$$\Delta I = \hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_{sd}} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}). \quad (62)$$

В итоге регулятор так же содержит интегральную составляющую с положительным коэффициентом λ как и для случая неявнополюсного двигателя.

При этом видно, что функция (53) является частным случаем функции (62).

Выводы.

1. Принимая критерием энергоэффективности системы минимизацию тока статора двигателя, получается, что для явнополюсного двигателя необходимо обеспечение определенного соотношения между поперечной и продольной составляющих тока статора, тогда как, для неявнополюсного двигателя достаточно обеспечение равенства нулю продольной составляющей тока статора.

2. Для обеспечения энергоэффективности вместо традиционной синусоидальной ШИМ используется векторное управление ключами АИН.

3. Датчиковая и бездатчиковая системы векторного управления СДПМ отличаются лишь способом регулирования составляющих тока статора, а так же обратными связями.

4. Для построения бездатчиковой системы управления используется адаптивный наблюдатель. Построенный наблюдатель может работать как на номинальной, так и на низких скоростях.

3 Моделирование и исследование эффективности систем векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами

3.1 Моделирование СДПМ

Модель явнополюсного СДПМ спроектируем согласно системе уравнений (3) (смотреть приложение Е). Данные двигателя приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Параметры СДПМ

U, В	P, кВт	M, Н·м	R _s , Ом	L _{sd} , мГн	L _{sq} , мГн	Ψ _f , Вб	J, кг·м ²	p _n	β
200	7,5	66	0,96	2,25	5,25	0,183	0,013	4	0

Моделирование производится в математическом пакете MATLAB/Simulink.

3.2 Моделирование векторного модулятора

Векторный модулятор, для управление АИН, сформирован в виде нескольких подсистем, каждая из которых выполняет определённые этап формирования напряжения.

Далее подробнее рассмотрим каждую подсистему:

1) Подсистема определения модуля и фазы $U_{\text{эКВ}}$. Для работы подсистемы на её вход поступают задания напряжения статора в системе координат (d,q) , а также текущее направление поля статора. Далее выполняется обратное преобразование Парка по уравнениям:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_k & -\sin \varphi_k \\ \sin \varphi_k & \cos \varphi_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix}, \quad (63)$$

Следующим шагом будет определение модуля u и фазы γ для полученного вектора в координатах (α, β) (смотреть приложение Ж). Модуль вектора ограничивается значением $\frac{U_d}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{\sqrt{3}} = 179,6$ В (смотреть рисунок 7).

Для квантования выхода подсистемы по времени воспользуемся блоком Zero-Order Hold, период дискретизации которого равен периоду ШИМ.

2) Подсистема для выбора сектора $U_{\text{ЭКВ}}$ (смотреть рисунок 5) (смотреть приложение И).

Для определения сектора на вход подсистемы приходит фаза вектора. Далее путём сравнения фазы с границами секторов $(\pm \frac{\pi}{6}, \pm \frac{\pi}{2}, \pm \frac{5\pi}{6})$, на выходе формируется номер сектора.

3) Подсистема определение угла поворота $U_{\text{ЭКВ}}$ внутри сектора значение которого лежит в пределах 0 до $\frac{\pi}{3}$ (смотреть приложение К). Выходом блока является относительная длительность импульсов, которые ограничиваются в пределах от 0,1 до 0,9.

Выходом подсистемы является параметр γ_1 , который определяется как разность между γ и левой границей сектора. Исключением является 2-ой сектор. Полученное значение параметра γ_1 , подаётся на выход через Multiport Switch с канала соответствующего сектора $s1$.

4) Подсистема расчёта продолжительностей включения базовых векторов (смотреть приложение Л). Для расчёта абсолютных значений продолжительностей используются формулы (12), а входными данными являются модуль u и фаза γ_1 внутри сектора. $U_d = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,127$ В. Период ШИМ $T_{\text{ц}} = 0,00005$ с.

На выходе модели получаем абсолютные продолжительности импульсов t_1, t_2 и t_3 .

5) Подсистема получения импульсных сигналов управления (смотреть приложение М). Для формирования ШИМ используются шесть типов сигналов, которые представлены на рисунке 10. На вход поступают продолжительности включения ключей t_1, t_2 и t_3 .

Сравнивая уровни, определяющие длительности сигналов с пилообразным сигналом, амплитуда и период которого равна $T_{ц}$, формируются сигналы $v1 - v6$. Для срабатывания $v1$ необходимы уровни $\frac{t_3}{4}$ и $\frac{3t_3}{4} + t_2 + t_1$, для $v3 - \frac{t_3}{4} + \frac{t_2}{2}$ и $\frac{3t_3}{4} + \frac{t_2}{2} + t_1$, а для $v5 - \frac{t_3}{4} + \frac{t_2}{2} + \frac{t_1}{2}$ и $\frac{3t_3}{4} + \frac{t_2}{2} + \frac{t_1}{2}$. Сигналы $v2, v4$ и $v6$ являются инверсными для $v1, v3$ и $v5$ соответственно, для формирования которых используется логический оператор NOT.

Для распределения сигналов по ключам инвертора используется модель подсистемы вывода сигналов управления ключами АИН (смотреть приложение Н).

На рисунке 17 приведены графики фазного u_A и линейного u_{AB} напряжений на выходе АИН для ШИМ частотой 20 кГц.

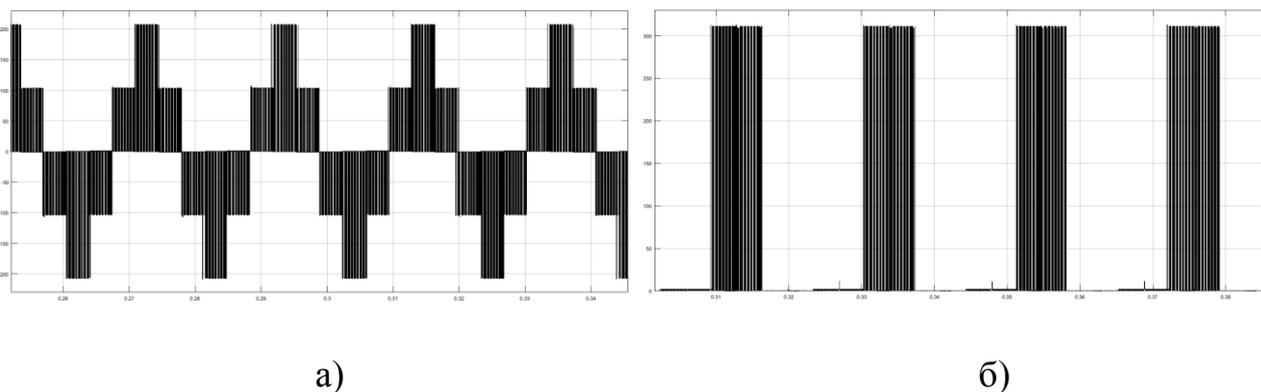


Рисунок 17 - Графики выходного напряжения АИН: а) фазного напряжения u_A ; б) линейного напряжения u_{AB} .

Формирование бездатчиковой системы управления СДПМ будет проходить поэтапно согласно блок-схеме представленной на рисунке 18.

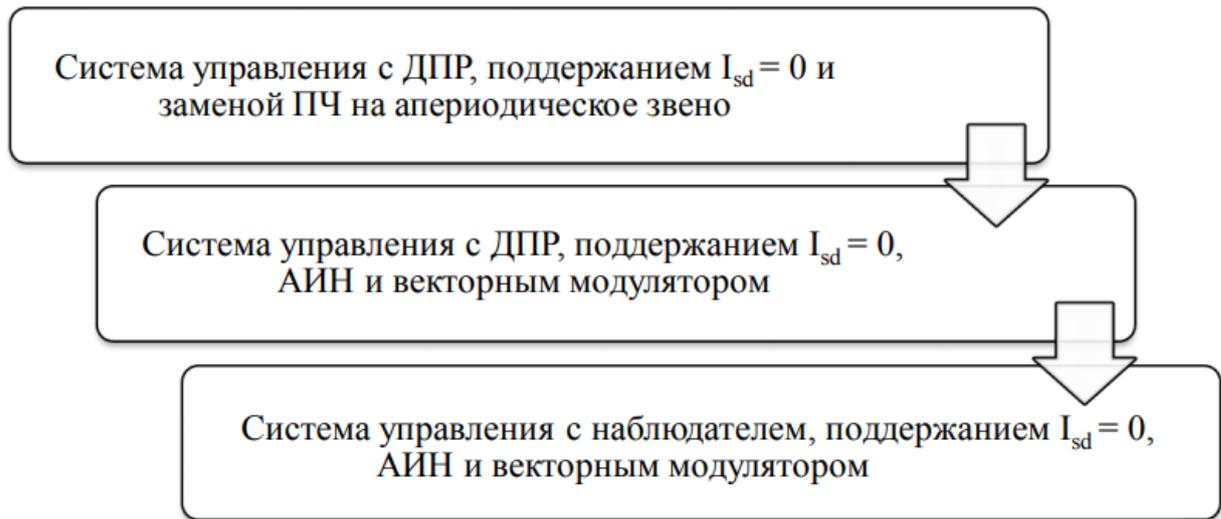


Рисунок 18 – Этапы моделирования систем управления СДПМ

Далее перейдём к первому этапу.

3.3 Моделирование систем управления с ДПР

Настройка контуров регулирования продольной и поперечной составляющих тока статора производится на оптимум по модулю. Для этого по формулам (29) и (31) рассчитываются коэффициенты ПИ-регуляторов. ПЧ представляется апериодическим звеном с передаточной функцией $\frac{k_{пч}}{T_{пч}p+1}$, где коэффициент передачи примем равным $k_{пч} = 2$, а постоянную времени $T_{пч} = T_{кт}$, а также примем коэффициент передачи датчиков тока $k_{дт} = 1$ [25].

$$k_{pd} = \frac{L_{sd}}{2k_{пч}k_{дт}T_{кт}} = \frac{0,00225}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,00005} = 11,25$$

$$k_{pq} = \frac{L_{sq}}{2k_{пч}k_{дт}T_{кт}} = \frac{0,00525}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,00005} = 26,25$$

$$k_{id} = k_{iq} = \frac{R_s}{2k_{пч}k_{дт}T_{кт}} = \frac{0,96}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,00005} = 4800$$

Контур скорости настраивается на симметричный оптимум. Коэффициенты ПИ-регулятора рассчитываются в соответствии с (33), при условии, что $T_{kc} = 2T_{кт}$. Коэффициент датчика скорости также принимается равным $k_{дс} = 1$.

$$k_{p\omega} = \frac{k_{дт}J}{3T_{kc}p_n\Psi_f k_{дс}} = \frac{1 \cdot 0,013}{3 \cdot 0,0001 \cdot 4 \cdot 0,183 \cdot 1} = 59,2$$

$$k_{i\omega} = \frac{k_{дт}J}{12T_{kc}^2 p_n \Psi_f k_{дс}} = \frac{1 \cdot 0,013}{12 \cdot 0,0001^2 \cdot 4 \cdot 0,183 \cdot 1} = 147996,4$$

Составим модель системы векторного управления СДПМ с поддержание $I_{sd} = 0$ и заменой ПЧ на апериодическое звено в MATLAB/Simulink (смотреть приложение П). Модель СДПМ, которая подробно рассмотрена в параграфе 3.1, представим в виде подсистемы СДПМ. Блок перекрёстных связей, составленный по уравнениям (27), также представим в виде подсистемы Перекрёстные связи. Так как напряжение, подаваемое на АИН, ограничено значением $\frac{U_d}{\sqrt{3}}$, о чём упоминается в параграфе 3.2, вводятся элементы ограничения Saturation. Так же необходимо ввести ограничение по току. Ток ограничим значением максимального тока коллектора IGBT транзисторов АИН. Примем, что максимальный ток транзисторов равен 30 А. Задание на скорость равно 300 рад/с. Составляющая тока по оси d задаётся нулевой.

Далее на рисунке 19 представлены результаты моделирования системы, в которой в момент времени 0,5 секунд СДПМ нагружается моментом равным 60 Н·м.

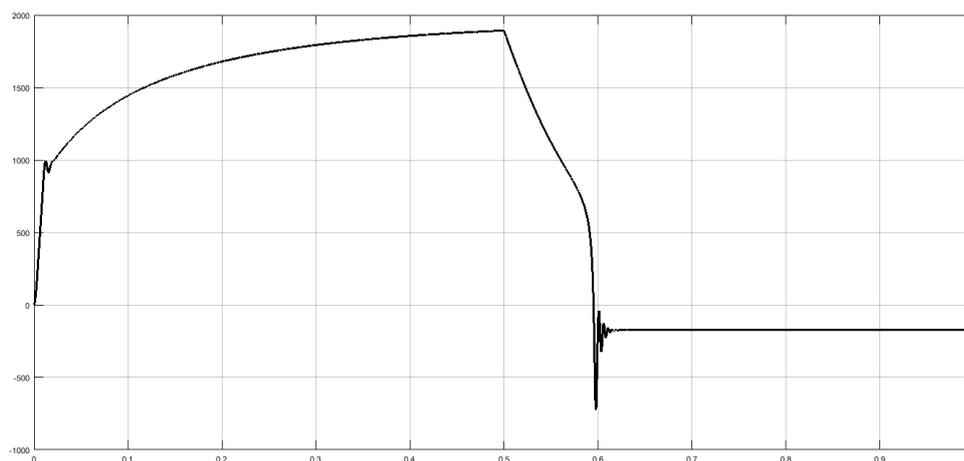


Рисунок 19 – График скорости при настройке контура

Видно, что скорость изменяется скачками, это значит, что не учтена нелинейность звеньев с насыщением.

Для настройки ПИ-регуляторов воспользуемся автоматической настройкой блоков PID [26]. После настройки получили следующие значения коэффициентов ПИ-регулятора скорости: $k_{p\omega} = 0,7$, $k_{i\omega} = 20$. Вместо ПИ-регулятора тока I_{sq} воспользуемся П-регулятором с коэффициентом $k_{pq} = 2,625$. На рисунке 20 представлен график скорости, после перенастройки регуляторов.

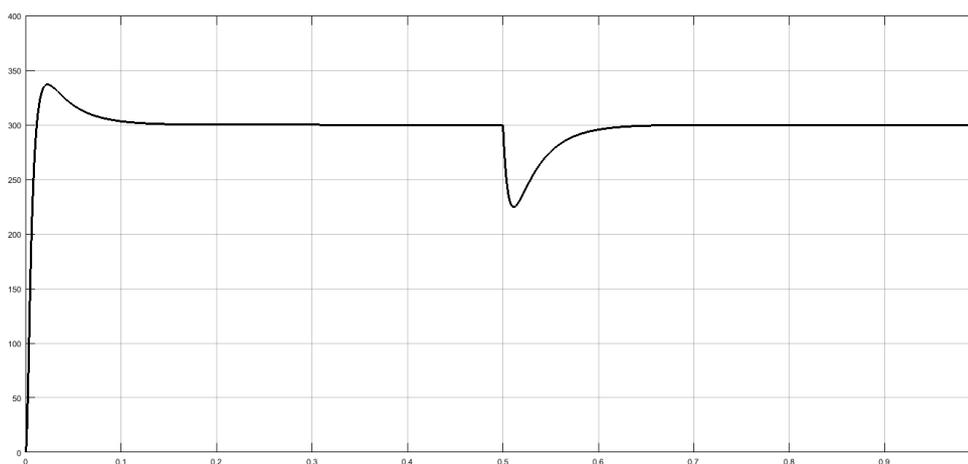


Рисунок 20 – График скорости при перенастроенных регуляторах

Автоматическая настройка устранила броски скорости. Показатели качества полученной системы следующие: время переходного процесса 55,48 мс, перерегулирование 12,3 %.

3.4 Моделирование системы управления с ДПР и АИН

На данном этапе система рассмотренная в параграфе 3.3 усложняется. В неё вводятся векторный модулятор и АИН (смотреть приложение Р).

Ограничение максимального напряжения, подаваемого на АИН, учтено в векторном модуляторе, и ограничение по току учтено в блоках Ограничение тока (смотреть приложение С).

На рисунке 21 приведены графики скорости для системы без АИН и с ним.

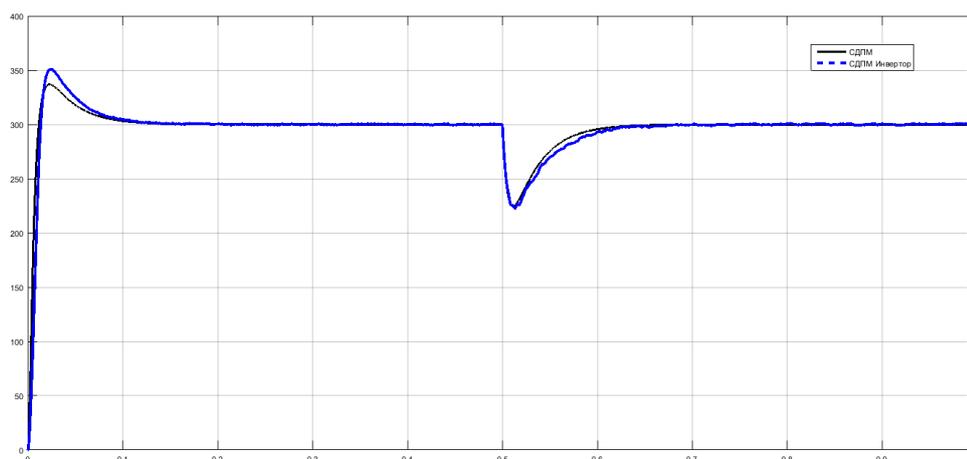


Рисунок 21 – Сравнение графиков скорости СДПМ: сплошная линия – без векторного модулятора, штриховая – с векторным модулятором

Из сравнения графиков скорости видно, что с введением в систему АИН, появляется шум, который объясняется коммутационными процессами. Уровень данного шума незначителен, а в остальном графики повторяют друг друга. Перенастроив регулятор тока I_{sd} приняв, что $k_{pd} = k_{p\omega} = 0,7$, $k_{id} = k_{i\omega} = 20$. Результат моделирования после данной подстройки представлен на рисунке 22.

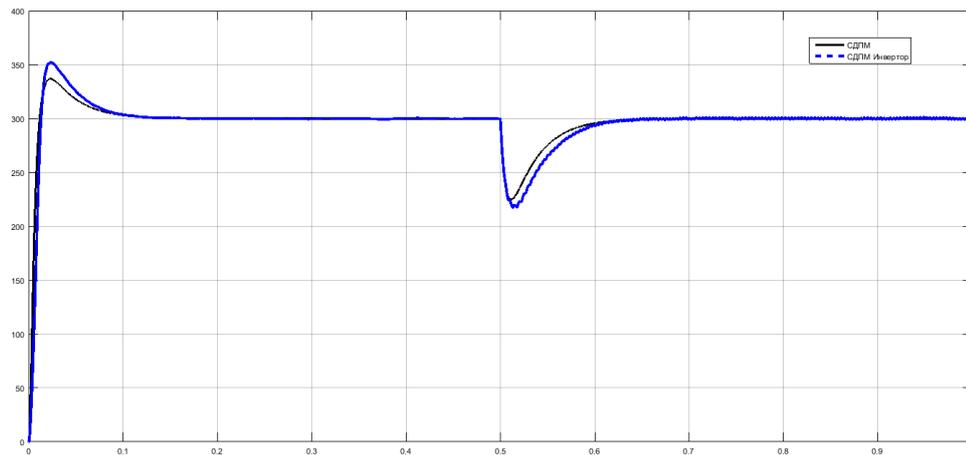
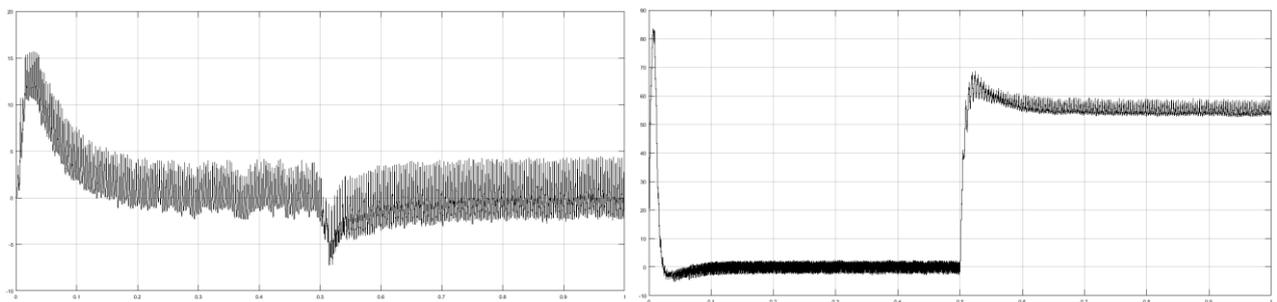


Рисунок 22 – Сравнение графиков скорости СДПМ (перенастроенный регулятор тока I_{sd})

Изменения составляющих тока статора и электромагнитного момента представлены на рисунках 23 и 24.



а)

б)

Рисунок 23 - Токи статора: а) I_{sd} ; б) I_{sq}

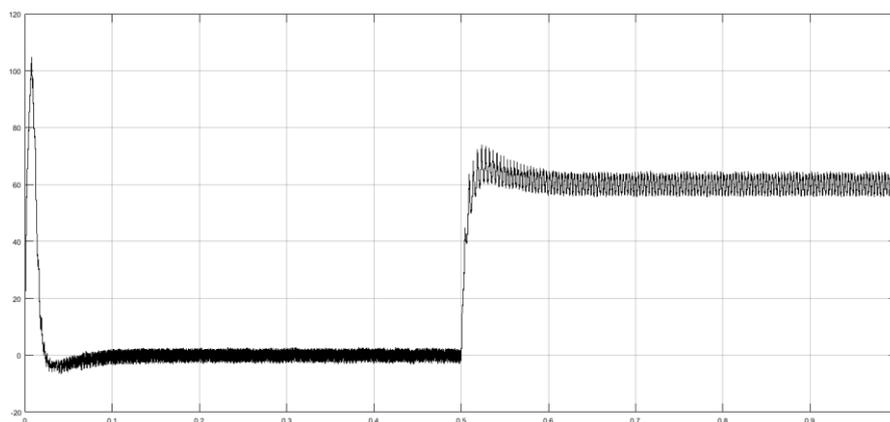


Рисунок 24 – Электромагнитный моменты СДПМ

Электромагнитный момент пропорционален току I_{sq} , как и следует из уравнения (18). Ток I_{sd} поддерживается равным нулю.

3.5 Моделирование системы с наблюдателем состояния и АИН

В заключительном этапе ДПР заменяется на адаптивный наблюдатель состояния (смотреть приложение Т). Модель статора описывается системой уравнений (37), а функция адаптации выражением (62), так как в данной работе рассматривается явнополюсный СДПМ. Коэффициент интегральной составляющей адаптера примем равной $\lambda = 300$.

Модель системы бездатчикового управления, формируется в соответствии с функциональной схемой (смотреть приложение У). Для получения данной модели обратную связь замыкаем через наблюдатель состояния.

Результаты моделирования сформированной системы представлены на рисунке 25, на котором изображены кривые реальной и наблюдаемой скорости СДПМ.

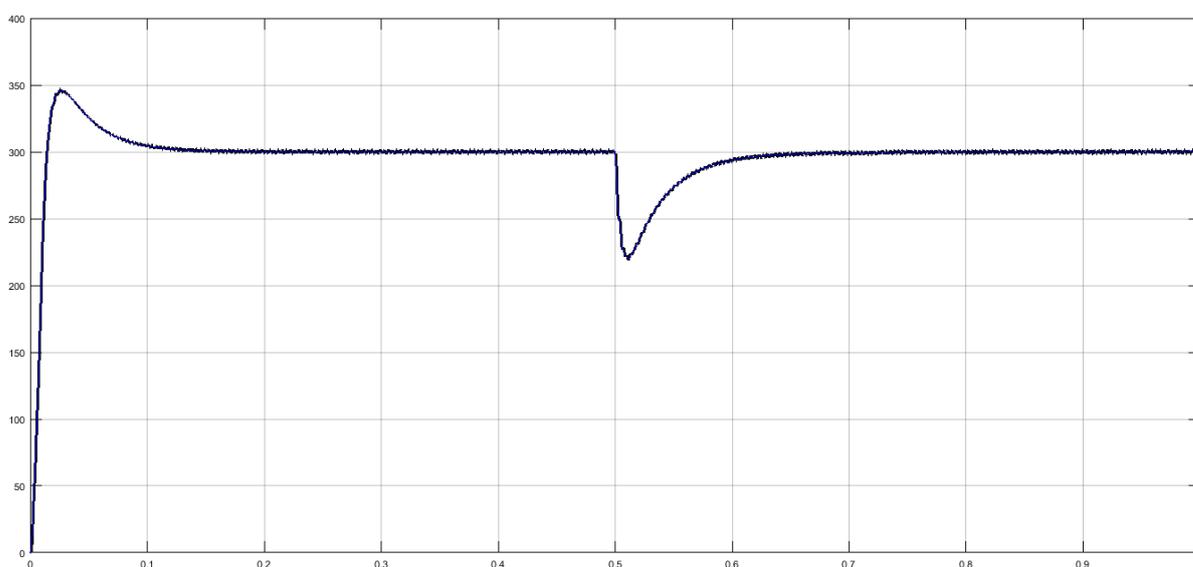


Рисунок 25 – Графики наблюдаемой и реальной скорости СДПМ с бездатчиковой системой управления

Так как кривые реальной и наблюдаемой скорости совпадают, делаем вывод, что наблюдатель работает корректно.

Проверим работу наблюдателя при изменении частоты модуляции АИН. Для этого введён критерий качества, вычисляющийся как среднее значение интеграла от квадрата разности наблюдаемой и реальной скоростей за единицу времени, и чем меньше значение у данного критерия качества, тем лучше качество работы системы. На рисунке 26 показана зависимость критерия качества от времени для частоты модуляции АИН 20 кГц. Далее на рисунке 27 представлена зависимость критерия качества от времени для частоты модуляции АИН равной 40 кГц, на рисунке 28 – 60 кГц, на рисунке 29 – 80 кГц.

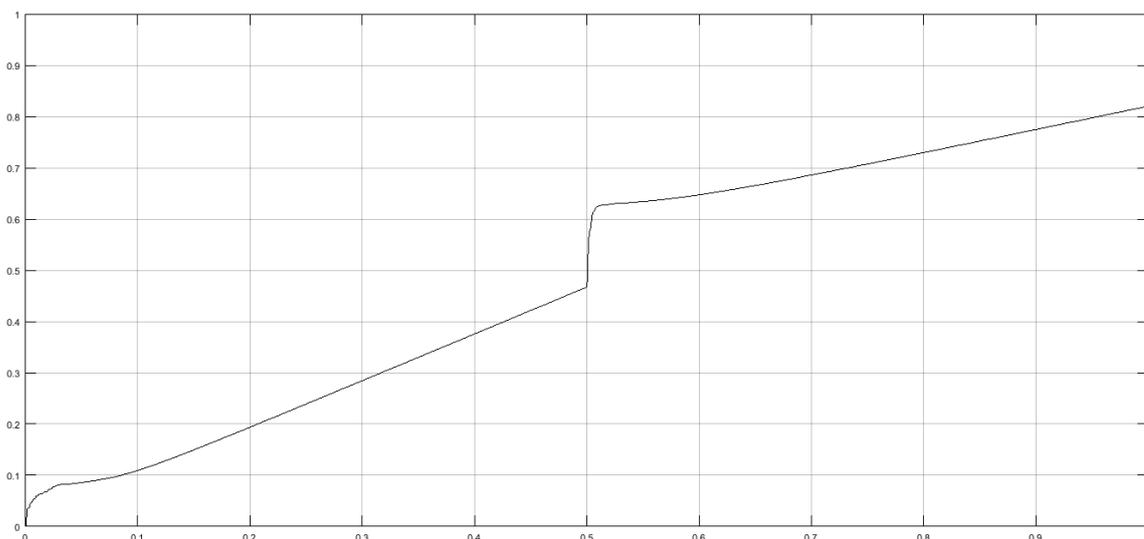


Рисунок 26 – Сравнение графиков скорости при частоте модуляции АИН 20 кГц

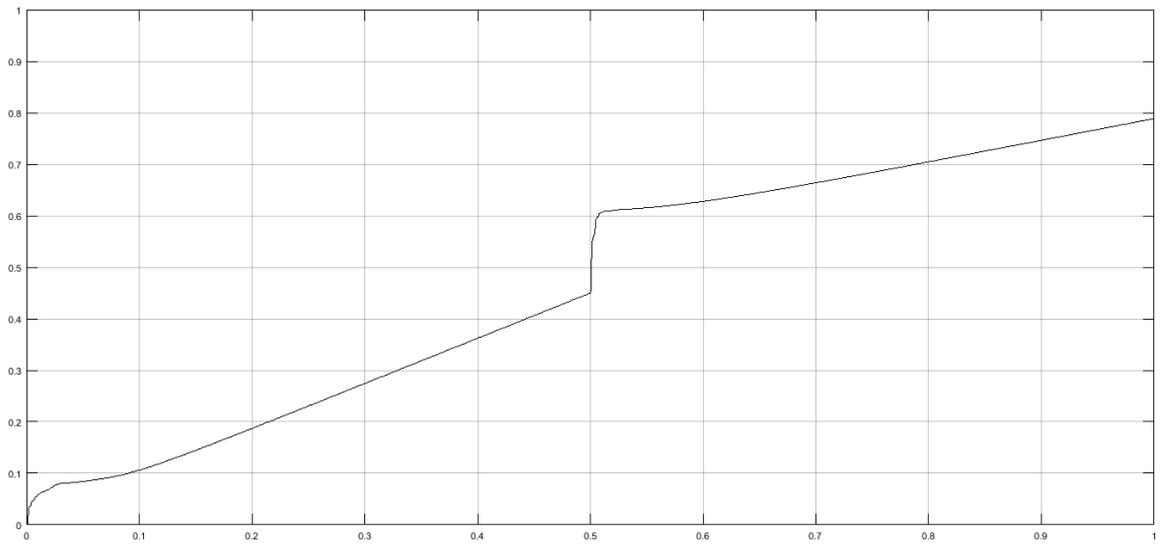


Рисунок 27 – Сравнение графиков скорости при частоте модуляции АИН
40 кГц

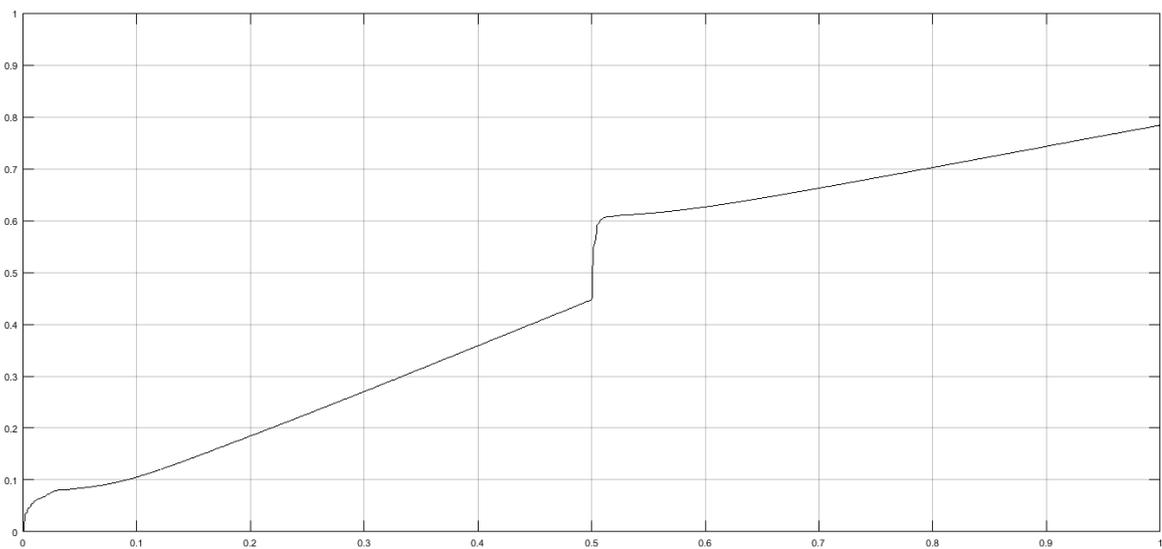


Рисунок 28 – Сравнение графиков скорости при частоте модуляции АИН
60 кГц

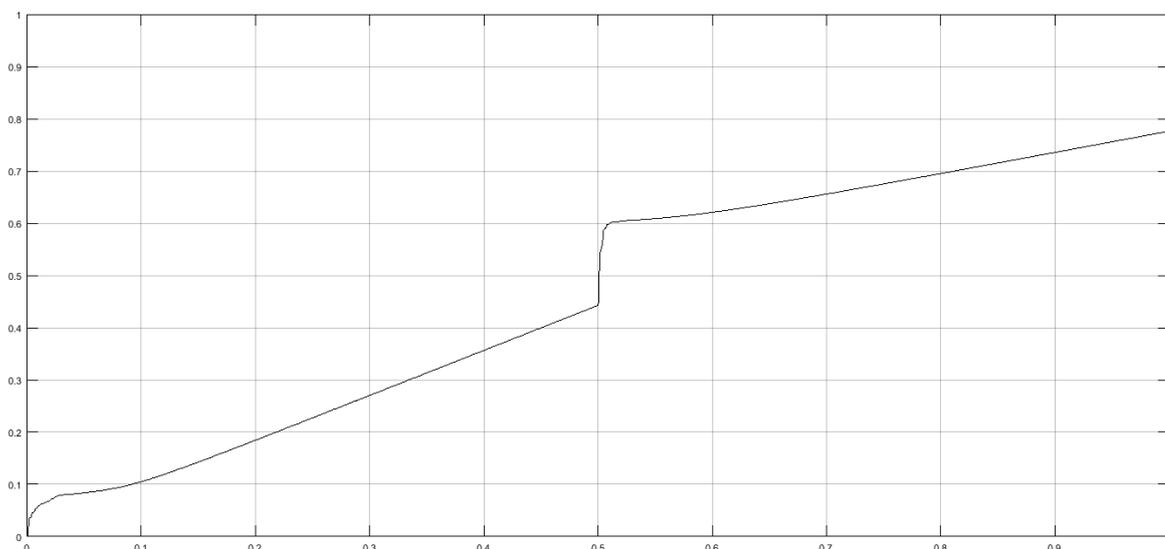


Рисунок 29 – Сравнение графиков скорости при частоте модуляции АИН 80 кГц

Далее полученные значения критерия качества были сведены в таблицу 2.

Таблица 2 – Результаты экспериментов

Частота модуляции АИН, кГц	Значение критерия качества
20	0,8203
40	0,7886
60	0,7837
80	0,7761

Результаты моделирования, приведённые в таблице 2, показывают, что адаптивный наблюдатель, применяемый в рассматриваемой системе бездатчикового управления, обладает робастностью при изменении частоты модуляции СДПМ. Также из приведённых графиков видно, что качество переходных процессов при увеличении частоты модуляции улучшаются, так как уменьшается суммарная погрешность оценки скорости наблюдателем.

Далее для сравнения на рисунке 30 представлены переходные характеристики скорости СДПМ трёх систем.

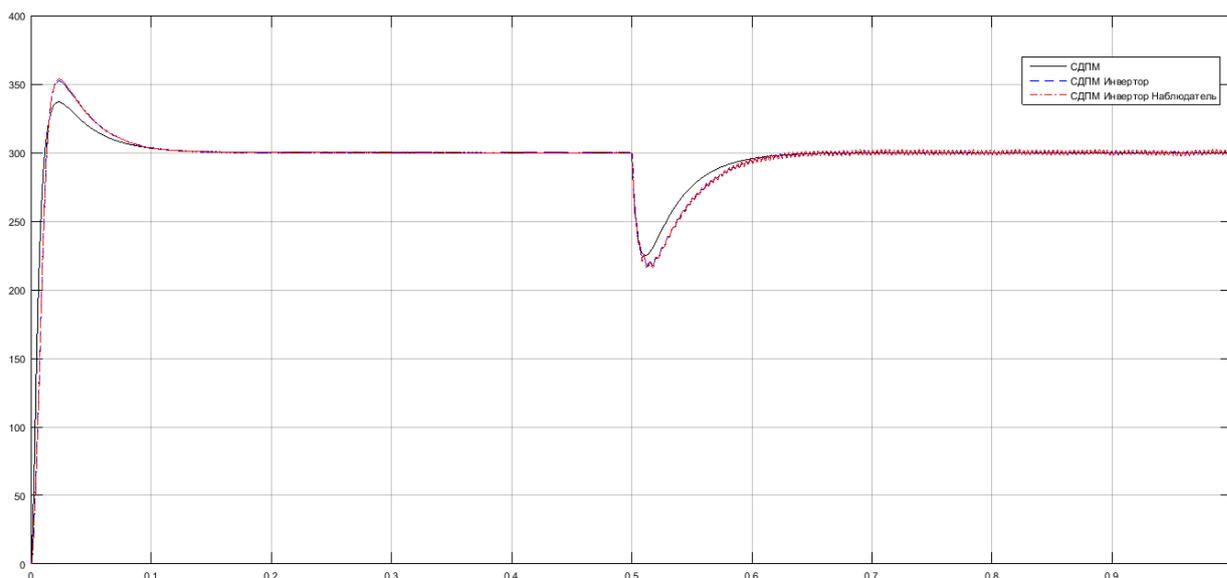


Рисунок 30 – Сравнение графиков скорости трёх систем управления

По графикам, представленным на рисунке 30 видно, что система с заменой АИН апериодическим звеном имеет наименьшие времена переходных характеристик по задающему и возмущающему (момент сопротивления) воздействиям, а также меньшими значениями перерегулирования. Но также видно, что системы с АИН и наблюдателем состояния не намного хуже управляют скоростью СДПМ. Причём различия между двумя последними системами минимально.

Выводы.

1) В данной главе произведено моделирование различных систем векторного управления СДПМ и их составляющих с помощью математического пакета MATLAB/Simulink [27, 28].

2) Использована методика поэтапного формирования модели бездатчиковой системы управления.

3) Рассмотрение переходных характеристик каждой системы (смотреть рисунки 20, 21, 22, 25, 30) показывает, что на каждом этапе моделирования решаются конкретные задачи.

4) Разработан адаптивный наблюдатель скорости явнополюсного СДПМ.

4 Разработка ПО для адаптации наблюдателя в системе бездатчикового управления СДПМ

4.1 Описание опытного образца

Рассмотрим функциональную схему переработанной силовой части преобразователя частоты ЕС-F (смотреть приложения Ф, Х, Ц, Ш).

В зависимости от исполнения впаиваются соответствующие фильтры ЭМС и выпрямитель. Для разных уровней напряжения применяется различная схема силовых конденсаторов.

Для однофазной сети напряжения питания 50 Гц/220 В применяются силовые транзисторные ключи максимального напряжения 600 В, для трёхфазной сети напряжения питания 50 Гц/380 В применяются силовые транзисторные ключи рассчитанные на максимальное напряжение 1200 В.

Первый процессор обеспечивает связь преобразователя частоты с ЭВМ или устройством-мастер сети RS-485 протокол ModBus RTU, получение информации с DIP переключателей, управление дискретных входов.

Второй процессор выполняет функции управления силовым модулем и выполняет внутреннее программное обеспечение.

4.2 Модернизация алгоритма бездатчикового управления

Разработанный на предыдущих этапах алгоритм бездатчикового определения частоты вращения при пуске требовал предварительного разгона с последующим переходом на бездатчиковый алгоритм. Переход сопровождался звуковым эффектом.

В алгоритме бездатчикового вычисления частоты вращения звено интегрирования заменено апериодическим фильтром первого порядка передаточной функция, которого выглядит следующим образом:

$$W(p) = \frac{T_\phi}{T_\phi \cdot p + 1}, \quad (64)$$

где T_ϕ – постоянная времени.

На рисунке 31 представлены логарифмические амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики интегрирующего звена и аperiodического звена первого порядка с постоянной времени, равной частоте среза 3 Гц.

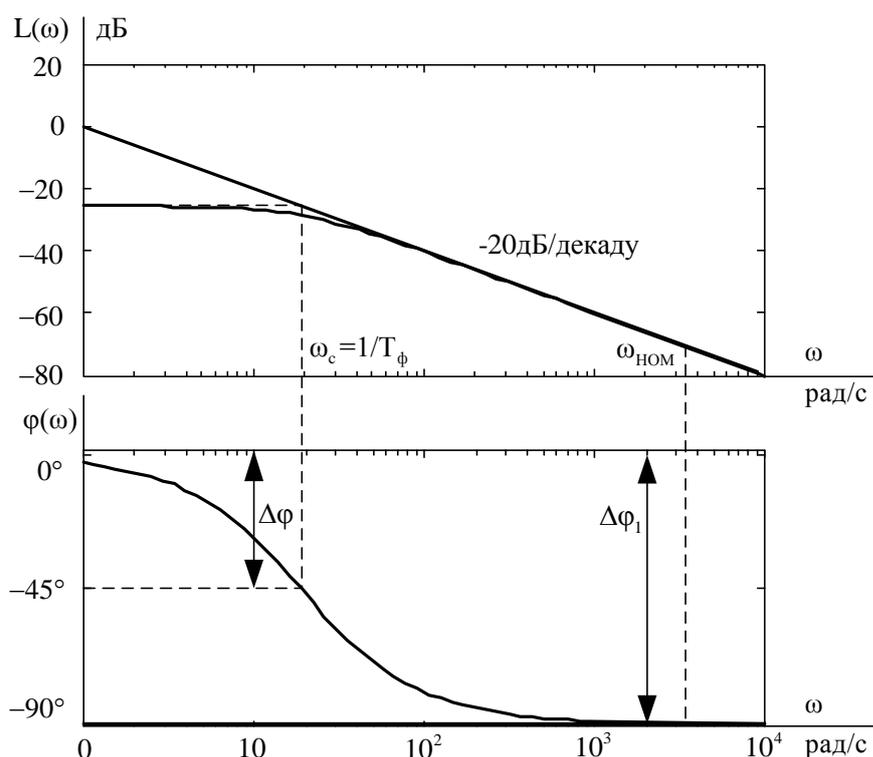


Рисунок 31 – Логарифмические амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики аperiodического звена первого порядка при изменении частоты входного сигнала

При номинальной частоте вращения электродвигателя коэффициент передачи по амплитуде и фазовый сдвиг будут идентичны интегрирующему звену. Однако, с уменьшением частоты вращения от $\omega_{НОМ}$ до $\omega_c = 1/T_\phi$, ошибка по фазе будет увеличиваться до 45° , что приведёт к увеличению ошибки в оценке потокосцепления статора.

На рисунке 32 показано, что именно ошибка по фазе при оценке ψ_1 будет оказывать наибольшее влияние на точность оценки углового положения вектора ψ_f , который и определяет угловое положение ротора.

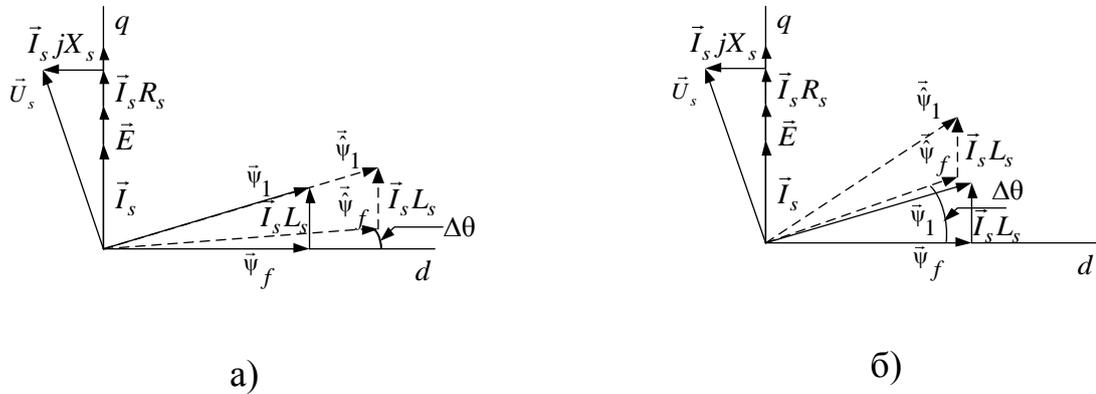


Рисунок 32 – Векторная диаграмма СДПМ: а) ошибка в оценке амплитуды вектора потокосцепления статора, б) ошибка в оценке углового положения вектора потокосцепления статора

Для устранения данного недостатка будем использовать подстройку постоянной времени апериодического звена первого порядка в зависимости от частоты вращения электродвигателя таким образом, чтобы обеспечивался постоянный фазовый сдвиг минус 45° во всем диапазоне частот. Данное условие выполняется при обеспечении равенства частоты среза ω_c звена первого порядка текущей электрической частоте вращения электродвигателя ω_{eR} . Таким образом постоянная времени $T_\phi = f(\omega_{eR})$.

Частотные характеристики апериодического звена, иллюстрирующие закон адаптации постоянной времени звена, приведены на рисунке 33.

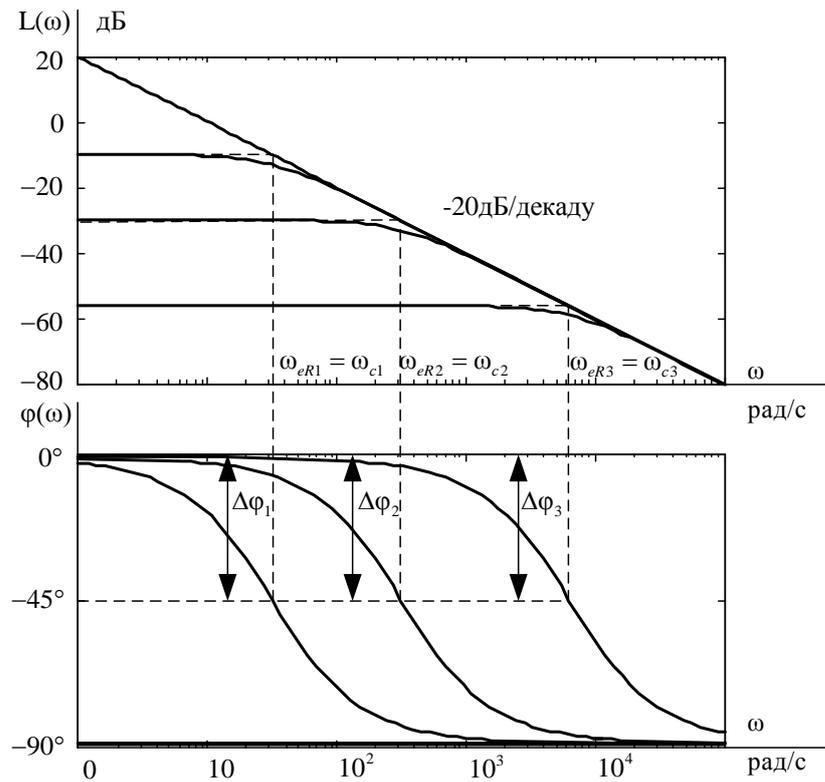


Рисунок 33 – Логарифмическая амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики аperiodического звена первого порядка при реализации закона адаптации постоянной времени звена

Для получения фазового сдвига минус 90° необходимо обеспечить на выходе звена дополнительный фазовый сдвиг минус 45° . В результате, использование аperiodического звена первого порядка с коррекцией угла для определения потокосцепления статора будет обеспечивать фазовый сдвиг, идентичный интегрирующему звену, что позволит получить точную оценку θ на низких частотах вращения.

На рисунке 34 показана структура наблюдателя и какой именно интегратор был заменен на аperiodическое звено первого порядка.

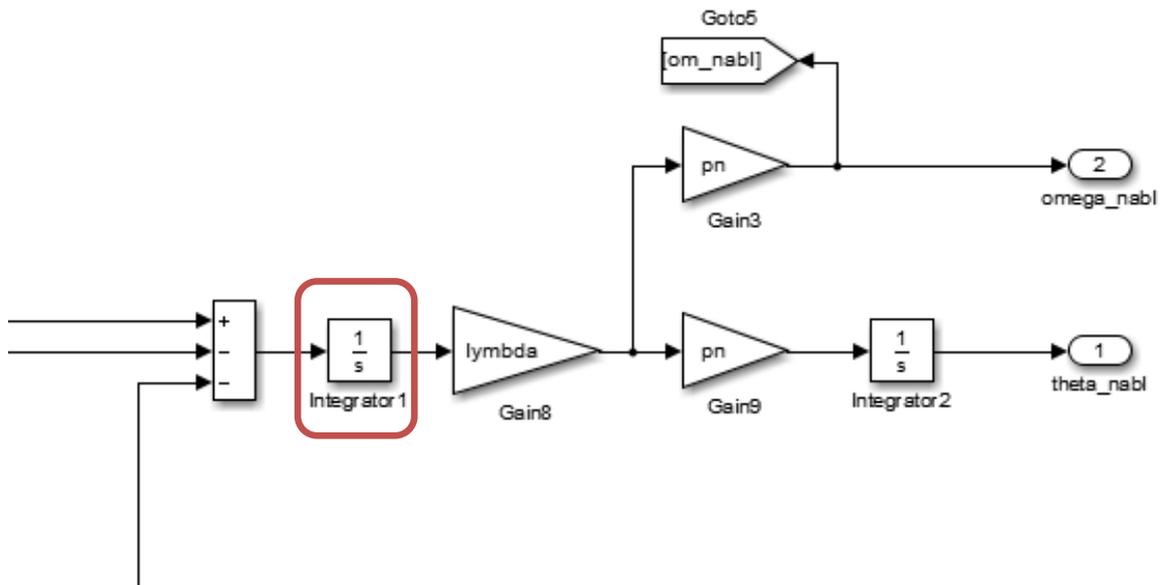


Рисунок 34 – Структура наблюдателя до изменения интегрирующего звена инерционным.

Далее для сокращения влияния температуры, белого шума, шума АЦП и всех остальных возможных возмущающих воздействий, проводится вычисление T_{ϕ} , посредством вычисления сопротивления статора.

4.3 Алгоритм вычисления сопротивления статора для температурной компенсации сопротивления с целью стабилизации частоты вращения при нагреве двигателя

При повторно-кратковременном режиме работы преобразователя частоты в моменты отсутствия вращения следует выполнять алгоритм вычисления сопротивления статора для компенсации температурного изменения сопротивления с целью стабилизации частоты вращения при нагреве двигателя. Настройки регулятора тока зависят от величины сопротивления и индуктивности статора. При температурных изменениях сопротивления наблюдается увеличение перерегулирования по току и частоте вращения.

Вычисление сопротивления выполним с помощью математической модели, без учёта магнитных потерь, во вращающейся системе координат dq:

$$\begin{cases} U_{sd} = L_{sd} \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} + \omega \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} \\ U_{sq} = L_{sq} \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} - \omega \cdot L_{sd} \cdot I_{sd} + \omega \cdot \psi_f \end{cases} \quad (65)$$

При неподвижном роторе система уравнений (65) примет вид:

$$\begin{cases} U_{sd} = L_{sd} \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} \\ U_{sq} = L_{sq} \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} \end{cases} \quad (66)$$

В установившемся режиме производная тока равна нулю и система уравнений (66) примет вид:

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s I_{sd} \\ U_{sq} = R_s I_{sq} \end{cases} \quad (67)$$

Для вычисления сопротивлений по системе уравнений (67) необходимо знать напряжение, прикладываемое к обмоткам двигателя. Для наглядности описания перейдём в трёхфазную систему координат.

Поскольку для вычисления сопротивления обмоток двигателя необходимо знать фазное напряжение, приложенное к каждой из обмоток, необходимо решить систему уравнений узловых потенциалов, для того чтобы точно определить фазное напряжения на обмотках двигателя, при соединении обмоток в «звезду». Для этого представим систему ПЧ-СД в виде электрической схемы, представленной на рисунке 35.

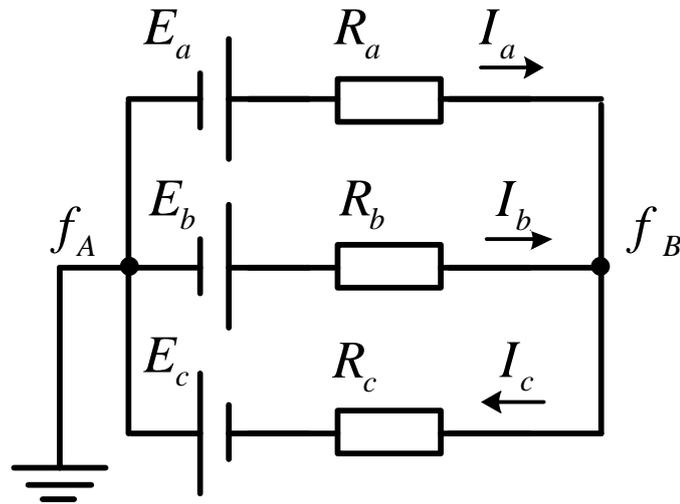


Рисунок 35 – Электрическая схема представления обмоток двигателя в виде активных сопротивлений

Вычисление узлового напряжения. Для схемы с двумя узлами напряжение между ними можно подсчитать по формуле

$$f_{AB} = \frac{E_a \cdot g_a + E_b \cdot g_b + E_c \cdot g_c}{g_a + g_b + g_c} \quad (67)$$

где g – проводимость ветви.

Поскольку проводимость обмотки двигателя симметричны и их сопротивления одинаковы, формула вычисления узлового напряжения принимает вид:

$$f_{AB} = \frac{E_a + E_b + E_c}{3} \quad (68)$$

Сопротивление ветви, согласно уравнениям (67) и (68), будет определяться по следующей системе уравнений:

$$\begin{cases} R_a = \frac{E_a - f_{AB}}{I_a} \\ R_b = \frac{E_b - f_{AB}}{I_b} \\ R_c = \frac{E_c - f_{AB}}{I_c} \end{cases} \quad (69)$$

Делая подстановку согласно выражению (67), получаем систему уравнений для расчёта фазных сопротивлений статора.

$$\left\{ \begin{array}{l} R_a = \frac{E_a - \frac{E_a + E_b + E_c}{3}}{I_a} \\ R_b = \frac{E_b - \frac{E_a + E_b + E_c}{3}}{I_b} \\ R_c = \frac{E_c - \frac{E_a + E_b + E_c}{3}}{I_c} \end{array} \right. \quad (70)$$

Напряжение в преобразователе частоты формируется с помощью алгоритма широтно-импульсной модуляции из постоянного напряжения звена постоянного тока. Особенностью при работе преобразователя частоты является наличие нелинейности, которая связана с так называемым «мёртвым временем» (время когда оба транзистора в стойке закрыты для исключения возможности одновременного открытия).

Определение степени влияния мёртвого времени на работу преобразователя частоты была выполнена серия экспериментов. В качестве источника напряжения был применён преобразователь частоты ЕС-LD и двигатель производства Инициатора ДСМГ-0,18-500.

На рисунке 36 изображено семейство характеристик снятых в одинаковых условиях при разной величине мёртвого времени. Видно, что при увеличении длительности мёртвого времени увеличивается нелинейный участок при значениях скважности от 0 до 0,2 о.е.

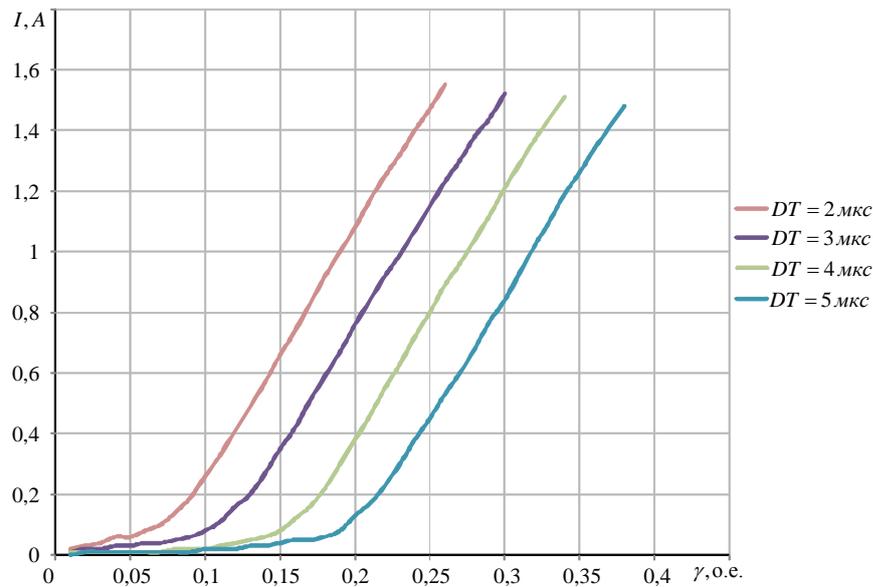


Рисунок 36 – Зависимость тока в фазе двигателя при увеличении скважности ШИМ при различном задании мёртвого времени.

На рисунке 36 DT – различные длительности мёртвого времени.

Из полученного результата следует, что уравнение напряжения на выходе преобразователя примет вид:

$$U_{\text{вых}} = U_{dc} \cdot (\gamma - T_{DT} \cdot k_{DT}) \quad (71)$$

где T_{DT} – мёртвое время;

k_{DT} – постоянный коэффициент потерь (постоянный).

Подставив уравнение (71) в систему уравнений (70) с соответствующими значениями, система управлений для расчёта сопротивления примет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_a = \frac{U_{dc} \cdot (\gamma_a - T_{DT} \cdot k_{DT}) - \frac{U_{dc} \cdot ((\gamma_a - T_{DT} \cdot k_{DT}) + (\gamma_b - T_{DT} \cdot k_{DT}) + (\gamma_c - T_{DT} \cdot k_{DT}))}{3}}{I_a} \\ R_b = \frac{U_{dc} \cdot (\gamma_b - T_{DT} \cdot k_{DT}) - \frac{U_{dc} \cdot ((\gamma_a - T_{DT} \cdot k_{DT}) + (\gamma_b - T_{DT} \cdot k_{DT}) + (\gamma_c - T_{DT} \cdot k_{DT}))}{3}}{I_b} \\ R_c = \frac{U_{dc} \cdot (\gamma_c - T_{DT} \cdot k_{DT}) - \frac{U_{dc} \cdot ((\gamma_a - T_{DT} \cdot k_{DT}) + (\gamma_b - T_{DT} \cdot k_{DT}) + (\gamma_c - T_{DT} \cdot k_{DT}))}{3}}{I_c} \end{array} \right. \quad (72)$$

В ходе эксперимента на различной скважности ШИМ при задании мёртвого времени $T_{DT} = 3$ мкс. были сняты данные с датчиков тока, рассчитано фазное напряжение в обмотках двигателя и на основании этих данных используя систему уравнений (72), получены значения фазных сопротивлений двигателя. Результаты эксперимента приведены в таблице 3.

Таблица 3 – Результаты эксперимента по идентификации активного сопротивления СД

γ_a	γ_b	γ_c	U_a	U_b	U_c	I_a	I_b	R_a
-0,21	0,21	0,21	-25,62	12,81	12,81	0,93	0,49	27,55
-0,22	0,22	0,22	-29,34	14,67	14,67	1,05	0,52	27,94
-0,23	0,23	0,23	-32,65	16,32	16,32	1,16	0,62	28,14
-0,24	0,24	0,24	-36,37	18,18	18,18	1,28	0,67	28,41
-0,25	0,25	0,25	-40,09	20,04	20,04	1,4	0,72	28,63
-0,26	0,26	0,26	-43,4	21,7	21,7	1,51	0,77	28,74

Основываясь на результатах эксперимента представленных в таблице 3, можно сделать вывод о работоспособности данного метода оценки активного сопротивления обмотки статора, погрешность измерений, в холодном состоянии, составляет не более 0,5 Ом, что составляет не более 2% от реального значения сопротивления.

Полученный алгоритм был оформлен в виде блока-функции и применён в алгоритме работы внутреннего программного обеспечения.

5 Разработка методики испытаний ПЧ для мощности 3 кВт

Совместно с производителем радиальных вентиляторов ООО «ВЕЗА» и Инициатором были сформулированы следующие основные требования к ПЧ 3 кВт.

1. ПЧ должен управлять синхронными двигателями типа ДСМ производства Инициатора мощностью 1,5 кВт, 2,2 кВт, 3 кВт с номинальными скоростями 1500 об/мин, 3000 об/мин.

2. Электродвигатель приводит во вращение рабочее колесо радиального вентилятора производства ООО «ВЕЗА». Основные типы применяемых вентиляторов – ВСК (вентилятор свободное колесо), также и более тихоходные осевые вентиляторы и вентиляторы с вперёд загнутыми лопатками.

3. ПЧ должен обеспечивать бездатчиковое векторное управление синхронными электродвигателями с постоянными магнитами.

4. Задание частоты вращения должно осуществляться дистанционно:

- по последовательному цифровому сигналу;
- по дискретным/аналоговым сигналам.

5. Номинальный выходной ток фазы не менее 5,5 А.

6. Кратковременный максимальный выходной ток фазы 8 А в течение 30 с (при холодном старте двигателя).

Разработка методик испытаний проводилась по ГОСТ 2.114 [30], ГОСТ 19.301 [31], ГОСТ 2.106 [32] с учётом указанных требований 1 – 6 и дополнительных требований, проверка которых необходима для гарантирования качества изготавливаемых ПЧ.

Методика испытаний приведена в документе Контроллер ЕС-F для вентилятора с синхронным двигателем мощностью до 3,0 кВт НПФМ.421417.008 ТУ.

6 Проведение испытаний ПЧ 3 кВт

Изготовителем радиальных вентиляторов ООО «ВЕЗА» было предоставлено рабочее колесо радиального вентилятора для проведения экспериментов. Для выполнения экспериментов был спроектирован дополнительный стенд-оснастка, на который устанавливается двигатель ДСМ мощностью 2,2 кВт и рабочее колесо радиального вентилятора.

6.1 Определение полосы пропускания

Полоса пропускания определялась на двигателе ДСМ 2,2 кВт при неподвижном роторе. Сигнал отработки – прямоугольный. Полоса пропускания получилась не менее 500 Гц. При наличии датчика положения, при такой полосе пропускания по току можно обеспечить полосу пропускания по скорости не более 200 Гц. Для реализации бездатчикового алгоритма управления полосы пропускания по току в 500 Гц достаточно для устойчивой работы алгоритма. На рисунке 37 представлен переходный процесс по току для определения полосы пропускания.

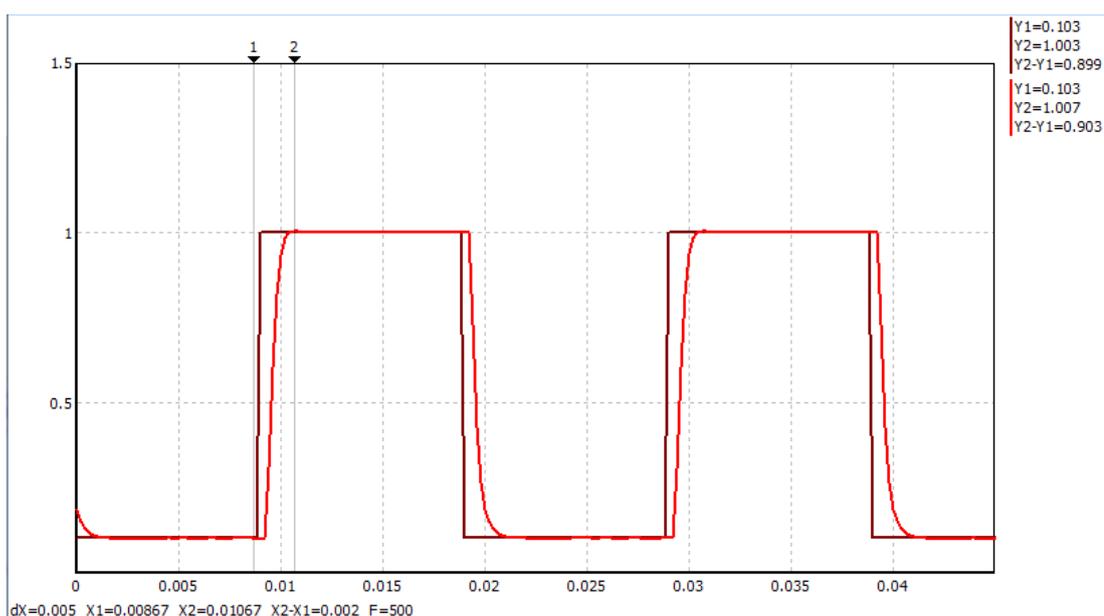


Рисунок 37 – Переходный процесс по току на ПЧ 3 кВт

По оси X время в секундах, по оси Y ток в относительных единицах (1 о.е. = 5,94 А). По графику видно, что переходный процесс по току завершается за время менее примерно 0,002 с, что соответствует частоте 500 Гц.

6.2 Определение диапазона регулирования по скорости при бездатчиковом регулировании

Определение диапазона регулирования проводилось на двигателе ДСМ 2,2 кВт – 1500 об/мин с установленной на вал двигателя крыльчатке. Для проведения испытания был спроектирована и изготовлена оснастка для крепления двигателя с крыльчаткой (смотреть приложение Щ). Крыльчатка от радиального вентилятора была предоставлена заказчиком.

Диапазон регулирования по скорости показывает насколько может изменяться выходная скорость вала двигателя при регулировании. По ТЗ необходимо обеспечить диапазон регулирования 10:100 (1:10). Далее приводим графики работы ПЧ с двигателем на минимальной скорости и на максимальной скорости.

Диапазон регулирования определяется как отношение максимальной и минимальной скорости по отношению к минимальной скорости.

При механических испытаниях получена механическая характеристика, приведённая на рисунке 38.

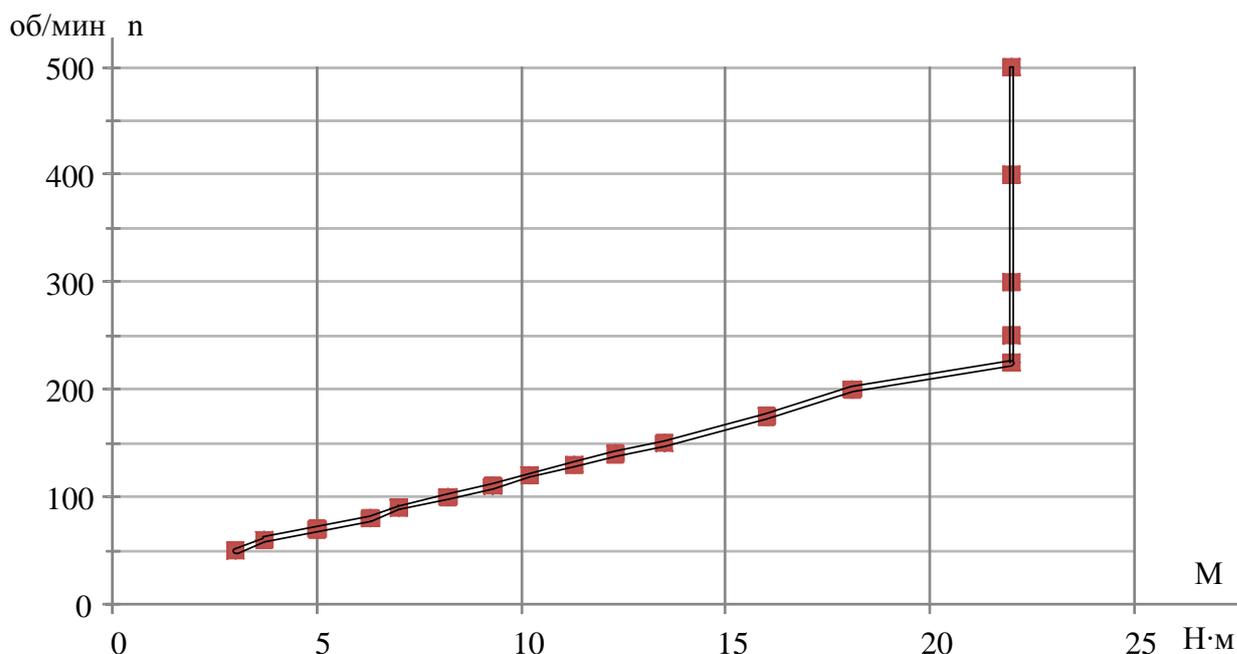


Рисунок 38 – Механическая характеристика на минимальной скорости

Из рисунка 38 видно, что бездатчиковый алгоритм начинает работать под нагрузкой при частоте вращения от 50 об/мин при моменте 3,0 Н·м. Под максимальным моментом 22 Н·м, алгоритм начинает работать при частоте вращения 225 об/мин. Так как вентиляторная нагрузка увеличивается по кубическому закону при увеличении частоты вращения, получаем что алгоритм начинает работать с 50 об/мин.

Далее были сняты области существования механических характеристик для двигателей ДСМ 2,2 кВт – 1500 об/мин и ДСМ 2,2 кВт – 3000 об/мин под управлением ПЧ ЕС-Ф. Для двигателя ДСМ 2,2 кВт – 1500 об/мин дополнительно была снята характеристика работы во второй зоне регулирования. Характеристики представлены на рисунке 39.

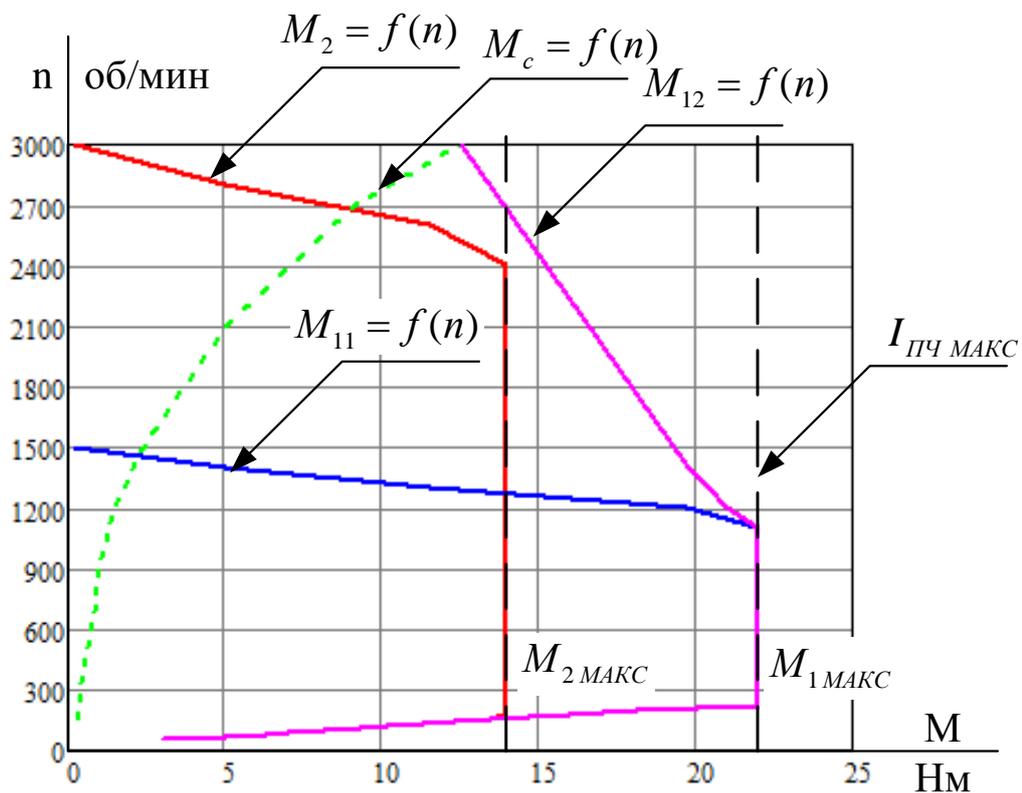


Рисунок 39 – Механические характеристики ДСМ 2,2 – 1500 об/мин при номинальном режиме работы и ослаблении поля (вторая зона регулирования)

Получен диапазон регулирования 1:200 для ДСМ 2,2 – 3000 об/мин и 1:100 для ДСМ 2,2 – 1500 об/мин. На нижний диапазон регулирования влияет работа алгоритма вычисления скорости, минимальная частота вращения около 15 об/мин при работе на оснастке с крыльчаткой.

Требование ТЗ выполнено с запасом по диапазону регулирования.

6.3 Определение диапазона регулирования по скорости при датчиковом управлении

Для определения нижней скорости при управлении с инкрементальным датчиком положения на двигатель ДСМ 2,2 кВт – 3000 об/мин был подключён энкодер Autonics E40N8-5000-4-3-5. Двигатель был установлен на испытательный стенд СЭМ.

На рисунке 40 представлен переходный процесс при задании 0,001 о.е., что соответствует 3,0 об/мин. Данный рисунок подтверждает, что достигнут диапазон регулирования 1:1000.

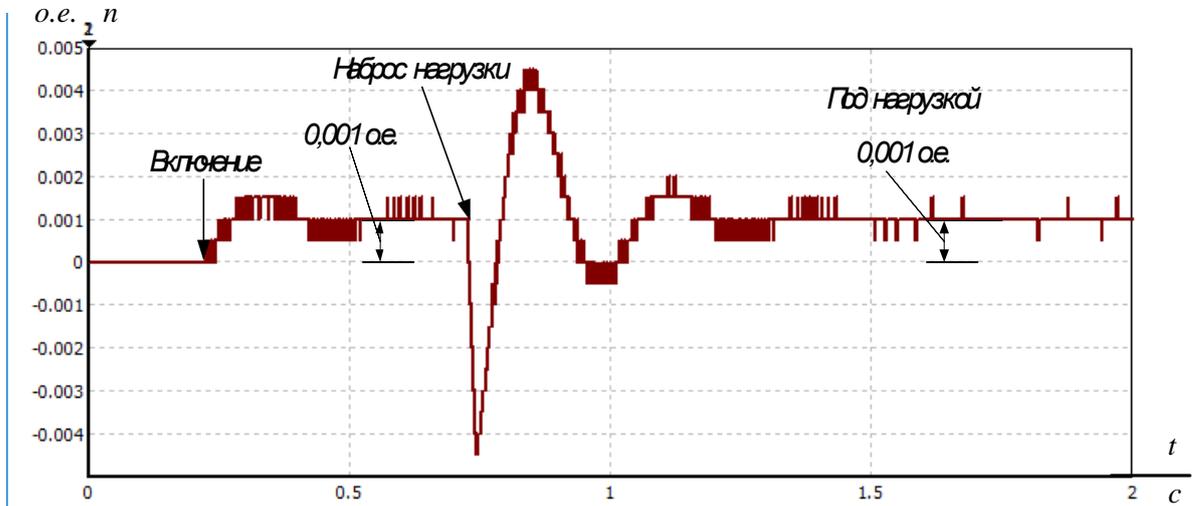


Рисунок 40 – Переходный процесс при задании 0,001 о.е.
 ДСМ 2,2 кВт – 3000 об/мин

На рисунке 41 представлены кривые позиции ротора с датчика и наблюдателя состояния на 90 % от номинальной скорости.

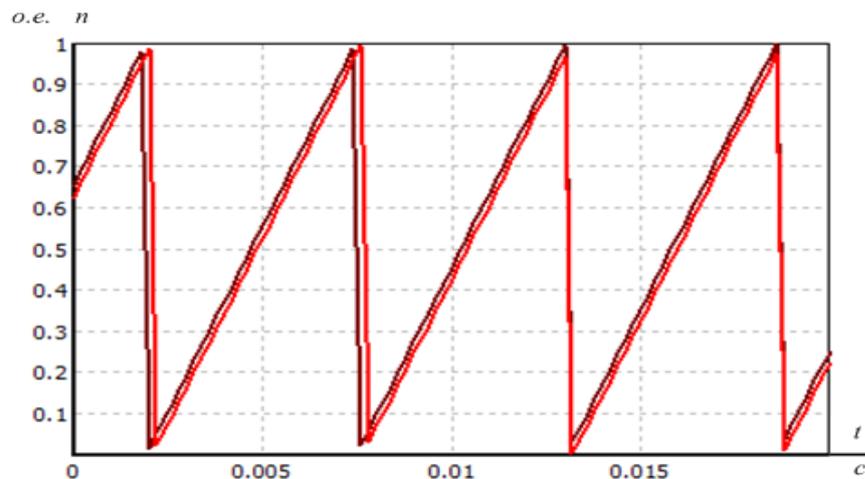


Рисунок 41 – Позиция ротора с датчика и наблюдателя (запаздывающая кривая)

6.4 Энергетические испытания

Основные результаты испытаний по определению КПД системы «контроллер ЕС-F-2200 – двигатель ДСМ 2,2-1500-У3 IM3081 IC41 380В» представлены на рисунках 42 – 46.

Коэффициент полезного действия определялся по выражению:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100\% = \frac{M \cdot \omega}{P_1} \cdot 100\%, \quad (73)$$

где M – заданное значение нагрузочного момента [Н·м];

ω – угловая частота вращения [рад/с];

P_1 – входная электрическая мощность системы [Вт].

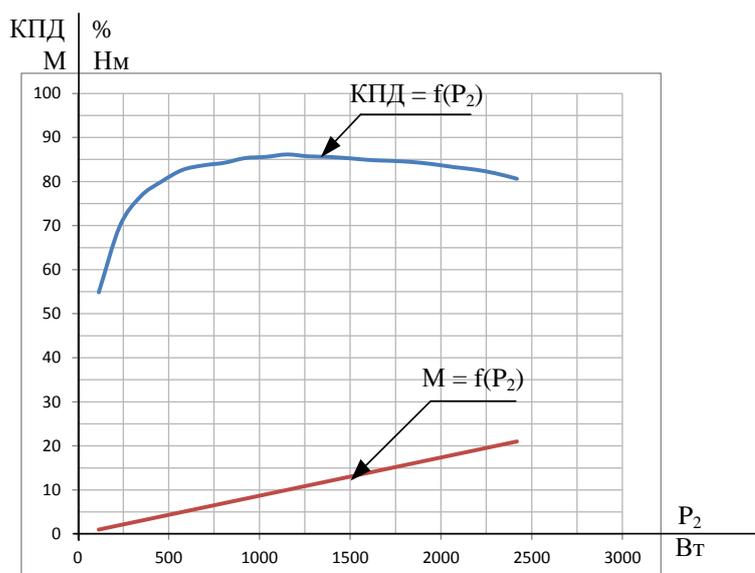


Рисунок 42 – Зависимость КПД, момента от механической мощности на валу при скорости 1100 об/мин

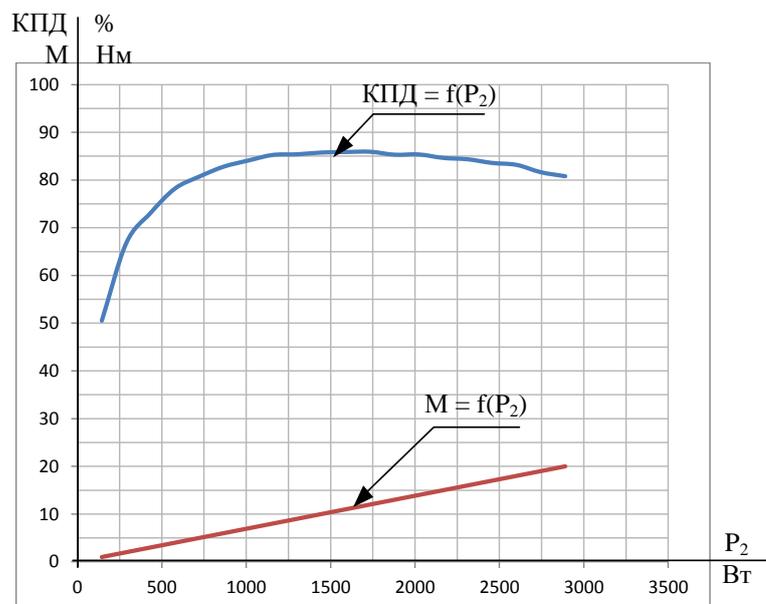


Рисунок 43 – Зависимость КПД, момента от механической мощности на валу при скорости 1380 об/мин

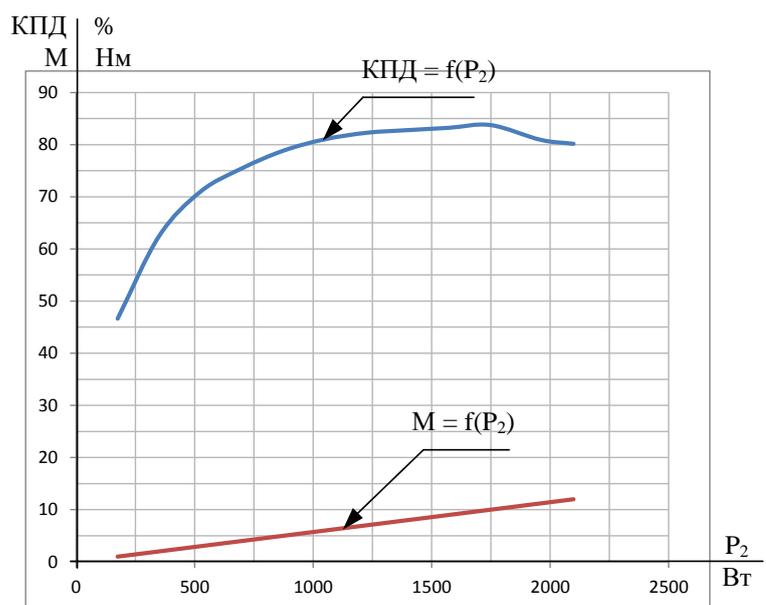


Рисунок 44 – Зависимость КПД, момента от механической мощности на валу при скорости 1670 об/мин

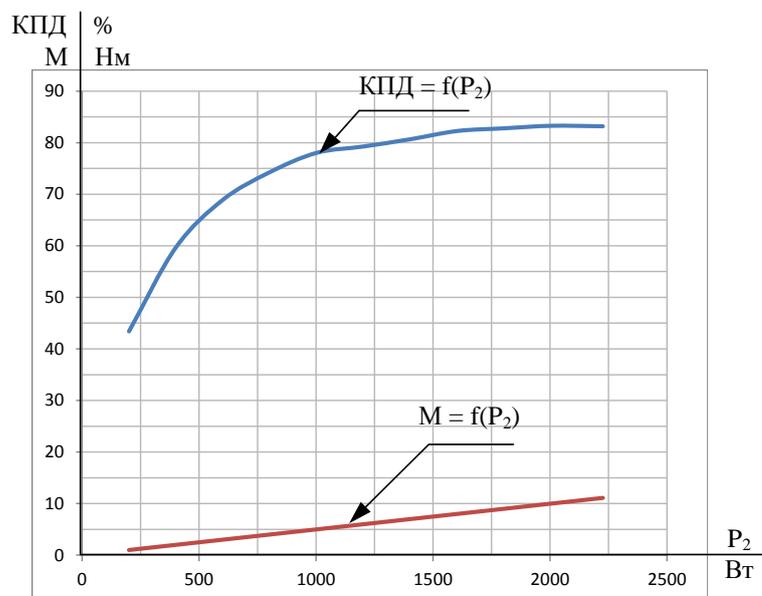


Рисунок 45 – Зависимость КПД, момента от механической мощности на валу при скорости 1915 об/мин

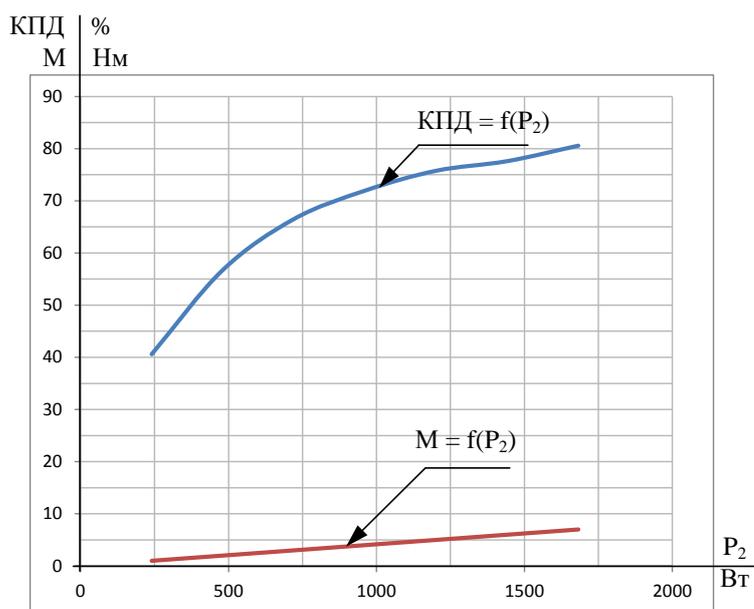


Рисунок 46 – Зависимость КПД, момента от механической мощности на валу при скорости 2295 об/мин

По результатам испытаний:

– максимальный КПД системы «контроллер ЕС-F-2200 – двигатель ДСМ 2,2-1500-У3 IM3081 IC41 380В» изменяется в диапазоне от 84% до 86%;

– нагрузочный привод при управлении от преобразователя частоты Danfoss FC 301 при частоте вращения двигателя ДСМ 2,2-1500-У3 IM3081 IC41 380В свыше 1500 об/мин начинает вносить гармонические искажения в формируемый нагрузочный момент, вследствие чего испытания при скоростях 1670 об/мин, 1915 об/мин и 2295 об/мин были ограничены нагрузочным моментом в 10 Н·м.

– для обеспечения работы двигателя на скоростях выше его номинальной скорости (1500 об/мин), необходимо формировать дополнительный реактивный ток, в результате чего суммарный ток, потребляемый системой увеличивается, увеличивается потребляемая системой электрическая мощность и, как следствие, уменьшается энергоэффективность системы.

6.5 Корректировка технической документации ПЧ 3 кВт

Проведена корректировка технических условий НПФМ.421417.008 ТУ и произведена переработка руководства по эксплуатации НПФМ.421417.008 РЭ.

По результатам изготовления и испытания опытного образца была присвоена литера О1 по ГОСТ 2.103 [33]. Разработанное изделие и подготовленная документация готова для серийного производства на АО «КЭМЗ».

6.6 Отладка программного обеспечения ПЧ 3 кВт

В результате проведения тестирования во время испытаний было выявлено запаздывание срабатывания дискретных входов и выходов. Произведена корректировка ПО. Также схема системы управления была оптимизирована, загрузка процессора предназначенного для непосредственного формирования управления двигателем снижена с 93 % до 82 %, что позволяет при необходимости добавить функций для других применений ПЧ.

7 Социальная ответственность

Важнейшими задачами по сохранению производительности труда и экономической эффективности производства являются организация и улучшение условий труда на рабочем месте. Необходимые показатели в этой области достигаются путем приведения текущих вредных и опасных факторов труда к нормам, соответствующим требованиям нормативно-технической документации, а также проведению социально-экономических, технических, гигиенических и организационных мероприятий, обеспечивающих безопасность, сохранение здоровья и работоспособности человека в процессе труда.

В рамках данной работы рассматривается система бездатчикового векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами (СДПМ). Система разрабатывается в первую очередь для управления синхронной машиной в системах искусственной вентиляции.

Ролью обслуживающего персонала становится контроль технологических параметров установки, расположенной на некотором удалении от пункта управления. При работе человек подвергается воздействиям вредных факторов, таких как электростатическое поле, электромагнитное излучение, шум и вибрации, также идет большая нагрузка на зрение и на костно-мышечную систему.

В данном разделе выпускной квалификационной работы дается характеристика рабочему месту и рабочей зоне. Проанализированы опасные и вредные факторы труда, а также разработан комплекс мероприятий, снижающий негативное воздействие проектируемой деятельности на работников, общество и окружающую среду.

7.1 Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности

7.1.1 Специальные правовые нормы трудового законодательства

В данном разделе рассмотрены основные нормативные документы, выполнение которых необходимо для безопасного исполнения рабочих обязанностей разработчиком в ООО «НПФ Мехатроника-ПРО», который проводит большую часть времени за компьютером.

– В статье 22 Трудового кодекса РФ указано, что работодатель обязан обеспечивать безопасность работника и соответствие условий труда всем необходимым требованиям[34].

– Статья 27 Закона о санитарно-эпидемиологическом благополучии от 30 марта 1999 года регулирует вопросы влияния различных устройств (в том числе и ЭВМ) на здоровье работника.

– СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03 (утверждены 30 мая 2003 года) регулируют порядок организации рабочего процесса для лиц, труд которых связан с компьютерной техникой. Требования документа распространяются на персональные компьютеры, периферийные устройства (клавиатуры, принтеры, модемы, блоки бесперебойного питания и т.д.), а также на видеодисплейные терминалы всех типов.

– Типовая инструкция ТОИ Р-45-084-01 (утверждена 2 февраля 2001 года) более детально регламентирует данный вопрос. Согласно данному документу, без перерыва работник может находиться за монитором компьютера не более двух часов.

– ППБ 01-93 «Правила пожарной безопасности в Российской Федерации» устанавливает необходимые требования по пожарной безопасности ко всем системам и оборудованию, находящемуся в

помещениях ООО «НПФ Мехатроника-ПРО» – электроустановки, системы отопления и вентиляции, противопожарное оборудование и т.д.

7.1.2 Организационные мероприятия при компоновке рабочей зоны

7.1.2.1 Эргономические требования к рабочему месту

Для минимизации вредных психофизиологических факторов, коими являются монотонность труда, эмоциональное и умственное напряжение, статические нагрузки, следует организовать рабочие места согласно требованиям СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03 (смотреть рисунок 47):

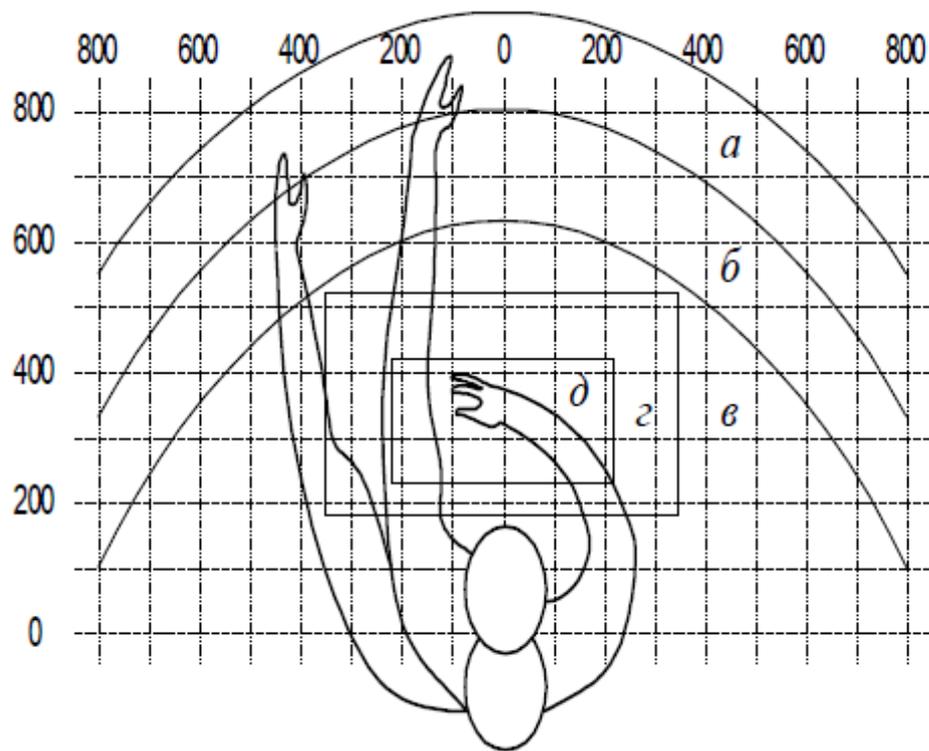
- расстояние между рабочими столами с видеомониторами должно быть не менее 2,0 м, а расстояние между боковыми поверхностями видеомониторов – не менее 1,2 м;

- экран видеомонитора должен находиться от глаз пользователя на расстоянии от 600 до 700 мм, но не ближе 500 мм с учетом размеров алфавитно-цифровых знаков и символов;

- конструкция рабочего стола должна обеспечивать оптимальное размещение используемого оборудования с учетом характера выполняемой работы;

- поверхность рабочего стола должна иметь коэффициент отражения от 0,5 до 0,7;

- конструкция рабочего стула должна обеспечивать поддержание рациональной рабочей позы при работе на ПК, позволять изменять позу с целью снижения статического напряжения мышц шейно-плечевой области и спины; тип рабочего стула выбирается с учетом роста пользователя, характера и продолжительности работы с ПК.



а – зона максимальной досягаемости; б – зона досягаемости пальцев при вытянутой руке; в – зона лёгкой досягаемости ладони; г – оптимальное пространство для грубой ручной работы; д – оптимальное пространство для тонкой ручной работы.

Рисунок 47 – Эргономические требования

Оптимальное размещение предметов труда и документации в зонах досягаемости согласно [35]:

- дисплей размещается в зоне «а» (в центре);
- системный блок размещается в предусмотренной нише стола;
- клавиатура – в зоне «г/д»;
- «мышь» – в зоне «в» справа;
- документация, необходимая при работе – в зоне легкой досягаемости ладони – «б», а в выдвижных ящиках стола – редко используемая литература.

7.1.2.2 Окраска и коэффициенты отражения

В зависимости от ориентации окон рекомендуется следующая окраска стен и пола:

– окна ориентированы на юг – стены зеленовато–голубого или светло–голубого цвета, пол – зеленый;

– окна ориентированы на север – стены светло–оранжевого или оранжево–желтого цвета, пол – красновато–оранжевый;

– окна ориентированы на восток – стены желто–зеленого цвета, пол зеленый или красновато–оранжевый;

– окна ориентированы на запад – стены желто–зеленого или голубовато–зеленого цвета, пол зеленый или красновато–оранжевый.

В помещениях, где находится компьютер, необходимо обеспечить следующие величины коэффициента отражения для потолка (60–70), для стен (40–50), для пола около 30.

7.2 Профессиональная социальная безопасность

7.2.1 Анализ факторов рабочей среды и производственного процесса

Для выбора факторов необходимо использовать ГОСТ 12.0.003-2015 «Опасные и вредные факторы. Классификация»[36]. Перечень опасных и вредных факторов, характерных для проектируемой производственной среды представлен в таблице 4.

Таблица 4 – Возможные опасные и вредные факторы при работе разработчика

Факторы (ГОСТ 12.0.003-2015)	Этапы работ			Нормативные документы
	Разрабо тка	Изготов ление	Эксплу тация	
1. Отклонение показателей микроклимата	+	+	+	<ul style="list-style-type: none"> – Трудовой кодекс Российской Федерации от 30.12.2001 N 197-ФЗ (ред. от 01.04.2019); – СП 52.13330.2016 Естественное и искусственное освещение. – СП 2.2.2.1327-03 Гигиенические требования к организации технологических процессов, производственному оборудованию и рабочему инструменту;
2. Недостаточная освещенность рабочей зоны	-	+	+	<ul style="list-style-type: none"> – СанПиН 2.2.4.548-96 Гигиенические требования к микроклимату производственных помещений; СанПиН 2.2.4.3359-16 Санитарно-эпидемиологические требования к физическим факторам на рабочих местах;
3. Превышение уровня шума и вибраций	-	+	+	<ul style="list-style-type: none"> – СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03 Гигиенические требования к персональным электронно-вычислительным машинам и организации работы; – ГОСТ 12.1.004-91 ССБТ. Пожарная безопасность. Общие требования;
4. Превышение уровня электромагнитных излучений	-	+	+	<ul style="list-style-type: none"> – ГОСТ 12.1.010-76 ССБТ. Взрывобезопасность. Общие требования; – ГОСТ Р ИСО 12100-2013 Безопасность машин

Продолжение таблицы 4 – Возможные опасные и вредные факторы при работе разработчика

Факторы (ГОСТ 12.0.003-2015)	Этапы работ			Нормативные документы
	Разрабо тка	Изготов ление	Эксплуа тация	
5. Риск поражения электрическим током	+	+	+	<ul style="list-style-type: none"> – МР 2.2.8.0017-10 Режимы труда и отдыха работающих в нагревающем микроклимате в производственном помещении и на открытой местности в теплый период года – НПБ 105-03 Определение категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной опасности.

7.2.1.1 Отклонение показателей микроклимата

Для обеспечения нормальных метеоусловий и снижения концентрации вредных веществ в помещении предусмотрены естественная и искусственная вентиляции. Естественная вентиляция осуществляется через окна, искусственная вентиляция – общая приточно-вытяжная. Минимальная кратность обмена воздуха в помещении равна $K = 3 \text{ ч}^{-3}$.

Снаружи предусмотрено включение автомеханической вентиляции, которая в аварийных случаях поможет избавиться от содержания вредных веществ внутри помещения.

Воздуховоды изготавливают из искробезопасного и нержавеющей материала, чтобы не возникло статистических зарядов. Воздуховоды заземляют.

Работа персонала в данном случае относится к категории работ I а.

В таблице 5 приведены оптимальные и допустимые параметры микроклимата воздуха рабочей зоны согласно СанПиН 2.2.4.3359-16 [37].

Таблица 5 – Оптимальные и допустимые параметры микроклимата

Период года	Температура воздуха, °С		Относительная влажность воздуха, %		Скорость движения воздуха, м/с	
	Оптимальная	Допустимая	Оптимальная	Допустимая	Оптимальная	Допустимая
Холодный	(23 - 24)	(18 - 25)	(40 – 60)	(15 – 75)	0,1	Не больше 0,1
Теплый	(23 - 25)	(20 - 28)	(40 – 60)	55 при 28°С	0,1	(0,1 - 0,2)

В зимнее время в помещении предусмотрена система отопления. Она обеспечивает достаточное, постоянное и равномерное нагревание воздуха. В соответствии с характеристикой помещения определен расход свежего воздуха согласно [37] и приведен в таблице 6.

Таблица 6 – Расход свежего воздуха

Характеристика помещения	Объемный расход подаваемого в помещение свежего воздуха, м ³ / на одного человека в час
Объем до 20 м ³ на человека	Не менее 30
(20 – 40) м ³ на человека	Не менее 20
Более 40 м ³ на человека	Естественная

7.2.1.2 Недостаточная освещённость рабочей зоны

Производственное освещение — неотъемлемый элемент условий трудовой деятельности человека.

При правильно организованном освещении рабочего места сохраняется зрение человека и нормальное состояние его нервной системы, а также обеспечивается безопасность в процессе производства.

Производительность труда и качество выпускаемой продукции находятся в прямой зависимости от освещения.

Рабочая зона или рабочее место разработчика освещается таким образом, чтобы можно было отчетливо видеть процесс работы, не напрягая при этом зрения. Осветительные приборы и рабочее место располагаются таким образом, чтобы отсутствовало прямое попадание лучей источника света в глаза.

Уровень необходимого освещения определяется степенью точности зрительных работ. Наименьший размер объекта различения составляет 0,5 – 1 мм. В помещении присутствует естественное освещение. По нормам освещенности [38] и отраслевым нормам, работа за ПК относится к зрительным работам средней точности для любого типа помещений. Нормирование освещенности для работы за ПК приведено в таблице 7.

Таблица 7 – Нормирование освещенности для работы с ПК

Характеристика зрительной работы	Наименьший или эквивалентный размер объекта различения, мм	Разряд зрительной работы	Под-разряд зрительной работы	Относительная продолжительность зрительной работы при направлении зрения на рабочую поверхность, %	Искусственное освещение		Естественное освещение	
					Освещенность на рабочей поверхности от системы общего освещения, лк	Коэффициент пульсации освещенности Кп, %, не более	КЕО е _н , %, при	
							верхнем или комбинированном	бокo-вом
Средней точности	От 0,5 до 0,1	В	1	Не менее 70	200	5	4	1,5
			2	Менее 70	150	10	4	1,5

Требования к освещению на рабочих местах, оборудованных ПК, представлены в таблице 8 [39].

Таблица 8 – Требования к освещению на рабочих местах с ПК

Освещённость на рабочем столе	(200 – 400) лк
Освещённость на экране ПК	не выше 200 лк
Блики на экране	не выше 40 кд/м ²
Прямая блескость источника света	200 кд/м ²
Показатель ослеплённости	не более 20
Показатель дискомфорта	не более 15
Отношение яркости:	
– между рабочими поверхностями	(3:1 – 5:1)
– между поверхностями стен и оборудования	10:1
Коэффициент пульсации:	не более 10%

При проведении работ на испытательном стенде для проверки работы алгоритма управления синхронной машиной необходимо обеспечение отсутствия возможности возникновения стробоскопического эффекта. Для этого необходимо обеспечить соответствие нормам такого критерия оценки освещенности, как коэффициент пульсаций освещенности (см. п. 3.32 СП 52.13330.2016). Данное требование необходимо для устранения несчастных случаев во время испытаний оборудования, при которых человек может получить травму от вращающейся части вентиляционной системы, а именно крыльчатки.

7.2.1.3 Превышение уровня шума и вибраций

При выполнении работ специалист может оказаться в зоне повышенного уровня шума, источником которого является оборудование, находящееся в рабочем помещении: персональные компьютеры, устройства поддержки микроклимата (кондиционеры, вентиляция). На уровень шума также влияет сам объект исследования.

Уровень шума, создаваемый таким оборудованием, нередко достигает (60 – 90) дБ, а иногда и более. Естественно, такой уровень шума является недопустимым для работы разработчика, поэтому выполняют ряд мер для снижения уровня шума:

– Использование качественных агрегатов и узлов техники, со сниженным уровнем шума. К примеру, оборудование, выполненное из нержавеющей стали или чугуна имеет сниженный уровень шума.

– Использование звукоизолирующих материалов, например, пенопласта, который является и отличным теплоизолятором, что очень важно в зимний период.

– Снижение на (30 – 40) % ниже рекомендованных СНиП предельных значений скорости движения воды в трубах путем установки регуляторов давления.

– Использование защитных наушников при проведении испытаний.

Работы, выполняемые разработчиком оцениваются как научная деятельность, конструирование и проектирование, программирование, и, следовательно, согласно санитарным нормам СН2.2.4/2.1.8.562-96 «Шум на рабочих местах, в помещениях жилых, общественных зданий и на территории жилой застройки» уровень звука в рабочем помещении не должен превышать 50 дБА. В таблице 9 приведены предельные уровни звукового давления в октавных полосах, а также предельные уровни звука для видов работ, выполняемых специалистом в процессе работы [40].

Таблица 9 – Предельные уровни звукового давления и предельные уровни звука согласно СН2.2.4/2.1.8.562-96

Вид трудовой деятельности, рабочее место	Уровни звукового давления, дБ, в октавных полосах со среднегеометрическими частотами, Гц									Уровни звука и эквивалентные уровни звука (в дБА)
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Конструкторские бюро, программисты, лаборатории	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Основным источником шума на рабочем месте является персональный компьютер, находящийся под рабочим столом. Измерения уровня шума не проводились, однако, в процессе работы шум работы ПК не

слышен и не влияет на производительность труда. Однако, при накоплении пыли внутри системного блока система охлаждения начинает работать интенсивней и уровень шума повышается. Таким образом, необходимо своевременно проверять и прочищать от пыли всё оборудование необходимое для работы разработчика.

Также не маловажным фактором является уровень вибраций. Посторонние вибрации в основном присутствуют при проведении испытаний. Непосредственного контакта с источником вибраций разработчик не имеет, но они также являются источником дополнительного шума при соприкосновении испытательного стенда с поверхностью, на которой он установлен. Для поглощения вибраций и уменьшения уровня шума на испытательный стенд устанавливаются прорезиненные ножки.

7.2.1.4 Электромагнитное и электростатическое излучения

Рабочее место диспетчера подвержено влиянию электромагнитных полей (ЭМП). Источниками ЭМП является оборудование, в частности компьютеры. Большая часть электромагнитного излучения, создаваемого компьютерами, происходит от видеокабеля и системного блока. В составе современных персональных компьютеров практически все электромагнитное излучение идет от системного блока. Современные компьютеры выпускаются производителями со специальной металлической защитой внутри системного блока для уменьшения фона электромагнитного излучения. Также источником электростатического и электромагнитного полей является оборудование, на котором производятся испытания: синхронные двигатели, преобразователь частоты, источник питания. Электромагнитное поле обладает способностью биологического, специфического теплового воздействия на организм человека. При воздействии полей, имеющих напряженность выше предельно допустимого

уровня, развиваются нарушения со стороны нервной, сердечнососудистой систем, органов пищеварения и некоторых биологических показателей крови.

Степень воздействия электромагнитных излучений на организм человека зависит от диапазона частот, интенсивности воздействия соответствующего фактора, продолжительности облучения, характера излучения, режима облучения, размеров облучаемой поверхности тела и индивидуальных особенностей организма человека. Таким образом, электромагнитные поля контролируют в двух диапазонах: от 5 Гц до 2 кГц, от 2 до 400 кГц. Измерения проводят на рабочих местах пользователей стационарных и портативных персональных компьютеров. Контролируют следующие параметры: напряженность электрического и магнитного поля, напряженность электростатического поля.

В соответствии с СанПиН 2.2.4.1191-03 нормы допустимых уровней напряженности электрических полей зависят от времени пребывания человека в контролируемой зоне. Время допустимого пребывания в рабочей зоне в часах составляет $T=50 \cdot 10^{-2}$. Работа в условиях облучения электрическим полем с напряженностью (20 – 25) кВ/м продолжается не более 10 минут. При напряженности не выше 5 кВ/м присутствие людей в рабочей зоне разрешается в течение 8 часов [41].

Существуют следующие способы защиты от ЭМП на путях распространения:

- применение поглотителей мощности;
- увеличение расстояния от источника излучения;
- уменьшение времени пребывания в поле и под воздействием излучения;
- подъем излучателей и диаграмм направленности излучения;
- блокировочные излучения;
- экранирование излучений.

7.3 Экологическая безопасность

Вследствие развития научно-технического прогресса, постоянно увеличивается возможность воздействия на окружающую среду, создаются предпосылки для возникновения экологических кризисов. Но наряду с этим появляются новые способы защиты от загрязнения, но данные технологии сложны и дороги.

Одна из самых серьезных проблем - потребление электроэнергии. С увеличением количества компьютерных систем, внедряемых в производственную сферу, увеличится и объем потребляемой ими электроэнергии, что влечет за собой увеличение мощностей электростанций и их количества. И то, и другое не обходится без нарушения экологической обстановки.

Рост энергопотребления приводит к экологическим нарушениям, таким как:

- изменение климата — накопление углекислого газа в атмосфере Земли (парниковый эффект);
- загрязнение воздушного бассейна другими вредными и ядовитыми веществами;
- загрязнение водного бассейна Земли;
- опасность аварий в ядерных реакторах, проблема обезвреживания и утилизации ядерных отходов;

Из этого можно сделать вывод, что необходимо стремиться к снижению энергопотребления, то есть разрабатывать и внедрять системы с малым энергопотреблением.

При разработке автоматизированных систем вентиляции, возможны такие производственные отходы как макулатура и неисправные детали персональных компьютеров, преобразователя частоты и источников питания.

Бумажные изделия должны передаваться в соответствующие организации для дальнейшей переработки во вторичные бумажные изделия.

Неисправные комплектующие персональных компьютеров, преобразователей частоты и источников питания должны передаваться либо государственным организациям, осуществляющим вывоз и уничтожение бытовых и производственных отходов, либо организациям, занимающимся переработкой отходов. Второй вариант предпочтительней, т.к. переработка отходов является перспективной технологией сохранения природных ресурсов.

Из этого можно сделать вывод, что разработанные технологии, которые внедряются в системы вентиляции, должны быть направлены на снижение энергопотребления, а оборудование, применяемое в таких системах, должно включать в себя как можно больше материалов, которые подразумевают возможность вторичной обработки.

7.4 Безопасность в чрезвычайных ситуациях

Наиболее вероятной чрезвычайной ситуацией для отдела разработки ООО «НПФ Мехатроника-ПРО» является пожар. Данная ЧС может произойти в случае замыкания электропроводки оборудования, обрыва проводов, а также не соблюдению мер пожаробезопасности и т.д. Основные организационные и технические требования по пожарной безопасности изложены в ГОСТ 12.1.004–91 ССБТ [42].

Основными требованиями являются:

– Выбор типа пожарных насосных агрегатов и количества рабочих агрегатов надлежит производить на основе возможности обеспечения их совместной работы, максимальных требуемых значений рабочих расхода и давления;

– В зависимости от требуемого расхода могут использоваться один или несколько основных рабочих насосных агрегатов. При любом количестве рабочих агрегатов в насосной установке должен быть предусмотрен один резервный насосный агрегат, который должен соответствовать рабочему агрегату с максимальным расходом и давлением подачи. Резервный насосный агрегат должен автоматически включаться при аварийном отключении или несрабатывании любого из основных насосных агрегатов;

– В насосных установках могут применяться открытые или защищенные электродвигатели, которые должны быть заземлены, а также иметь защиту от токов перегрузки и повышения температуры. Защита от токов перегрузки и повышения температуры должна предусматриваться только для основного рабочего пожарного насоса. Если в процессе тушения пожара происходит переключение с основного рабочего пожарного насоса на резервный из-за токовых и температурных перегрузок, то в этом случае защита от перегрузок резервного пожарного насоса не должна осуществляться;

– Время выхода пожарных насосов (при автоматическом или ручном включении) на рабочий режим не должно превышать 10 мин.

Помещение оборудовано системой оповещения и сигнализации пожарной опасности. Для тушения пожаров на начальных стадиях широко применяются огнетушители. По виду используемого огнетушащего вещества огнетушители бывают, в основном, пенного, порошкового, углекислотного вида. В производственных помещениях месторождения применяются главным образом углекислотные огнетушители, достоинством которых является высокая эффективность тушения пожара, сохранность электронного оборудования, диэлектрические свойства углекислого газа, что позволяет использовать эти огнетушители даже в том случае, когда не удается обесточить электроустановку сразу.

Помещение оборудовано датчиками пожарной сигнализации, реагирующие на появление дыма. В рабочем помещении вывешены «Планы эвакуации людей при пожаре», регламентирующие действия персонала в случае возникновения очага возгорания и указывающий места расположения пожарной техники. В офисном помещении имеется порошковый огнетушитель типа ОУ-8. Средством оповещения сотрудников о пожаре служит пожарная сигнализация.

Для предупреждения возникновения пожара необходимо соблюдать следующие правила пожарной безопасности:

- исключение образования горючей среды (герметизация оборудования, контроль воздушной среды, рабочая и аварийная вентиляция);
- применение при строительстве и отделке зданий негорючих или трудно сгораемых материалов.

В случае возникновения таких ЧС как пожар, необходимо предпринять меры по эвакуации персонала из здания в соответствии с планом эвакуации. При отсутствии прямых угроз здоровью и жизни произвести попытку тушения, возникшего возгорания огнетушителем. В случае потери контроля над пожаром, необходимо эвакуироваться вслед за сотрудниками по плану эвакуации и ждать приезда специалистов. При возникновении пожара должна сработать система пожаротушения, издав предупредительные сигналы, и передав на пункт пожарной станции сигнал о ЧС. В случае если система не сработала по каким-либо причинам, необходимо самостоятельно произвести вызов пожарной службы по телефону 101, сообщить место возникновения ЧС и ожидать приезда специалистов [42].

Другой вид опасности, такой как выход из допустимых диапазонов технологических параметров, например, превышение давления в трубопроводе может привести к разрыву трубопровода и опасной ситуации для здоровья и жизни персонала. В первую очередь, потому что разрыв

трубопровода приведет к затоплению помещения, в котором находятся электроустановки. Кроме того, это может привести к разрушению конструкций здания. Во избежание данного типа опасностей и применяется рассмотренная в диссертации система противоаварийной защиты, которая отключает насосные агрегаты при недопустимом уровне безопасности системы, выдает сигналы оператору, а также сигналы сигнализации по всему помещению.

Выводы.

В ходе работы по разделу «Социальная ответственность» были рассмотрены правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности.

Их суть заключалась в анализе основных нормативных документов, регулирующих и регламентирующих производственную деятельность разработчика на рассматриваемом объекте.

Был выполнен анализ вредных факторов проектируемого решения, таких как микроклимат, освещение, шум, вибрации, электромагнитное и электростатическое излучение.

Особое место занимают экологическая безопасность и безопасность в чрезвычайных ситуациях.

Соблюдение норм и правил, описанных в данном разделе диссертации поможет избежать случаи производственного травматизма, а также обеспечить сохранность здоровья персонала и окружающей среды.

8 Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение

8.1 Оценка коммерческого потенциала и перспективности проведения научных исследований с позиции ресурсоэффективности

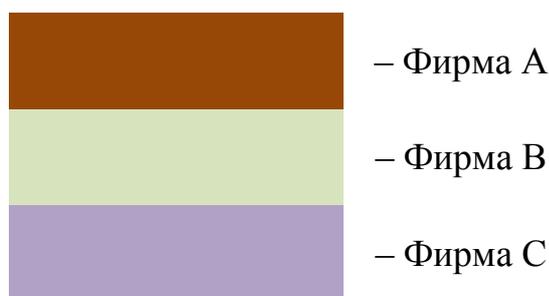
8.1.2 Потенциальные потребители результатов исследования

Основным заказчиком данного проекта является ООО «ВЕЗА», которое является производителем радиальных вентиляторов. Также к потенциальным заказчикам могут относиться такие компании как Красноярский Вентиляторный Завод, Новосибирский Энергомашиностроительный Завод «Тайра» и другие фирмы занимающиеся производством систем вентиляции и климатического оборудования. В будущем возможно использование данной системы управления в авионике, насосной технике и гидравлических системах.

В таблице 10 приведены основные сегменты рынка по следующим критериям: размер компании-заказчика, направление деятельности.

Таблица 10 – Карта сегментирования рынка

		Направление деятельности			
		Вентиляционное оборудование	Климатическая техника	Насосные системы	Системы гидравлики
Размер компании	Мелкие				
	Средние				
	Крупные				



8.1.3 Анализ конкурентных технических решений

Данный анализ проводится с помощью оценочной карты (таблица 11). Для оценки эффективности научной разработки сравниваются проектируемая система бездатчикового управления синхронным двигателем с постоянными магнитами на основе адаптивного наблюдателя скорости и существующие традиционные электропривода на основе асинхронных электродвигателей и двигателе постоянного тока.

Критерии подобраны так, чтобы показать необходимость и преимущества применения современных технологий в системах управления электроприводами, относительно существующих и устаревших систем, применяемых в данной области.

Таблица 11 – Оценочная карта

Критерии оценки	Вес критерия	Баллы			Конкурентоспособность		
		Б _ф	Б _{к1}	Б _{к2}	К _ф	К _{к1}	К _{к2}
1	2	3	4	5	6	7	8
Технические критерии оценки ресурсоэффективности							
Энергоэффективность	0,15	4,25	4,25	4	0,64	0,64	0,60
Помехоустойчивость	0,12	3	3,25	2,75	0,36	0,39	0,33
Надежность	0,12	4	3,25	3,5	0,48	0,39	0,42
Уровень шума	0,04	2,5	2,75	2	0,10	0,11	0,08
Безопасность	0,11	3,5	3,25	3	0,39	0,36	0,33

Продолжение таблицы 11 – Оценочная карта

Критерии оценки	Вес критерия	Баллы			Конкурентоспособность		
		Б _ф	Б _{к1}	Б _{к2}	К _ф	К _{к1}	К _{к2}
1	2	3	4	5	6	7	8
Технические критерии оценки ресурсоэффективности							
Простота эксплуатации	0,15	3,75	3	2,75	0,56	0,45	0,41
Ремонтопригодность	0,04	3,5	3	3,75	0,14	0,12	0,15
Децентрализованность	0,01	4,5	4	4,5	0,05	0,04	0,05
Экономические критерии оценки эффективности							
Конкурентоспособность	0,12	4,25	2,75	2,25	0,51	0,33	0,27
Цена	0,08	3,5	2,75	2	0,28	0,22	0,16
Новизна технологии	0,04	4,5	3,25	3	0,18	0,13	0,12
Безотходность	0,02	4,5	4,25	4	0,09	0,085	0,08
Итого	1	45,75	39,75	37,50	3,77	3,26	3,00

Согласно оценочной карте можно выделить следующие конкурентные преимущества разработки: надёжность технологии за счёт отказа от датчика положения ротора, которые часто выходят из строя, безопасность и простоту эксплуатации. Однако, разработка находится на стадии исследования и немного компаний, которые уже ввели похожие системы на своё производство. Основным преимуществом в экономических показателях это цена. В данную цену входят как сама технология, так и цена владения данной технологией, которая снижается на порядок по сравнению с существующими решениями, за счёт использования эффективного синхронного мотора, а также отказом от дорогостоящих датчиков положения ротора.

8.1.4 SWOT-анализ

SWOT-анализ позволяет определить причины неэффективной или эффективной работы фирмы на каком-либо отраслевом рынке. В данном проекте SWOT-анализ будет проведен с целью выявления его слабых и сильных сторон. Также будет принято решение о мероприятиях, которые нужно провести для успешной реализации данного проекта:

Таблица 12 – Матрица решений

	Возможности (O)	Угрозы (T)
	<ul style="list-style-type: none"> – Появление дополнительного спроса – Снижение стоимости на материалы и электроэнергию – Развитие технологий в данной отрасли 	<ul style="list-style-type: none"> – Отсутствие спроса на новые технологии в данной отрасли – Введение дополнительных требований к патентной чистоте со стороны государства – Влияние на спрос экономической ситуации в стране
Сильные стороны(S)	<ul style="list-style-type: none"> – Замещение более дорогих аналогов использующихся в настоящее время – Модернизация технологии с целью её удешевления 	<ul style="list-style-type: none"> – Проведение патентных исследований – Освоение зарубежных рынков сбыта
<ul style="list-style-type: none"> – Энергоэффективность технологии – Более низкая стоимость – Отсутствие необходимости в квалифицированном персонале – Повышенная надёжность – Универсальность системы управления 		
Слабые стороны (W)	<ul style="list-style-type: none"> – Сэкономленные средства можно пустить на обучение имеющегося персонала – Модернизация технологии производства для ускорения выхода на рынок 	<ul style="list-style-type: none"> – Разработка модульного ПО для возможности продажи только необходимых для потребителя функций
<ul style="list-style-type: none"> – Большой срок выхода на рынок – Высокая стоимость программного обеспечения 		

SO – мероприятия, которые необходимо провести, чтобы использовать сильные стороны для увеличения возможностей компании.

WO – мероприятия, которые необходимо провести, преодолевая слабые стороны и используя представленные возможности.

ST – мероприятия, использующие сильные стороны во избежание угроз.

WT – мероприятия, минимизирующие слабые стороны во избежание угроз.

В данном пункте был проведен SWOT-анализ разрабатываемого проекта представленный в таблице 12. Основным отличием данной технологии от аналогов, это то, что при тех же мощностях стоимость владения синхронным двигателем ниже, чем асинхронным и двигателем постоянного тока. Кроме того, она требует меньшее количество затрат на обслуживание и эксплуатацию.

8.2 Планирование научно-исследовательских работ

8.2.1 Структура работ в рамках научного исследования

Трудоемкость выполнения ВКР оценивается экспертным путем в человеко-днях и носит вероятностный характер, т.к. зависит от множества трудно учитываемых факторов. Для реализации проекта необходимы два исполнителя – научный руководитель и студент. Разделим выполнение дипломной работы на этапы, представленные в таблице 13.

Таблица 13 – Перечень этапов, работ и распределение исполнителей

Основные этапы	№ Раб.	Содержание работ	Должность исполнителя
Разработка технического задания	1.	Постановка целей и задач	Руководитель Студент
	2.	Составление технического задания	Руководитель

Продолжение таблицы 13 – Перечень этапов, работ и распределение исполнителей

Основные этапы	№ Раб.	Содержание работ	Должность исполнителя
Анализ предметной области	3.	Знакомство с литературой по теме	Студент
	4.	Изучение технологического процесса	
	5.	Изучение оборудования, методов расчета, программного обеспечения	
Разработка системы	6.	Разработка математической модели наблюдателя состояния синхронного электропривода	
	7.	Настройка системы управления, проведение экспериментов	
Оформление отчета	8.	Оформление пояснительной записки	Руководитель Студент

8.2.2 Разработка графика проведения научного исследования

Для определения трудоемкости работ будем использовать такие показатели как ожидаемое значение трудоемкости, продолжительность каждой работы, продолжительность выполнения i – ой работы в календарных днях, коэффициент календарности.

Для расчета ожидаемого значения продолжительности работ $t_{ож}$ применяется следующая формула (74):

$$t_{ож} = \frac{3 \cdot t_{min} + 2 \cdot t_{max}}{5} \quad (74)$$

где t_{min} – минимальная трудоемкость i -ой работы, чел/дн.;

t_{max} – максимальная трудоемкость i -ой работы, чел/дн.

Из расчета ожидаемой трудоемкости работ, определим продолжительность каждой работы в рабочих днях T_p , учитывающая параллельность выполнения работ несколькими исполнителями (формула (75)).

$$T_{pi} = \frac{t_{ожі}}{Ч_i} \quad (75)$$

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

$t_{ожі}$ – ожидаемая трудоемкость выполнения одной работы, чел.-дн;

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

Для построения диаграммы Ганта, переведем длительность каждого из этапов работ в календарные дни (формула (76)).

$$T_{ki} = T_{pi} \cdot k_{кал} \quad (76)$$

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

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

$k_{кал}$ – коэффициент календарности.

Коэффициент календарности определяется по следующей формуле (77):

$$k_{кал} = \frac{T_{кал}}{T_{кал} - T_{вых} - T_{пр}} \quad (77)$$

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

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

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

Коэффициент календарности: $k_{кал} = 365 / (365 - 118) = 1,478$.

Расчеты по трудоемкости выполнения работ приведены в таблице 14.

Таблица 14 – Расчеты по трудоемкости выполнения работ

Название работы	Трудоёмкость работ						Исполнители		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					
	Студент	Преподаватель	Студент	Преподаватель	Студент	Преподаватель	Студент	Преподаватель		
Постановка целей и задач	3	3	7	7	5	5			5	7,39
Составление технического задания	0	14	0	21	0	17			17	25,126
Знакомство с литературой по теме	15	0	20	0	17	0			17	25,126
Изучение технологического процесса	12	0	18	0	16	0			16	23,648
Изучение оборудования, методов расчета, программного обеспечения	10	0	15	0	13	0			13	19,214
Разработка математической модели наблюдателя состояния синхронного электропривода	15	0	25	0	20	0			20	29,56
Настройка системы управления, проведение экспериментов	14	0	21	0	17	0			17	25,126

Продолжение таблицы 14 – Расчеты по трудоемкости выполнения работ

Название работы	Трудоёмкость работ						Исполнители		Длительность работ в рабочих днях T_{pi}	Длительность работ в календарных днях T_{ki}
	t_{min} , чел-дни		t_{max} , чел-дни		$t_{ожсi}$, чел-дни					
	Студент	Преподаватель	Студент	Преподаватель	Студент	Преподаватель	Студент	Преподаватель		
Оформление пояснительной записки	12	5	20	10	15	7			11	16,258
Итого	81	22	126	38	103	29	0	0	116	171,448

На основе таблицы 14 построим диаграмму Ганта, представляющую из себя горизонтальный ленточный график, на котором работы по теме представляются протяженными во времени отрезками, характеризующимися датами начала и окончания выполнения данных работ (таблица 15).

Таблица 15 – Диаграмма Гантта

Название работы	Дек.		Янв.		Фев.		Март		Апр.		Май	
	1-15	16-31	1-15	16-31	1-15	16-28	1-15	16-31	1-15	16-30	1-15	16-31
Постановка целей и задач	■											
Составление технического задания	■	■										
Знакомство с литературой по теме			■	■								
Изучение технологического процесса					■	■						
Изучение оборудования, методов расчета, программного обеспечения						■	■					
Разработка математической модели наблюдателя состояния синхронного электропривода							■	■				
Настройка системы управления, проведение экспериментов									■	■		
Оформление пояснительной записки											■	■

8.3 Бюджет научно-технического исследования (НТИ)

Бюджет научно-технического исследования должен быть основан на достоверном отображении всех видов расходов, связанных выполнением проекта. В процессе формирования бюджета НТИ используется следующая группировка затрат по статьям:

- материальные затраты НТИ;
- затраты на специальное оборудование для научных работ;
- заработная плата исполнителей темы;
- отчисления во внебюджетные фонды (страховые отчисления).

8.3.1 Расчет материальных затрат НТИ

Для вычисления материальных затрат воспользуемся следующей формулой (76):

$$Z_M = (1 + k_T) \cdot \sum_{i=1}^m \Pi_i \cdot N_{\text{расч}i}, \quad (76)$$

где m – количество видов материальных ресурсов;

$N_{\text{расч}i}$ – количество материальных ресурсов i -го вида, планируемых к использованию при выполнении научного исследования (шт., кг, м, м² и т.д.);

Π_i – цена приобретения единицы i -го вида потребляемых материальных ресурсов;

k_T – коэффициент, учитывающий транспортно-заготовительные расходы.

Для разработки данного научного проекта необходимы следующие материальные ресурсы: потребляемая электроэнергия и расходные материалы (канцелярские товары и печатная бумага).

Согласно диаграмме Гантта длительность работ составляет 167 дней, для расчёта потребляемой энергии примем, что в день для проведения

исследования тратится около 4 часов работы за компьютером. Компьютер потребляет в среднем 60 Вт в час. Зная стоимость электроэнергии по городу Томск, можно рассчитать сумму, которую необходимо для этого потратить (таблица 16).

Таблица 16 – Материальные затраты

Наименование	Единица измерения	Кол-во	Цена (руб.)
Электроэнергия	кВт.	41	141
Канцелярские товары	Шт.	1	500
Печатаная бумага	Пачка	1	300
Итого (руб.)			941

8.3.2 Расчет стоимости основных средств для научного исследования

Основными средствами для проведения исследования являются: компьютер и программное обеспечение (Matlab, MicrosoftOffice, MexBIOS Development Studio), а так же преобразователя частоты ЕС-F 2200 и двигатели ДСМ 2,2-1500 и ДСМ 2,2-3000 (таблица 17).Поскольку ТПУ предоставляет бесплатный доступ к разному виду программного обеспечения, в том числе Matlab, следовательно, затратами на основные средства будут является покупка персонального компьютера, специализированного программного обеспечения MexBIOS Development Studio и преобразователя частоты ЕС-F 2200 производства фирмы ООО «НПФ Мехатероника – ПРО», синхронных двигателей ДСМ 2,2-1500 и ДСМ 2,2-3000, производителем которых является Калужский Электромеханический Завод и стандартного пакета MicrosoftOffice.

Таблица 17 – Основные средства проведения исследования

Наименование	Единица измерения	Цена (руб.)
Персональный компьютер	1 шт.	40000
ПЧ ЕС-F 2200	1 шт.	8500
ДСМ 2,2-1500	1 шт.	5000
ДСМ 2,2-3000	1 шт.	7500
Microsoft Office 2016 Home and Student RU	шт.	4000
Итого (руб.)		65000

8.3.3 Основная заработная плата исполнителей темы

Статья включает основную заработную плату работников, непосредственно занятых выполнением НИИ, (включая премии, доплаты) и дополнительную заработную плату (формула (77)):

$$Z_{зп} = Z_{осн} + Z_{доп}, \quad (77)$$

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

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

Среднедневная заработная плата рассчитывается по формуле (78):

$$Z_{дн} = \frac{Z_m \cdot M}{F_d}, \quad (78)$$

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;

при отпуске в 72 раб. дней $M = 9,6$.

F_d – действительный годовой фонд рабочего времени научно-технического персонала, раб. дн. (таблица 18).

Таблица 18 – Баланс рабочего времени

Показатели рабочего времени	Руководитель	Студент
Календарное число дней	365	365
Количество нерабочих дней - выходные дни - праздничные дни	118	118
Потери рабочего времени - отпуск - невыходы по болезни	48	72
Действительный годовой фонд рабочего времени	197	173

Месячный должностной оклад работника (формула (79)):

$$Z_m = Z_{tc} \cdot (1 + k_{пр} + k_d) \cdot k_p, \quad (79)$$

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

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

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_{tc});

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

Расчёт основной заработной платы приведён в таблице 19.

Таблица 19 – Расчет основной заработной платы

Исполнители	Z_{tc} , руб.	k_p	Z_m , руб.	$Z_{дн}$,руб.	$T_{р,раб.}$ дн.	$Z_{осн}$,руб.
Руководитель	27484	1,3	51807,34	2590,37	29	75120,64
Студент	10000	1,3	16900	563,33	103	58023,33

8.3.4 Дополнительная заработная плата

Дополнительная заработная плата включает заработную плату за не отработанное рабочее время, но гарантированную действующим законодательством.

Расчет дополнительной заработной платы ведется по формуле (80):

$$Z_{\text{доп}} = k_{\text{доп}} \cdot Z_{\text{осн}} \quad (80)$$

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

$k_{\text{доп}}$ равен 0,12. Результаты по расчетам дополнительной заработной платы сведены в таблицу 20.

Таблица 20 – Затраты на дополнительную заработную плату

Исполнители	Основная зарплата(руб.)	Коэффициент дополнительной заработной платы ($k_{\text{доп}}$)	Дополнительная зарплата(руб.)
Руководитель	75120,64	0,12	9014,477
Студент	58023,33	0,12	6962,8
Итого:			15977,28

8.3.5 Отчисления во внебюджетные фонды

Величина отчислений во внебюджетные фонды определяется исходя из формулы (81):

$$Z_{\text{внеб}} = k_{\text{внеб}} \cdot (Z_{\text{осн}} + Z_{\text{доп}}), \quad (81)$$

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

На 2017 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 2017 году пониженная ставка – 27,1%.

Отчисления во внебюджетные фонды представлены в таблице 21.

Таблица 21 – Отчисления во внебюджетные фонды

Исполнитель	Основная заработная плата, руб.	Дополнительная заработная плата, руб.
Руководитель проекта	75120,64	9014,477
Студент	58023,33	6962,8
Коэффициент отчислений во внебюджетные фонды	30%	
Итого		
Руководитель	25240,54	
Студент	19495,84	

8.3.6 Научные и производственные командировки

В эту статью включаются расходы по командировкам научного и производственного персонала, связанного с непосредственным выполнением конкретного проекта, величина которых принимается в размере 10% от основной и дополнительной заработной платы всего персонала, занятого на выполнении данной темы. Отчисления на научные и производственные командировки представлены в таблице 22.

Таблица 22 – Научные и производственные командировки

Исполнитель	Основная заработная плата, руб.	Дополнительная заработная плата, руб.
Руководитель проекта	75120,64	9014,477
Студент	58023,33	6962,8
Коэффициент затрат на научные и производственные командировки	10%	
Итого		
Руководитель	8413,51	
Студент	6498,61	
Суммарно	14912,13	

8.3.7 Накладные расходы

В эту статью относятся расходы по содержанию, эксплуатации и ремонту оборудования, производственного инструмента и инвентаря, зданий, сооружений и др. В расчетах эти расходы принимаются в размере (70 – 90) % от суммы основной заработной платы научно-производственного персонала данной научно-технической организации.

Накладные расходы составляют (80-100) % от суммы основной и дополнительной заработной платы, работников, непосредственно участвующих в выполнении темы.

Расчет накладных расходов ведется по следующей формуле:

$$C_{\text{накл}} = k_{\text{нр}} * (Z_{\text{осн}} + Z_{\text{доп}}) \quad (82)$$

где $k_{\text{нр}}$ – коэффициент накладных расходов.

Расчёты представлены в таблице 23.

Таблица 23 – Накладные расходы

Исполнитель	Основная заработная плата, руб.	Дополнительная заработная плата, руб.	Отчисления на социальные нужды, руб.
Руководитель проекта	75120,64	9014,477	25240,54
Студент	58023,33	6962,8	19495,84
Коэффициент накладных расходов	16%		
Итого			
Руководитель	17500,10		
Студент	13517,12		
Суммарно	31017,22		

8.3.8 Формирование бюджета затрат научно-исследовательского проекта

Рассчитанная величина затрат научно-исследовательской работы является основой для формирования бюджета затрат проекта. Определение бюджета затрат на научно-исследовательский проект по каждому варианту исполнения приведен в таблице 24.

Таблица 24 – Расчет бюджета затрат НТИ

Вид работ	Статья							
	Сырье, материалы (за вычетом возвратных отходов), покупные изделия и полуфабрикаты	Специальное оборудование для научных (экспериментальных) работ	Основная заработная плата	Дополнительная заработная плата	Отчисления на социальные нужды	Научные и производственные командировки	Накладные расходы	Итого плановая себестоимость
Рассмотренный проект	941	65000	133143	15977	44736,3	14912,1	31017,2	305727
Аналог 1	1053,92	72800	149121	17894,5	50104,7	16701,5	34739,2	342415
Аналог 2	1082,15	74750	153115	18373,8	51446,8	17148,9	35669,8	351587

8.3.9 Определение ресурсной, финансовой и экономической эффективности исследования

Определение эффективности происходит на основе расчета интегрального показателя эффективности научного исследования. Его

нахождение связано с определением двух средневзвешенных величин: финансовой эффективности и ресурсоэффективности.

Интегральный финансовый показатель разработки определяется по формуле (83):

$$I_{финр}^{исп.i} = \frac{\Phi_{pi}}{\Phi_{max}}, \quad (83)$$

где $I_{финр}^{исп.i}$ – интегральный финансовый показатель разработки;

Φ_{pi} – стоимость i -го варианта исполнения;

Φ_{max} – максимальная стоимость исполнения научно-исследовательского проекта (в том числе и аналогов).

$$I_{финр} = \frac{305727,98}{400000} = 0,7643$$

$$I_{фина1} = \frac{342415,33}{400000} = 0,8560$$

$$I_{финр2} = \frac{351587,17}{400000} = 0,8790$$

Интегральный показатель ресурсоэффективности вариантов исполнения объекта исследования можно определить следующим образом (формула (84)):

$$I_{pi} = \sum_{i=1}^n a_i b_i, \quad (84)$$

где I_{pi} – интегральный финансовый показатель разработки;

a_i – весовой коэффициент i -го варианта исполнения разработки;

b_i – балльная оценка i -го варианта исполнения разработки.

Сравнительная оценка характеристик проекта представлена в таблице 25.

Таблица 25 – Сравнительная оценка характеристик

Критерии	Весовой коэффициент	Проект	Аналог1	Аналог2
Энергоэффективность	0,18	5	4	3
Помехоустойчивость	0,16	4	4	5
Надежность	0,17	4	4	4
Уровень шума	0,05	5	5	3
Безопасность	0,15	4	4	3
Простота эксплуатации	0,18	5	4	5
Ремонтопригодность	0,09	4	4	4
Децентрализованность	0,02	4	3	3
Итого	1,0	4,41	4,03	3,94

Интегральный показатель эффективности вариантов исполнения разработки ($I_{финр}^p$) и аналога ($I_{финаi}^{ai}$) определяется на основании интегрального показателя ресурсоэффективности и интегрального финансового показателя по формулам (85), (86) соответственно:

$$I_{финр}^p = \frac{I_m^p}{I_{финр}^p}, \quad (85)$$

$$I_{финаi}^{ai} = \frac{I_m^{ai}}{I_{финаi}^{ai}}, \quad (86)$$

Все необходимые параметры для оценки ресурсоэффективности сведены и рассчитаны в таблице 26.

Таблица 26 – Сравнительная таблица показателей эффективности

№	Показатели	Разработка	Аналог 1	Аналог 2
1	Интегральный финансовый показатель разработки	0,7643	0,8560	0,8790
2	Интегральный показатель ресурсоэффективности разработки	4,41	4,03	3,94
3	Интегральный показатель эффективности	5,77	4,71	4,48
4	Сравнительная эффективность вариантов исполнения	1,00	1,23	1,29

Таким образом, основываясь на определении ресурсосберегающей, финансовой, бюджетной, социальной и экономической эффективности исследования, проведя необходимый сравнительный анализ, можно сделать вывод о превосходстве разработки над аналогом 2, в первую очередь в силу того, что технология, применяемая в аналоге 2, является устаревшей и редко встречается в современном производстве, несмотря на доказанную работоспособность. Отличие эффективности разработки и аналога 1 вызвано тем, что в обоих случаях, применяемое оборудование схоже по параметрам цены и технических требований, однако существует принципиальное различие в технологии.

8.3.10 Оценка абсолютной эффективности исследования

В основе проектного подхода к инвестиционной деятельности предприятия лежит принцип денежных потоков. Особенностью является его прогнозный и долгосрочный характер, поэтому в применяемом подходе к анализу учитываются фактор времени и фактор риска. Для оценки общей экономической эффективности инноваций в качестве основных показателей рекомендуются считать:

- чистая текущая стоимость (NPV);
- срок окупаемости (D_{PP});
- внутренняя ставка доходности (IRR);
- индекс доходности (PI).

8.3.11 Расчет чистой текущей стоимости

Чистая текущая стоимость является абсолютным показателем. Условием экономичности инвестиционного проекта по данному показателю является выполнение следующего неравенства: $NPV > 0$.

Чем больше NPV , тем больше влияние инвестиционного проекта на экономический потенциал предприятия, реализующего данный проект, и на экономическую ценность этого предприятия.

Таким образом, инвестиционный проект считается выгодным, если NPV является положительной величиной. Расчет текущей стоимости по проекту показан в таблице 27.

Таблица 27 - Расчет чистой текущей стоимости по проекту в целом

№	Наименование показателей	Шаг расчета				
		0	1	2	3	4
1.	Выручка от реализации, тыс.руб.	0,000	214,010	214,010	214,010	214,010
2.	Итого приток, тыс.руб.	0,000	214,010	214,010	214,010	214,010
3.	Инвестиционные издержки, тыс.руб.	-305,72	0,000	0,000	0,000	0,000
4.	Операционные затраты, тыс. руб. С+Ам+ФОТ	0,000	49,783	49,783	49,783	49,783
5.	Налогооблагаемая прибыль (1-4)	0,000	164,227	164,227	164,227	164,227
6.	Налоги, тыс. руб донал.приб*20%	0,000	32,845	32,845	32,845	32,845
7.	Итого отток, тыс.руб. Опер.затр.+налоги	-305,72	82,628	82,628	82,628	82,628
	Чистая прибыль, т.р. (5-7)	-305,72	81,598	81,598	81,598	81,598
	Амортизация, т.р	0,000	-1,083	-1,083	-1,083	-1,083
8.	Чистый денежный поток, тыс. руб. ЧДП=Пчист+Ам	-305,72	80,515	80,515	80,515	80,515
9.	Коэффициент дисконтирования (приведения при $i = 20\%$)	1,000	0,985	0,970	0,955	0,941
10.	Дисконтированный чистый денежный поток, тыс.руб. (с8*с9)	-305,72	79,301	78,105	76,927	75,767
11.	То же нарастающим итогом, тыс.руб. ($NPV = 4,373$ тыс.руб.)	-305,72	-226,42	-148,32	-71,395	4,373

Таким образом, чистая текущая стоимость по проекту в целом составляет 4,373 тыс. рублей, что позволяет его эффективности.

8.3.12 Дисконтированный срок окупаемости

Как отмечалось ранее, одним из недостатков показателя простого срока окупаемости является игнорирование в процессе его расчета разной ценности денег во времени.

Этот недостаток устраняется путем определения дисконтированного срока окупаемости.

Рассчитывается данный показатель примерно по той же методике, что и простой срок окупаемости, с той лишь разницей, что последний не учитывает фактор времени.

Наиболее приемлемым методом установления дисконтированного срока окупаемости является расчет кумулятивного (нарастающим итогом) денежного потока (таблица 28).

Таблица 28 – Дисконтированный срок окупаемости

№	Наименование показателя	Шаг расчета				
		0	1	2	3	4
1.	Дисконтированный чистый денежный поток ($i = 0,20$)	-305,728	79,301	78,105	76,927	75,76
2.	То же нарастающим итогом	-305,728	-226,427	-148,322	-71,395	4,373
3.	Дисконтированный срок окупаемости	$PP_{диск} = 3 + 71,395 / 75,76 = 3,94$ месяца				

8.3.13 Внутренняя ставка доходности (IRR)

Для установления показателя чистой текущей стоимости (NPV) необходимо располагать информацией о ставке дисконтирования, определение которой является проблемой, поскольку зависит от оценки экспертов. Поэтому, чтобы уменьшить субъективизм в оценке эффективности инвестиций на практике широкое распространение получил метод, основанный на расчете внутренней ставки доходности (IRR).

Между чистой текущей стоимостью (NPV) и ставкой дисконтирования (i) существует обратная зависимость. Эта зависимость следует из таблицы 29 и графика, представленного на рисунке 48.

Таблица 29 – Зависимость NPV от ставки дисконтирования

№	Наименование показателя	0	1	2	3	4	
1	Чистые денежные потоки	-305,728	80,515	80,515	80,515	80,515	
2	коэффициент дисконтирования						
	$i=0,1$	1	0,992	0,984	0,976	0,969	
	$i=0,2$	1	0,985	0,970	0,955	0,941	
	$i=0,3$	1	0,978	0,957	0,937	0,916	
	$i=0,4$	1	0,972	0,945	0,919	0,894	
	$i=0,5$	1	0,967	0,935	0,904	0,874	
	$i=0,6$	1	0,962	0,925	0,889	0,855	
	$i=0,7$	1	0,957	0,915	0,876	0,838	
	$i=0,8$	1	0,952	0,907	0,863	0,822	
	$i=0,9$	1	0,948	0,899	0,852	0,807	
	$i=1$	1	0,944	0,891	0,841	0,794	
3	Дисконтированный денежный поток, тыс. руб						NVP
	$i=0,1$	-305,728	79,878	79,246	78,619	77,997	10,012
	$i=0,2$	-305,728	79,301	78,105	76,927	75,767	4,373
	$i=0,3$	-305,728	78,774	77,070	75,403	73,773	-0,708
	$i=0,4$	-305,728	78,289	76,124	74,019	71,973	-5,323
	$i=0,5$	-305,728	77,840	75,254	72,753	70,336	-9,545
	$i=0,6$	-305,728	77,422	74,449	71,589	68,839	-13,429
	$i=0,7$	-305,728	77,032	73,700	70,512	67,462	-17,022
	$i=0,8$	-305,728	76,666	73,001	69,512	66,189	-20,36
	$i=0,9$	-305,728	76,322	72,347	68,579	65,007	-23,473
	$i=1$	-305,728	75,996	71,731	67,705	63,905	-26,391

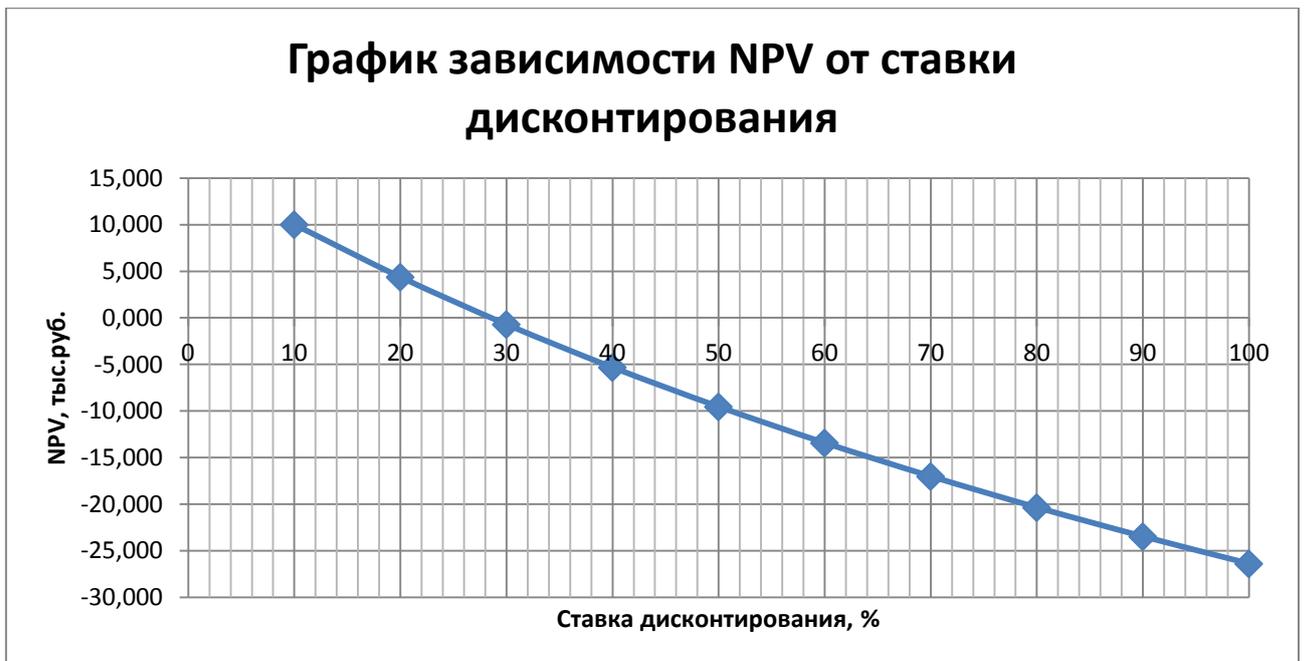


Рисунок 48 – Зависимость NPV от ставки дисконтирования.

Из таблицы и графика следует, что по мере роста ставки дисконтирования чистая текущая стоимость уменьшается, становясь отрицательной. Значение ставки, при которой NPV обращается в нуль, носит название «внутренней ставки доходности» или «внутренней нормы прибыли». Из графика получаем, что IRR составляет 28,67 %.

8.3.14 Индекс доходности (рентабельности) инвестиций

Индекс доходности показывает, сколько приходится дисконтированных денежных поступлений на рубль инвестиций.

Расчет этого показателя осуществляется по формуле (87):

$$PI = \sum_{t=1}^n \frac{ЧПД_t}{(1+i)^t} / I_0, \quad (87)$$

где I_0 – первоначальные инвестиции.

$$PI = \frac{79,301 + 78,105 + 76,927 + 75,767}{305,728} = 1,0143$$

$PI=1,0143$ больше 1, следовательно, проект эффективен при $i=0,2$;

Социальная эффективность научного проекта учитывает социально-экономические последствия осуществления научного проекта для общества в целом или отдельных категорий населения, в том числе как непосредственные результаты проекта, так и «внешние» результаты в смежных секторах экономики: социальные, экологические и иные внеэкономические эффекты. Критерии социальной эффективности приведены в таблице 30

Таблица 30 – Критерии социальной эффективности

ДО	ПОСЛЕ
Выход системы из строя из-за датчика положения ротора	Отказ от датчика положения ротора, то есть исключение одного из звеньев системы, что повышает её надёжность
Необходимость новой калибровки при замене вышедшего из строя датчика	Возможность гибкой настройки системы под все возможные характеристики синхронных двигателей, то есть отсутствует необходимость подбора и поиска датчика

Таким образом, на основании всех расчётов можно сделать вывод о том, что проект является рентабельным и эффективным для инвестиций в первую очередь потому что обслуживание инвестиций не требует больших капиталовложений, так как разрабатываемая система является автономной и требует точной настройки, следовательно, и финансовые вложения только на начальном этапе своего функционирования. Все показатели финансовой и экономической эффективности, такие как чистая текущая стоимость (NPV), срок окупаемости (D_{PP}), внутренняя ставка доходности (IRR), индекс доходности (PI), рассчитанные в ходе работы по разделу подтверждают вышесказанное утверждение.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе были решены следующие задачи:

- составлена математическая модель СДПМ;
- разработана модель векторного модулятора;
- разработана модель адаптивного наблюдателя скорости СДПМ;
- разработаны модели в соответствии с принятой методикой проектирования системы бездатчикового управления СДПМ;
- выполнено исследование эффективности разработанных систем векторного управления.
- проведены испытания на площадке компании ООО «НПФ Мехатроника-Про» с использованием опытного образца контроллера ЕС-F 2200.

На основании сравнения переходных процессов скорости можно сделать вывод, что итоговая система бездатчикового управления не уступает системам с ДПР по динамическим характеристикам.

Таким образом, полученные результаты подтверждают достоверность и эффективность рассмотренной методики построения бездатчиковой системы векторного управления СДПМ.

Была выполнена переработка макетного образца ЕС-F для повышения технологичности и дополнительных улучшений. Выполнено изготовление опытных образцов ПЧ мощностью 3 кВт.

Проведены испытания ПЧ ЕС-F, по результатам которых были выявлена необходимость корректировки технической документации и программного обеспечения. Испытания показали, что разработанный ПЧ формирует заданную скорость вращения для синхронного двигателя серии ДСМ, производства Инициатора, при различных режимах работы и воздействия различных возмущающих факторов.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново: Изд-во ИГЭУ, 2008. – 298 с.
2. Полфунтиков Е.Ю.. Тяговый двигатель с постоянными магнитами./ Сборник научных трудов НГТУ. – 2009, № 2(56). – С. 141–146.
3. Нургалеев А.Р., Павлова З.Х., Шабанов В.А. Перспективы использования вентильного электропривода в нефтяной и газовой промышленности./ Уфимский государственный нефтяной технический университет. – [Электронный ресурс]. — Электрон. дан. — Режим доступа: http://www.rusnauka.com/13_EISN_2013/Tecnic/5_137070.doc.htm (дата обращения: 30.04.2018).
4. Корельский В., Потапенко Е.М., Васильева Е.В.. Обзор современных методов управления синхронными двигателями с постоянными магнитами./ Научный журнал «Радиоэлектроника. Информатика. Управление», 2001. - С. 155-159.
5. Ковальчук Д.А., Мазур А.В. Векторное управление синхронным электродвигателем. // «Автоматизация технологических и бизнес процессов». [Электронный ресурс]. — Электрон. дан. — Одесса: Одесская национальная академия пищевых технологий. – 2014, №17 - С. 71-75. – Режим доступа: <http://dropdoc.ru/doc/453471/vektornoe-upravlenie-sinhronnym-e-lektrodvigatелем.pdf> (дата обращения: 03.05.2018).
6. Абд Эль Вхаб А. Р. Разработка алгоритмов управления электропривода с улучшенными динамическими характеристиками на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами: автореферат дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук; ФГБОУ ВПО «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» – Томск, 2012 – 20 с.

7. Вдовин В.В. Адаптивные алгоритмы оценивания координат бездатчиковых электроприводов переменного тока с расширенным диапазоном регулирования: дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук; ФГБОУ ВПО «Новосибирский Государственный Технический Университет» - Новосибирск, 2014. – 244 с.

8. Завьялов В.М, Абд Эль Вхаб А. Р. Дифференциальное управление моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами. // «Современный электропривод». – 2012, № 1 – С. 8-15.

9. Ruykin Sergey . Sliding mode for synchronouselectric drive / Eduardo Palomar Lever–CRC Press–2011, – 208 с.

10. Ворошилова О.Н. Исследование робастной системы управления вентильным электроприводом. // Автоматика и Электроника. Научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных. [Электронный ресурс]. — Электрон. дан. — Николаев: Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова – Режим доступа: <http://conference.nuos.edu.ua> (дата обращения: 05.05.2018)

11. Глазунов В.Ф., Пикунов В.В., Репин А.А. Методика синтеза системы управления синхронным двигателем на основе синергетического подхода. // «Вестник ИГЭУ» – 2005, № 3.

12. Абд Эль Вхаб А. Р., Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами. // «Известия Томского политехнического университета» – 2011, Т. 319, №4. С– 93–99.

13. Горобец Н.М. Исследование современных сервоприводов на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами. [Электронный ресурс]. — Электрон. дан.—Донецк:ДонГУ–Режимдоступа: <http://www.uran.donetsk.ua/~masters/2009/eltf/gorobets/report/index.htm> (дата обращения: 07.05.2018)

14. Панкратов В.В. Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза. // «Электронные компоненты». – 2007, №2.

15. Титяев Д. К., Мирошник Д. Н. Сравнительный анализ векторной и традиционной широтно-импульсной модуляции // Автоматизация технологических объектов и процессов. Сборник научных трудов IV Международной научно-технической конференции аспирантов и студентов в г. Донецке 11-14 мая 2004 г.. [Электронный ресурс]. — Электрон. дан. — Донецк: ДонНТУ, 2004. - С. 301-306. – Режим доступа: <http://masters.donntu.edu.ua/2007/fema/dovgan/library/2.pdf> (дата обращения: 08.05.2018)

16. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. /Учебное пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2006, - 94 с.

17. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. - М.: Академия, 2006. – 272 с.

18. Trzynadlowski A.M., Kirlin R.L., Legowski S.F. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997. – 44 с.

19. Калачёв Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика). – ЭФО, 2013. – 63 с.

20. Vas. P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. – Oxford: Oxford University Press, 1998. – 376 с.

21. Панкратов В.В., Зима Е.А. Энергооптимальное векторное управление асинхронными электроприводами: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – 120 с.

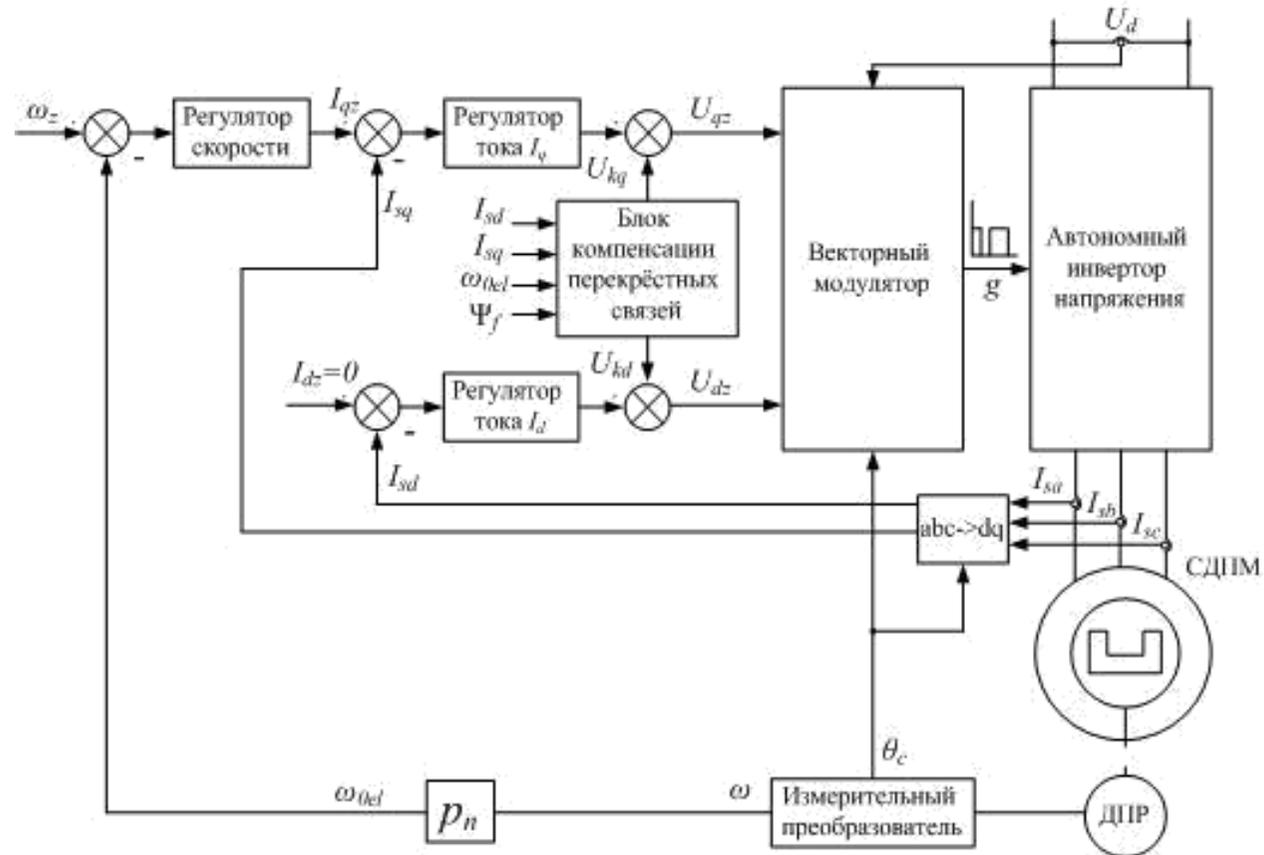
22. Воронин С.Г. Электропривод летательных аппаратов: Учебно - методический комплекс. – [Электронный ресурс]. Электрон. дан.– Челябинск, 1995-2011. - 489 с. – Режим доступа: http://model.exponenta.ru/epivod/glv_070.htm (дата обращения: 10.05.2018).

23. Калачёв Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе. – М., 2013. – 63 с
24. Виноградов А.Б., Журавлев С.В., Сибирцев А.Н. Бездатчиковый электропривод подъемно-транспортных механизмов. // «Силовая электроника», [Электронный ресурс]. — Электрон. дан. —2007, №1. С. 46–52. – Режим доступа: <http://vectorgroup.ru/articles/article13> (дата обращения: 13.05.2018)
25. Герман-Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
26. Центр компетенций MathWorks [Электронный ресурс]. — Электрон. дан. — Режим доступа: <http://matlab.ru/products/simulink-control-design> (дата обращения: 15.05.2018).
27. Черных И.В. Simulink. Среда создания инженерных приложений. – М.: Диалог-МИФИ, 2004. – 491 с.
28. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystem и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.
29. Вейнгер. А.М. Регулируемые электроприводы переменного тока. /Конспект вводных лекций. М., 2009. – 102 с.
30. ГОСТ 2.114-2016 Единая система конструкторской документации (ЕСКД). Технические условия.
31. ГОСТ 19.301-79 Единая система программной документации (ЕСПД). Программа и методика испытаний. Требования к содержанию и оформлению.
32. ГОСТ 2.106-96 Единая система конструкторской документации (ЕСКД). Текстовые документы.
33. ГОСТ 2.103-2013 Единая система конструкторской документации (ЕСКД). Стадии разработки.
34. Трудовой кодекс Российской Федерации от 30.12.2001 N 197–ФЗ.

35. ГОСТ 12.2.032-78. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
36. ГОСТ 12.0.003-2015. Опасные и вредные факторы. Классификация.
37. СанПиН 2.2.4.3359-16. Санитарно-эпидемиологические требования к физическим факторам на рабочих местах.
38. СанПиН 2.2.1/2.1.1.1278–03. Гигиенические требования к естественному, искусственному и совмещённому освещению жилых и общественных зданий. М.: Минздрав России, 2003.
39. СП 52.13330.2011 Свод правил. Естественное и искусственное освещение.
40. СН 2.2.4/2.1.8.562 – 96. Шум на рабочих местах, в помещениях жилых, общественных зданий и на территории застройки.
41. СанПиН 2.2.2/2.4. 1191-03. Гигиенические требования к персональным электронно-вычислительным машинам и организации работы.
42. ГОСТ 12.1.004–91 ССБТ. Пожарная безопасность. Общие требования.

Приложение А
(рекомендуемое)

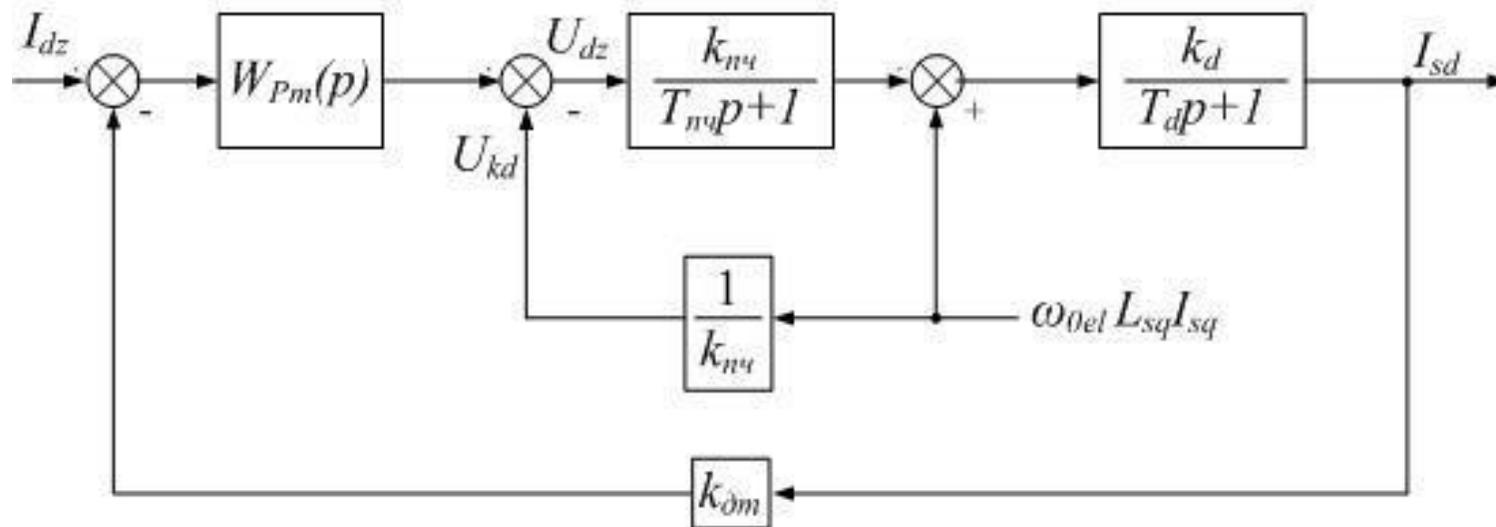
Функциональная схема системы векторного управления СДПМ



Приложение Б

(рекомендуемое)

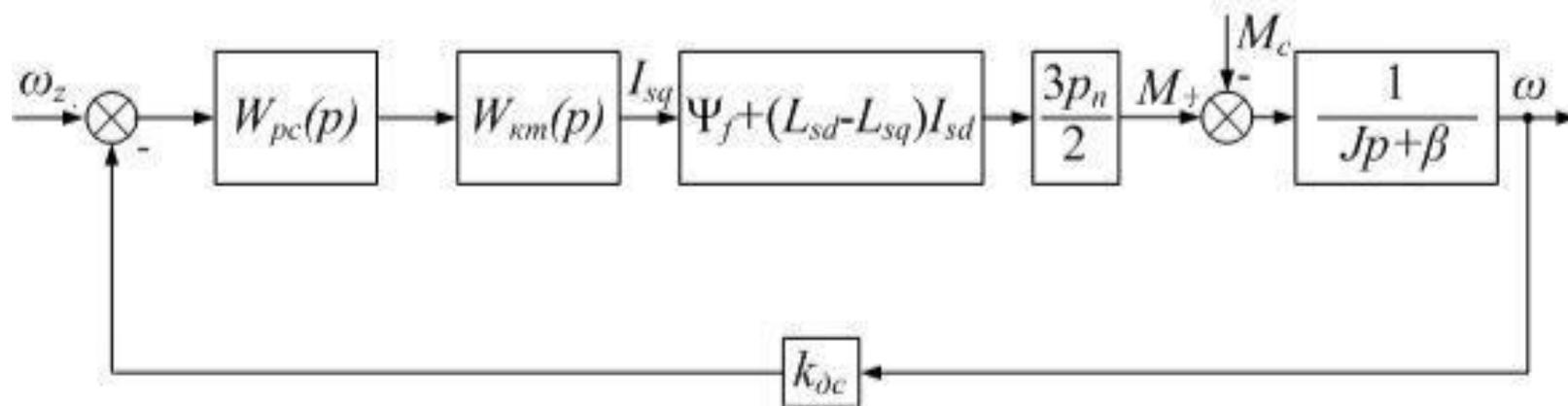
Структурная схема контура тока по оси d



Приложение В

(рекомендуемое)

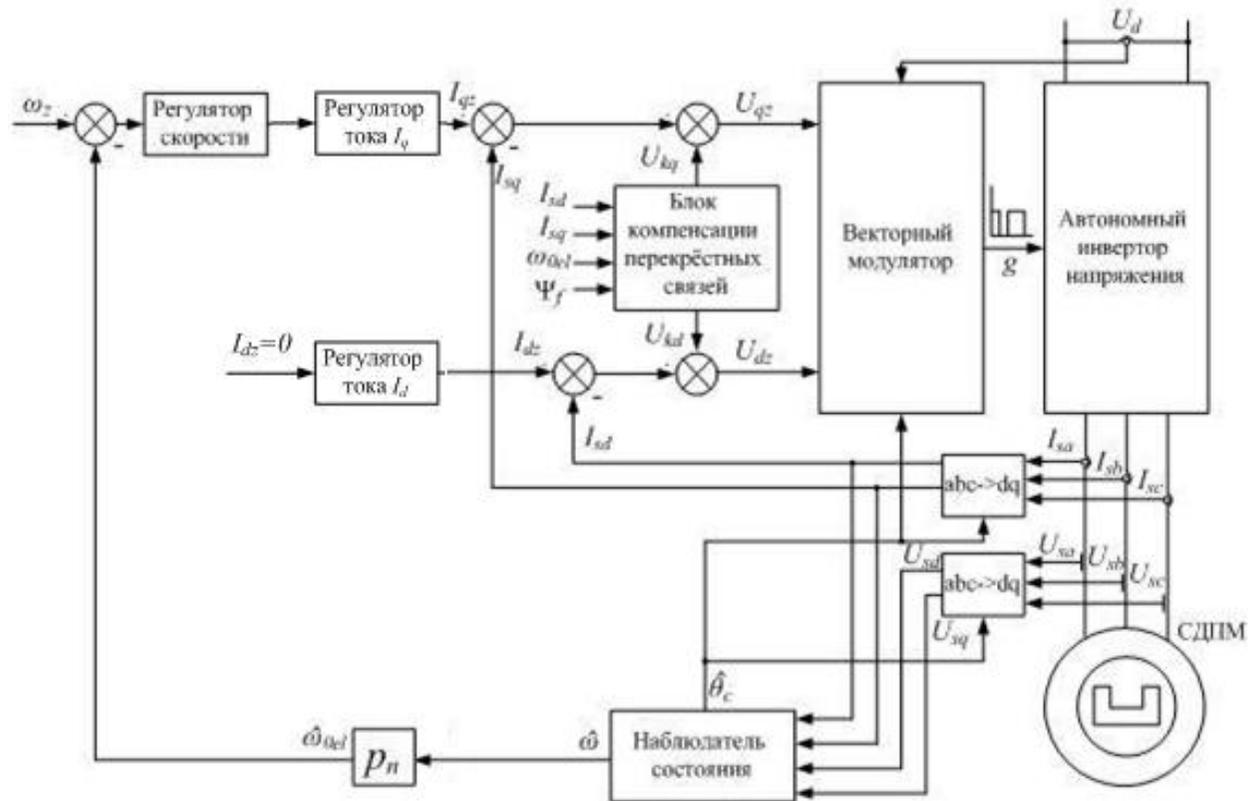
Структурная схема контура скорости



Приложение Г

(рекомендуемое)

Функциональная схема системы бездатчикового управления СДПМ



Приложение Д
(рекомендуемое)

Структура моделей статора и адаптивного наблюдателя

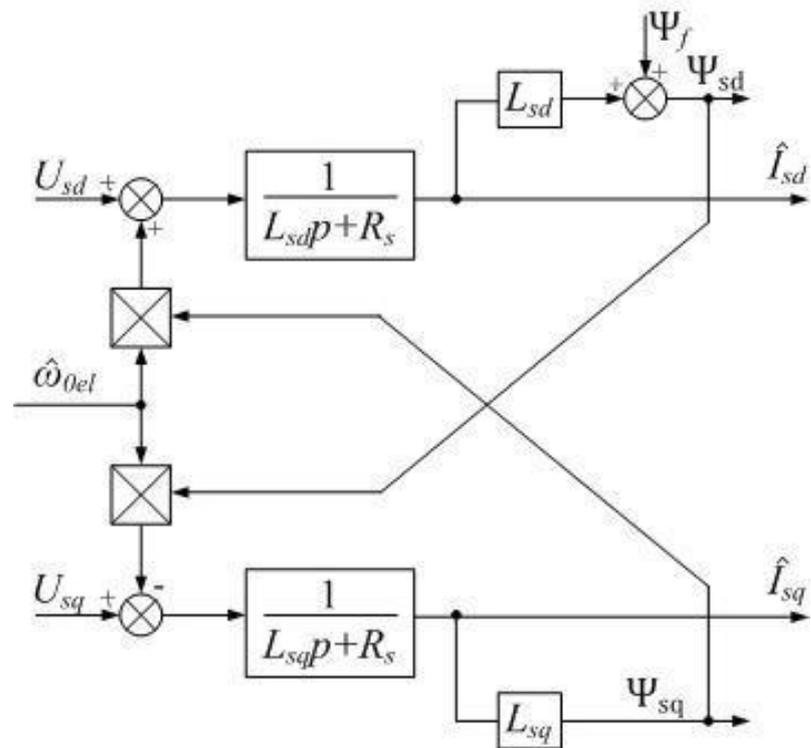


Рисунок Д.1 – Структура модели статора СДПМ

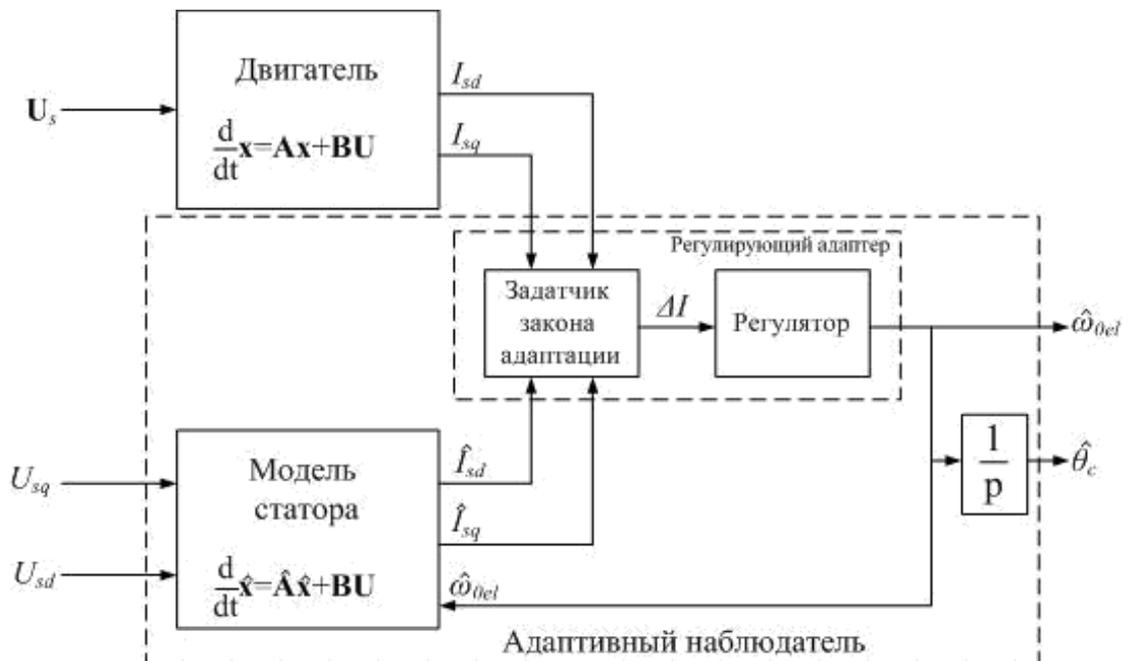
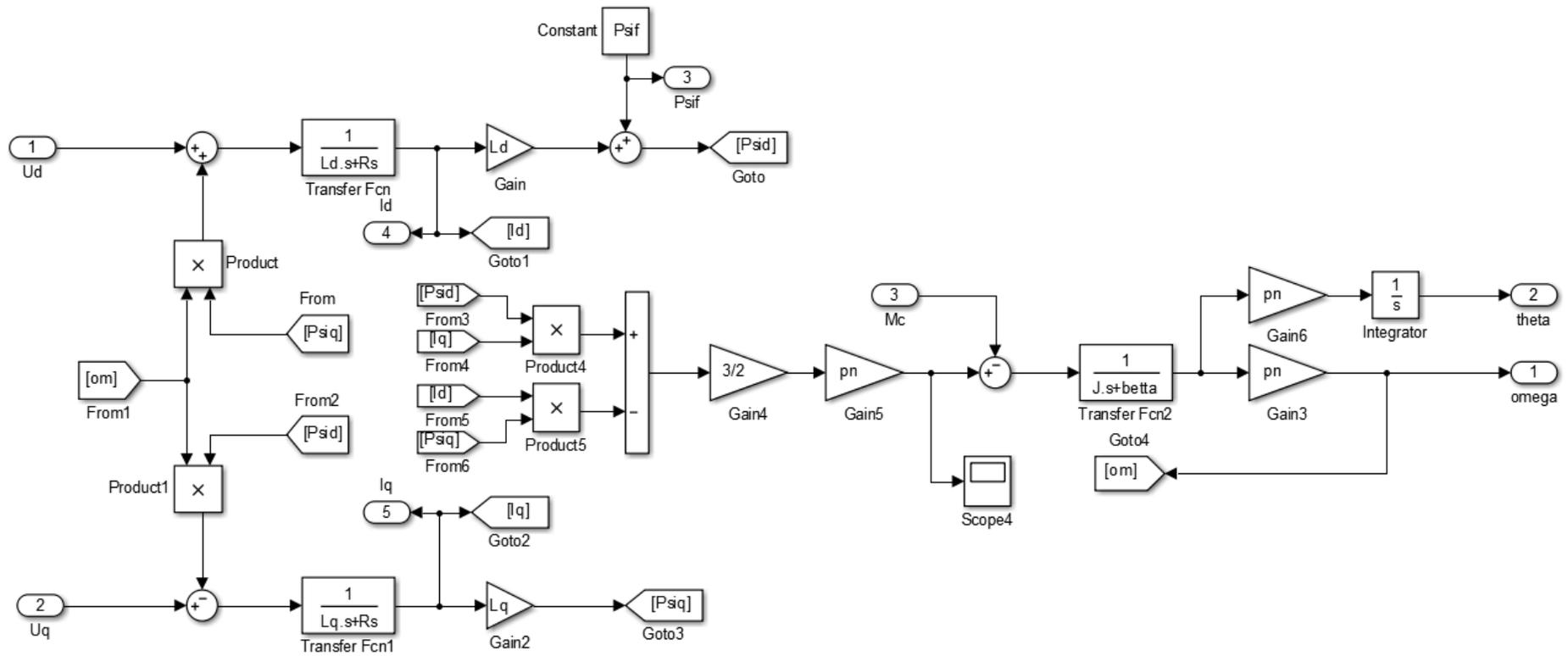


Рисунок Д.2 – Структура адаптивного наблюдателя

Приложение Е

(рекомендуемое)

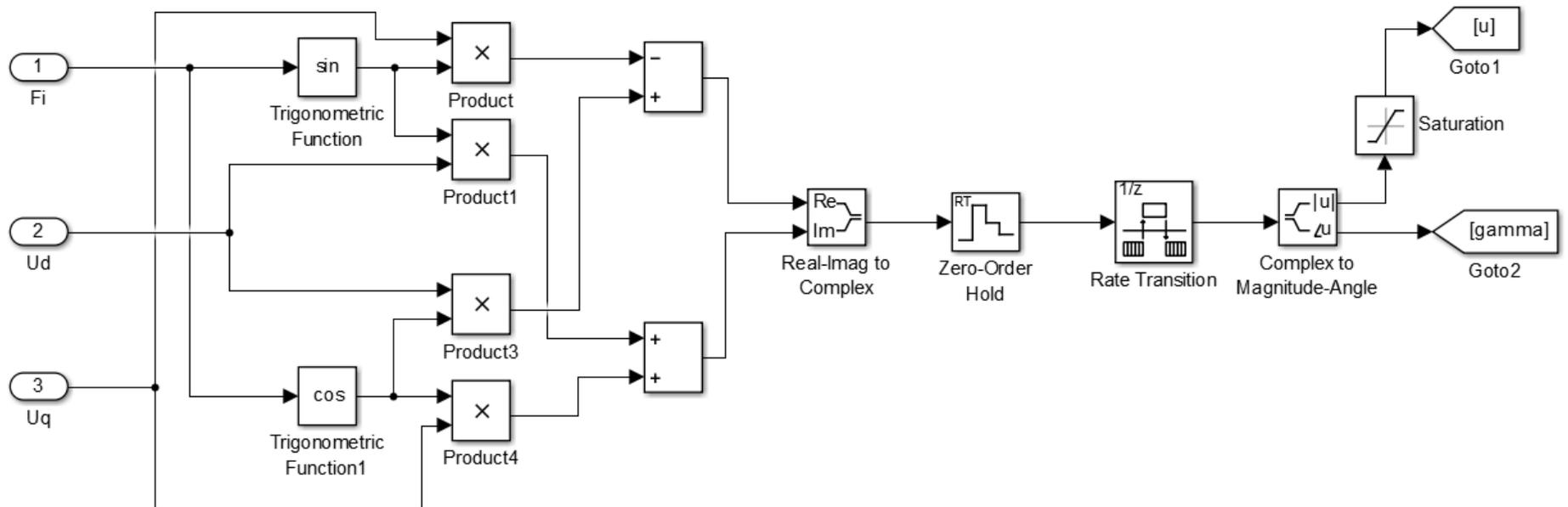
Модель СДПМ



Приложение Ж

(рекомендуемое)

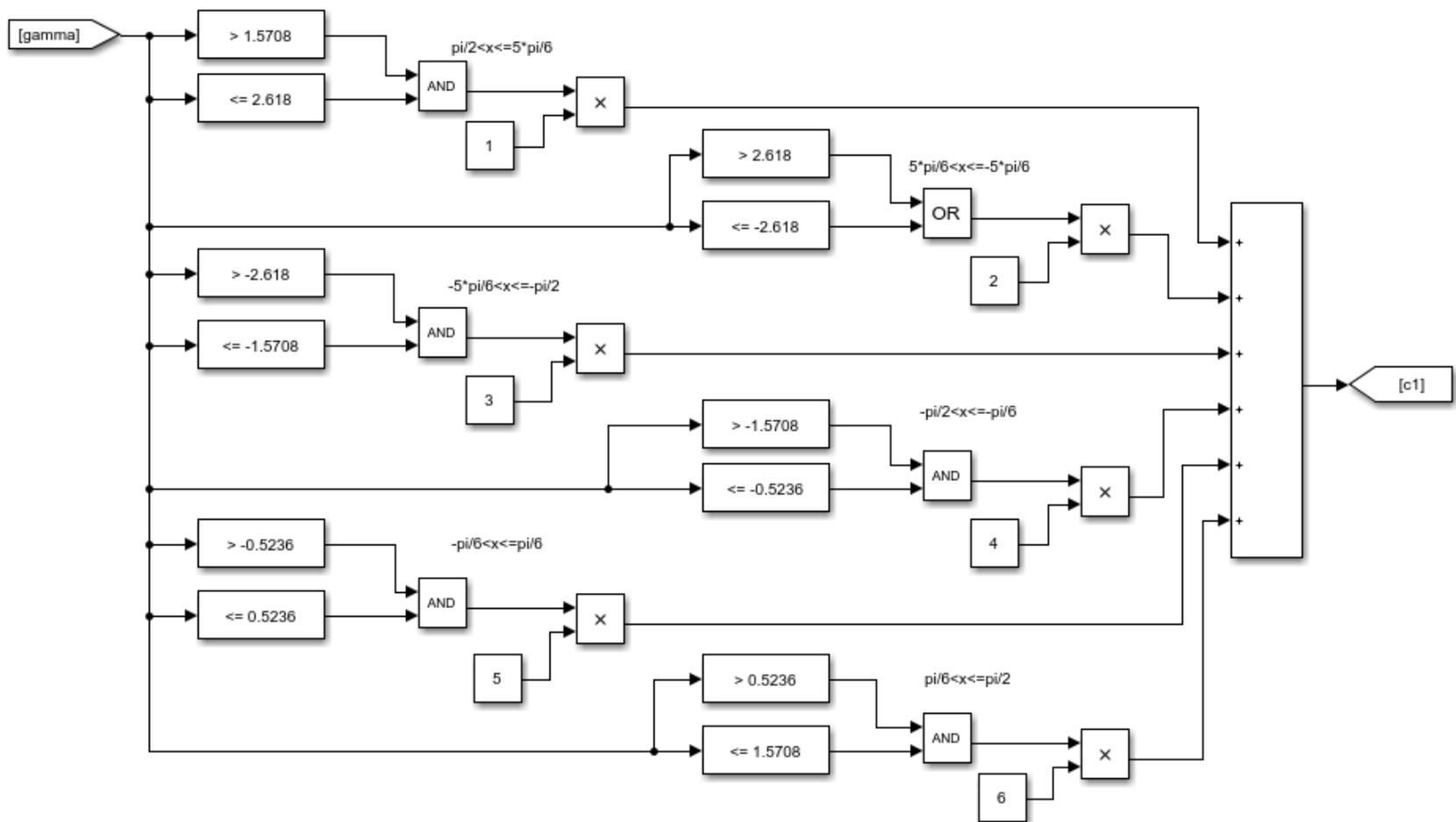
Подсистема для определения параметров вектора эквивалентного напряжения



Приложение И

(рекомендуемое)

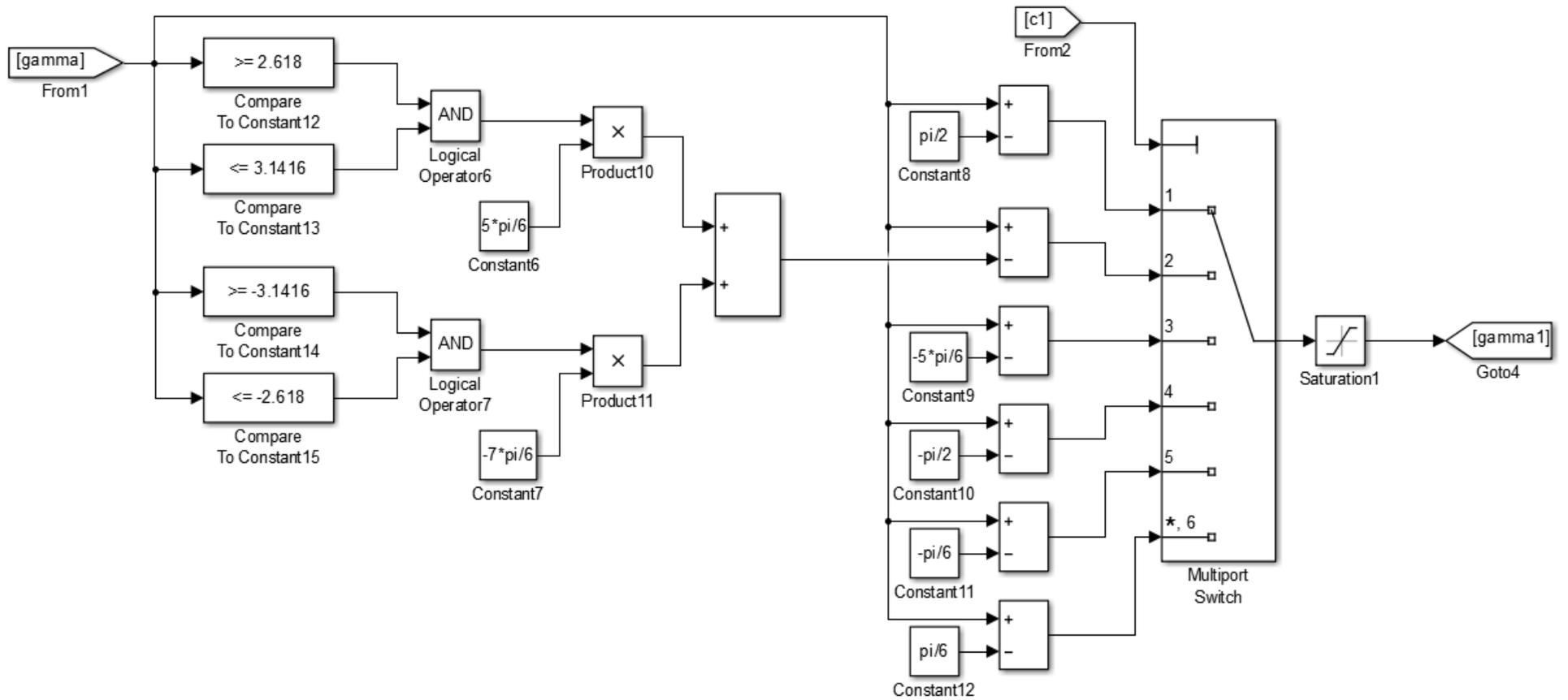
Подсистема для выбора текущего сектора



Приложение К

(рекомендуемое)

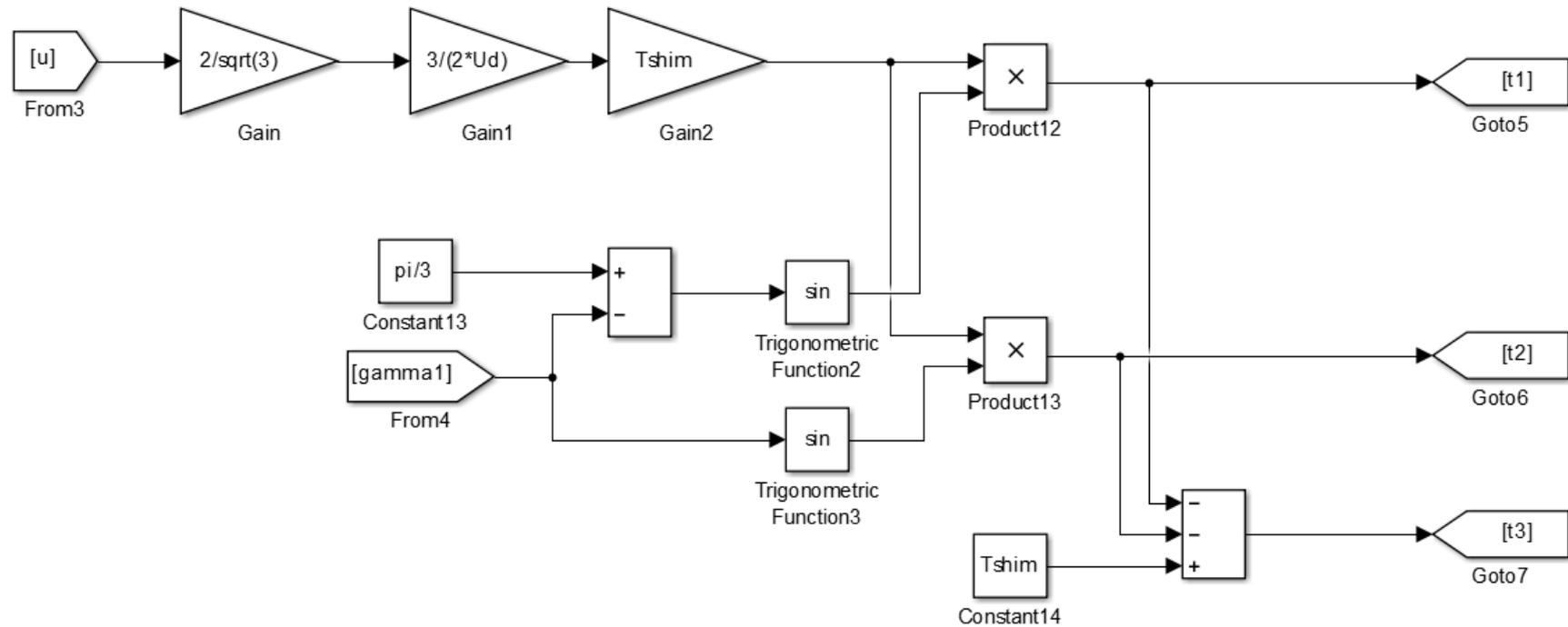
Подсистема для определения угла поворота вектора относительно сектора



Приложение Л

(рекомендуемое)

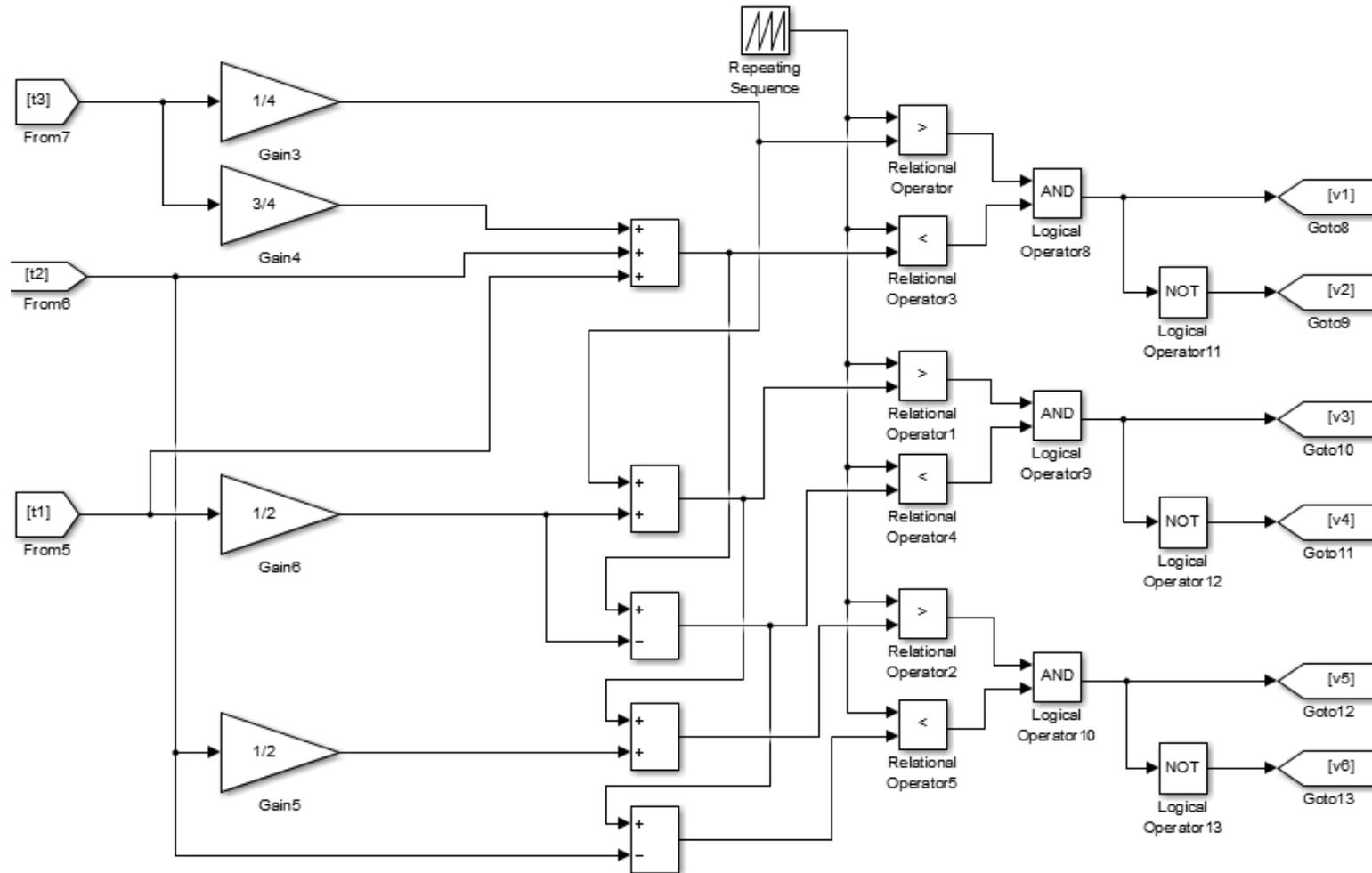
Подсистема для расчёта продолжительностей включения базовых векторов



Приложение М

(рекомендуемое)

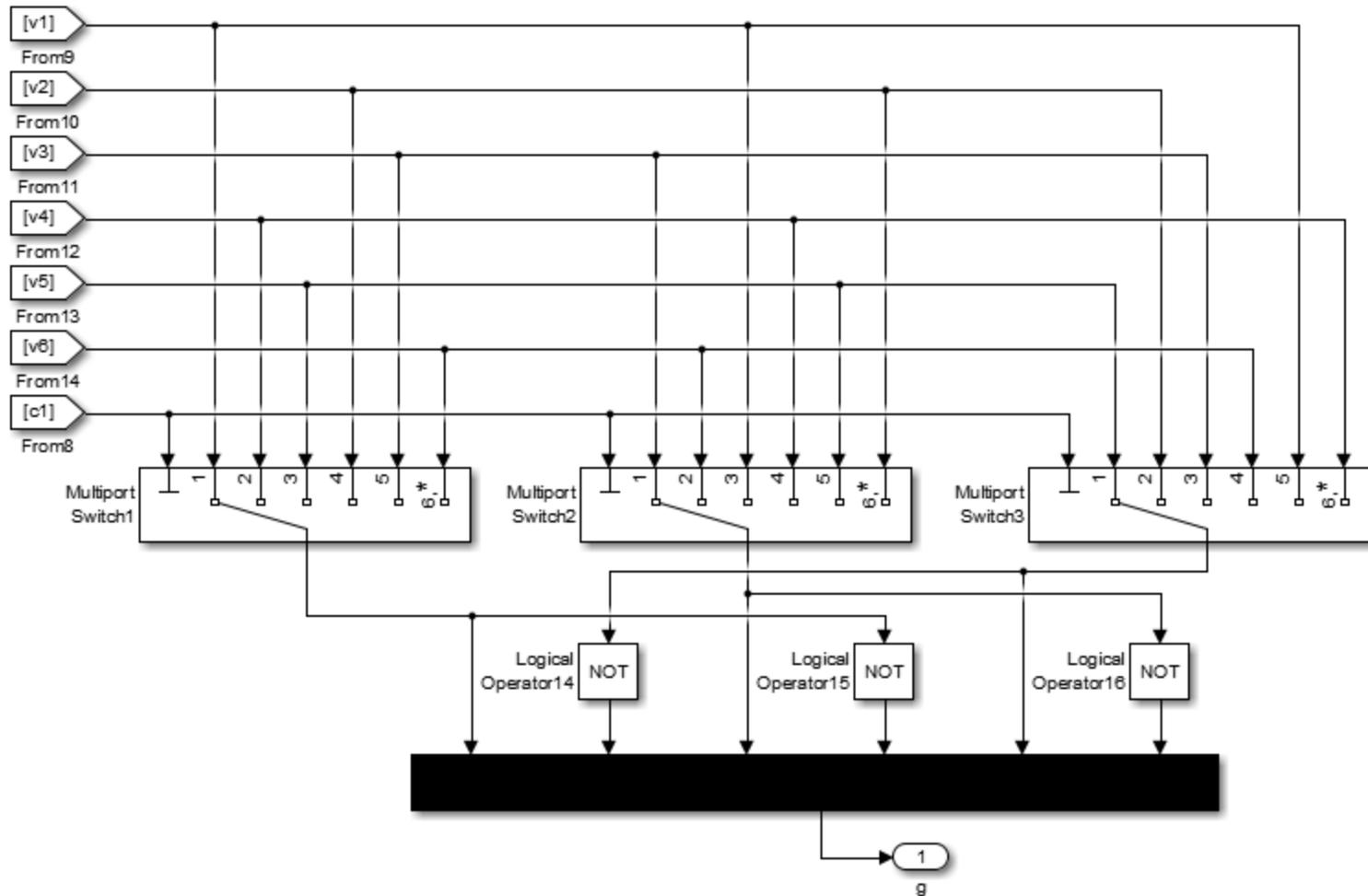
Подсистема для получения импульсных сигналов управления



Приложение Н

(рекомендуемое)

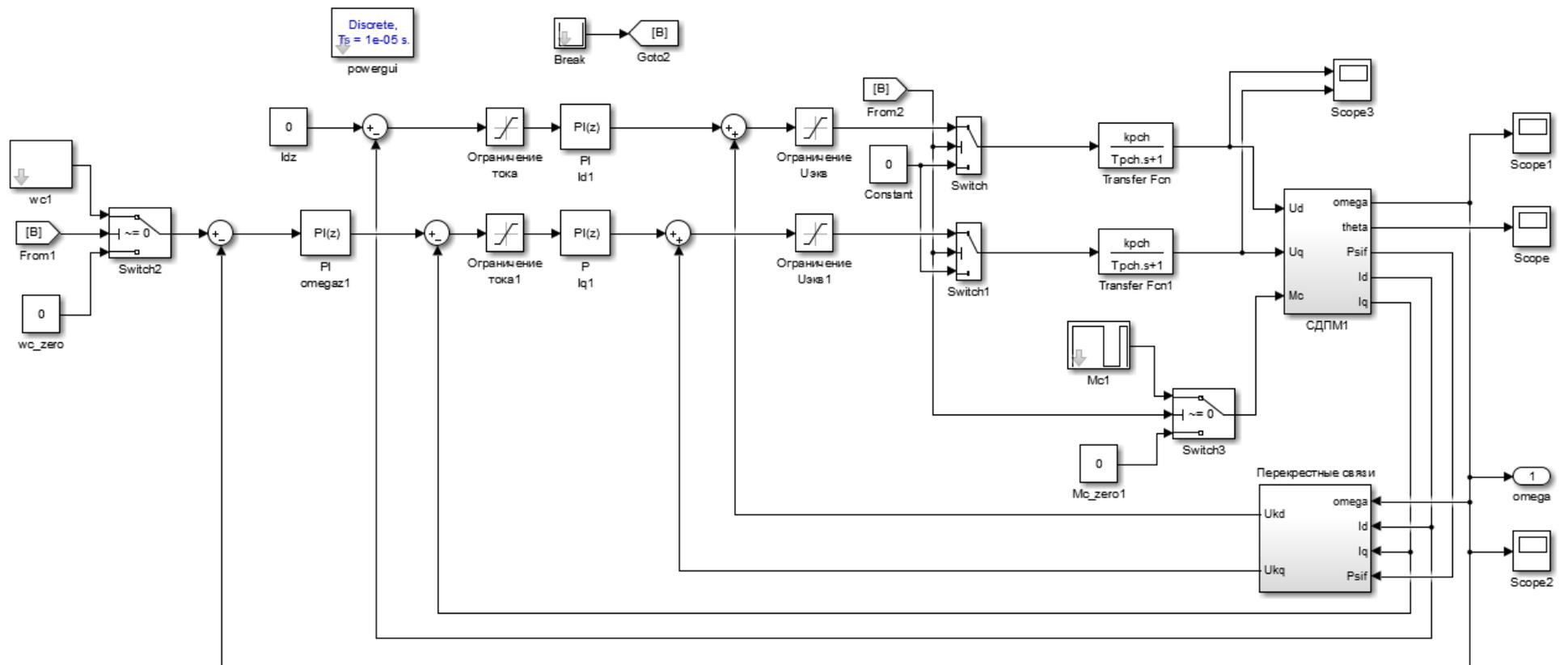
Подсистема для распределения сигналов управления по ключам АИН



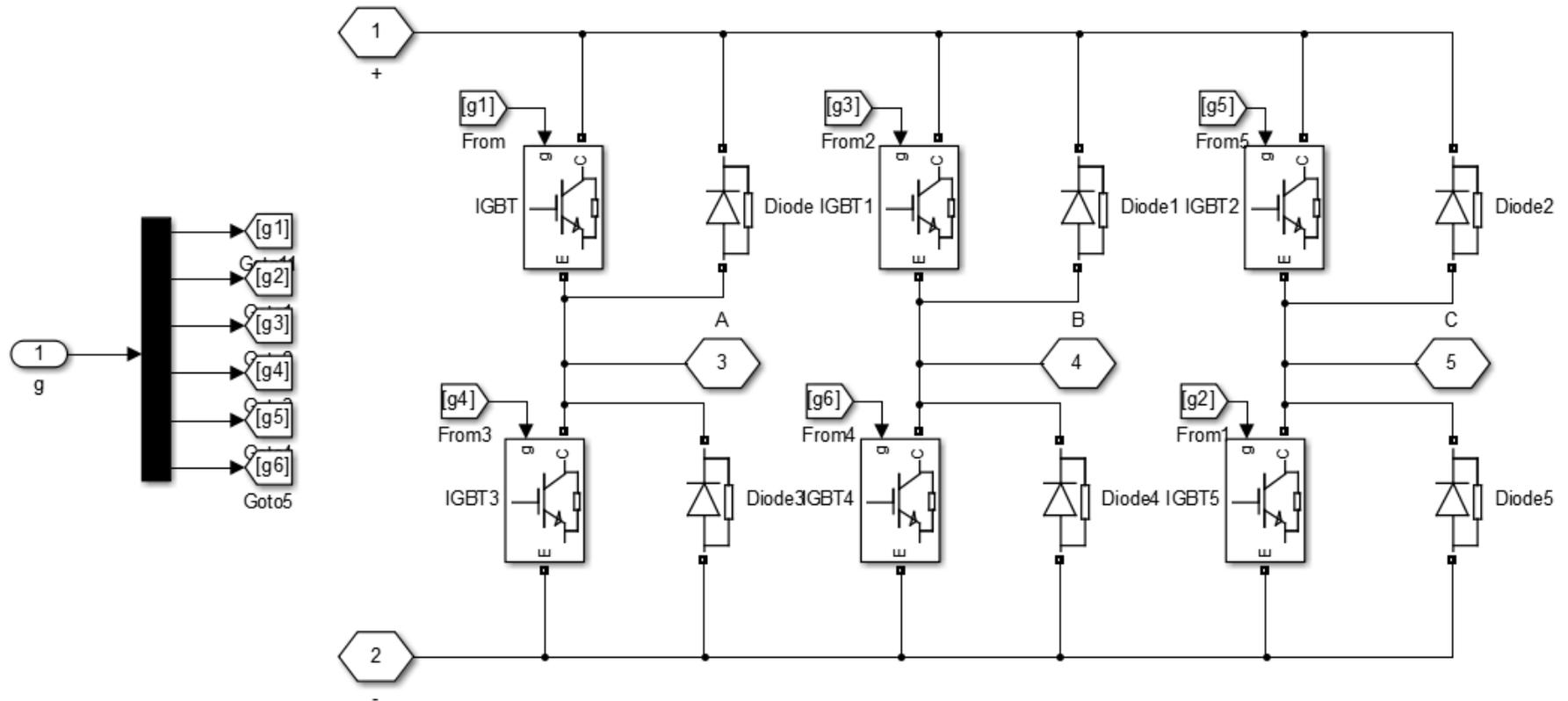
Приложение II

(рекомендуемое)

Модель системы управления СДПМ с ДПР



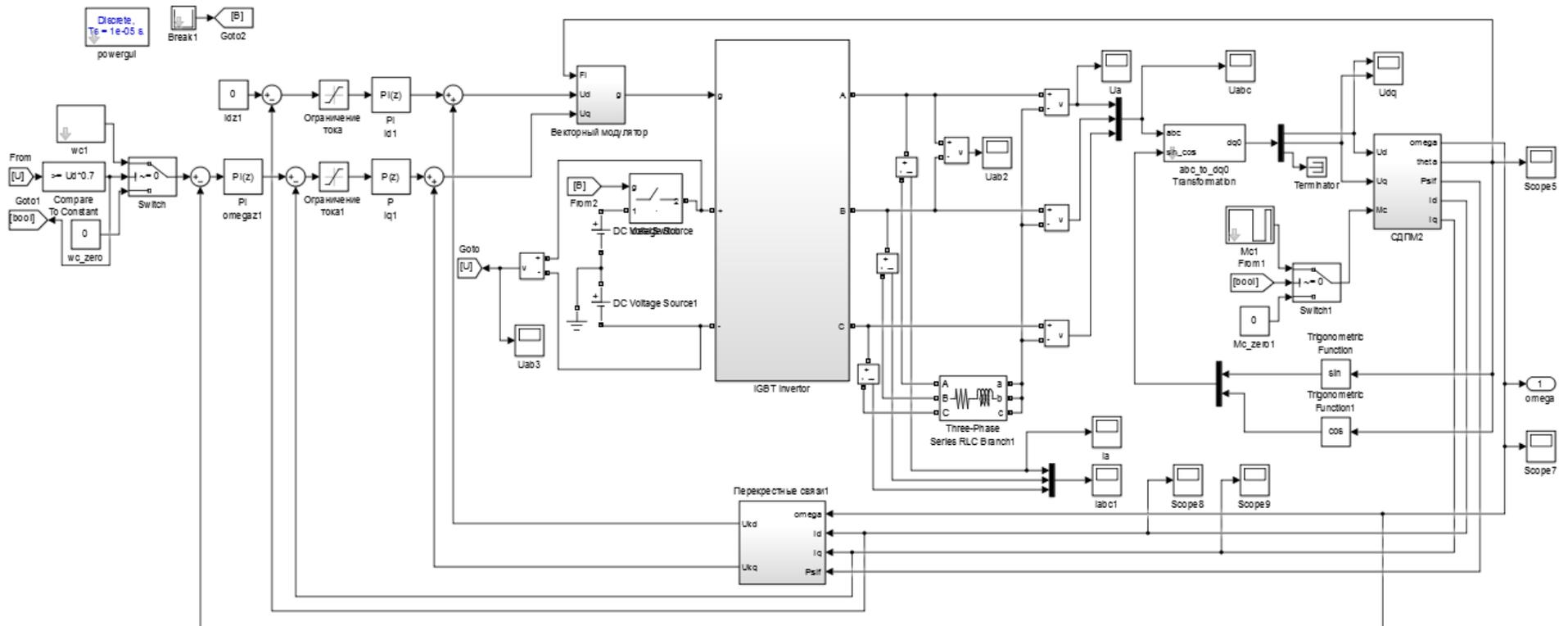
Приложение Р
(рекомендуемое)
Модель АИН



Приложение С

(рекомендуемое)

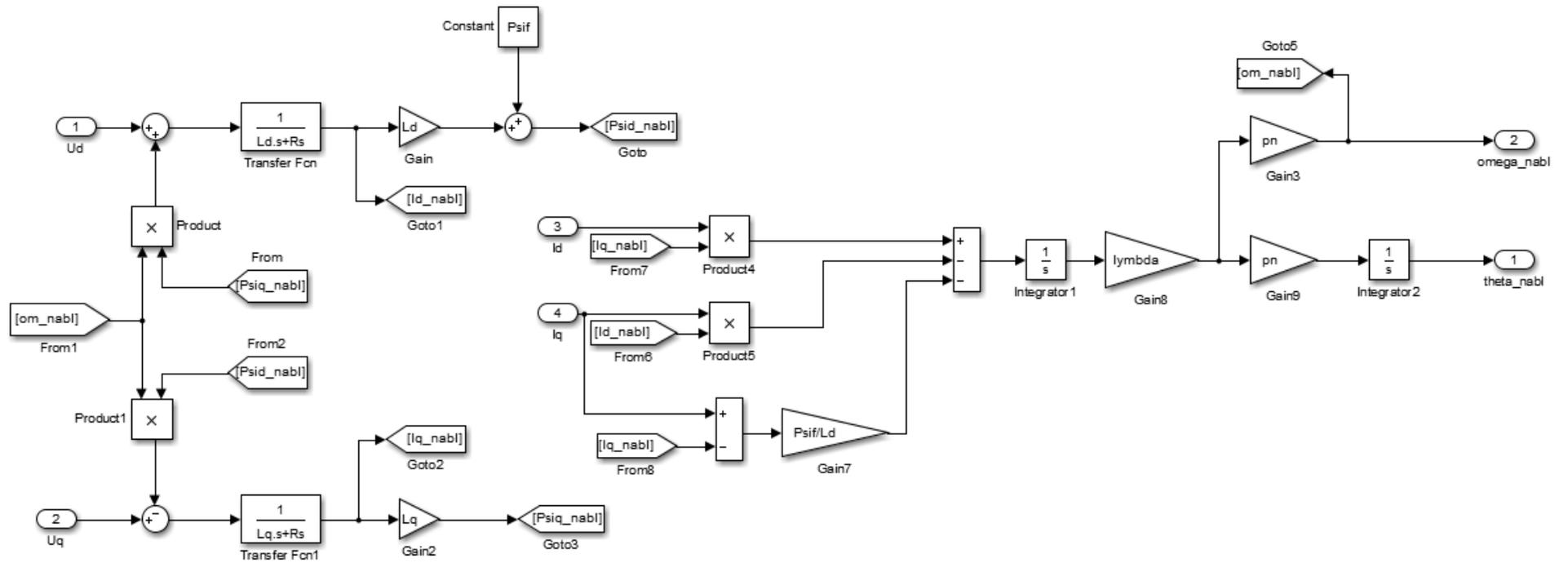
Модель системы векторного управления СДПМ с ДПР и АИН



Приложение Т

(рекомендуемое)

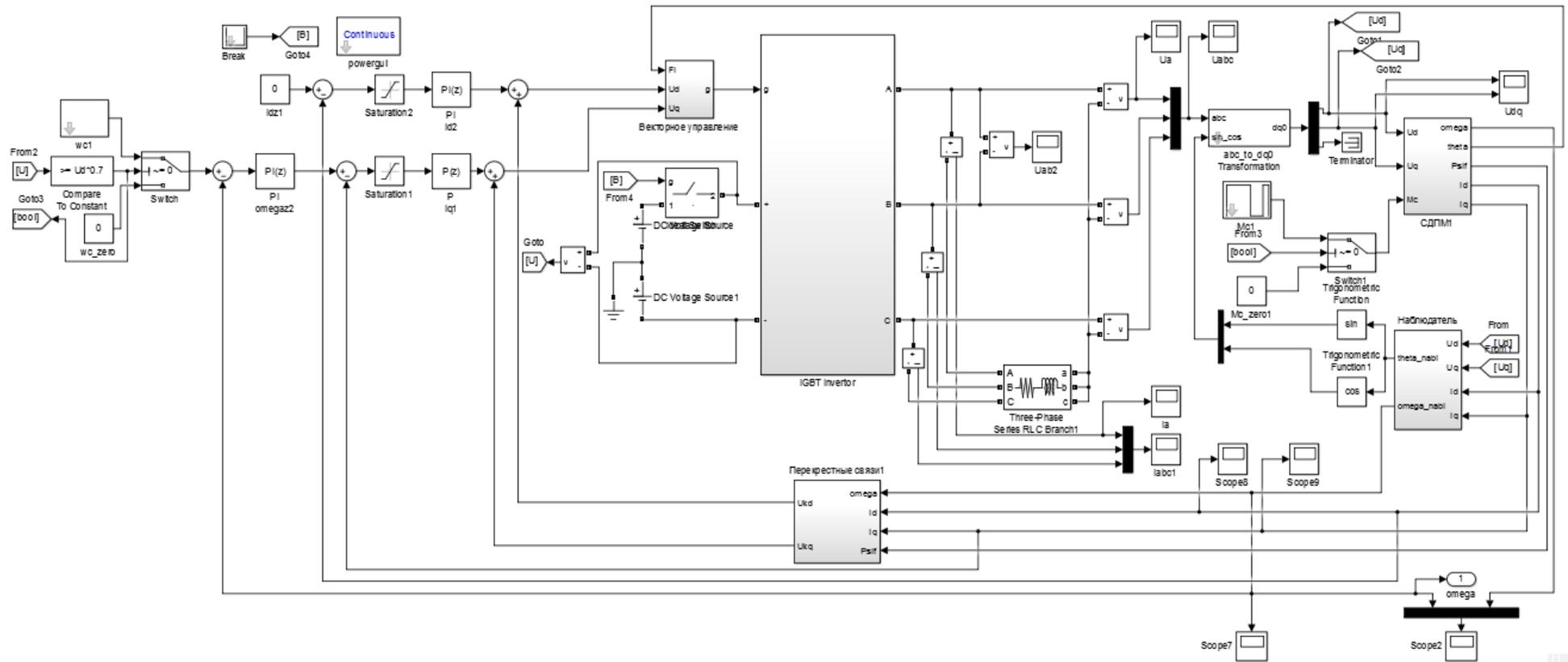
Модель адаптивного наблюдателя скорости



Приложение У

(рекомендуемое)

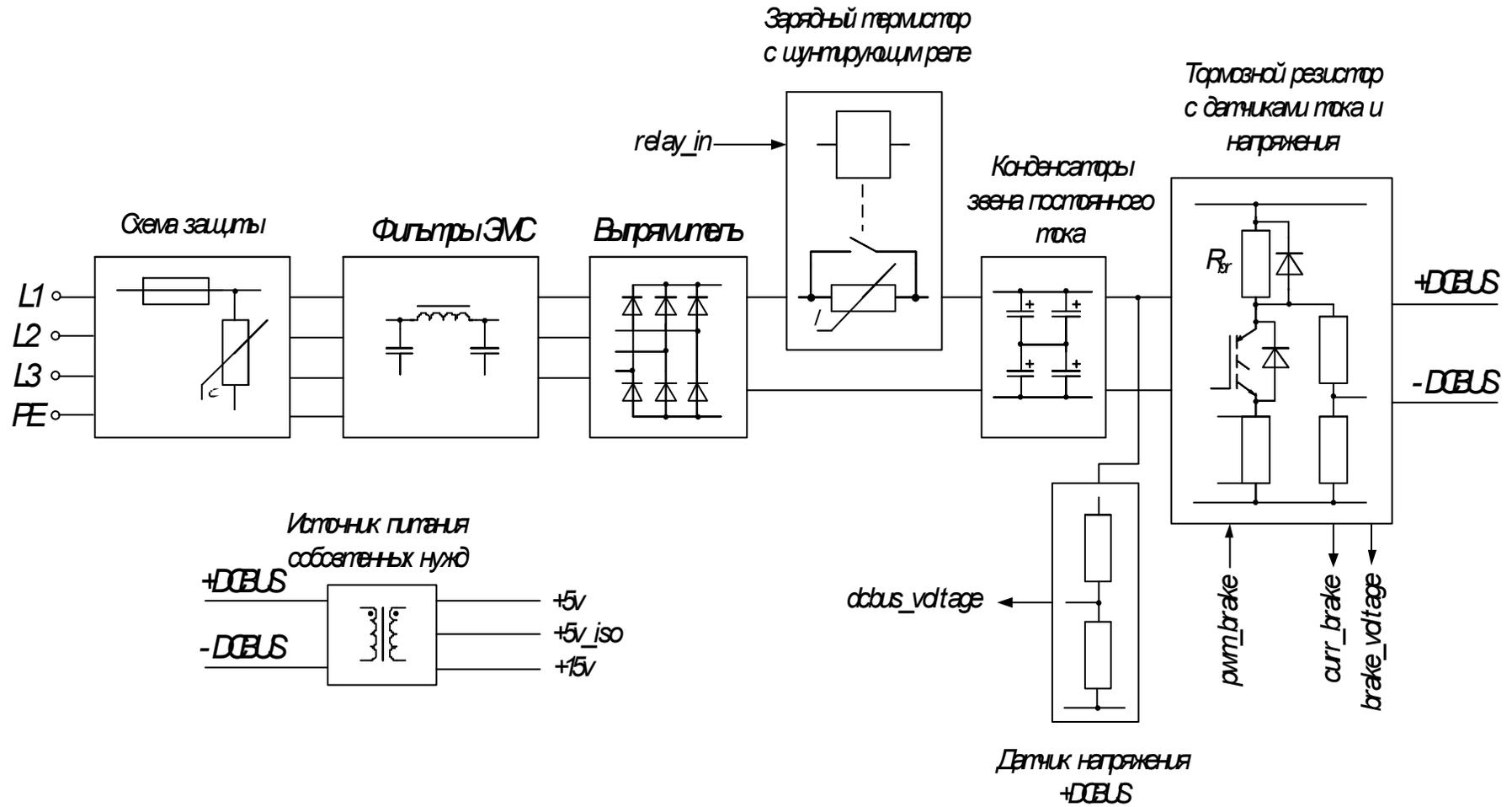
Модель системы бездатчикового управления СДПМ



Приложение Ф

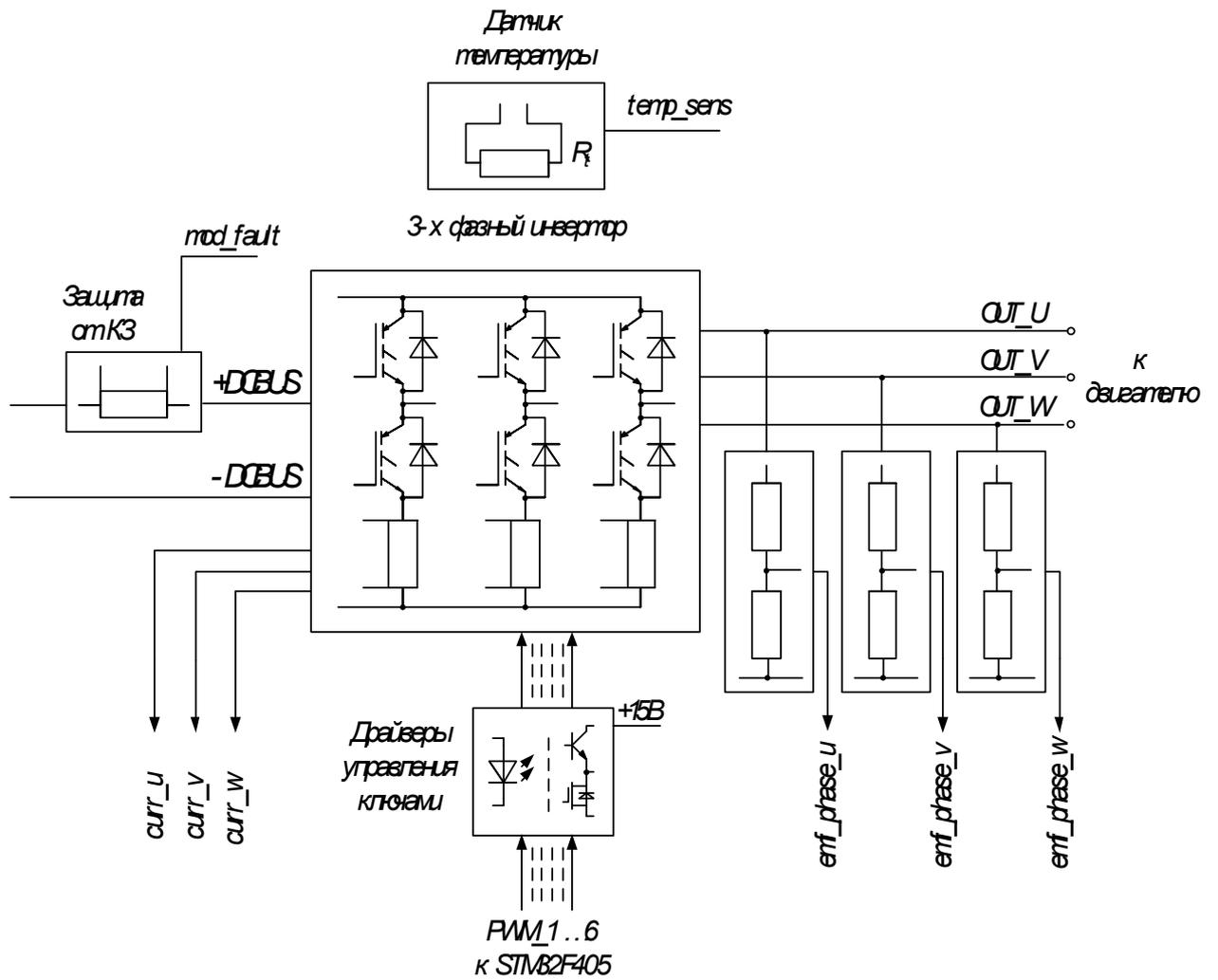
(рекомендуемое)

Функциональная схема силовой части

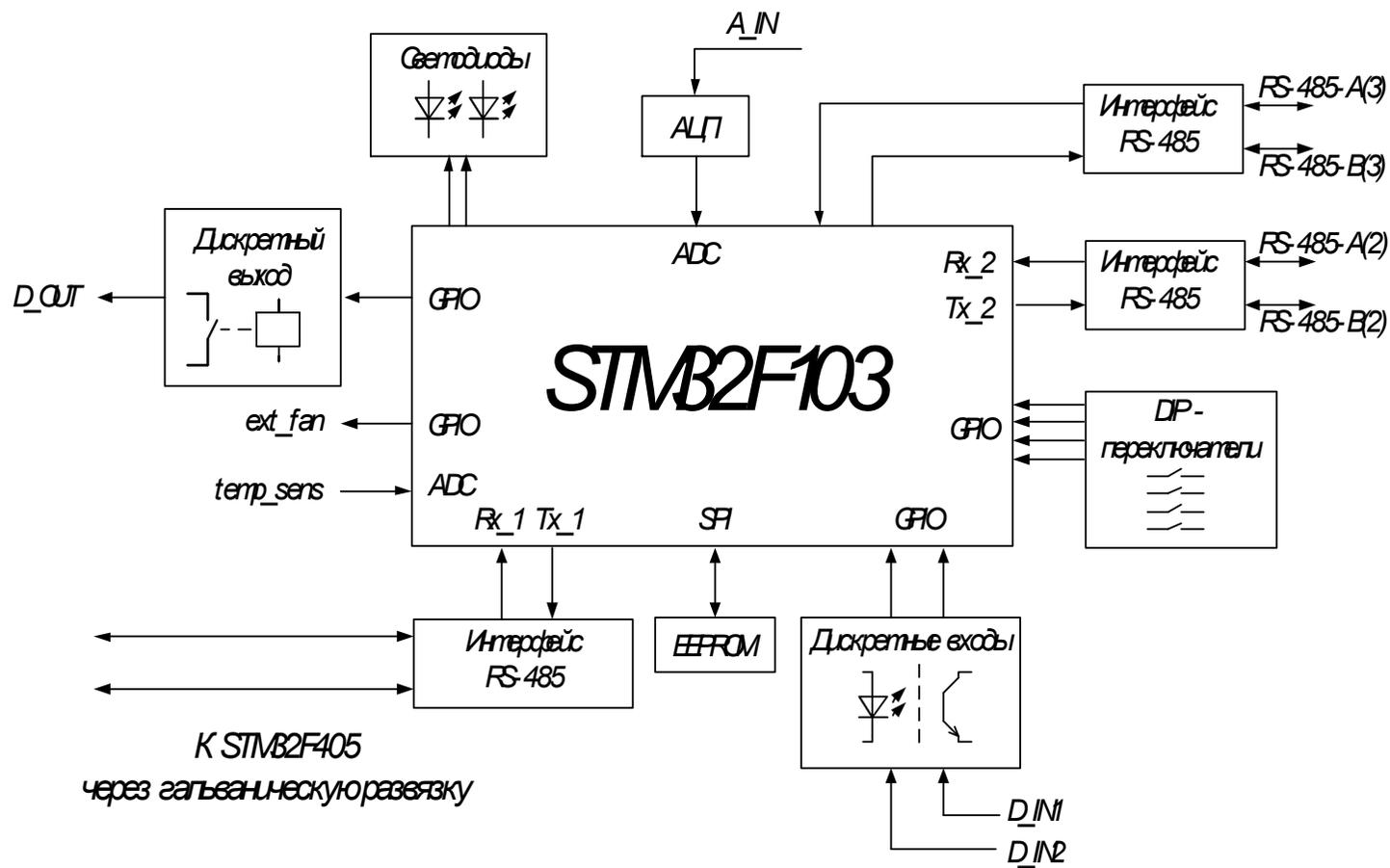


Приложение X (рекомендуемое)

Функциональная часть силовой и процессорной части



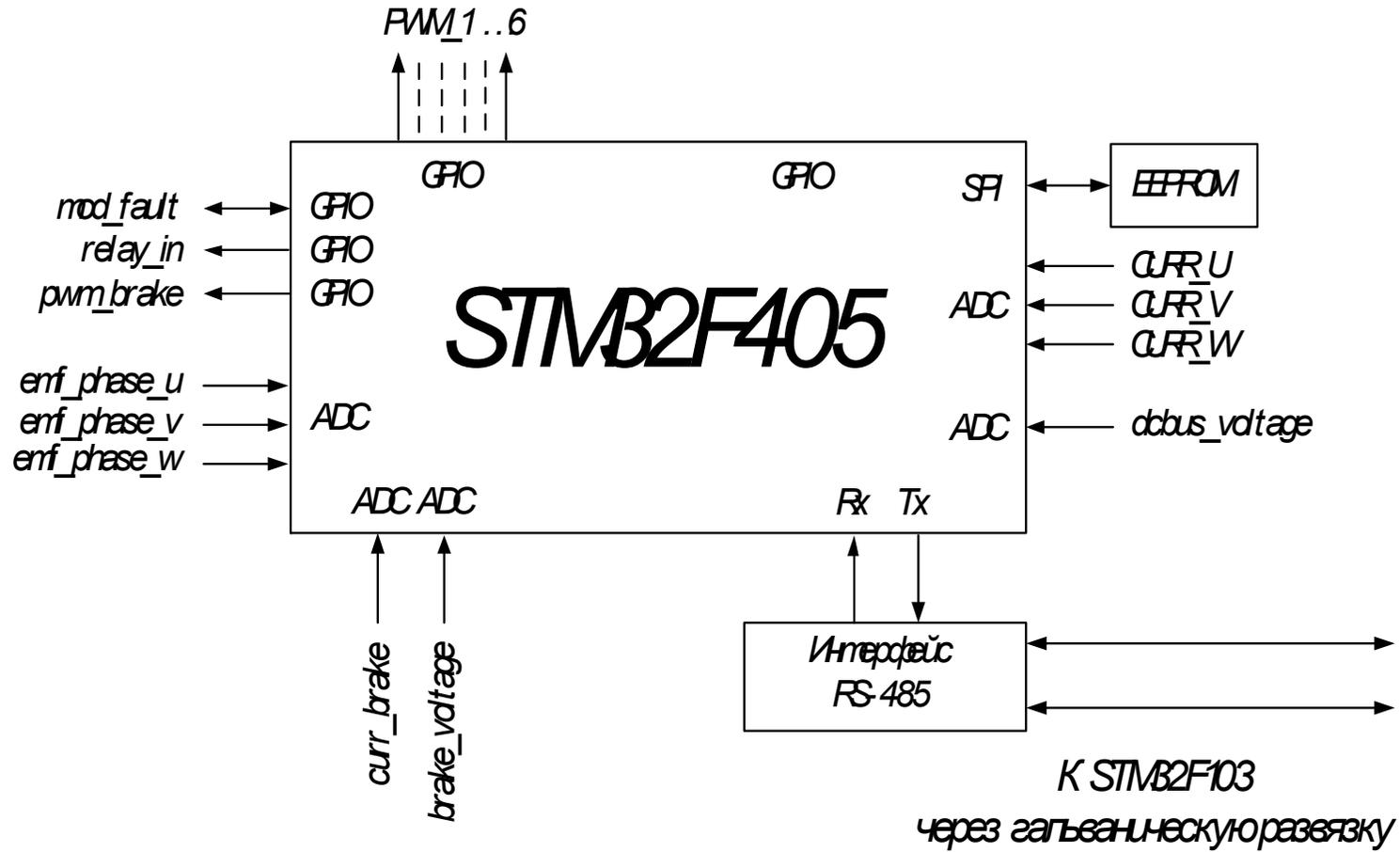
Приложение Ц
 (рекомендуемое)
 Первый процессор



Приложение Ш

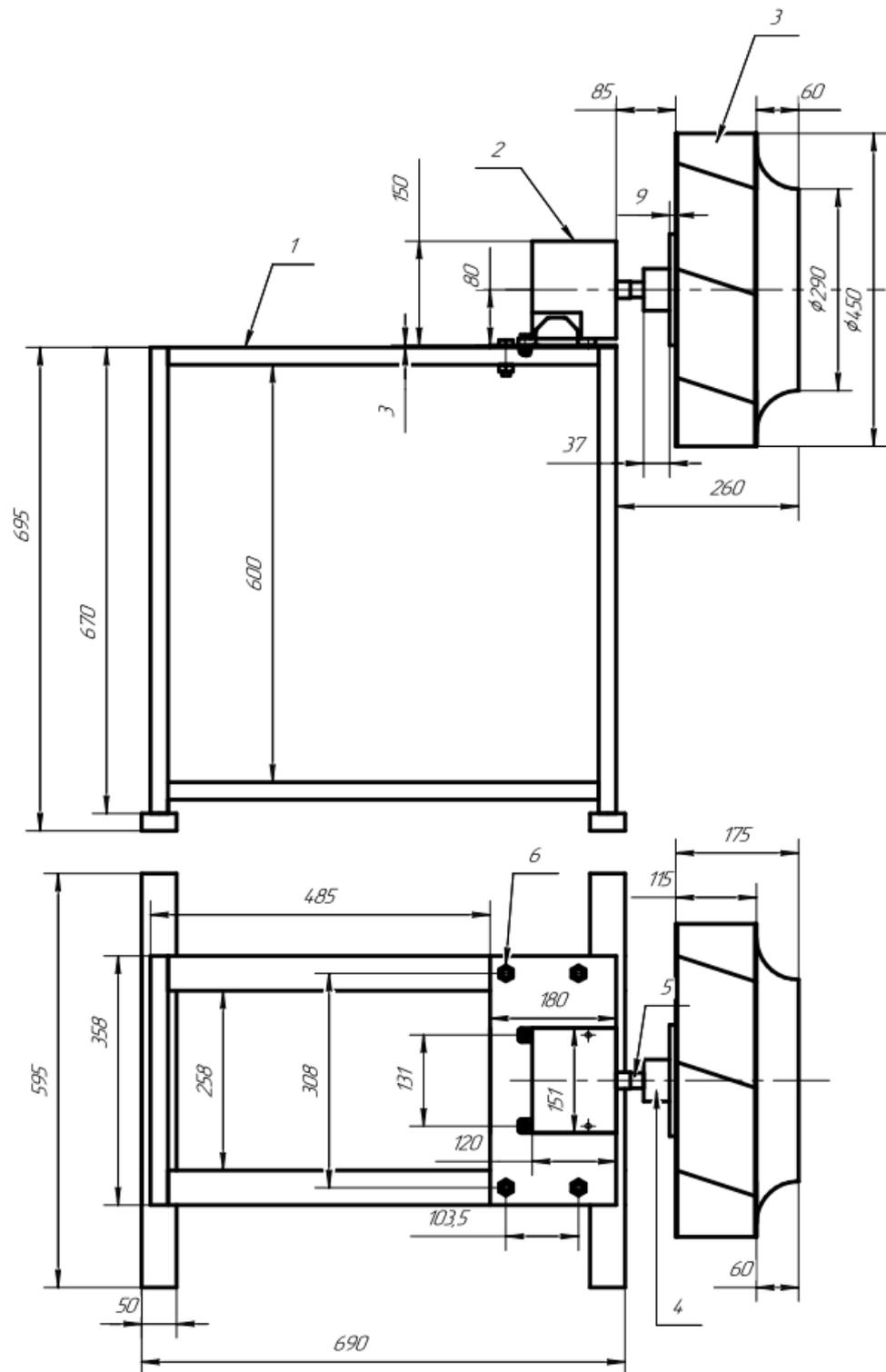
(рекомендуемое)

Второй процессор



Приложение Ш (рекомендуемое)

Чертёж оснастки для крепления двигателя с крыльчаткой



Приложение Э
(обязательное)

Раздел 1 Методы управления синхронной машиной
Methods of controlling a synchronous machine

Раздел 2 Разработка системы векторного управления синхронным двигателем
с постоянными магнитами
**The development of a system of vector control synchronous motor with
permanent magnets**

Студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
8ТМ71	Омаров Амир Казиевич		

Консультант ОАР ИШИТР:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Ассистент ИШИТР ОАР	Зарницын Александр Юрьевич	—		

Консультант – лингвист ОИЯ ШБИП:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Старший преподаватель ОИЯ ШБИП	Пичугова Инна Леонидовна	—		

ABBREVIATIONS

AM – asynchronous motor

AVI – autonomous voltage inverter

RPS – rotor position sensor

DCM – direct current motor

FC– frequency converter

PMSM – permanent magnet synchronous motor

PWM – pulse width modulation

EMF – electromotive force

INTRODUCTION

Applications of the permanent magnets synchronous motor (PMSM) are expanding due to the high efficiency and the ratio of useful power to mass in comparison with other types of engines of similar power. In this regard, research in this area can be considered relevant.

The most common type of PMSM control is vector control. With the help of vector control it is possible to solve all the necessary problems of motion control.

The purpose of this work is to build a system of sensorless vector control PMSM.

The tasks of the work include the following items:

- construction of a mathematical model of PMSM;
- development of a model of autonomous voltage inverter (AVI);
- development of a model of PMSM state observer;
- synthesis of sensorless vector control system of PMSM;
- study of the effectiveness of the developed system.

1 Methods of controlling a synchronous machine

1.1 Modern methods of control of PMSM

Synchronous motor is an electric alternating current machine, the rotor speed of which is equal to the frequency of rotation of the magnetic field. PMSM differs from the asynchronous motor (AM) in that the speed of the rotor coincides with the speed of the stator field, whereas in AM the rotor moves at a slower speed and trying to catch up with the stator field. There are permanent magnets on the rotor of PMSM. There are two options for the location of the magnets:

1. directly on the rotor (surface mounted permanent magnet motor);
2. inside the steel rotor (interior mounted permanent magnet motor);

PMSM is more often used in systems with low power (up to several tens of kilowatts), namely in servos in conjunction with frequency converters (FC) [1]. However, applications in traction electric drives of megawatt power are also known [2].

PMSM replacing direct current motors (DCM) and AM in such areas as:

- circular pumps;
- drive of the compressors in refrigeration equipment;
- ventilation systems;
- rigs;
- oil production.

The expediency of replacement is caused by the tendency to reduce the cost of magnetic materials, as well as the improvement of the hardware of control systems. Most of all, the decision to replace DCM and AM with synchronous machines was influenced by the appearance of FC on isolated gate bipolar transistors (IGBT) and the use of vector PWM algorithm (PWM) [3, 4, 5].

The direction of development of PMSM control methods mainly depends on the current development of the hardware base of the drive, engines, FC, sensors, controllers.

In the presence or absence of RPS PMSM control systems are classified into sensor and sensorless.

More common is the classical method of sensor control, when the RPS (hall sensor, encoder, resolver, etc.) is installed on the PMSM shaft. In this case, the control system is simple, but the reliability of the system is reduced due to the complexity of the engine design.

The development of the theory of automatic control in the field of state observers has served the development of sensorless systems. This is very important for systems where the RPS is physically impossible to install on the engine shaft. Also sensorless systems are more reliable, relatively cheap and compact.

The main part of sensorless control methods is based on mathematical models of electromagnetic processes of alternating current motors. The methods are selected depending on the required range of rotation speeds. The main disadvantage of such methods is the inability to use at low speeds, since the rotor EMF used in the observer algorithm tends to zero and can't provide the accuracy of calculating the rotational speed.

Also, the currently existing algorithms can be classified into active and passive [7]. Active algorithms inject high-frequency test signals and analyze the reaction of the control object. Such algorithm of work of the observer at the expense of test signals losses in the engine and if increase that influences energy efficiency not in the best party. Passive algorithms are divided into non-adaptive and adaptive. Non-adaptive systems operate by means of a stator or rotor model of the engine, and adaptive systems use a reference model of the engine with the possibility of its adjustment. Adaptive systems are constructed using the Lyapunov function method.

PMSM control systems are built in a variety of ways, which are shown in the figure 1.

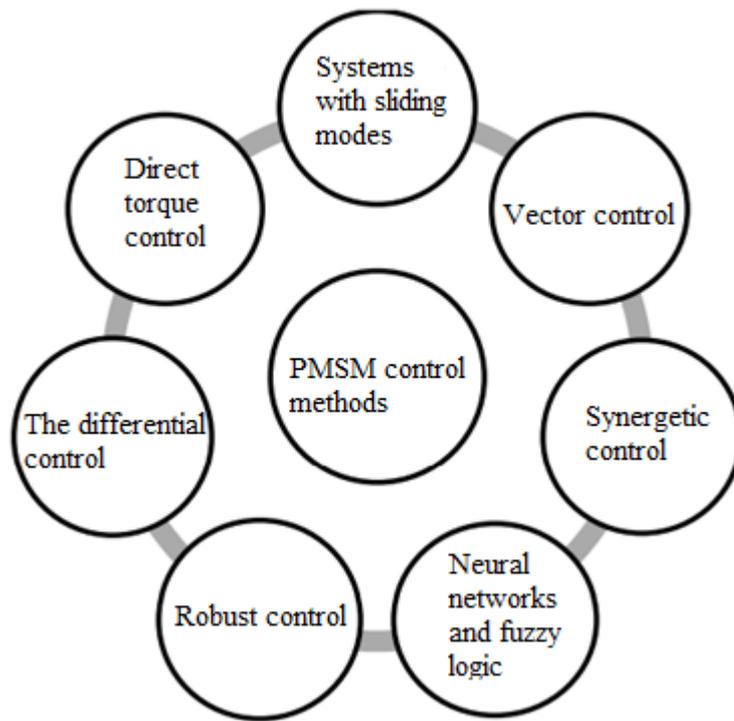


Figure 1 – PMSM control methods

Consider each of the ways to control PMSM in more detail.

The method of direct torque control is based on the selection of the voltage vector according to a predetermined table of values. This type of system has robustness when changing the parameters of the engine, a simple control algorithm and high speed. However, at small load angles, torque ripples and rotor speed fluctuations occur.

Differential control method allows to reduce torque ripple. This method uses the derivative of the electromagnetic moment and the module of the stator flux-coupling vector. But the characteristics of controlling at a high voltage deteriorates [8].

Systems with sliding modes are described by S. E. Ryvkin [9]. Such systems have a variable structure. In this control method, the control signal sign is reversed when the sliding surface is reached. The disadvantages of this control method include low stability in the field of reaching the sliding surface, high-frequency switching, which lead to rapid wear of both mechanical and electrical parts of the electric drive, as well as high requirements for the FC.

Modern systems based on neural networks and fuzzy logic have no restrictions on the linearity of the system, can operate in noise conditions and with quality training can control the engine in real time. The main disadvantages of these technologies are the complexity of algorithms and high requirements for computing power.

Robust control systems are used to control engines whose parameters can be changed in a wide range, as well as in a volatile environment. Although robust systems are not adaptive, they provide the required quality of control in such conditions. However, this type of control has't received wide practical application [10].

In a synergetic approach to PMSM control, the control criteria are expressed as a system of invariants. the PMSM has two control channels, so no more than two invariants can be set for it. The paper [11] describes the method of application. This method has high accuracy, but has complex calculations and a lot of time for data processing.

Vector or " field-oriented " control based on the orientation of the vector of the flux linkage generated by the permanent magnets.

The most common methods for controlling PMSM are direct torque control and vector control. The system with direct torque control better show themselves in dynamic modes and changes in the parameters of the system during operation. Systems with vector control are used for small load disturbances and static modes of operation, have a lower level of ripple and doesn't require large computational costs [12]. Since this paper considers an energy-efficient electric drive, vector control is chosen as a method of PMSM control, which provides lower losses in the engine due to the low level of current harmonics other than the first.

1.2 A mathematical model of PMSM

When drawing up a mathematical model of PMSM, we take the following assumptions [1]:

- 1) stator windings are symmetrical;
- 2) the inductance of the scattering doesn't depend on the position of the rotor in space;
- 3) there are no losses in the steel, the effect of the displacement current, the saturation of the magnetic circuit.

The equilibrium equations of the stator voltages will be made by a model of a PMSM is shown in figure 2. The equations will be made in a synchronous coordinate system (d, q) , which rotates together with the rotor and the d axis of which is oriented along the magnetic axis of the rotor.

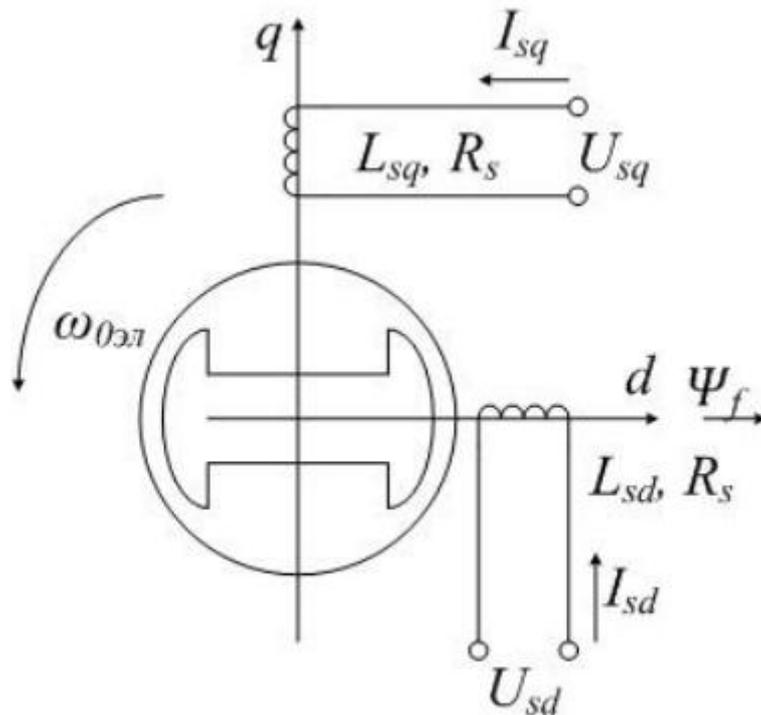


Figure 2 – PMSM model in a rotating coordinate system

This model of PMSM is described by a system of equations (1):

$$\begin{aligned}
U_{sd} &= R_s I_{sd} + p \Psi_{sd} - \omega_{0el} \Psi_{sq}; \\
U_{sq} &= R_s I_{sq} + p \Psi_{sq} + \omega_{0el} \Psi_{sd}; \\
\Psi_{sd} &= L_{sd} I_{sd} + \Psi_f; \\
\Psi_{sq} &= L_{sq} I_{sq},
\end{aligned} \tag{1}$$

where Ψ_{sd} , Ψ_{sq} , Ψ_f – stator flux linkage in axes d, q and generated by the permanent magnet;

I_{sd} , I_{sq} , U_{sd} , U_{sq} – currents and voltages of the stator along the axes d and q;

L_{sd} , L_{sq} – inductance of the stator windings in axes d and q;

R_s – resistance phase windings of the stator.

The equation for the electromagnetic torque and the equation of mechanics:

$$\begin{aligned}
M &= \frac{3}{2} p_n (\Psi_{sd} I_{sd} - \Psi_{sq} I_{sq}); \\
p\omega &= \frac{1}{J} (M - M_c - \beta\omega),
\end{aligned} \tag{2}$$

where M , M_c – electromagnetic torque and resistance torque;

J – the moment of inertia of the rotor;

β – viscous friction coefficient (damping coefficient).

Rewrite equations (1) and (2) with respect to currents I_{sd} and I_{sq} :

$$\begin{aligned}
pI_{sd} &= \frac{1}{L_{sd}} (U_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_{0el} L_{sq} I_{sq}); \\
pI_{sq} &= \frac{1}{L_{sq}} (U_{sq} - R_s I_{sq} - \omega_{0el} L_{sd} I_{sd} - \omega_{0el} \Psi_f); \\
M &= \frac{3}{2} p_n (\Psi_f I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq}); \\
p\omega &= \frac{1}{J} (M - M_c - \beta\omega),
\end{aligned} \tag{3}$$

Mathematical model of PMSM, expressed by a system of equations (3).

According to this system, the block diagram is presented in the figure 3.

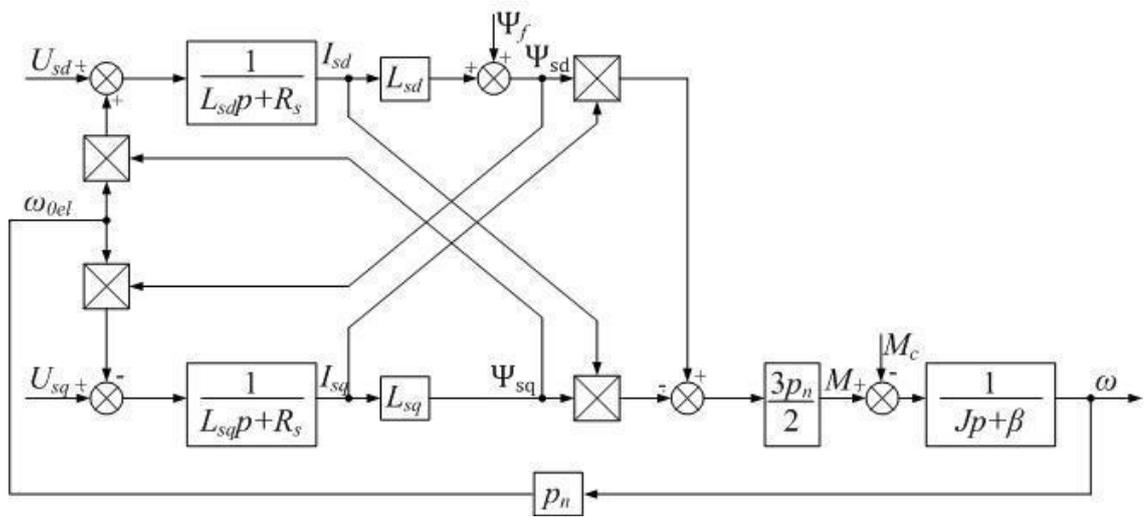


Figure 3 – Structural diagram of PMSM in a rotating coordinate system

The speed of the synchronous machine remains constant even when the load changes. In this case, the rotor flux-coupling vector changes its angular position relative to the stator flux-coupling vector. Vectors coincide in space only in the mode of perfect idling. When applying load on the shaft of the motor, the flux linkage vector of the rotor is deflected by the θ , which is called the load angle. The load angle is defined as the integral of the difference between the instantaneous electric velocities of the stator and rotor fields.

The equation of the load angle in the operator form is as follows:

$$\theta = \frac{\omega_{0el} - \omega p_n}{p}; \quad (4)$$

At load angle 90° engine torque reaches maximum. With a further increase in the load angle, the engine passes into the instability zone and the torque decreases and the engine stops. The angular characteristic is shown in the figure 4, where indicated: M_r and θ_r – rated torque and load angle, M_{max} – maximum torque.

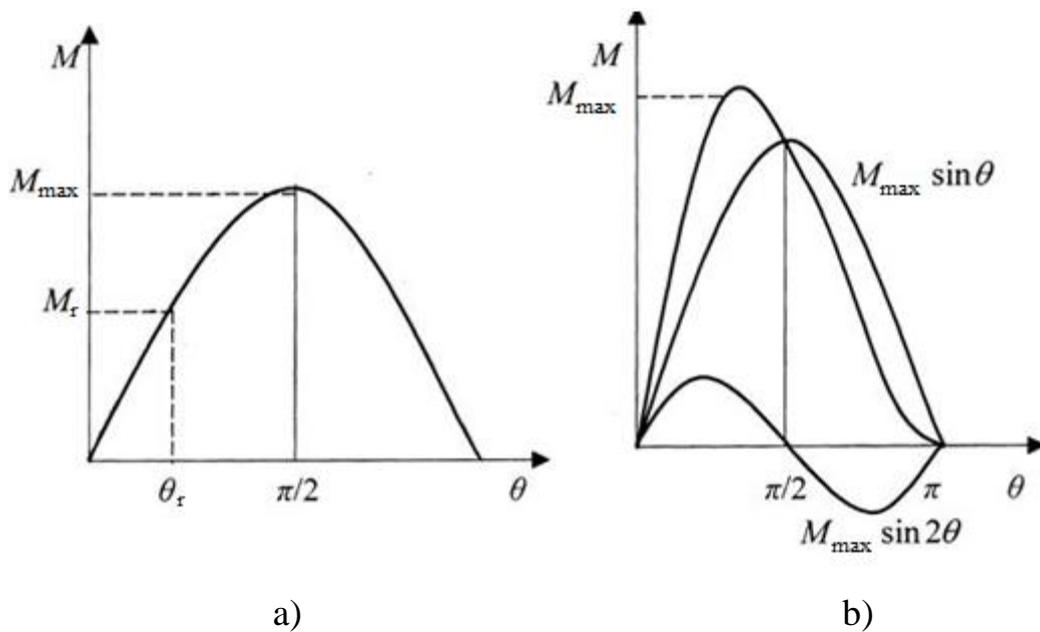


Figure 4 – Angular characteristics of PMSM: a) interior mounted permanent magnet engine; b) surface mounted pole engine

For interior mounted permanent magnet engine angular characteristic has a sinusoidal form. For surface mounted permanent magnets engine it is necessary to consider the reactive torque proportional to $\sin 2\theta$, the shape of the curve differs from the sinusoidal one.

Also, the engine torque is limited by the following factors [13]:

1. The stator current at which the permanent magnets of the rotor are demagnetized limits the maximum torque.
2. Also, the temperature at which the magnets are demagnetized limits the maximum torque.

2 The development of a system of vector control synchronous motor with permanent magnets

2.1 State observer

Due to the huge number of algorithms for estimating engine parameters, there are a large number of observers. Their simplified classification can be found in the figure 5 , and the source [14] describes the differences between the types of observers.

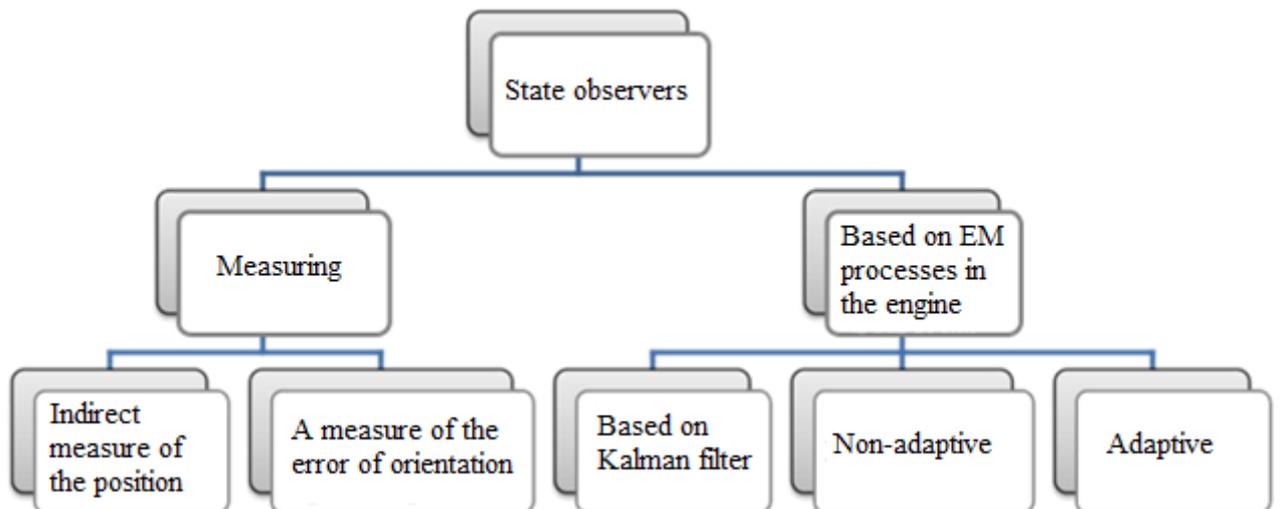


Figure 5 – Classification of state observers

The paper uses an adaptive velocity observer. The basis of this type of observers is a special unit adapting the model to the real processes occurring in the engine.

To develop an adaptive observer, we use the technique described in [10]. We write a system of equations (1), which describes the electromagnetic processes in PMSM in the normal form of Cauchy:

$$\begin{aligned}\frac{dI_{sd}}{dt} &= \frac{1}{L_{sd}} (U_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_{0el} L_{sq} I_{sq}); \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= \frac{1}{L_{sq}} (U_{sq} - R_s I_{sq} - \omega_{0el} L_{sd} I_{sd} - \omega_{0el} \Psi_f); \end{aligned} \quad (5)$$

Rewriting in matrix form (5) we obtain:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{U}; \quad (6)$$

where

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} & \omega_{0el} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\omega_{0el} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{R_s}{L_{sq}} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{sd} + \frac{\Psi_f}{L_{sd}} \\ I_{sq} \end{pmatrix}, \\ \mathbf{B} \mathbf{U} &= \begin{pmatrix} \frac{U_{sd} L_{sd} + R_s \Psi_f}{L_{sd}^2} \\ \frac{U_{sq}}{L_{sq}} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (7)$$

We use the matrix equation (6) as a reference model for constructing a velocity observer.

The following is a system describing the stator model of PMSM:

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{I}_{sd}}{dt} &= \frac{1}{L_{sd}} (U_{sd} - R_s \hat{I}_{sd} + \hat{\omega}_{0el} L_{sq} \hat{I}_{sq}); \\ \frac{d\hat{I}_{sq}}{dt} &= \frac{1}{L_{sq}} (U_{sq} - R_s \hat{I}_{sq} - \hat{\omega}_{0el} L_{sd} \hat{I}_{sd} - \hat{\omega}_{0el} \Psi_f); \end{aligned} \quad (8)$$

where $\hat{I}_{sd}, \hat{I}_{sq}, \hat{\omega}_{0el}$ – currents and speed estimated by the observer.

Rewriting the system (8) in matrix form we obtain:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{U}; \quad (9)$$

where

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} & \hat{\omega}_{0el} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\hat{\omega}_{0el} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{R_s}{L_{sq}} \end{pmatrix}, \hat{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{I}_{sd} + \frac{\Psi_f}{L_{sd}} \\ \hat{I}_{sq} \end{pmatrix}. \quad (10)$$

The equations (8) and (10) are obtained by replacing the stator current and engine speed variables with the values estimated by the observer. Figure 6 shows the model of the engine stator, and figure 7 shows the structure of the adaptive observer.

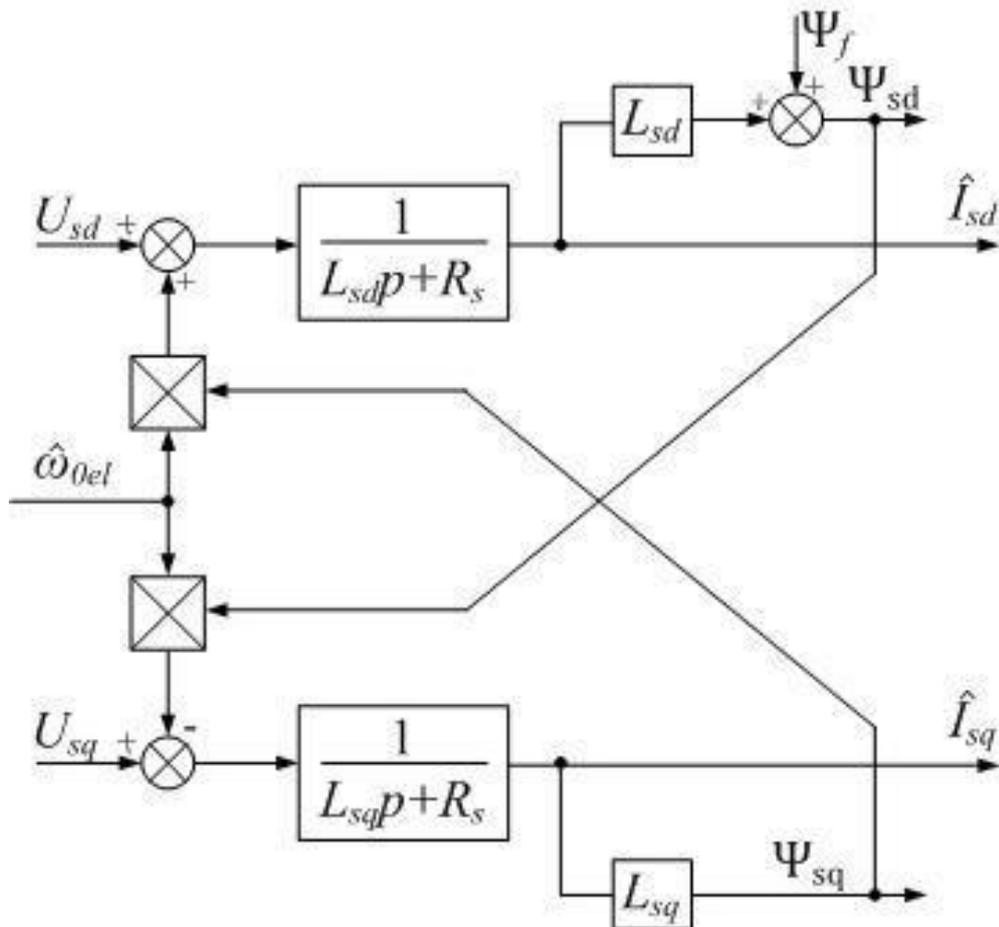
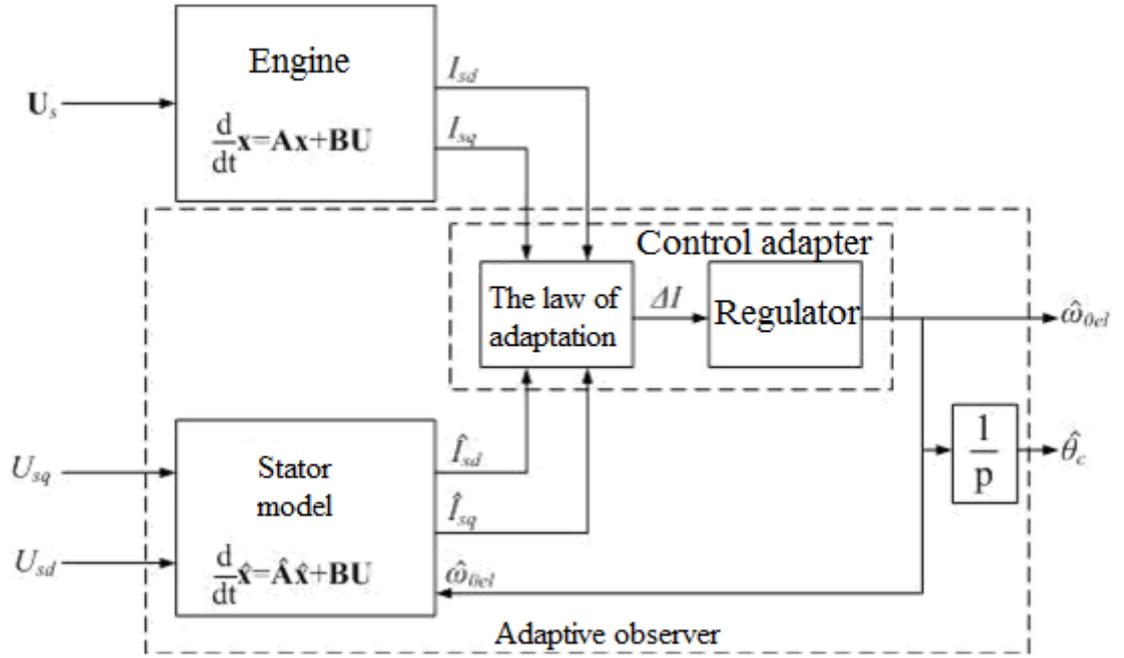


Figure 6 – Structure of stator model



$\hat{\theta}_c$ – the observed angle is obtained by integrating the observed velocity.

Figure 7 - Structure of adaptive observer

The following is an error between the real and observed values:

$$\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} I_{sd} - \hat{I}_{sd} \\ I_{sq} - \hat{I}_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta I_{sd} \\ \Delta I_{sq} \end{pmatrix}. \quad (11)$$

The following is the error matrix, which is the state matrix of the system:

$$\Delta \mathbf{A} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} 0 & \Delta \omega_{0el} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\Delta \omega_{0el} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & 0 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

where $\Delta \omega_{0el} = \hat{\omega}_{0el} - \omega_{0el}$.

The derivative of the error is the following:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{e} = \frac{d}{dt} \mathbf{x} - \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{U} - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{B}\mathbf{U}. \quad (13)$$

Considering (11) and (12) we can rewrite (13):

$$\frac{d}{dt} \mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{e} - \Delta \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}. \quad (14)$$

To analyze the stability of the observer's work, we use the Lyapunov function method. As a Lyapunov function, consider the following:

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{(\widehat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\lambda} = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{\Delta\omega_{0el}^2}{\lambda}. \quad (15)$$

where λ – any positive number.

Function V is positive because the conditions are true:

$$\mathbf{e}^T \mathbf{e} = \Delta I_{sd}^2 + \Delta I_{sq}^2 > 0, \quad (16)$$

$$\frac{\Delta\omega_{0el}^2}{\lambda} > 0.$$

The derivative of (15) has the form:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V &= \frac{d}{dt} \left(\mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{(\widehat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\lambda} \right) = \frac{d}{dt} \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{d}{dt} \frac{\Delta\omega_{0el}^2}{\lambda} = \left(\frac{d}{dt} \mathbf{e}^T \right) \mathbf{e} + \frac{d}{dt} \mathbf{e} + \\ &+ \frac{1}{\lambda} \left(\frac{\partial(\widehat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\partial \widehat{\omega}_{0el}} \frac{d\widehat{\omega}_{0el}}{dt} + \frac{\partial(\widehat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\partial \omega_{0el}} \frac{d\omega_{0el}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

We analyze the possibility of negative values of the derivative Lyapunov function, assuming that the adaptation of the system is much faster than the changing of observed value, that is the speed ω_{0el} . Then ω_{0el} can be considered a constant for the period of adaptation, which means that its derivative $\frac{d\omega_{0el}}{dt}$ is zero.

Taking these considerations into account, we rewrite (17) as follows:

$$\frac{d}{dt} V = \left(\frac{d}{dt} \mathbf{e}^T \right) \mathbf{e} + \frac{d}{dt} \mathbf{e} + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\widehat{\omega}_{0el}}{dt}. \quad (18)$$

Now substitute (14) in (18) and get:

$$\frac{d}{dt} V = (\mathbf{A}\mathbf{e} - \Delta\mathbf{A}\widehat{\mathbf{x}})^T \mathbf{e} + \mathbf{e}^T (\mathbf{A}\mathbf{e} - \Delta\mathbf{A}\widehat{\mathbf{x}}) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\widehat{\omega}_{0el}}{dt}. \quad (19)$$

Making matrix operations equation (19) can be written as the sum of three components:

$$\frac{d}{dt} V = S_1 + S_2 + S_3, \quad (20)$$

where

$$S_1 = -\frac{2R_s \Delta I_{sd}^2}{L_{sd}} - \frac{2R_s \Delta I_{sq}^2}{L_{sq}},$$

$$S_2 = 2\omega_{0el} \Delta I_{sd} \Delta I_{sq} \left(\frac{L_{sq}}{L_{sd}} - \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \right), \quad (21)$$

$$S_3 = 2\Delta\omega_{0el} \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \hat{I}_{sd} \Delta I_{sq} - \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \hat{I}_{sq} \Delta I_{sd} + \frac{\Psi_f \Delta I_{sq}}{L_{sq}} \right) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt},$$

As a result, the law of adaptation follows from the negativity of the expression (20).

Let us rewrite the components S_1 , S_2 , S_3 for interior mounted permanent magnet engine, given that $L_{sd} = L_{sq} = L_s$:

$$\begin{aligned} S'_1 &= -\frac{2R_s \Delta I_{sd}^2}{L_s} - \frac{2R_s \Delta I_{sq}^2}{L_s}, \\ S'_2 &= 2\omega_{0el} \Delta I_{sd} \Delta I_{sq} \left(\frac{L_s}{L_s} - \frac{L_s}{L_s} \right) = 0, \\ S'_3 &= 2\Delta\omega_{0el} \left(\hat{I}_{sd} \Delta I_{sq} - \hat{I}_{sq} \Delta I_{sd} + \frac{\Psi_f \Delta I_{sq}}{L_s} \right) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt}, \end{aligned} \quad (22)$$

Since all coefficients are positive, S'_1 is negative, and since $S'_2 = 0$ the derivative of the Lyapunov function will be negative if S'_3 is zero. In this case, the function V can be considered a Lyapunov function, and the observer will be stable.

Equating S'_3 to zero we get:

$$\begin{aligned} S'_3 &= 2\Delta\omega_{0el} \left(\hat{I}_{sd} \Delta I_{sq} - \hat{I}_{sq} \Delta I_{sd} + \frac{\Psi_f \Delta I_{sq}}{L_s} \right) + \frac{2\Delta\omega_{0el}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt} = 0 \Rightarrow \\ \frac{d\hat{\omega}_{0el}}{dt} &= \lambda \left(\hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_s} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}) \right) \Rightarrow \\ \hat{\omega}_{0el} &= \lambda \int \left(\hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_s} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}) \right) dt. \end{aligned} \quad (23)$$

Function (23), is a function of the law of adaptation of the observer, for interior mounted PMSM.

$$\Delta I = \hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_s} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}). \quad (24)$$

The regulator of the adapting link contains an integral component with a positive coefficient λ .

Consider the case of surface mounted permanent magnets engine, given that $L_{sd} \neq L_{sq}$. In this case S'_2 will not be reduced to zero. The sign of the ω_{0el} is unknown. To reduce the summand S_2 to zero, use the method from the source [7].

In the Lyapunov function (15) we introduce the matrix \mathbf{H} :

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{H} \mathbf{e} + \frac{(\hat{\omega}_{0el} - \omega_{0el})^2}{\lambda} = a \Delta I_{sd}^2 + b \Delta I_{sq}^2 + \frac{\Delta \omega_{0el}^2}{\lambda}. \quad (25)$$

where

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{pmatrix}; a, b > 0 \quad (26)$$

Find the derivative of the function (25):

$$\frac{d}{dt} V = (\mathbf{A} \mathbf{e} - \Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{H} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{H} (\mathbf{A} \mathbf{e} - \Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}) + \frac{2 \Delta \omega_{0el}}{\lambda} \frac{d \hat{\omega}_{0el}}{dt}. \quad (27)$$

Also, using matrix operations, the derivative of the Lyapunov function is reduced to the sum of three components:

$$\frac{d}{dt} V = S'_1 + S'_2 + S'_3, \quad (28)$$

where

$$\begin{aligned} S'_1 &= -b \frac{2R_s \Delta I_{sd}^2}{L_{sd}} - a \frac{2R_s \Delta I_{sq}^2}{L_{sq}}, \\ S'_2 &= 2\omega_{0el} \Delta I_{sd} \Delta I_{sq} \left(a \frac{L_{sq}}{L_{sd}} - b \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \right) = 0, \\ S'_3 &= 2\Delta \omega_{0el} \left(b \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \hat{I}_{sd} \Delta I_{sq} - a \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \hat{I}_{sq} \Delta I_{sd} + b \frac{\Psi_f \Delta I_{sq}}{L_{sq}} \right) + \frac{2\Delta \omega_{0el}}{\lambda} \frac{d \hat{\omega}_{0el}}{dt}, \end{aligned} \quad (29)$$

For information, the summand S'_2 to zero will take:

$$a = \frac{L_{sd}}{L_{sq}}, b = \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \quad (30)$$

Next, in S'_3 from (29) substitute the values of the coefficients a and b :

$$S'_3 = 2\Delta \omega_{0el} \left(\hat{I}_{sd} \Delta I_{sq} - \hat{I}_{sq} \Delta I_{sd} + \frac{\Psi_f \Delta I_{sq}}{L_{sd}} \right) + \frac{2\Delta \omega_{0el}}{\lambda} \frac{d \hat{\omega}_{0el}}{dt}, \quad (31)$$

Checking the condition $S'_3 = 0$ we get:

$$\hat{\omega}_{0el} = \lambda \int \left(\hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_{sd}} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}) \right) dt. \quad (32)$$

From (32) we obtain the function of the observer adaptation link for surface mounted PMSM:

$$\Delta I = \hat{I}_{sq} I_{sd} - \hat{I}_{sd} I_{sq} - \frac{\Psi_f}{L_{sd}} (I_{sq} - \hat{I}_{sq}). \quad (33)$$

As a result, the controller also contains an integral component with a positive coefficient λ as in the case of interior mounted PMSM.

It can be seen that the function (24) is a special case of the function (33).

LIST OF REFERENCES

1. Vinogradov A.B. Vektornoe upravlenie elektroprivodami peremennogo toka / GOUVPO «Ivanovskij gosudarstvennyj energeticheskij universitet imeni V.I. Lenina». – Ivanovo: Izd-vo IGEU, 2008. – 298 s.
2. Polfuntikov E.YU.. Tyagovyj dvigatel' s postoyannymi magnitami./ Sbornik nauchnyh trudov NGTU. – 2009, № 2(56). – S. 141–146.
3. Nurgaleev A.R., Pavlova Z.H., SHabanov V.A. Perspektivy ispol'zovaniya ventil'nogo elektroprivoda v neftyanoj i gazovoj promyshlennosti./ Ufimskij gosudarstvennyj neftyanoj tekhnicheskij universitet. Available at: http://www.rusnauka.com/13_EISN_2013/Tecnic/5_137070.doc.htm (Accessed: 30.04.2018).
4. Korel'skij V., Potapenko E.M., Vasil'eva E.V.. Obzor sovremennyh metodov upravleniya sinhronnymi dvigatelyami s postoyannymi magnitami./ Nauchnyj zhurnal «Radioelektronika. Informatika. Upravlenie», 2001. - S. 155-159.
5. Koval'chuk D.A., Mazur A.V. Vektornoe upravlenie sinhronnym elektrodvigatelem. // «Avtomatizaciya tekhnologicheskikh i biznes processov». Odessa: Odesskaya nacional'naya akademiya pishchevyh tekhnologij. – 2014, №17 - S. 71-75. – Available at: <http://dropdoc.ru/doc/453471/vektornoe-upravlenie-sinhronnym-e-lektrodvigatelem.pdf> (Accessed: 03.05.2018).
6. Abd El' Vhab A. R. Razrabotka algoritmov upravleniya elektroprivoda s uluchshennymi dinamicheskimi harakteristikami na baze sinhronnogo dvigatelya s postoyannymi magnitami: avtoreferat dis. na soisk. uchen. step. kand. tekhn. nauk; FGBOU VPO «Nacional'nyj issledovatel'skij Tomskij politekhnicheskij universitet» – Tomsk, 2012 – 20 s.
7. Vdovin V.V. Adaptivnye algoritmy ocenivaniya koordinat bezdatchikovyh elektroprivodov peremennogo toka s rasshirennym diapazonom regulirovaniya: dis. na soisk. uchen. step. kand. tekhn. nauk; FGBOU VPO «Novosibirskij Gosudarstvennyj Tekhnicheskij Universitet» - Novosibirsk, 2014. – 244 s.

8. Zav'yalov V.M, Abd El' Vhab A. R. Differencial'noe upravlenie momentom sinhronnogo dvigatelya s postoyannymi magnitami. // «Sovremennyj elektroprivod». – 2012, № 1 – S. 8-15.

9. Ryvkin Sergey . Sliding mode for synchronouselectric drive / Eduardo Palomar Lever–CRC Press–2011, – 208 c.

10. Voroshilova O.N. Issledovanie robstnoj sistemy upravleniya ventil'nym elektroprivodom. // Avtomatika i Elektronika. Nauchno-tekhnicheskaya konferenciya studentov, aspirantov i molodyh uchyonyh. Nikolaev: Nacional'nyj universitet korablestroeniya im. admirala Makarova – Available at: <http://conference.nuos.edu.ua> (Accessed: 05.05.2018)

11. Glazunov V.F., Pikunov V.V., Repin A.A. Metodika sinteza sistemy upravleniya sinhronnym dvigatelem na osnove sinergeticheskogo podhoda. // «Vestnik IGEU» – 2005, № 3.

12. Abd El' Vhab A. R., Karakulov A.S., Dement'ev YU.N., Kladiev S.N. Sravnitel'nyj analiz vektornogo upravleniya i pryamogo upravleniya momentom sinhronnogo elektrodvigatelya s postoyannymi magnitami. // «Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta» – 2011, T. 319, №4. S– 93–99.

13. Gorobec N.M. Issledovanie sovremennyh servoprivodov na baze sinhronnogo dvigatelya s postoyannymi magnitami.— Doneck:DonTU – Available at: <http://www.uran.donetsk.ua/~masters/2009/eltf/gorobets/report/index.htm> (Accessed: 07.05.2018).

14. Kalachyov YU.N. Nablyudateli sostoyaniya v vektornom elektroprivode. – M., 2013. – 63 s.