

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
**«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

Институт Энергетический институт

Направление подготовки 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника»

Кафедра Электропривода и электрооборудования

БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА

Тема работы
Сервоконтроллер – синхронный электродвигатель при работе от датчиков положения с различной дискретностью

УДК 621.313.323:004.31

Студент

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГЗБ	Якимов Дмитрий Анатольевич		

Руководитель

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент	Каракулов А.С.	к.т.н.		

КОНСУЛЬТАНТЫ:

По разделу «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение»

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Старший преподаватель	Потехина Н.В.	-		

По разделу «Социальная ответственность»

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Профессор	Панин В.Ф.	д.т.н.		

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ:

Зав. кафедрой	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
ЭПЭО	Дементьев Ю.Н.	к.т.н., доцент		

Томск – 2017 г.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
 Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
 высшего образования
**«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
 ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

Институт Энергетический институт
 Направление подготовки 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника
 Кафедра Электропривода и электрооборудования

УТВЕРЖДАЮ:
 Зав. кафедрой ЭЭС
 _____ Дементьев Ю.Н.

ЗАДАНИЕ
на выполнение выпускной квалификационной работы

В форме:

Бакалаврской работы

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

Студенту:

Группа	ФИО
5ГЗБ	Якимову Дмитрию Анатольевичу

Тема работы:

Сервоконтроллер – синхронный электродвигатель при работе от датчиков положения с различной дискретностью
--

Утверждена приказом директора (дата, номер)	
---	--

Срок сдачи студентом выполненной работы:	
--	--

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ:

Исходные данные к работе <i>(наименование объекта исследования или проектирования; производительность или нагрузка; режим работы (непрерывный, периодический, циклический и т. д.); вид сырья или материал изделия; требования к продукту, изделию или процессу; особые требования к особенностям функционирования (эксплуатации) объекта или изделия в плане безопасности эксплуатации, влияния на окружающую среду, энергозатратам; экономический анализ и т. д.).</i>	Синхронный электродвигатель с возбуждением от постоянных магнитов MSMD022PIS: • Номинальная мощность 200 Вт; • Номинальный ток 1,6 А; • Номинальное напряжение 91 В; • Номинальная скорость вращения 3000 об/мин; • Номинальный момент 0,663 Нм; • Сопротивление обмотки якоря 6,75 Ом; • Индуктивность статора 8,85 мГн; • Момент инерции двигателя $0,018 \cdot 10^{-4}$ кг·м³. Тип датчика обратной связи – датчик Холла, установленный на валу электродвигателя.
Перечень подлежащих исследованию, проектированию и разработке вопросов <i>(аналитический обзор по литературным источникам с целью выяснения достижений мировой науки техники в рассматриваемой области; постановка задачи исслед-</i>	Титульный лист Задание Реферат Оглавление Введение Раздел 1. Выбор сервоконтроллера и электродвига-

дования, проектирования, конструирования; содержание процедуры исследования, проектирования, конструирования; обсуждение результатов выполненной работы; наименование дополнительных разделов, подлежащих разработке; заключение по работе).	теля Раздел 2. Разработка цифровой системы векторного управления вентильным двигателем Раздел 3. Моделирование системы электропривода Раздел 4. Исследование микропроцессорной системы управления БДПТ Заключение Список литературы Приложения
---	---

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей)	
--	--

Консультанты по разделам выпускной квалификационной работы	
Раздел	Консультант
Социальная ответственность	Панин Владимир Филиппович
Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение	Потехина Нина Васильевна

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

Задание выдал руководитель:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент	Каракулов Александр Сергеевич	к.т.н.		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГЗБ	Якимов Дмитрий Анатольевич		

**ЗАДАНИЕ ДЛЯ РАЗДЕЛА
«ФИНАНСОВЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ, РЕСУРСОЭФФЕКТИВНОСТЬ И РЕСУРСО-
СБЕРЕЖЕНИЕ»**

Студенту:

Группа	ФИО
5ГЗБ	Якимову Дмитрию Анатольевичу

Институт	Энергетический	Кафедра	ЭПЭО
Уровень образования	Бакалавр	Направление/специальность	Электроэнергетика и электротехника

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

1. Стоимость ресурсов научно-технического исследования (НТИ): материально-технических, энергетических, финансовых, информационных и человеческих	Оклады в соответствии с окладами сотрудников НИ ТПУ.
2. Нормы и нормативы расходования ресурсов	30 % премии 20 % надбавки 16 % накладные расходы 30 % районный коэффициент
3. Используемая система налогообложения, ставки налогов, отчислений, дисконтирования и кредитования	27,1 % отчисления на социальные нужды

Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:

1. Оценка коммерческого потенциала, перспективности и альтернатив проведения НТИ с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения	Оценки перспективности проекта по технологии QuaD.
2. Планирование и формирование бюджета научных исследований	Формирование плана и графика разработки: - определение структуры работ; - определение трудоемкости работ; - разработка графика Ганта. Формирование бюджета затрат на НТИ: - заработная плата (основная и дополнительная); - отчисления на социальные цели; - амортизация; - накладные расходы.
3. Определение ресурсной (ресурсосберегающей), финансовой, бюджетной, социальной и экономической эффективности научно-технического исследования	Определение эффективности НТИ

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей):

1. Оценочная карта QuaD
2. Календарный план-график проведения НТИ
3. Бюджет затрат НТИ

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

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Старший преподаватель	Потехина Н.В.	-		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГЗБ	Якимов Дмитрий Анатольевич		

ЗАДАНИЕ ДЛЯ РАЗДЕЛА «СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ»

Студенту:

Группа	ФИО
5ГЗБ	Якимову Дмитрию Анатольевичу

Институт	Энергетический	Кафедра	ЭПЭО
Уровень образования	Бакалавр	Направление/специальность	Электроэнергетика и электротехника

Исходные данные к разделу «Социальная ответственность»:	<i>1. Описание рабочего места на предмет:</i> <i>Разработка системы управления на пользовательском компьютере в помещении площадью 52 м². Проведение экспериментов на стенде с электрооборудованием напряжением до 220 вольт.</i>
Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:	<i>1. Анализ вредных факторов, проектируемой производственной среды в следующей последовательности:</i> – Расчет освещения рабочей зоны, которое должно соответствовать СанПиН 2.2.1/2.1.1.1278-03, не снижающее зрение человека. – Уменьшение уровня шума. – Проверка уровня воздействия электромагнитного излучения и статического электричества. <i>2. Анализ опасных факторов проектируемой производственной среды в следующей последовательности:</i> – Составление правил работы с исследуемым оборудованием для предотвращения травматизма от движущихся механизмов. – Мероприятия для уменьшения вибрации. – Электробезопасность. <i>3. Охрана окружающей среды:</i> – Правила утилизации отходов лаборатории. – Анализ влияния электромагнитного и теплового излучения. Меры уменьшения влияния данных факторов. <i>4. Защита в чрезвычайных ситуациях:</i> – Наиболее вероятным ЧС при разработке и проверке систем управления синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов являются пожар и электропоражение на рабочем месте. – Составление плана эвакуации из лаборатории. <i>5. Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности:</i> – Перечень законодательных и нормативных документов в порядке их цитирования по пунктам раздела.

Перечень расчетного и графического материала:	<i>Расчет искусственного освещения для помещения; Составление плана эвакуации из помещения.</i>
--	---

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

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Профессор кафедры ЭБЖ	Панин В.Ф.	д.т.н., профессор		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГЗБ	Якимов Дмитрий Анатольевич		

РЕФЕРАТ

Выпускная квалификационная работа содержит 81 с., 54 рисунка, 2 таблицы, 38 источников.

Ключевые слова: синхронный электродвигатель, постоянные магниты, система управления, датчики положения, сервоконтроллер, математическая модель.

Объектом исследования является синхронный электродвигатель с постоянными магнитами.

Цель работы – исследовать работу синхронного электродвигателя при работе от датчиков положения с различной дискретностью.

В процессе исследования проводился выбор сервоконтроллера и электродвигателя, разработана цифровая система управления, смоделирована система электропривода, исследована микропроцессорная система управления.

Проведена проверка безопасности и экологичности проекта, также рассчитана экономическая эффективность модернизации оборудования.

Выпускная квалификационная работа выполнена в текстовом редакторе Microsoft Word 2013. Расчеты произведены в программной среде MathCAD 2015. Имитационное моделирование выполнено с использованием программы Simulink/Matlab 2012.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	10
1. ВЫБОР СЕРВОКОНТРОЛЛЕРА И ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ	12
1.1. Обзор современных сервоконтроллеров	12
1.2. Обоснование выбора электродвигателя.....	20
2. РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ	22
2.1. Принцип векторного управления, основанный на ориентации поля по вектору потокоцепления.....	22
2.2. Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магни- тами.....	24
2.2.1. Модель синхронной машины в неподвижной системе координат	26
2.2.2. Модель синхронной машины во вращающейся системе координат	31
2.3. Структурная схема силового канала электропривода.....	39
2.4. Синтез и анализ САУ РЭП	40
2.4.1. Структурная схема линеаризованной САУ РЭП	40
2.4.2. Оптимизация контура тока.....	43
2.4.3. Оптимизация контура скорости.....	44
3. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	46
3.1. Моделирование преобразователей координат	46
3.2. Разработка модели инвертора с широтно-импульсной модуляцией	51
3.3. Разработка блока определения углового положения ротора и скорости по датчикам холла	53
3.4. Разработка пропорционально-интегральных регуляторов	55
3.5. Модель синхронного двигателя с постоянными магнитами	56
4. ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕ- НИЯ БДПТ	58
4.1. Скалярный режим работы БДПТ	58
4.2. Токовый режим работы БДПТ	60
4.3. Моментный режим работы БДПТ с датчиками Холла	63

4.4. Скоростной режим	69
4.5. Исследование влияния частоты дискретизации контуров.....	73
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	77
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	78

ВВЕДЕНИЕ

Развитие техники, в особенности в отраслях автоматизированного производства, робототехники и средств обработки и передачи информации существенно расширяет уровень требований, предъявляемых к исполнительным электромеханическим устройствам. В первую очередь это касается областей, связанных с производством роботов и манипуляторов. К электромеханическому приводу предъявляется требование преобразовать командные сигналы в механическое перемещение, обеспечивая при этом устойчивую работу привода во всем рабочем диапазоне. В некоторых случаях закономерности преобразования командных сигналов в механическое перемещение настолько сложны, что невозможно их реализовать с помощью известных электромеханических устройств. В этом случае используются исполнительные устройства, управляемые с помощью микроконтроллера, или в более сложных случаях с использованием ЭВМ. Все эти задачи потребовали разработки электромеханических устройств, механические и регулировочные характеристики которых могут быть перестроены в процессе эксплуатации в соответствии с условиями, определяемыми законом управления. Одним из наиболее перспективных устройств электропривода по совокупности технических и эксплуатационных характеристик являются бесколлекторные двигатели постоянного тока (БДПТ). Эти двигатели обеспечивают устойчивую работу привода в режимах с изменяющейся нагрузкой, имеют относительно высокий КПД и могут быть реализованы в малых габаритах, что особенно важно в космической технике, или при создании автономных роботов. Отсутствие коллекторного узла, являющегося необходимым для обычных двигателей постоянного тока, обеспечивает надежную работу устройства в вакууме, взрывоопасных средах, или средах с повышенной запыленностью. Кроме того, бесколлекторные двигатели обеспечивают относительно низкий уровень, создаваемый ими уровень радио и акустических помех. Эти качества электрической машины обуславливают применение в:

- приводах подач и главного движения металлорежущих станков,

- координатных устройствах,
- упаковочных и печатных машинах,
- принтерах и плоттерах,
- намоточных и лентопротяжных механизмах,
- прецизионных системах слежения и наведения.

БДПТ широко используются в различных областях, и не все применения требуют высокую динамику. Однако возможности получения высокостабильного или точного управления, широкий диапазон регулирования скорости, высокая помехоустойчивость, малые габариты и вес часто являются решающим фактором их применения.

Объектом исследования работы является синхронный электродвигатель с постоянными магнитами (датчики положения ротора).

Предметом исследования являются цифровые системы управления электродвигателя с постоянными магнитами.

Целью работы является изучение системы управления синхронного электродвигателя при работе от датчиков положения вала ротора с различной дискретностью, как уменьшение количества меток датчика влияет на работу двигателя.

Методы исследования. Для выполнения поставленной цели применялся теоретический метод исследования. Теоретическое исследование основано на методах имитационного моделирования.

Практическая значимость результатов ВКР. Данная разработка применяется для реализации сервопривода на базе платы MCS, разработанной в лаборатории микропроцессорных систем управления электроприводами.

1. ВЫБОР СЕРВОКОНТРОЛЛЕРА И ЭЛЕКТОДВИГАТЕЛЯ

1.1. Обзор современных сервоконтроллеров

В текущем разделе приведен обзор современного рынка сервоконтроллеров. При обзоре наиболее распространенных сервоконтроллеров для установки в системы типа PCNC выделим в качестве базовых параметров определяющих стоимостные и качественные показатели:

- типы интерполяции;
- количество регулируемых осей;
- интерфейс связи с ПК;
- разрядность каналов ЦАП;
- поддерживаемый тип сигнала обратной связи от энкодеров;
- количество дискретных входов/выходов;
- тип процессора;
- стоимость.

Наиболее перспективные сервоконтроллеры оснащены 64 битными микроконтроллерами с поддержкой арифметики с плавающей запятой, широким спектром различных видов интерполяции, а также большим числом дискретных входов/выходов. Одним из наиболее важных преимуществ таких модулей является отсутствие необходимости в доукомплектовании системы управления дополнительными модулями ввода/вывода. Однако стоимость таких сервоконтроллеров в некоторых случаях (в зависимости от оснащения) достигает 2000-3000 \$. Ввиду этого при построении простых систем управления сервосистемами наиболее предпочтительным является использование дешевых сервоконтроллеров с малым набором функции в сочетании с недорогими модулями ввода/вывода, например линейка UNIOxx фирмы Fastwel (ISA-шина), PEX-xx фирмы ICP DAS (PCI-шина или PCIe-xxx фирмы ADLINK (PCI/PCI Express-шины).

На рынке одним из наиболее производительных и перспективных сервоконтроллеров является модуль PMAC2A PC/104 производства фирмы Delta

Тау (рисунок 1.1) [1]. Данная компания с момента своего основания делает упор на разработку контроллеров движения и систем управления к ним. Таким образом, в их линейке продукции обладает оптимально сбалансированными решениями для любых АСУ ТП.

Данный контроллер обеспечивает управление 4 или 8 осями. Оптимально подходит для систем, требующих высокого качества компонентов, компактности, гибкости управления и производительности.

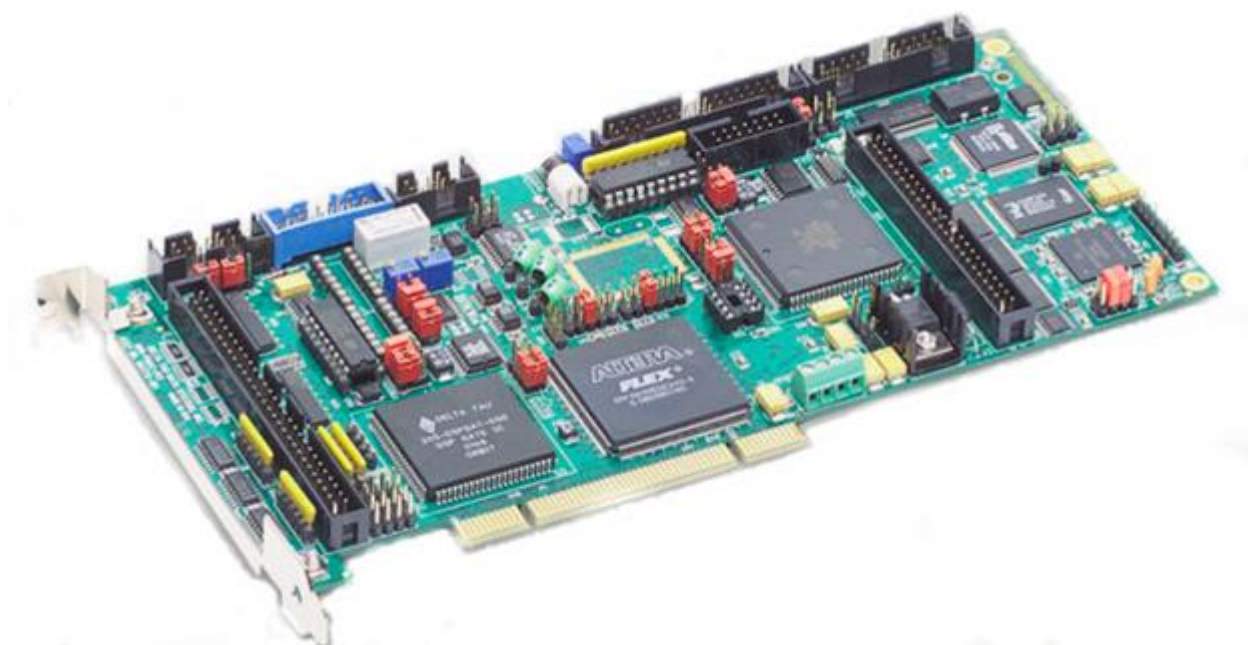


Рисунок 1.1 – Контроллер движения PMAC2 PCI LITE фирмы Delta Tau

Сервоконтроллер PMAC2 PCI LITE способен управлять приводами при помощи аналогового сигнала задания скорости $\pm 10\text{ V}$ либо импульсных сигналов Step&Dir. С помощью опциональных плат можно обеспечить связь с контроллером по USB 2.0 или Ethernet, подключить внешние дискретные входы/выходы с Opto-22™ интерфейсом, расширить число осей управления до 8 (по типу управления возможны варианты: аналоговая уставка по скорости, прямое цифровое PWM-управление приводами, импульсные сигналы Step&Dir).

Модуль обладает следующими аппаратными свойствами:

- процессор 40 МГц DSP563xx CPU (эквивалент OPT-5AF 80 МГц 560xx);

- 128k x 24 внутренней SRAM-памяти;
- 512k x 8 flash-памяти для программ пользователя и firmware;
- RS-232-порт;
- 4 канала осевого интерфейса, каждый включает:
 - 12-bit +/-10V аналоговый выход;
 - Step&Dir цифровой выход;
 - вход энкодера A, B, C, каналы с дифференциальным несимметричным драйвером;
- 4 входных флага, 2 выходных флага TTL-уровня;

Процессор выполняет операции с плавающей точкой для программ пользователя и обладает многозадачной операционной системой реального времени. Поддерживаются тригонометрические функции и автоматическое присвоение типа переменным.

Генератор траекторий в состоянии реализовать следующие виды интерполяции: линейная и круговая с S-кривой для разгона /торможения; кубическая B-сплайн и Эрмит-сплайн интерполяция.

В модуле управления приводами реализована стандартная PID-структура регуляторов с возможностью изменения коэффициентов в любое время работы.

Модуль обладает широким спектром функций защиты, таких как:

- аппаратные и программные концевые выключатели;
- контроль сигнала готовности приводов;
- ограничение ошибки слежения;
- интегрально-токовая защита;
- контроль обрыва энкодера;
- таймер-контроль работы процессора;

Для расширения технических и функциональных возможностей модуль от компании Delta Tau имеет возможность доукомплектовываться необходимыми компонентами, которые представляют собой дополнительные платы,

такие как: платы интерфейсов осей и связи; платы обратных связей; платы цифровых входов/выходов; дополнительные источники питания.

Применение контроллера движения RMAC2 PCI LITE является финансово нецелесообразным вследствие высокой рыночной стоимости изделия, которая составляет порядка 2550\$, также модуль обладает сверхпроизводительными характеристиками, которые на порядок перекрывают реальные технические возможности учебного стенда с силовым тиристорным преобразователем «КЕМЕК». При построении следящей системы целесообразно использовать более простой в техническом плане и дешевый контроллер движения.

Одним из самых дешевых сервоконтроллеров из существующих на рынке является 3-х осевой модуль SERVO-300 (рисунок 1.2) фирмы ICP DAS устанавливаемый в ISA-шину ПК [2]. Этот контроллер оснащен двумя видами интерполяции - линейная и круговая, а также 8 дискретными входами и 10 выходами. Единственным недостатком такого сервоконтроллера является использование ISA-шины. Стоимость сервоконтроллера составляет 420\$, что позволяет строить в целом недорогие системы управления перемещением. Найти современный ПК с ISA-шиной практически не представляется возможным вследствие её устаревания. В настоящее время широким спросом пользуются PCI-шины, которые присутствуют практически в каждом современном ПК.



Рисунок 1.2 – Контроллер движения SERVO 300

Если сравнивать интерфейсы подключения между PCI и PCI Express, то шина PCI Express является более предпочтительной в использовании, потому как платы с данным интерфейсом подключения к ПК обладают наиболее скоростными характеристиками, чем платы с PCI-шиной.

Оптимальным выбором типа сервоконтроллера для создания системы управления электродвигателя является модуль APCI-8008 фирмы ADDI DATA (рисунок 1.3). При помощи модуля базовой комплектации осуществляется одновременное управление до 3-х двигательных сервосистем, а при использовании расширенной комплектации модуля (дополнительных мезонинных плат) – до 8-ми серводвигателей. [3]

Важным преимуществом APCI-8008 является мощная комбинация аппаратной части и программного обеспечения, позволяющая осуществлять непосредственное управление ведомыми устройствами без дополнительной нагрузки на процессор в режиме «PCI-Мастер». Несколько плат APCI-8008, интегрированных в один компьютер, образуют систему многоосевого управления движением.



Рисунок 1.3 – Сервоконтроллер APCI-8008 фирмы ADDI DATA

На плате имеется 3 выходных аналоговых канала 16-ти разрядного ЦАП, а также 16 цифровых входов и 8 цифровых выходов, при этом все каналы оптически изолированы с защитой по напряжению до 1000В. Установлен высоко производительный интеллектуальный 64-х битный RISC процессор, работающий на частоте 333 МГц и обладающей 64 MB в RAM памяти и 32 MB Flash памяти. Посредством программного обеспечения, данный процессор способен реализовать следующие виды интерполяции: линейная, круговая, винтовая, сплайн и CAD-интерполяция.

Для контроля обратной связи к плате возможно подключить различные типы датчиков, включая инкрементальные энкодеры, SSI и EnDat энкодеры, концевые выключатели и датчики начального положения. Расширение интерфейсных функций доступно при помощи дочерней платы с 2-мя Ethernet портами, один из которых может быть использован как EtherCAT.

При использовании специализированного программного обеспечения, плата обладает следующими функциональными возможностями: линейная, круговая, винтовая, сплайн и CAD интерполяция, движение от точки к точке с независимым контролем каждой оси, функциональные библиотеки для NET, Pascal, C-Basic, Borland Delphi, Borland C++, Visual Basic, VisualC++ и LabVIEWP программирования. Созданные с помощью автоном-

ного компилятора пользовательские программы, отрабатываются автоматически. Плата может одновременно обрабатывать до 4-х программ.

Все необходимые драйвера для работы с платой также поставляются в комплекте и поддерживаются на всех современных операционных системах, таких как Linux, 32-bit Windows 8/7/Vista/XP/2000, 64-bit Windows 8/7/XP.

Существует поддержка работы системы в режиме реального времени (Real-Time) в системах Windows и Linux.

Выводы по обзору сервоконтроллеров

В целом ситуация на сегодняшнем рынке отражает переход от простых 2-х, 3-х осевых сервоконтроллеров к многоосевым обладающими такими видами интерполяции: линейная, круговая, сплайн-интерполяция, NURBS, синусоидальная, параболическая, спиральная с поддержкой программируемых T/S - законов разгона торможения.

Алгоритмы функционирования контура положения предполагают возможность изменения параметров контура положения (коэффициенты регуляторов, обратной связи, параметров траектории, T/S-законов разгона торможения).

Преимущественно наибольшее распространение получают сервоконтроллеры оснащенные PCI-интерфейсом (выполненные как устанавливаемая PCI-карта в компьютер) либо как законченный блок, устанавливаемый на DIN-рейку.

В качестве интерфейсов обратной связи наиболее распространены – TTL (не менее 2 МГц)/SSI. Однако следует отметить, что в ряде случаев (например Delta Tau) существуют сервоконтроллеры оснащенные такими интерфейсами как – Синусоидальный, резольвер, параллельный код.

Разрядность ЦАП современных сервоконтроллеров составляет в основном – 16 бит.

Увеличение количества дискретных входов/выходов (до 24, 32, 64). Это позволяет отказаться от дополнительной покупки специализированных мо-

дулей ввода/вывода, что в свою очередь позволяет реализовывать функции PLC на сервоконтроллере.

Для вывода большого количества сигналов используются многопиновые разъемы, например 68-pin female high-density VHDCI type.

Ряд производителей функции PLC выносят в отдельные модули, специализирующиеся только на функциях обработки дискретного ввода/вывода.

Большинство производителей поддерживают параллельную работу нескольких сервоконтроллеров.

Практически все сервоконтроллеры оснащены алгоритмами позиционирования в программный и аппаратный «ноль».

Исторически сложилось, что наиболее распространенным форматом задания траекторий движения является: G-code. Однако ряд производителей, особенно плат с шиной PCI предлагают набор библиотек со своими функциями. Согласование этих функций и G-кодов выполняется с помощью дополнительных библиотек.

Применение 64-битных RISC-процессоров с арифметикой, поддерживающей плавающую запятую либо специализированных сигнальных микроконтроллеров, предназначенных для использования в системах «Motion Control» (MCX314As, PMD advanced Magellan™ Motion Processor).

В качестве интерфейсов связи с сервоприводами помимо ЦАП используются Ethernet, CAN, либо специализированные интерфейсы, например, AMONet™ (Advantech).

Интерфейсы связи с ПК различны, в основном зависит от производителя – Ethernet, USB, FireWire, PCI, ISA.

Частота квантования в контуре положения в среднем составляет 500 Гц, в некоторых случаях она выше.

Разрядности перемещений составляют +32...-32 бит.

1.2. Обоснование выбора электродвигателя

Современный период развития техники электрического привода характеризуется широким распространением приводов переменного тока, среди которых наиболее перспективными видятся приводы с синхронными машинами. Современные бесконтактные синхронные машины обладают улучшенными массогабаритными свойствами, нетрадиционной конструкцией и широкими возможностями для построения высококачественных сервосистем.

На сегодняшний день наиболее актуально применение в сервосистемах бесконтактных вентильных двигателей с постоянными магнитами. Вентильным двигателем называется синхронная машина, в которой управление токами статорных обмоток осуществляется в функции углового положения ротора, измеряемого датчиком положения ротора.

В данной работе в качестве объекта моделирования и исследования выбран сервопривод фирмы Panasonic серии MINAS A4 мощностью 200 ватт, представлен на рисунке 1.4.



Рисунок 1.4 – Внешний вид сервопривода фирмы Panasonic

Ниже представлены подробные характеристики синхронного электродвигателя фирмы Panasonic, тип MSMD022PIS:

- Номинальная мощность $P_{\text{дв.н}} = 200 \text{ Вт}$;
- Номинальный ток $I_{\text{дв.н}} = 1.6 \text{ А}$;
- Номинальное напряжение $U_{\text{дв.н}} = 91 \text{ В}$;
- Номинальная скорость вращения $n_{\text{дв.н}} = 3000 \frac{\text{об}}{\text{мин}}$;
- Номинальный момент $M_{\text{ном}} = 0.663 \text{ Нм}$;
- Сопротивление обмотки якоря $R_{\text{дв}+15^{\circ}\text{C}} = 6.75 \text{ Ом}$;
- Индуктивность статора $L_{\text{дв}} = 8.85 \text{ мГн}$;
- Момент инерции двигателя $J_{\text{дв}} = 0.018 \cdot 10^{-4} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

2. РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

2.1. Принцип векторного управления, основанный на ориентации поля по вектору потокосцепления

Современный период развития техники электрического привода характеризуется широким распространением приводов переменного тока, среди которых выделяются приводы с синхронными машинами. Многообразие данных приводов достаточно широко: системы векторного управления и прямого управления моментом. Перечисленные системы также подразделяются на системы, различающиеся принципами реализации.

В данной работе разрабатывается цифровая система векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами, основанная на ориентации поля по вектору потокосцепления (*FOC* от англ. *Field Oriented Control*).

Система векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами позволяет регулировать момент и частоту вращения вала в широком диапазоне. Ключевая особенность векторного управления состоит в генерации вектора трехфазного напряжения, который управляет комплексным вектором токов статора, который в свою очередь задает комплексный вектор потокосцепления ротора.

Итак, в системе измеряются токи статора i_a , i_b , i_c и положение ротора двигателя. Трехфазные токи статора преобразуются в токи двухфазной неподвижной системы координат i_α , i_β . Затем эти токи, с использованием сигнала положения вектора потокосцепления θ преобразуются в токи двухфазной, вращающейся со скоростью поля ротора, системы координат i_d , i_q . Полученные сигналы используются для нахождения рассогласования с заданием. Задание по оси q отвечает за регулирование момента двигателя, а задание по оси d регулирует магнитный поток статора. Сигналы рассогласования являются входными для двух внутренних ПИ-регуляторов. На выходе регуляторов получаем сигналы напряжения задания по осям d и q во вращающейся

2.2. Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами

Рассмотрим физическую модель синхронной машины с постоянными магнитами, которая показана на рисунке 2.2.

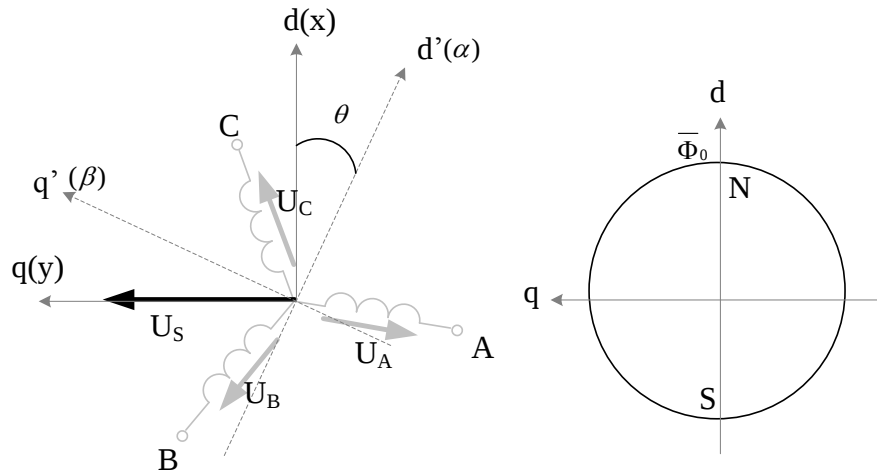


Рисунок 2.2. – Физическая модель синхронной машины с постоянными магнитами

На этом рисунке приняты следующие обозначения:

$\bar{U}_A, \bar{U}_B, \bar{U}_C$ – вектора фазных напряжений

$\bar{U}_s$ – пространственный вектор напряжения

$\bar{\Phi}_0$ – пространственный вектор магнитного потока ротора (машина с возбуждением от постоянных магнитов)

$d'q'(\alpha\beta)$ – неподвижная система координат

$dq(xy)$ – вращающаяся система координат

При построении математической модели двигателя примем следующие допущения:

- отсутствуют насыщение магнитной цепи, потери в стали и эффект вытеснения тока;
- обмотки статора симметричны;
- индуктивность рассеяния не зависит от положения ротора в пространстве;
- отсутствует вязкое трение в подшипниках ротора.

С учетом этих допущений уравнения равновесия ЭДС на обмотках статора в неподвижной системе координат, базирующиеся на втором законе Кирхгофа (ротор не имеет обмоток) запишутся в виде:

$$\begin{cases} U_A = R_A \cdot i_A + \frac{d\Psi_A}{dt}, \\ U_B = R_B \cdot i_B + \frac{d\Psi_B}{dt}, \\ U_C = R_C \cdot i_C + \frac{d\Psi_C}{dt}. \end{cases} \quad (1)$$

где, для машины с возбуждением от постоянных магнитов

$$\begin{cases} \Psi_A = L_A \cdot i_A + \Phi_0 \cdot \cos \omega \cdot t, \\ \Psi_B = L_B \cdot i_B + \Phi_0 \cdot \cos(\omega \cdot t - 120^\circ), \\ \Psi_C = L_C \cdot i_C + \Phi_0 \cdot \cos(\omega \cdot t + 120^\circ). \end{cases}$$

$\Phi_0 = const$ – магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами статора.

С учетом симметричности обмоток примем

$$\begin{aligned} R_A &= R_B = R_{\tilde{N}} = R_s, \\ L_A &= L_B = L_{\tilde{N}} = L_s. \end{aligned}$$

На пути упрощения математического описания синхронной машины и вообще машин переменного тока, удачным и изящным методом оказался метод пространственного вектора. Суть метода состоит в том, что мгновенные значения симметричных трехфазных переменных состояния (напряжения, токи, потокосцепления) можно математически преобразовать так, чтобы они были представлены одним пространственным вектором. Это математическое преобразование имеет вид (на примере тока статора)

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3} \left(i_A + \bar{a} \cdot i_B + \bar{a}^2 \cdot i_C \right)$$

где $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, $\bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ – вектора, учитывающие пространственное смещение обмоток. [4]

Для преобразования уравнений в мгновенных значениях к уравнениям в пространственных векторах умножим первое уравнение на $\frac{2}{3}$, второе – на $\frac{2}{3}\bar{\alpha}$, третье – на $\frac{2}{3}\bar{\alpha}$, и сложим, тогда получим для базиса (АВС)

$$\begin{cases} \bar{U}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt}, \\ \bar{\Psi}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + \Phi_0 \cdot e^{j\omega t} = L_s \cdot \bar{i}_s + \bar{\Phi}_0, \end{cases} \quad (2)$$

где L_s – индуктивность статора,

$\bar{\Psi}_s$ – вектор потокосцепления статора,

$\bar{\Phi}_0$ – вектор магнитного потока от постоянных магнитов ротора.

Электромагнитный момент, развиваемый на валу двигателя равен

$$M = \frac{3}{2} z_p \cdot |\bar{\Psi}_s \cdot \bar{i}_s|. \quad (3)$$

Уравнения равновесия моментов на валу двигателя (основное уравнение электромеханики)

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_c, \quad (4)$$

где $\omega_m = \frac{\omega_e}{z_p}$ – скорость вращения ротора,

z_p – число пар полюсов.

2.2.1. Модель синхронной машины в неподвижной системе координат

При составлении модели синхронного двигателя, исходный синхронный двигатель заменяется эквивалентной двухфазной машиной.

Метод пространственного вектора позволяет записать уравнения (2) в базисе ($\alpha \beta$). Уравнения синхронной машины в базисе ($\alpha \beta$)

$$\begin{cases} \bar{U}_s = R_s \cdot i_s + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_s}{dt} + j \cdot \omega_l \cdot z_p \cdot \bar{\Psi}_s, \\ M = \frac{3}{2} z_p \cdot |\bar{\Psi}_s \cdot \bar{i}_s|, \\ J \frac{d\omega_l}{dt} = M - M_c. \end{cases} \quad (5)$$

При переходе в двух координатный базис (α β) в уравнении 1 появилась новое слагаемое. Разложим уравнения по осям неподвижной системы координат α , β .

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{s\alpha}}{dt} - \omega_m \cdot z_p \cdot \Psi_\beta, \\ U_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{s\beta}}{dt} + \omega_m \cdot z_p \cdot \Psi_\alpha, \\ M = \frac{3}{2} z_p \cdot (\Psi_\alpha \cdot i_{s\beta} - \Psi_\beta \cdot i_{s\alpha}), \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_c. \end{cases} \quad (6)$$

Проекция пространственного вектора потокосцепления $\bar{\Psi}_s$ на оси α , β , с учетом $\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + \Phi_0 e^{j\omega t} = L_s \bar{i}_s + \bar{\Phi}_0$ (второе уравнение системы (2)), запишем в виде:

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \Psi_s \cdot \cos \omega \cdot t = L_\alpha \cdot i_{s\alpha} + \Phi_0 \cdot \cos \omega \cdot t, \\ \Psi_\beta = \Psi_s \cdot \sin \omega \cdot t = L_\beta \cdot i_{s\beta} + \Phi_0 \cdot \sin \omega \cdot t, \end{cases} \quad (7)$$

где L_α, L_β – индуктивности обмоток статора по продольной и поперечной осям ротора, соответственно.

Для частного случая неявнополюсной машины $L_\alpha = L_\beta = L_s$.

Для машины с постоянными магнитами $\frac{d\Phi_0}{dt} = 0$; $\Phi_0 = \text{const}$.

С учетом условия (7) перепишем систему (6) в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{s\alpha}}{dt} - \omega_m \cdot z_p \cdot L_s \cdot i_{s\beta} - \omega_m \cdot z_p \cdot \Phi_0 \cdot \sin \Theta, \\ U_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{s\beta}}{dt} + \omega_m \cdot z_p \cdot L_s \cdot i_{s\alpha} + \omega_m \cdot z_p \cdot \Phi_0 \cdot \cos \Theta, \\ M = \frac{3}{2} z_p \cdot (i_{s\beta} (L_s \cdot i_{s\alpha} + \Phi_0 \cdot \cos \Theta) - i_{s\alpha} (L_s \cdot i_{s\beta} + \Phi_0 \cdot \sin \Theta)), \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_c. \end{array} \right. \quad (8)$$

Структурная схема, соответствующая системе уравнений (8) приведена на рисунке 2.3. На структурной схеме $T_s = \frac{L_s}{R_s}$, с – электромагнитная постоянная времени. На основании системы (8) построим имитационную модель для синхронного двигателя представленную на рисунке 2.4.

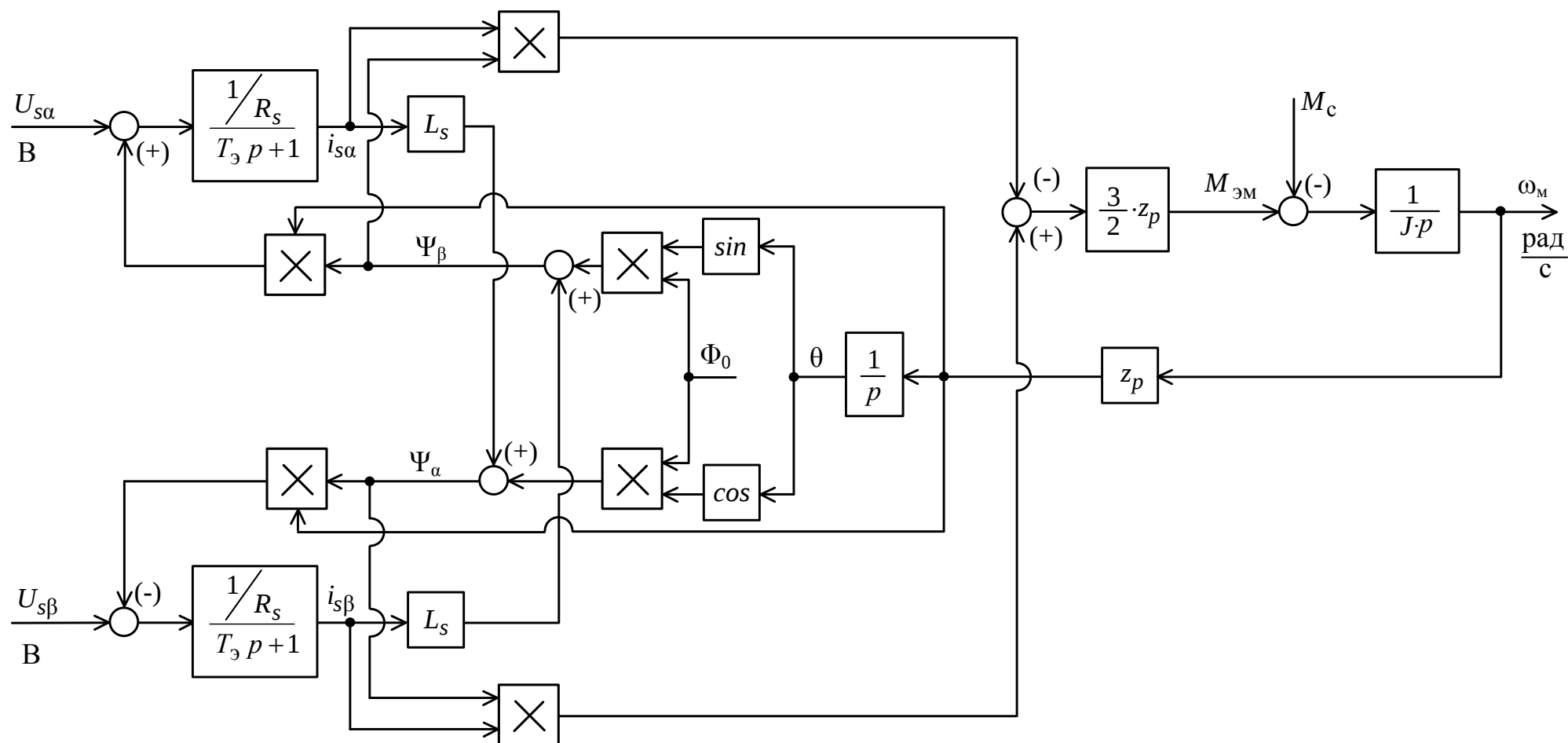


Рисунок 2.3 – Структурная схема синхронного двигателя с постоянными магнитами в неподвижной системе координат

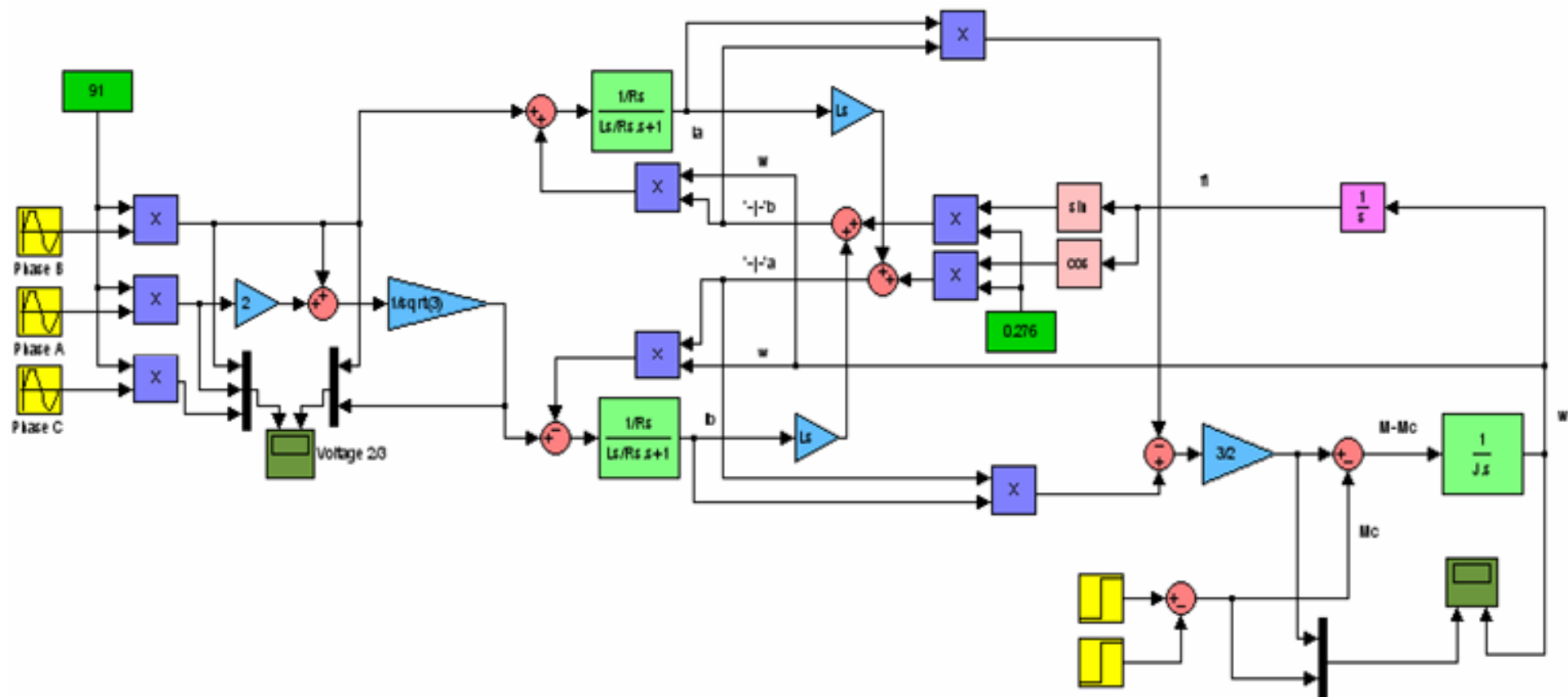


Рисунок 2.4 – Имитационная модель синхронного двигателя в среде Matlab Simulink в неподвижной системе координат

Таблица 2.1 – Протокол параметров модели

$R_s = 6.75;$	$U_n = 91;$
$L_s = 0.00885;$	$J = 0.00000018;$
$M_n = 0.663;$	$F_0 = 0.276.$

Полученные характеристики переходных процессов, в неподвижной системе координат, по моменту и по скорости, при пуске двигателя и набросе нагрузки на вал машины приведены на рисунке 2.5.

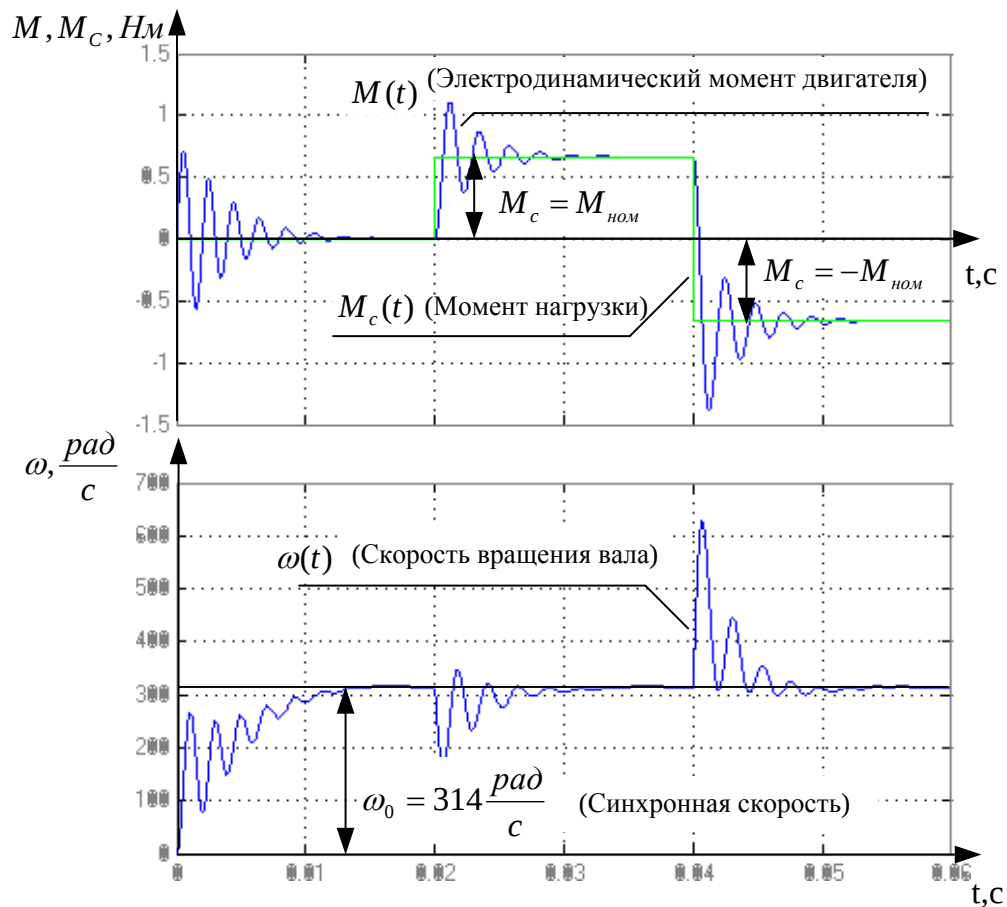


Рисунок 2.5 – Переходные процессы по моменту и по скорости, при пуске двигателя и набросе нагрузки на вал машины

2.2.2. Модель синхронной машины во вращающейся системе координат

Для упрощения расчетов динамических процессов в двигателе вводится вращающаяся система координат с ориентацией по положению ротора синхронной машины.

При переходе из неподвижной системы во вращающуюся систему и обратно из вращающейся в неподвижную систему пользуются преобразованиями координат. Математическая основа преобразования поясняется рисунком 2.6.

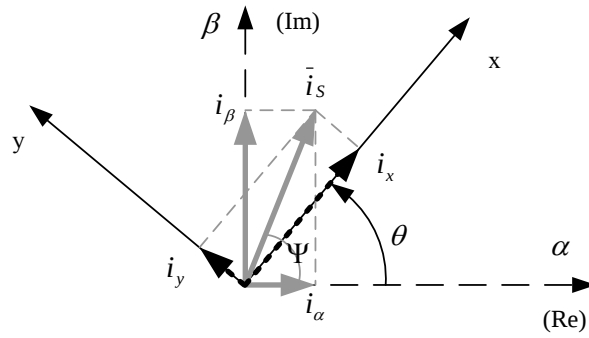


Рисунок 2.6 – Математическая основа преобразования координат

В неподвижной системе координат $(\alpha\beta)$ вектор тока (напряжения, потокосцепления) может быть представлен в алгебраической и показательной форме:

$$\bar{i}_s = i_\alpha + j i_\beta = I_m e^{j\Psi}.$$

Аналогично во вращающейся системе координат (xy) тот же самый вектор может быть представлен в виде:

$$\bar{i}_{s.BP} = i_x + j i_y = I_m e^{j(\Psi-\theta)} = \bar{i}_s \cdot e^{-j\theta}.$$

Отсюда легко получить уравнения перехода от неподвижной системы координат к вращающейся и наоборот:

$$\left. \begin{aligned} i_x &= i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ i_y &= -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \end{aligned} \right\}; \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} i_\alpha &= i_x \cos \theta - i_y \sin \theta \\ i_\beta &= i_x \sin \theta + i_y \cos \theta \end{aligned} \right\}. \quad (10)$$

Эти уравнения получили название соответственно прямого (9) и обратного (10) преобразования Парка-Горева.

Имитационные модели преобразователей, составленные по уравнениям (9), (10) представлены на рисунках 2.7 и 2.8.

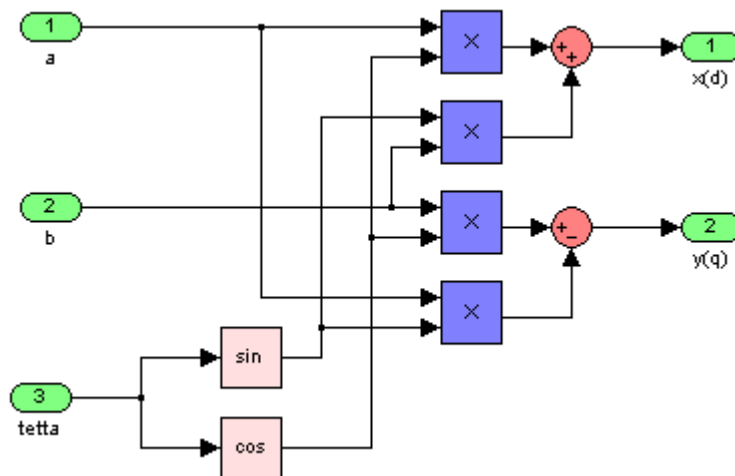


Рисунок 2.7 – Прямое преобразование Парка-Горева

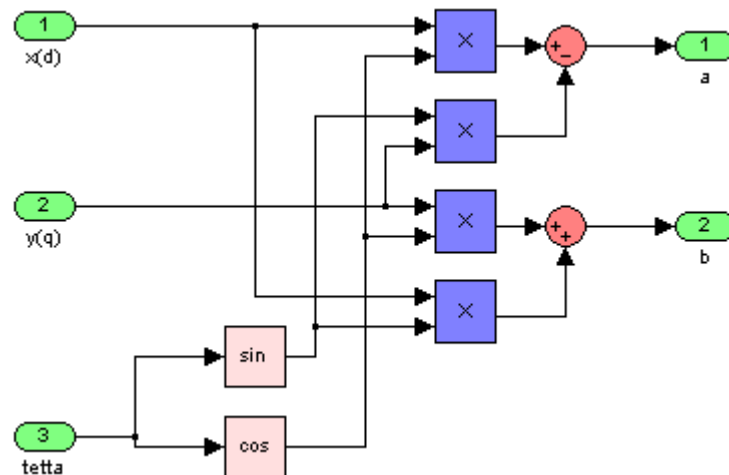


Рисунок 2.8 – Обратное преобразование Парка-Горева

При построении реальных систем электропривода переменного тока, как синхронных, так и асинхронных, практически всегда в систему управления включается преобразователи координат. Это обусловлено тем, что реализация регуляторов возможна лишь во вращающейся системе координат, а реальные токи, протекающие в обмотках статора – это вектора в неподвижной системе координат.

Поэтому, как правило, современные электропривода переменного тока содержат преобразователи обоих типов. Кроме того, они содержат преобразователи фаз $2 \rightarrow 3$ и $3 \rightarrow 2$. Первые преобразовывают токи i_α, i_β в фазные токи i_A, i_B, i_C в соответствии с выражениями:

$$i_A = i_\alpha, \quad i_B = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta, \quad i_C = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta.$$

А вторые преобразовывают фазные токи i_A, i_B, i_C в проекции i_α, i_β в соответствии с выражениями:

$$i_\alpha = i_A, \quad i_\beta = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}.$$

В итоге функциональная схема электропривода приобретает вид, представленный на рисунке 2.9.

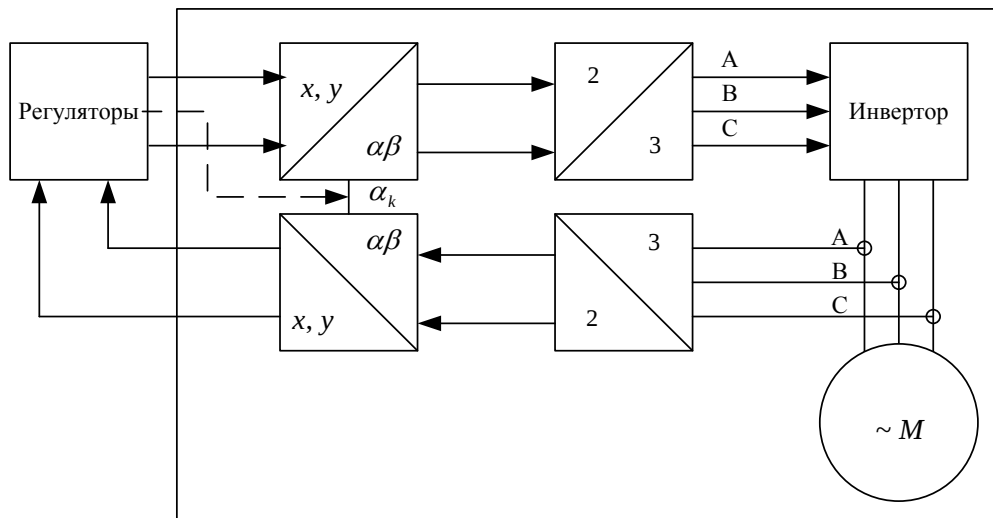


Рисунок 2.9 – Функциональная схема электропривода переменного тока

Введем в рассмотрение систему координат d, q связанную с ротором и вращающуюся вместе с ним. Ее скорость вращения всегда равна синхронной скорости. Вектор потока создаваемого постоянными магнитами ротора синхронной машины может быть представлен пространственным вектором, неподвижным относительно ротора и вращающегося вместе с ним, а следовательно вместе с системой координат d, q . Поэтому направив ось d по вектору потока ротора, можно избавиться от проекции вектора на ось q . Таким образом имеем

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_0 = \bar{\Phi}_d, \\ 0 = \bar{\Phi}_q. \end{cases}$$

Разложим систему (2) в осях вращающейся системе координат d, q на проекции

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} - \omega_m \cdot z_p \cdot \Psi_q, \\ U_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} + \omega_m \cdot z_p \cdot \Psi_d, \\ M = \frac{3}{2} z_p \cdot (i_{s\beta} \cdot \Psi_q - i_{s\alpha} \cdot \Psi_d), \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_c. \end{cases} \quad (11)$$

Проекция пространственного вектора потокоцепления $\bar{\Psi}_s$ на оси d, q , с учетом $\bar{\Psi}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + \Phi_0 \cdot e^{j\omega t} = L_s \cdot \bar{i}_s + \bar{\Phi}_0$ (второе уравнение системы (2)), запишем в виде

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d \cdot i_{sd} + \Phi_0, \\ \Psi_q = L_q \cdot i_{sq}. \end{cases} \quad (12)$$

Для частного случая неявнополюсной машины $L_d = L_q = L_s$.

С учетом (12) система (11) запишется в виде

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} - \omega_m \cdot z_p \cdot L_s \cdot i_{sq}, \\ U_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} + \omega_m \cdot z_p \cdot L_s \cdot i_{sd} + \omega_m \cdot z_p \cdot \Phi_0, \\ M = \frac{3}{2} z_p \cdot (i_{sd} \cdot (L_s \cdot i_{sq}) - i_{sq} (L_s \cdot i_{sd} + \Phi_0)), \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_c. \end{cases} \quad (13)$$

Структурная схема двигателя, соответствующая системе (13) приведена на рисунке 2.10. На структурной схеме $T_s = \frac{L_s}{R_s}$, с – электромагнитная постоянная времени. На основании системы (12) построим имитационную модель для синхронного двигателя во вращающейся системе координат представленную на рисунке 2.11.

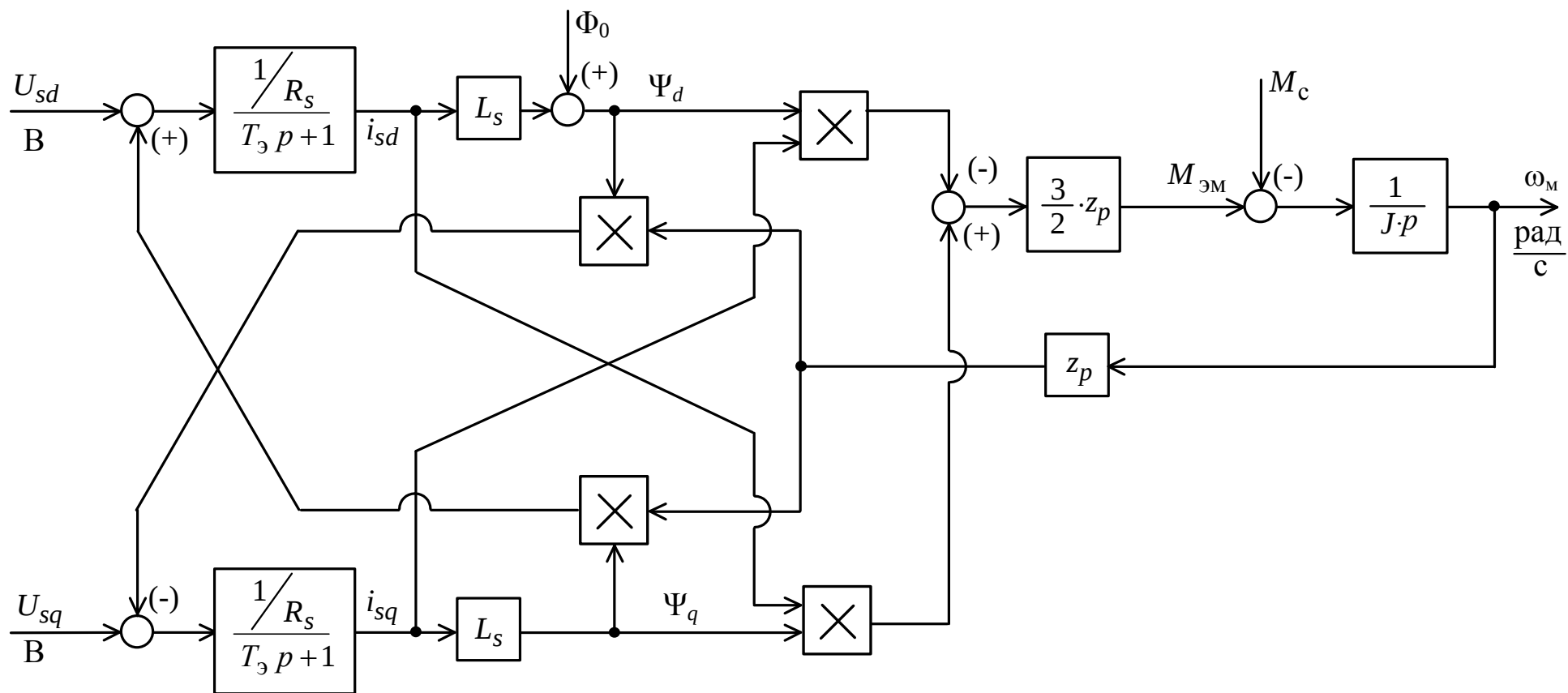


Рисунок 2.10 – Структурная схема синхронного двигателя с постоянными магнитами во вращающейся системе координат

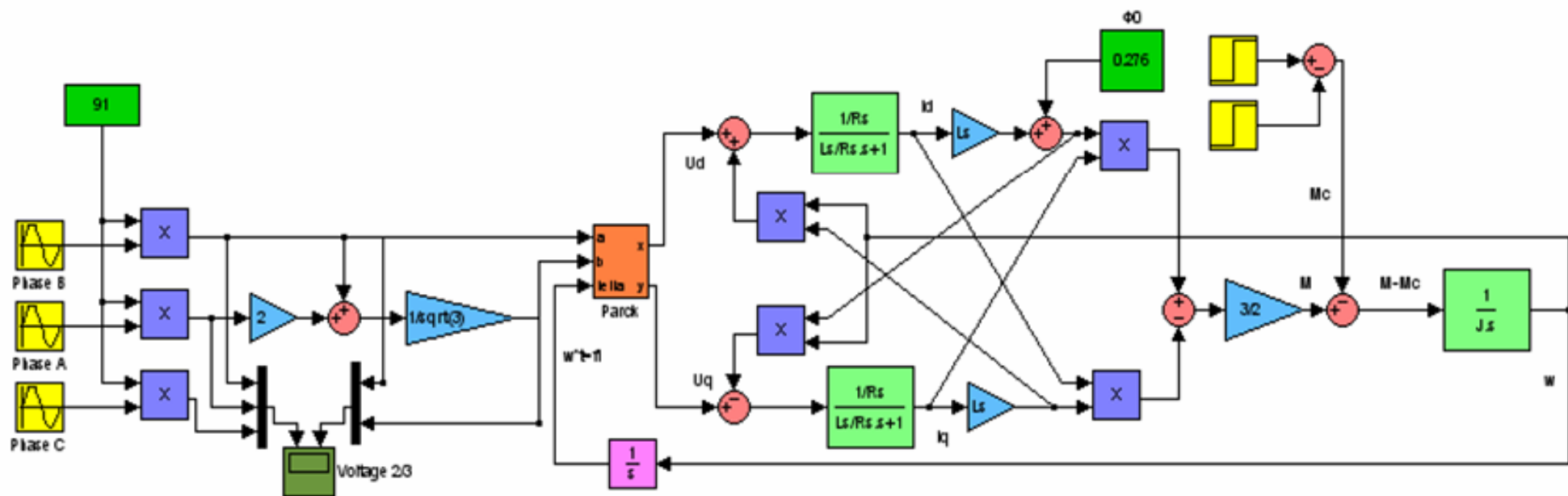


Рисунок 2.11 – Имитационная модель синхронного двигателя в среде Matlab Simulink во вращающейся системе координат.

Полученные характеристики переходных процессов, во вращающейся системе координат, по моменту и по скорости, при пуске двигателя и набросе нагрузки на вал машины приведены на рисунке 2.12.

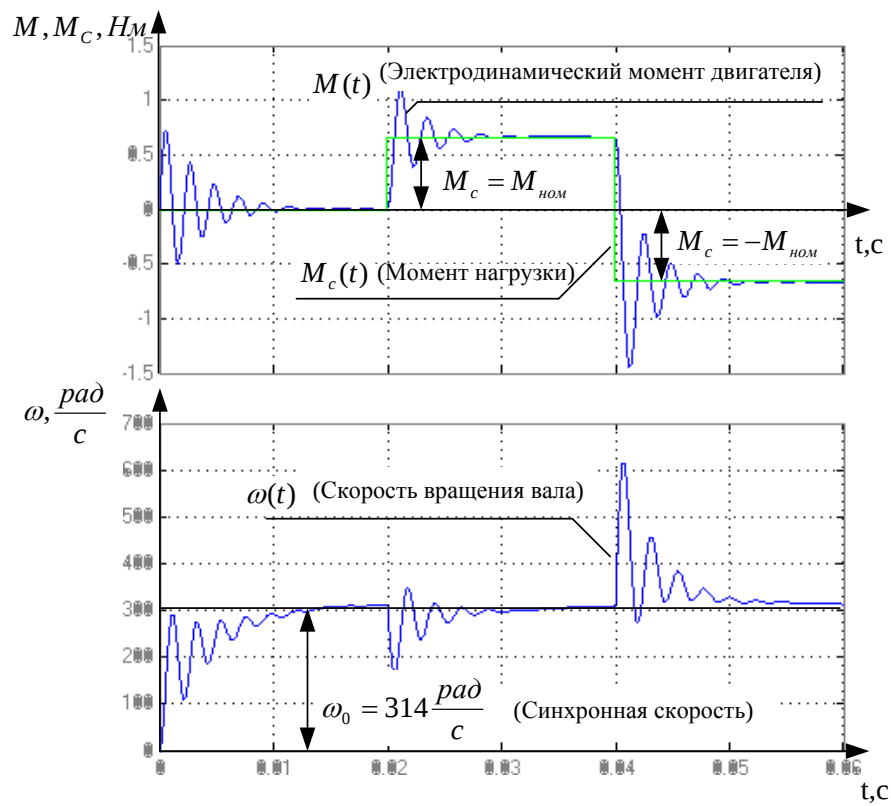


Рисунок 2.12 – Переходные процессы по моменту и по скорости, при пуске двигателя и набросе нагрузки на вал машины

Сравнение двух двигателей в двух системах приведено на рисунке 2.13.

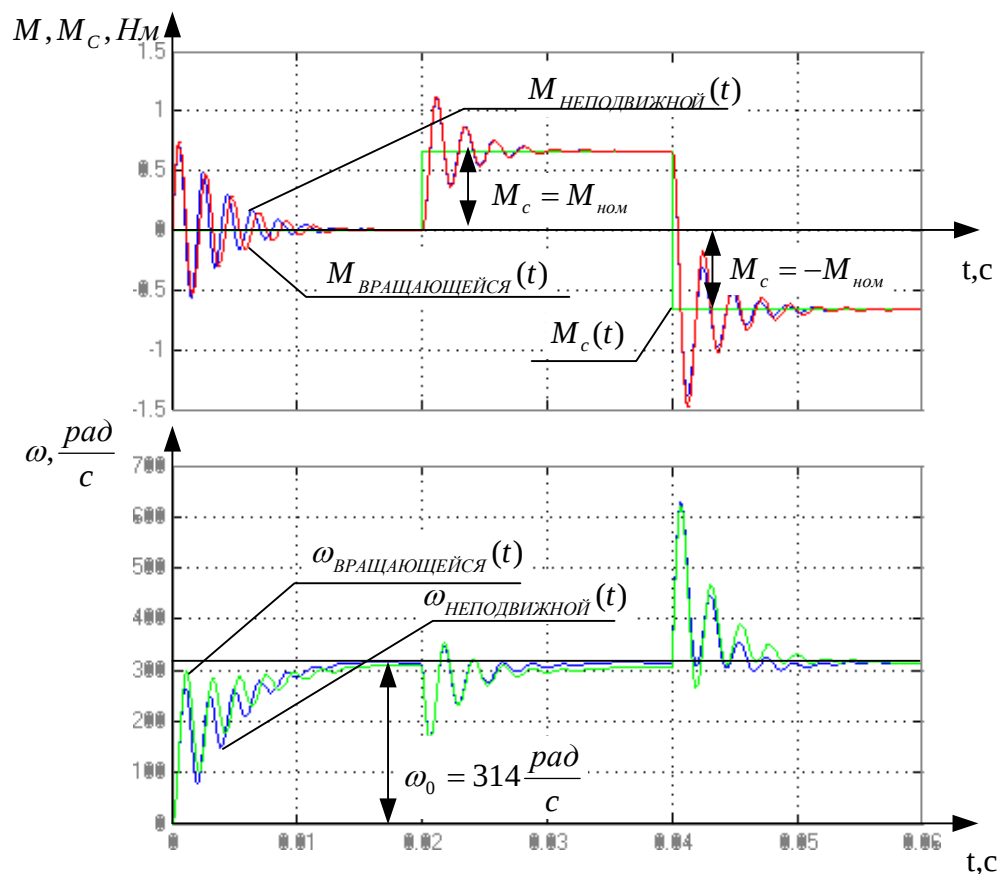


Рисунок 2.13 – Сравнение координатных систем

2.3. Структурная схема силового канала электропривода

В силовой канал электропривода входят:

- преобразователь частоты, выполняющий функцию электрического преобразователя;
- электродвигатель, который выполняет функцию электромеханического преобразователя;
- механическая система, которая выполняет функцию механического преобразователя.

При решении задач анализа и синтеза регулируемых асинхронных электроприводов обычно применяются модели электродвигателя, составленные на базе обобщенной электрической машины и выполненные в неподвижной или вращающейся двухфазной системе координат (d, q). На рисунке 2.14 приведена структурная схема силового канала непрерывной линеаризованной системы преобразователь – синхронный электродвигатель с постоян-

ными магнитами во вращающейся системе координат, ориентированной по результирующему вектору потокосцепления ротора. Входными величинами структурной схемы являются составляющие напряжения управления преобразователя U_{ynd} и U_{ynq} , а выходной величиной – угловая скорость двигателя ω . Данная структурная схема характеризуется следующими промежуточными координатами: $U_{1d}, U_{1q}, I_{1d}, I_{1q}, \Psi_{1d}, \Psi_{1q}$ – составляющие напряжения, тока статора и потокосцепления ротора в ортогональной вращающейся системе координат (d, q); $M_{эм}$ – электромагнитный момент двигателя, Н·м.

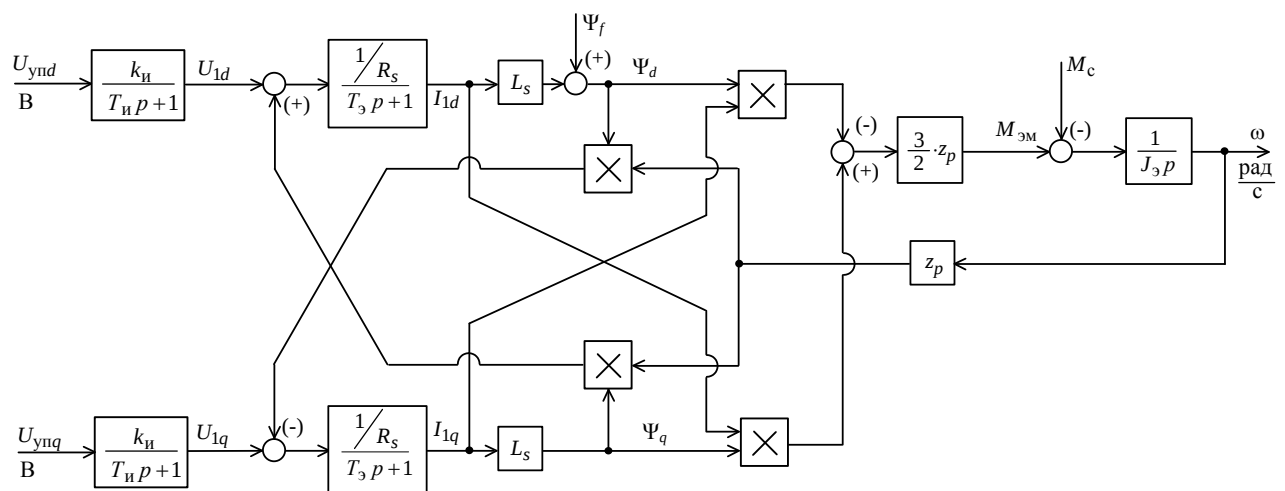


Рисунок 2.14 – Структурная схема силового канала

В данной работе при моделировании используется трехфазная модель синхронного двигателя с постоянными магнитами из стандартного набора силовых компонентов среды MATLAB Simulink.

2.4. Синтез и анализ САУ РЭП

2.4.1. Структурная схема линеаризованной САУ РЭП

Структурная схема линеаризованной системы автоматического управления регулируемого электропривода приведена на рисунке 2.15.

На схеме приняты следующие обозначения:

- $W_{ггд}(p), W_{ггq}(p), W_{гс}(p)$ – регуляторы тока, скорости;
- $W_{вх.ф.}(p)$ – входной фильтр;

- $k_{от}$ – коэффициент обратной связи по току, о.е./А;
- $k_{ос}$ – коэффициент обратной связи по скорости, о.е./рад;
- $T_{\mu то}$ – малая постоянная времени в цепи обратной связи контура тока.

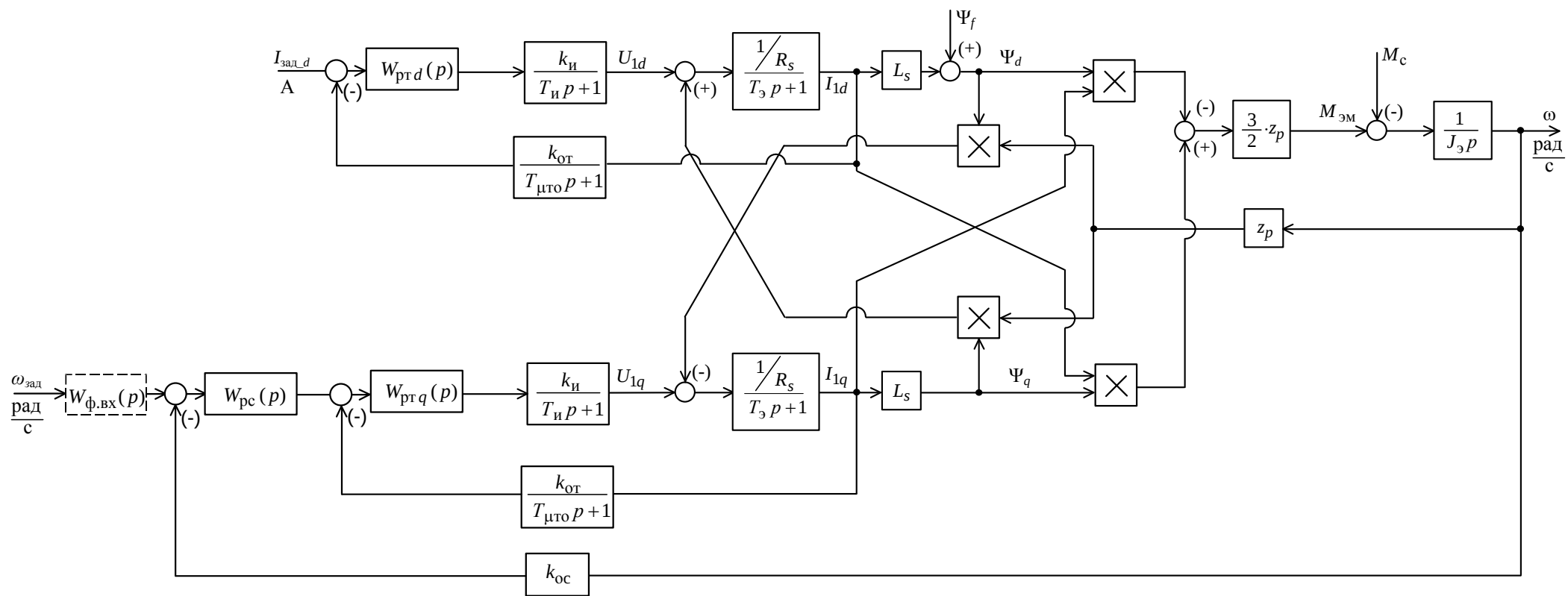


Рисунок 2.15 – Структурная схема линеаризованной САУ РЭП

2.4.2. Оптимизация контура тока

Структурная схема контура тока с инерционной обратной связью и полной компенсацией внутренней отрицательной обратной связи по ЭДС двигателя приведена на рисунке 2.16. Вследствие неявнополюсности машины, индуктивности по продольной и поперечной осям одинаковы $L_d = L_q$. Контур токов I_{1d} и I_{1q} идентичные.

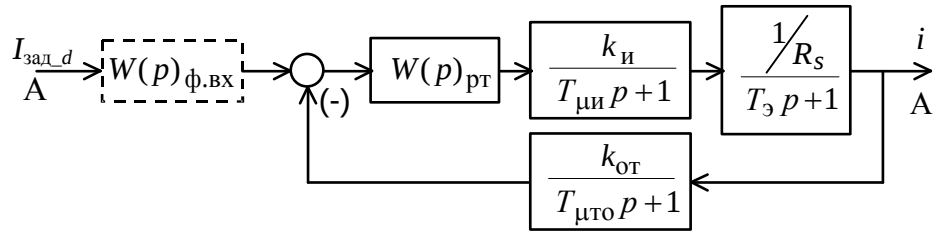


Рисунок 2.16 – Структурная схема контура тока

Оптимизация проводится без учёта влияния обратной связи по ЭДС двигателя и влияния изменения угла между вектором потока от постоянных магнитов и вектором напряжений.

$k_{инв} = 1$ – коэффициент усиления инвертора;

$k_{от} = 1$ – коэффициент обратной связи по току;

$$T_{шим} = \frac{1}{f_{шим}} = \frac{1}{10000} = 0,0001 \text{ с};$$

$$T_{и} = \frac{T_{шим}}{4} = \frac{0,0001}{4} = 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ с} \text{ – постоянная времени инвертора};$$

$$T_{э} = \frac{L_s}{R_s} = \frac{0,006365}{1,6} = 0,003978 \text{ с} \text{ – электромагнитная постоянная време-}$$

ни якорной цепи.

Малая постоянная времени в цепи обратной связи по току

$$T_{мто} = \frac{1}{10^{\left| \lg(f_{шим}) - \frac{\Delta L}{20} \right|}} = \frac{1}{10^{\left| \lg(f_{шим}) - \lg(0,5) \right|}} = \frac{1}{10^{\left| \lg\left(\frac{f_{шим}}{0,5}\right) \right|}} =$$

$$= \frac{1}{10^{\left| \lg\left(\frac{10000}{2\pi \cdot 0,5}\right) \right|}} = 3,142 \cdot 10^{-4} \text{ с}.$$

Эквивалентная малая постоянная времени контура тока

$$T_{\mu\Gamma\Omega} = 2T_{\text{инв}} + T_{\mu\Gamma\Omega} = 2,5 \cdot 10^{-5} + 3,142 \cdot 10^{-4} = 3,642 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

В качестве регулятора тока принимаем ПИ-регулятор с передаточной функцией

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

Постоянная времени регулятора тока

$$T_{\text{рт}} = T_{\Omega} = 0,003978 \text{ с}$$

Коэффициент усиления регулятора тока

$$k_{\text{рт}} = \frac{T_{\Omega} \cdot R_s}{k_{\text{от}} \cdot k_{\text{инв}} \cdot 2T_{\mu\Gamma\Omega}} = \frac{\frac{L_s}{R_s} \cdot R_s}{2 \cdot \left(2 \cdot \frac{T_{\text{шим}}}{4} + T_{\mu\Gamma\Omega} \right)} = \frac{L_s}{T_{\text{шим}} + 2 \cdot T_{\mu\Gamma\Omega}} =$$

$$= \frac{0,006365}{0,0001 + 2 \cdot 3,142 \cdot 10^{-4}} = 0,175$$

2.4.3. Оптимизация контура скорости

Структурная схема контура скорости приведена на рисунке 2.17.

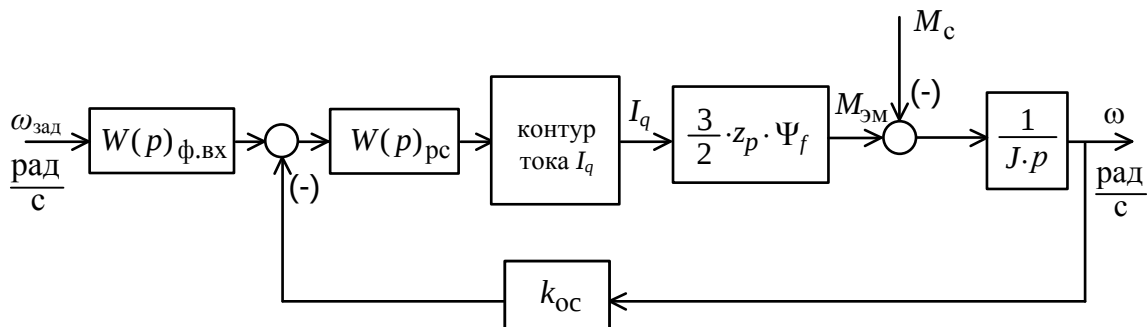


Рисунок 2.17 – Структурная схема контура скорости

Малая постоянная времени контура скорости

$$T_{\mu c3} = T_{\mu r3} = 8 \cdot 3,642 \cdot 10^{-4} = 2,913 \cdot 10^{-3} \text{ с}$$

Передаточная функция ПИ-регулятора скорости

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

Постоянная времени регулятора скорости

$$T_{pc} = 26T_{\mu r3} = 26 \left(\frac{T_{\text{шим}}}{2} + 2 \cdot T_{\mu r0} \right) = 26 \cdot \left(\frac{10000}{2} + 3,142 \cdot 10^{-4} \right) = 9,468 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Коэффициент усиления регулятора скорости

$$\begin{aligned} k_{pc} &= \frac{26 \cdot J}{512 \cdot T_{\mu c3} \cdot 1,5 \cdot z_p \cdot \Psi_f} = \frac{26 \cdot J}{512(2 \cdot T_{\text{инв}} + T_{\mu r0}) \cdot 1,5 \cdot z_p \cdot \Psi_f} = \\ &= \frac{26 \cdot J}{512 \left(2 \cdot \frac{T_{\text{шим}}}{4} + T_{\mu r0} \right) \cdot 1,5 \cdot z_p \cdot \Psi_f} = \\ &= \frac{26 \cdot 2,26 \cdot 10^{-3}}{512 \left(2 \cdot \frac{0,0001}{4} + 3,142 \cdot 10^{-4} \right) \cdot 1,5 \cdot 2 \cdot 0,1852} = 0,070904. \end{aligned}$$

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3.1. Моделирование преобразователей координат

Одним из важнейших пунктов при проектировании систем управления, сложных электромеханических систем, стоит моделирование. Модель с одной стороны должна быть достаточно подробной, для того чтобы соответствующее ей математическое описание было достоверно, с другой стороны она должна быть максимально простой, чтобы изучение динамических свойств механизма с ее помощью было реально осуществимым.

Моделирование электропривода будем производить в программной среде MATLAB Simulink с помощью блоков «S-function builder», что в некоторых случаях дает возможность их последующей программной реализации на цифровом сигнальном процессоре за счет простого переноса кода на языке Си.

Процессоры способны выполнять целочисленную арифметику. Арифметика с плавающей запятой, дающая большую точность, в принципе возможна, но требует больших затрат времени на проведение вычислений. Поэтому вычисления для вещественных чисел принято проводить с фиксированной запятой, когда запятая устанавливается фиксировано, деля набор битов на 2 части – на целую (знак числа входит сюда же) и дробную. Соответственно все необходимые вычисления при моделировании в данной работе также проводятся с фиксированной запятой. Математические действия (преобразования форматов, умножение и деление, вычисление тригонометрических функций) запускаются через специальные процедуры, вызывать их можно из библиотеки *IQmath.lib*, которую необходимо подключить к каждому блоку модели.

Для векторной системы управления необходимы следующие преобразователи координат: из трехфазной неподвижной системы в неподвижную декартову систему (преобразование Кларка), из двухфазной (декартовой) неподвижной в двухфазную вращающуюся систему (преобразование Парка-Горева), а также обратные данным преобразования.

Преобразование из трехфазной системы координат a, b, c в неподвижную декартовую систему координат α, β производится в соответствии с выражениями

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= i_a, \\ i_{\beta} &= \frac{i_a + 2 \cdot i_b}{\sqrt{3}}. \end{aligned} \quad (14)$$

Графическая иллюстрация последовательности данного преобразования приведена на рисунке 3.1.

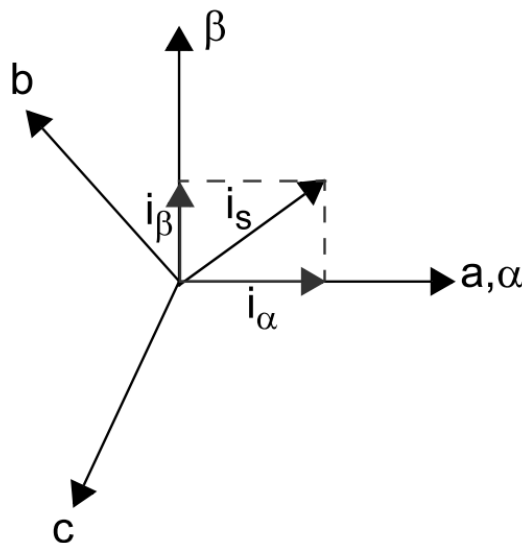


Рисунок 3.1 – Графическая иллюстрация преобразования Кларка

Для реализации данного преобразования в среде MATLAB Simulink создадим блок «CLARKE» (рисунок 3.2), имеющий два входа (i_a, i_b) и два выхода (i_{α}, i_{β}).

Код преобразования для данного блока на языке Си с использованием библиотеки, позволяющей проводить вычисления с фиксированной запятой, приведен в приложении А.



Рисунок 3.2 – Внешний вид блока прямого преобразования Кларка

Последовательность преобразования токов из неподвижной системы координат α, β к вращающейся системе координат d, q (преобразование Парка-Горева) производится в соответствии с соотношениями

$$i_d = i_\alpha \cdot \cos \theta + i_\beta \cdot \sin \theta,$$

$$i_q = -i_\alpha \cdot \sin \theta + i_\beta \cdot \sin \theta,$$

где θ – угол положения вектора потокосцепления, он же угол между координатными осями неподвижной и вращающейся систем.

Графическая иллюстрация последовательности данного преобразования приведена на рисунке 3.3.

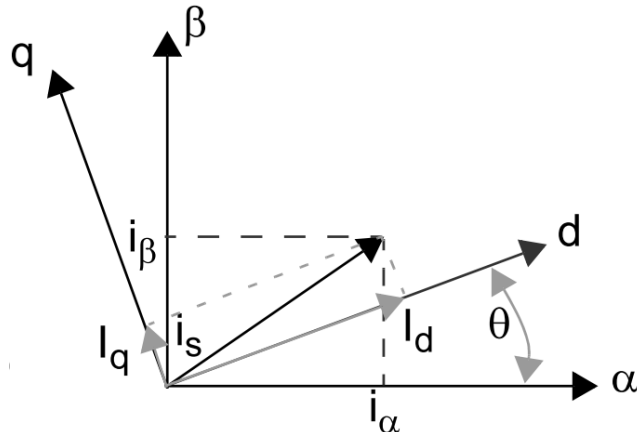


Рисунок 3.3 – Графическая иллюстрация преобразования Парка-Горева

Для реализации данного преобразования в среде MATLAB Simulink создадим блок «PARK» (рисунок 3.4), имеющий три входа (park_alfa, park_beta, theta) и два выхода (park_X, park_Y).

Код преобразования для данного блока на языке Си с использованием библиотеки, позволяющей проводить вычисления с фиксированной запятой, приведен в приложении Б.

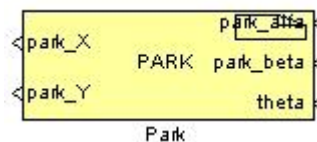


Рисунок 3.5 – Внешний вид блока прямого преобразования Парка-Горева

Последовательность преобразования напряжений из вращающейся системы координат d, q к неподвижной системе координат α, β (обратное преобразование Парка-Горева) производится в соответствии с соотношениями

$$i_\alpha = i_d \cdot \cos \theta - i_q \cdot \sin \theta,$$

$$i_\beta = i_d \cdot \sin \theta + i_q \cdot \cos \theta.$$

Графическая иллюстрация последовательности данного преобразования приведена на рисунке 3.6.

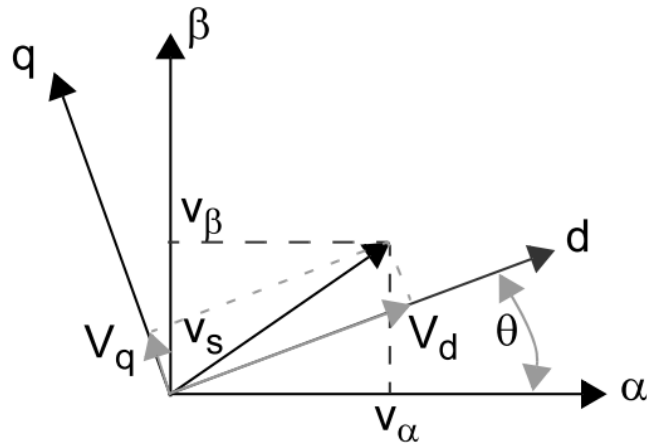


Рисунок 3.6 – Графическая иллюстрация обратного преобразования Парка-Горева

Для реализации данного преобразования в среде MATLAB Simulink создадим блок «I_PARK» (рисунок 3.7), имеющий три входа (ipark_X, ipark_Y, theta) и два выхода (ipark_alfa, ipark_beta).

Код преобразования для данного блока на языке Си с использованием библиотеки, позволяющей проводить вычисления с фиксированной запятой, приведен в приложении В.

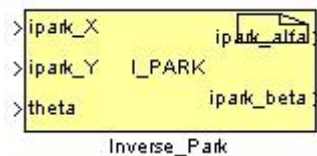


Рисунок 3.8 – Внешний вид блока обратного преобразования Парка-Горева

Преобразование из неподвижной декартовой системы координат α, β в трехфазную систему координат a, b, c (обратное преобразование Кларка) производится в соответствии с выражениями:

$$U_a = U_\alpha,$$

$$U_b = \frac{-U_\alpha + \sqrt{3} \cdot U_\beta}{2},$$

$$U_c = \frac{-U_\alpha - \sqrt{3} \cdot U_\beta}{2}.$$

Графическая иллюстрация последовательности данного преобразования приведена на рисунке 3.9.

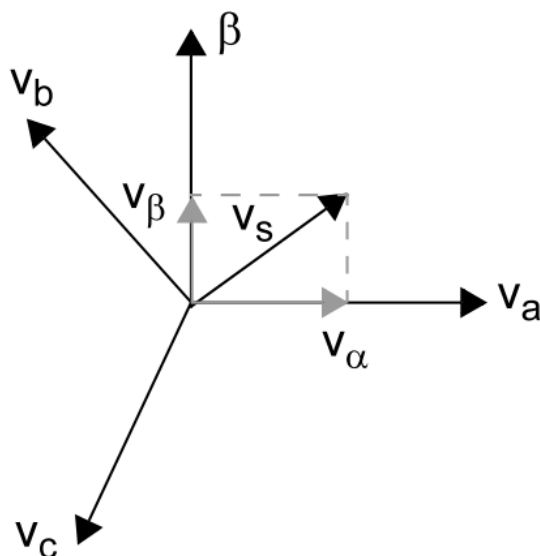


Рисунок 3.9 – Графическая иллюстрация обратного преобразования Кларка

Для реализации данного преобразования в среде MATLAB Simulink создадим блок «I_CLARKE» (рисунок 3.10), имеющий два входа (Ualfa, Ubeta) и три выхода (U_A, U_B, U_C).

Код преобразования для данного блока на языке Си с использованием библиотеки, позволяющей проводить вычисления с фиксированной запятой, приведен в приложении Г.

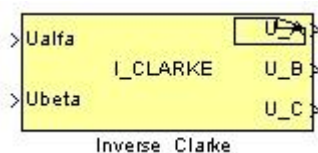


Рисунок 3.10 – Внешний вид блока обратного преобразования Кларка

Применение инвертора в ЭП обеспечивает наиболее экономичные способы регулирования скорости и момента электродвигателей переменного тока.

3.2. Разработка модели инвертора с широтно-импульсной модуляцией

Автономный инвертор напряжения представляет собой коммутатор на основе полностью управляемых переключающих элементов – силовых ключей, в качестве которых используют полностью управляемые полупроводниковые приборы в виде силовых транзисторов или запираемых тиристоров.

Инверторы напряжения совместимы с нагрузкой активно-индуктивного характера и благодаря специальному алгоритму формирования управляющих импульсов обеспечивают требуемую величину и форму выходного напряжения. Для управления ключами автономного инвертора используются различные законы ШИМ: синусоидальный, векторный и т.д.

Законы широтно-импульсной модуляции предполагают, как правило, микропроцессорную реализацию управляющего устройства для воспроизведения импульсов, необходимых для управления силовыми ключами.

В разрабатываемой модели процесс генерации импульсов ШИМ для инвертора основывается на сравнении входного синусоидального сигнала задания с искусственно-генерируемым пилообразным сигналом. Пилообразный сигнал генерируется двунаправленным счетчиком, который считает от нуля до величины периода таймера и обратно до нуля. Период таймера принят равным 100. Частота расчета таймера больше частоты ШИМ в n раз:

$$f_{timer} = f_{PWM} \cdot n = 10000 \cdot 100 = 1 \text{ МГц},$$

где $n=100$ – период таймера.

Сравнение происходит следующим образом: величина сравнения равна сумме величины входного синусоидального сигнала в настоящий момент времени и половины периода таймера:

$$cmp = U_i + \frac{N}{2} = U_i + 50 ,$$

где U_i – величина входного синусоидального сигнала в текущий момент времени.

Когда величина счетчика становится больше величины сравнения, подается отпирающий импульс на верхний транзистор стойки, в обратном случае подается отпирающий импульс на нижний транзистор. График, описывающий данное сравнение представлен на рисунке 3.11.

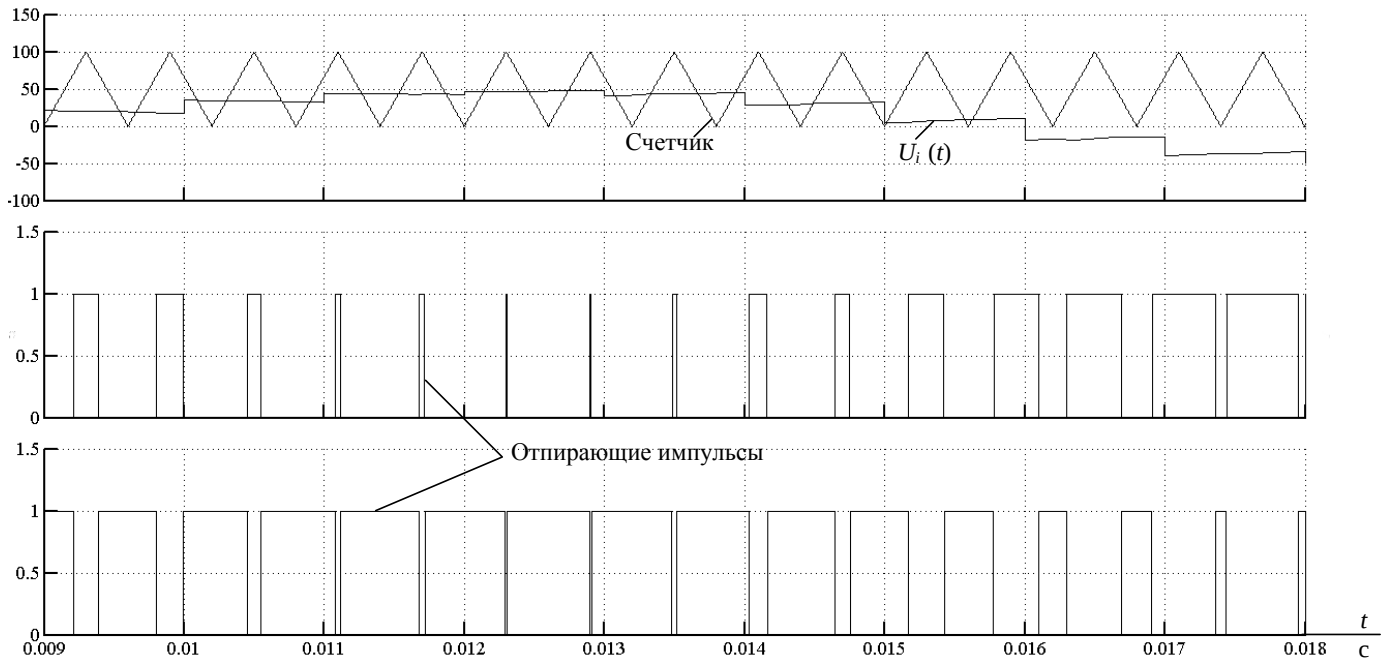


Рисунок 3.11 – График, показывающий формирование сигналов ШИМ

На рисунке 3.12 изображена модель формирователей импульсов ШИМ с инвертором. Входные синусоидальные сигналы задания заходят в схему на контакты IN_A, IN_B, IN_C. Блоки формирователей импульсов PWM1, PWM2 и PWM3 подают отпирающие импульсы со своих выводов outH и outL соответственно на управляющие выводы верхних и нижних транзисторов стойки. Отличием данного преобразователя от стандартных преобразователей библиотеки Matlab является наличие возможности учитывать «мертвое время», которое, так или иначе, присутствует в реальных микропроцессорных системах управления.

Код блоков всех трех формирователей импульсов идентичен и представлен в приложении Е.

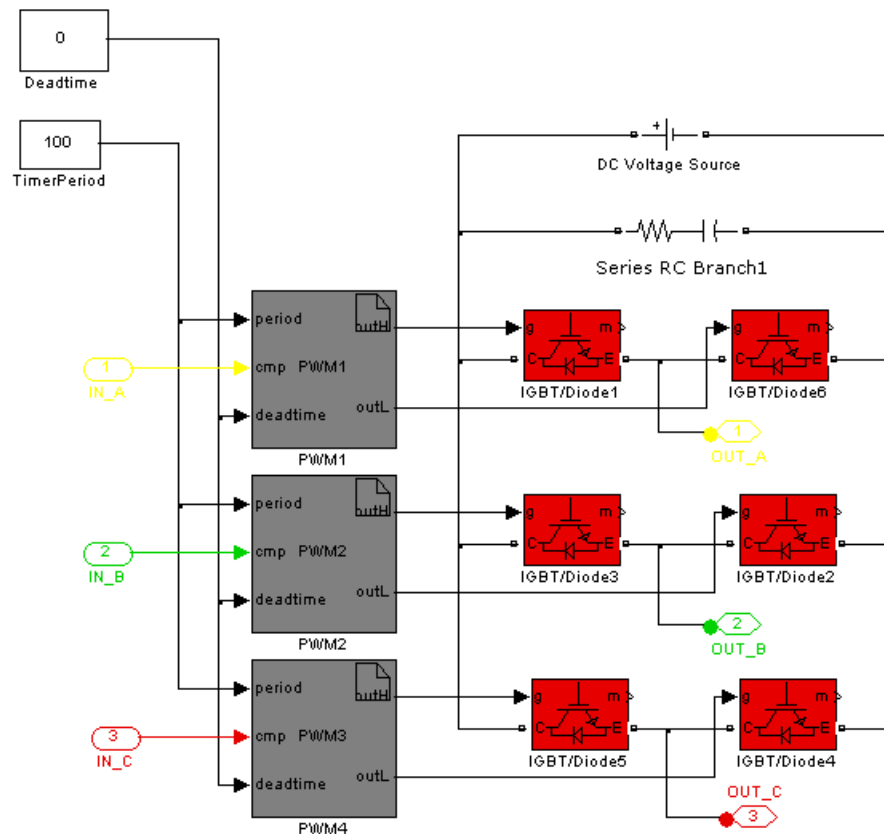


Рисунок 3.12 – Внешний вид модели инвертора и формирователей управляющих импульсов в среде MATLAB Simulink

Трехфазное напряжение питания двигателя снимается с контактов out_A, out_B, out_C.

3.3. Разработка блока определения углового положения ротора и скорости по датчикам холла

В разрабатываемой системе управления применен принцип нахождения только угла положения вектора потокосцепления, без нахождения самого значения этого вектора. Затем, управляющие сигналы посредством обратных координатных преобразователей ориентируются по данному вектору.

Поскольку для определения угла положения вектора потокосцепления используются 3 датчика Холла, и в каждый момент времени срабатывает только один датчик, то таким образом, можно составить таблицу бинарного кода (таблица 2.2), при помощи которой определим угол положения вектора потокосцепления (системы dq). Для этого сигналы с датчиков Холла декоди-

руются из бинарного состояния в цифровую последовательность, которая плавно нарастает или спадает при вращении вала, то есть фактически отражает угол поворота (является датчиком положения ротора, но с низким разрешением – 6 комбинаций на пару полюсов) данный угол поворота для синхронного мотора является углом поворота для системы dq.

Таблица 2.2 – Таблица преобразования бинарного кода с датчиков Холла в угловое положение ротора

Hall_1	Hall_2	Hall_3	Результат
0	0	1	1
0	1	1	2
0	1	0	3
1	1	0	4
1	0	0	5
1	0	1	6

Результат работы данного блока приведен на рисунке 3.13. Чем выше точность датчиков положения ротора, т.е. чем выше их разрешение, тем ближе будет ток в двигателе к синусоидальной форме. Как видно из рисунка имеем всего 6 сигналов о положении системы dq, в результате чего будут иметь место пульсации момента и скорости.

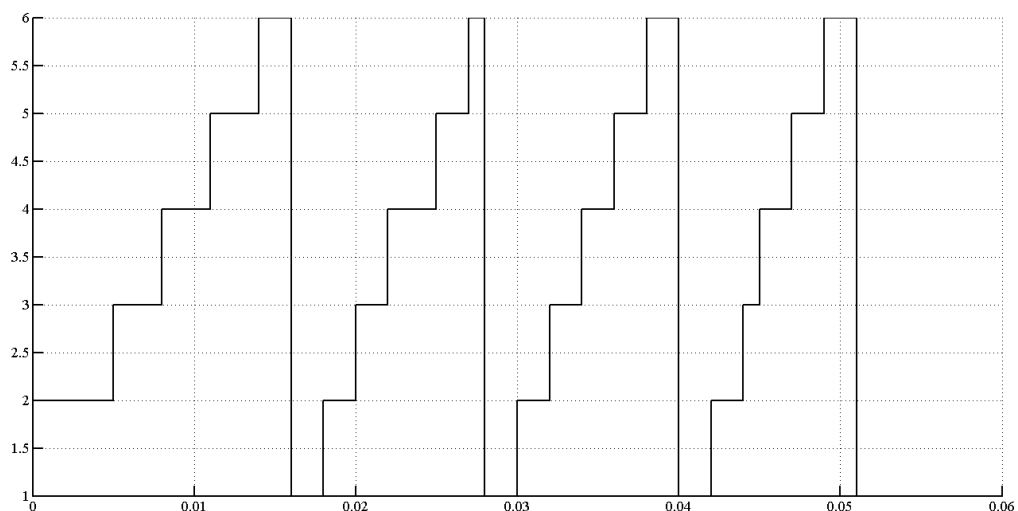


Рисунок 3.13 – Угловое положение вектора потокоцепления ротора, определенное по датчикам Холла

Внешний вид блока, определения углового положения вектора потокоцепления ротора и расчета скорости по датчикам Холла приведен на рисунке 3.14. Исходный код данного блока приведен в приложении Ж.

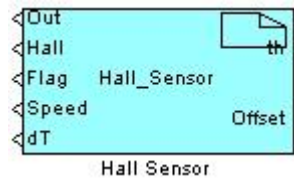


Рисунок 3.14 – Внешний вид блока определения углового положения вектора потокоцепления и скорости по датчикам холла

3.4. Разработка пропорционально-интегральных регуляторов

ПИ-регулятор обычно представляется следующей передаточной функцией

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = k_n + \frac{k_n}{T_u \cdot p}. \quad (15)$$

Для цифровой реализации ПИ-регулятора необходимо это уравнение дискретизировать, т.е. перейти к конечно-разностной форме и решить его. Для этого выполним следующие действия

Выразим $y(p)$ из уравнения (1)

$$y(p) = k_n \cdot x(p) + \frac{k_n \cdot x(p)}{T_u \cdot p};$$

Применим обратное преобразование Лапласа

$$y(t) = k_n \cdot x(t) + \frac{k_n \cdot \int x(t) dt}{T_u};$$

Продифференцируем обе части уравнения

$$\frac{dy(t)}{dt} = k_n \cdot \frac{dx(t)}{dt} + \frac{k_n \cdot x(t)}{T_u};$$

Теперь запишем уравнение в дискретном виде

$$\frac{y_k - y_{k-1}}{T} = k_n \cdot \frac{x_k - x_{k-1}}{T} + \frac{k_n \cdot x_k}{T_u};$$

Выразим y_k

$$y_k = y_{k-1} + x_k \left(k_n + \frac{k_n \cdot T}{T_u} \right) - k_n \cdot x_{k-1};$$

где T_u – интегрирующая постоянная времени,

T – время расчета регулятора,

k_n – пропорциональный коэффициент.

Код блоков всех 3х регуляторов на языке Си с использованием библиотеки, позволяющей проводить вычисления с фиксированной запятой, приведен в приложении Д.

Внешний вид блока ПИ-регулятора представлен на рисунке 3.15.

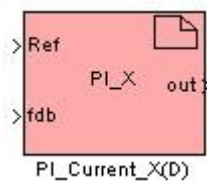
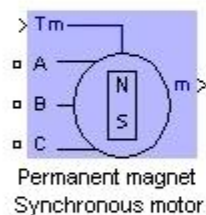


Рисунок 3.15 – Внешний вид блока пропорционально-интегрального регулятора

3.5. Модель синхронного двигателя с постоянными магнитами

Так как разрабатываемая модель является трехфазной и с учетом всех особенностей реальной системы, было принято решение об использовании трехфазной модели синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе в неподвижной системе координат из стандартной библиотеки силовых элементов среды MATLAB Simulink.

Внешний вид модели СДПМ и таблица внутренних параметров приведены на рисунке 3.16.



Block Parameters: Permanent magnet from Demos

Permanent Magnet Synchronous Machine (mask) (link)

Implements a 3-phase permanent magnet synchronous machine with trapezoidal back EMF. The sinusoidal machine is modelled in the dq rc frame and the trapezoidal machine is modelled in the abc reference frame. The windings are connected in wye to an internal neutral point.

The preset models are available only for the Sinusoidal back EMF machine.

Configuration Parameters Advanced

Stator phase resistance R_s (ohm):

1.6

Inductances [L_d (H) L_q (H)]:

[0.006365 0.006365]

Specify: Flux linkage established by magnets (V.s)

Flux linkage established by magnets (V.s):

0.1852

Voltage Constant (V_{peak} L-L / krpm):

134.3663

Torque Constant (N.m / A_peak):

1.1112

Inertia, friction factor and pole pairs [J(kg.m²) F(N.m.s) p()]:

[2.26e-003 1.349e-005 4]

OK Cancel Help Apply

Рисунок 3.16 – Внешний вид синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе и таблица его параметров

4. ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БДПТ

4.1. Скалярный режим работы БДПТ

Схема набора модели системы скалярного управления вентильным двигателем (БДПТ) приведена на рисунке 4.1. На данном этапе происходит запуск системы при отсутствующих обратных связях сигналов. В обмотке двигателя формируется синусоидальный ток за счет принудительного вращения системы dq , угол поворота которой задается с генератора пилообразного сигнала (частота этого сигнала задается блоком *Ramp_Theta*). Регулируя проекции U_d и U_q , становится возможным влиять на токи двигателя. На данном этапе важна правильность определения фаз двигателя для установки датчиков тока. Так, при правильной конфигурации сигналы блока CLARKE i_a и i_b есть 2 синуса, сдвинутых относительно друг друга на 90 градусов, а сигналы блока PARK $park_X$ и $park_Y$ – прямые линии, значения которых можно изменять с помощью U_{dref} , U_{qref} (фактически, влиять проекциями вектора напряжения на соответствующие проекции вектора тока).

Если значение тока достаточно, то ротор втягивается в «синхронизм» и начинается вращение. Как уже было сказано, все вычисления в данной работе производятся в формате с фиксированной запятой Q16.16. Результаты имитационных исследований (переходные процессы тока, скорости, электромагнитного момента) приведены на рисунке 4.2.

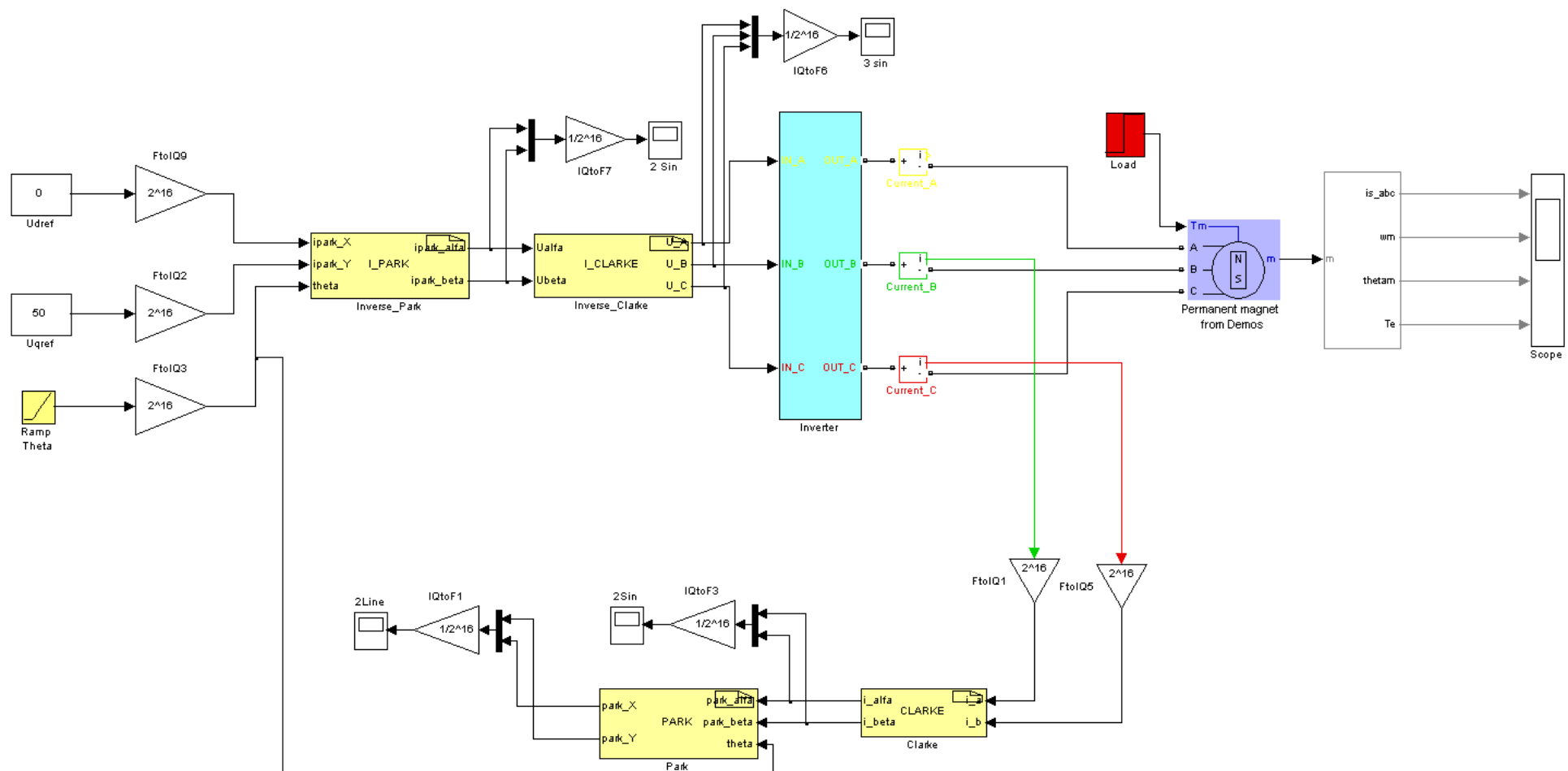


Рисунок 4.1 – Схема набора модели системы скалярного управления вентильным двигателем (БДПТ)

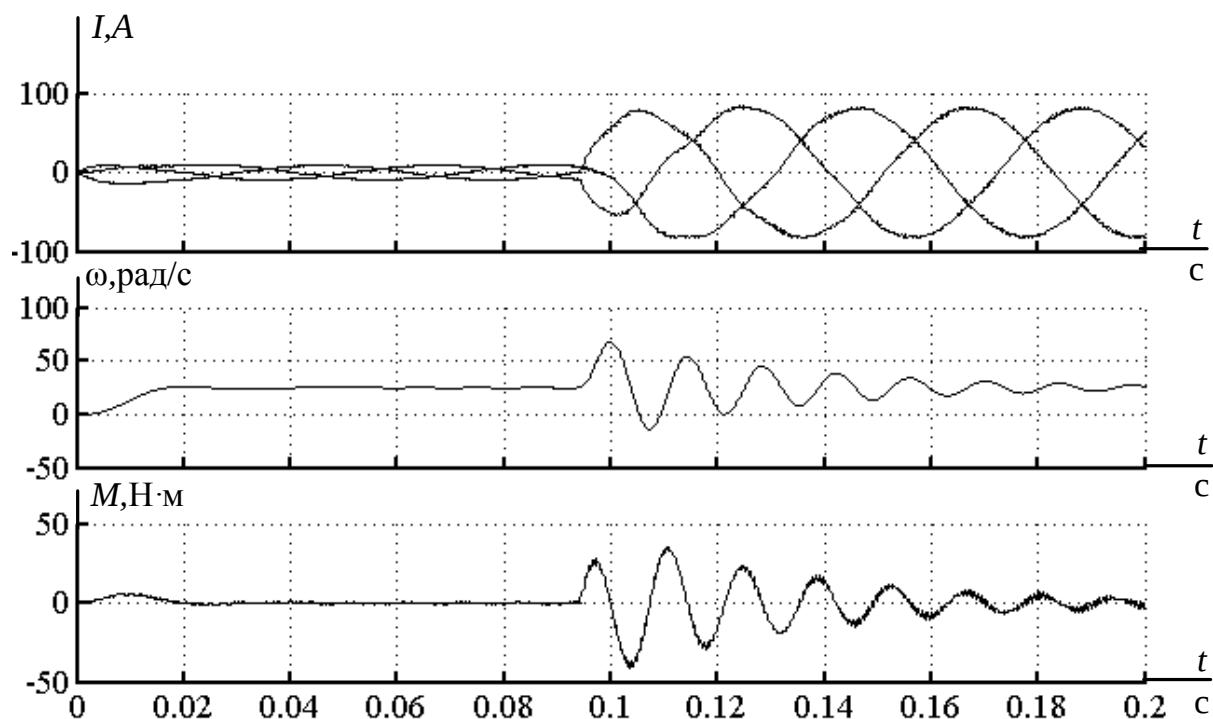


Рисунок 4.2 – Переходные процессы тока, скорости и электромагнитного момента при скалярном управлении

Как видно из рисунка 4.2 при таком способе управления электропривод с вентильным двигателем потребляет много тока, что сказывается на энергосбережении привода, а также из-за того, что угол поворота системы dq задается отдельно и никак не контролируется, возможны случаи, когда двигатель выпадает из синхронизма, поэтому такой способ управления для вентильного электропривода не подходит.

4.2. Токковый режим работы БДПТ

Схема набора модели системы векторного управления бесколлекторным двигателем постоянного тока в токовом режиме приведена на рисунке 4.5. На данном этапе вводятся регуляторы тока. Частота тока в нагрузке по-прежнему задается с блока *Ramp_Theta*.

Результаты имитационных исследований (переходные процессы тока, скорости и электромагнитного момента) приведены на рисунках 4.3-4.4. Как видно из рисунка 4.3 токовый режим для вентильного электропривода также не пригоден, поскольку, как и в скалярном режиме управления наблюдаются

выпады двигателя из синхронизма, однако за счет обратных связей по току он способен опять втянуться в синхронизм.

Преимуществом токового режима является возможность получить малые скорости в данном случае $\omega=2$ рад/с (рисунок 4.4). Колебания, происходящие в начале переходного процесса связаны с подстраиванием угла поля от постоянного магнита под угол результирующего вектора напряжения.

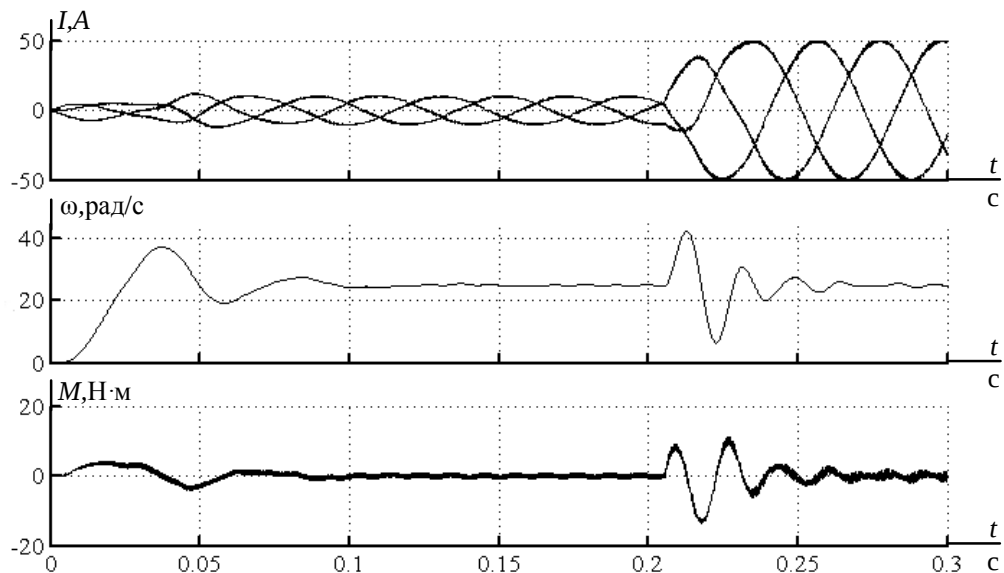


Рисунок 4.3 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при максимальном задании частоты тока и $I_{qref}=10$ А

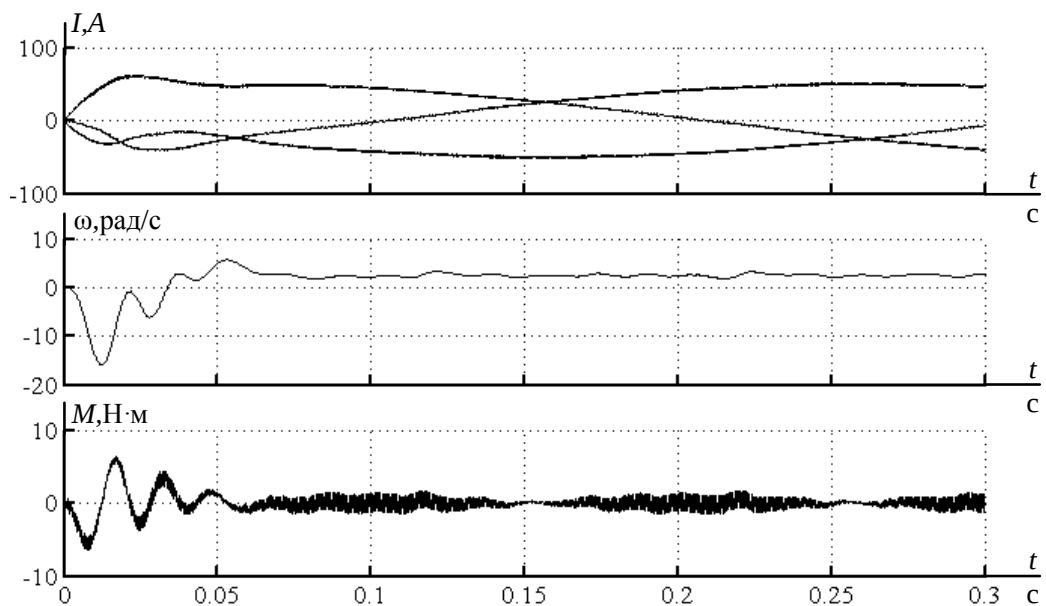


Рисунок 4.4 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента минимальном задании частоты тока и $I_{qref}=10$ А

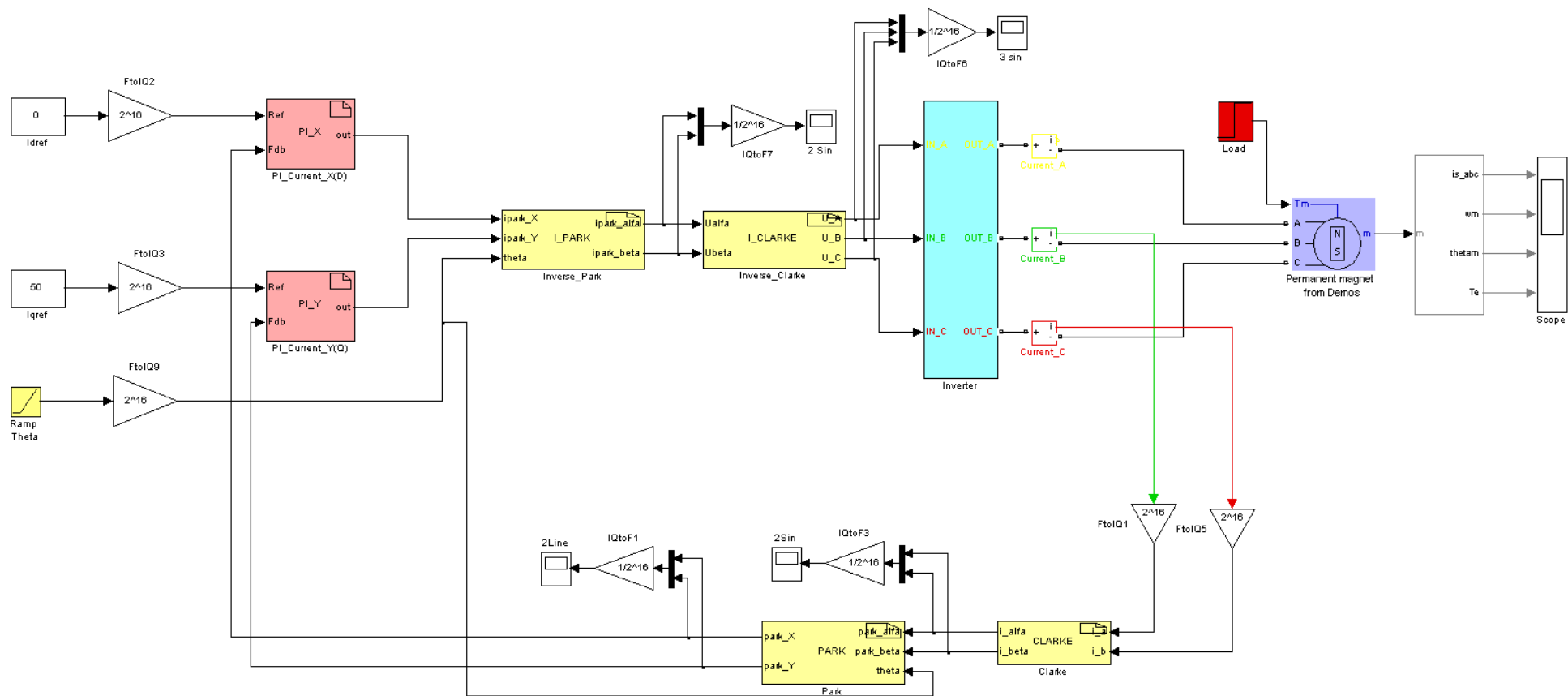


Рисунок 4.5 – Схема набора модели системы векторного управления бесколлекторным двигателем постоянного тока в токовом режиме

4.3. Моментный режим работы БДПТ с датчиками Холла

Схема набора модели системы векторного управления БДПТ в моментном режиме приведена на рисунке 4.6. На этом этапе обеспечивается выставление вектора тока в функции от положения ротора, то есть появляется возможность создавать крутящий момент. Для этого сигналы датчиков Холла декодируются из бинарного состояния в цифровую последовательность, которая плавно нарастает или спадает при вращении вала, то есть фактически отражает угол поворота (является датчиком положения ротора, но с низким разрешением – 6 комбинаций на пару полюсов), данный угол поворота для синхронного мотора является углом поворота системы dq.

Основная цель при формировании момента – установить вектор тока перпендикулярно потоку ротора, создаваемого его магнитами (естественно, с учетом точности имеющихся датчиков положения ротора – чем выше их разрешение, тем ближе будет ток в двигателе к синусоидальной форме).

Для точной подстройки можно использовать специальную переменную (на модели `Angle_Offset`), которую в литературе еще называют «угол коммутации β ». Данное значение добавляется в значение угла положения ротора. За счет регулировки угла коммутации можно достигнуть либо максимальной скорости при отсутствии нагрузки, либо максимального крутящего момента при нулевой скорости. Данный контур тока считается на частоте $f_{\text{кт}}=10\text{кГц}$.

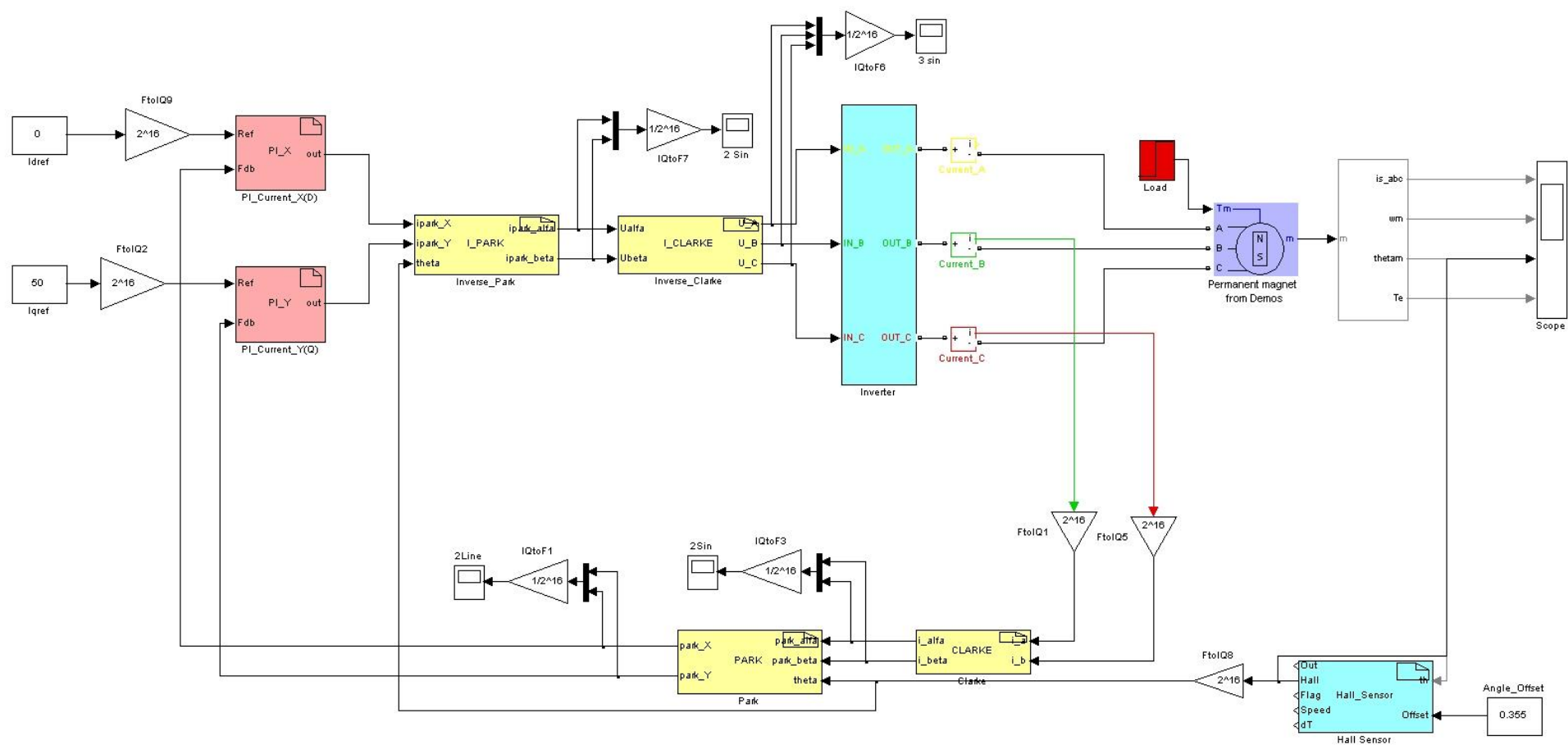


Рисунок 4.6 – Схема набора модели системы векторного управления бесколлекторным двигателем постоянного тока в моментном режиме

На рисунках 4.7-4.10 приведены переходные процессы на разных скоростях и при различных углах коммутации β . Как видно из рисунков точность определения данного угла влияет на качество переходного процесса и устойчивость работы электропривода. Так, на рисунке 4.11 приведен график переходного процесса при неправильном определении угла β . При таком угле коммутации не удастся точно установить вектор тока перпендикулярно вектору потока, в результате чего двигатель выпадает из синхронизма и вращение прекращается.

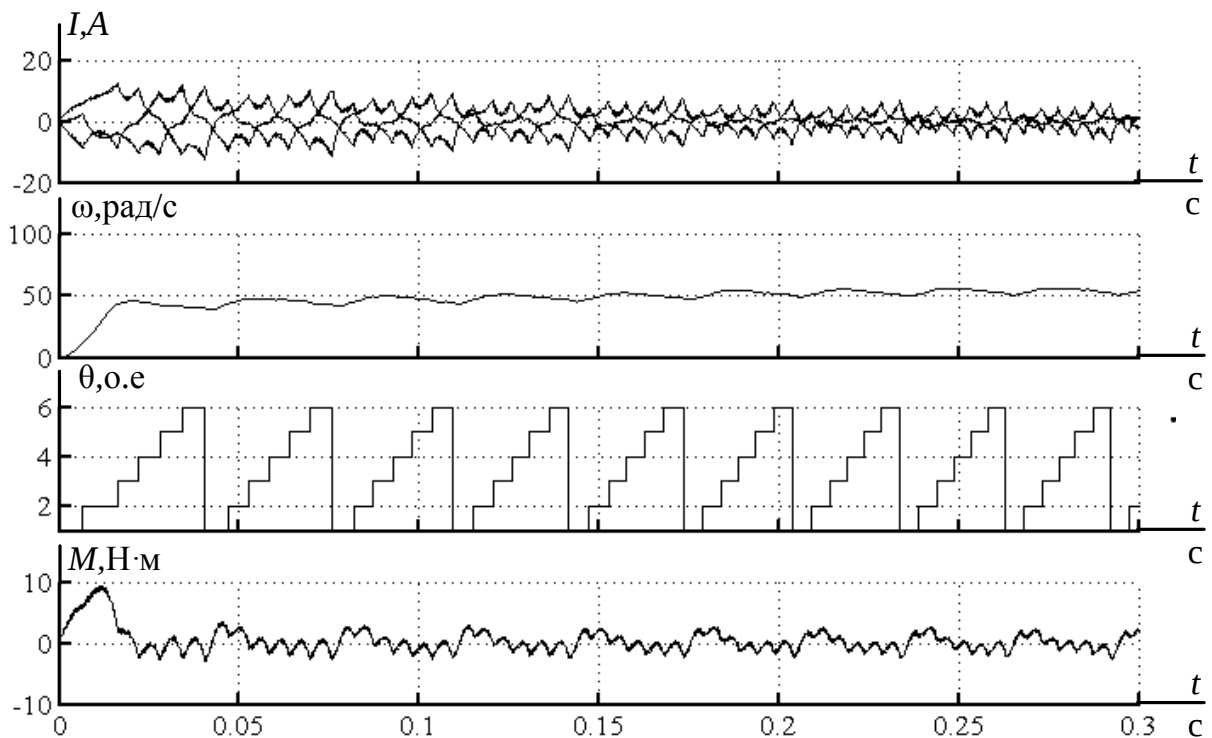


Рисунок 4.7 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при напряжении в звене постоянного тока $U_{dcbus}=90$ В и углом коммутации $\beta=0,225$

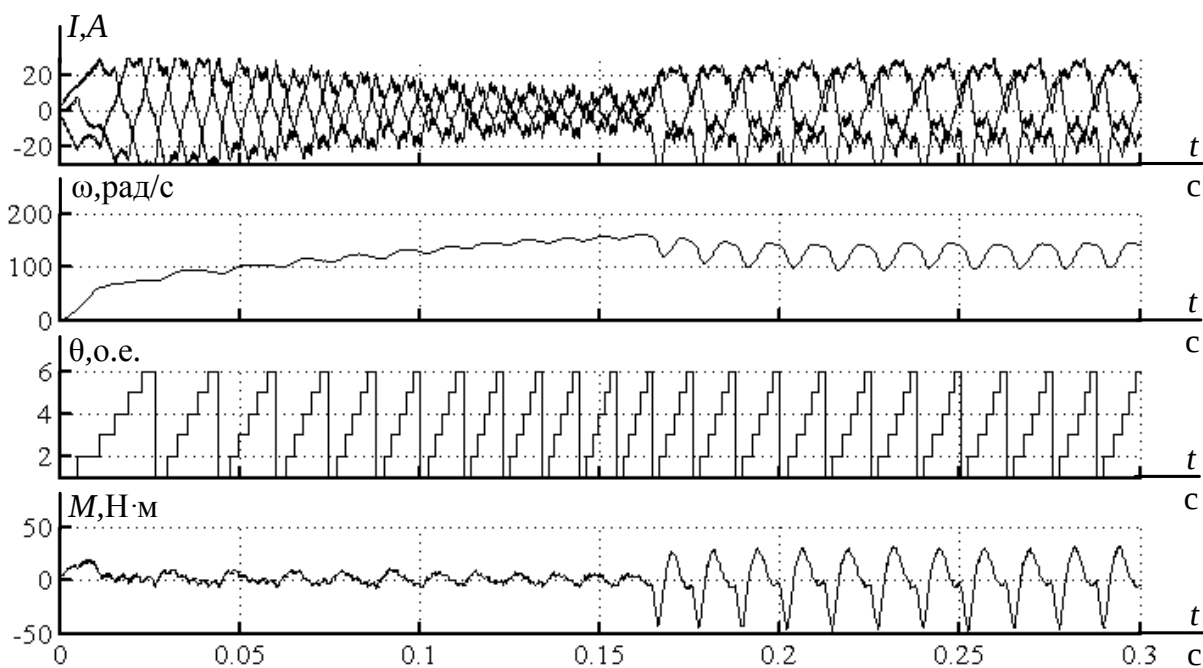


Рисунок 4.8 – переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при максимальном напряжении в звене постоянного тока и углом коммутации $\beta=0,225$

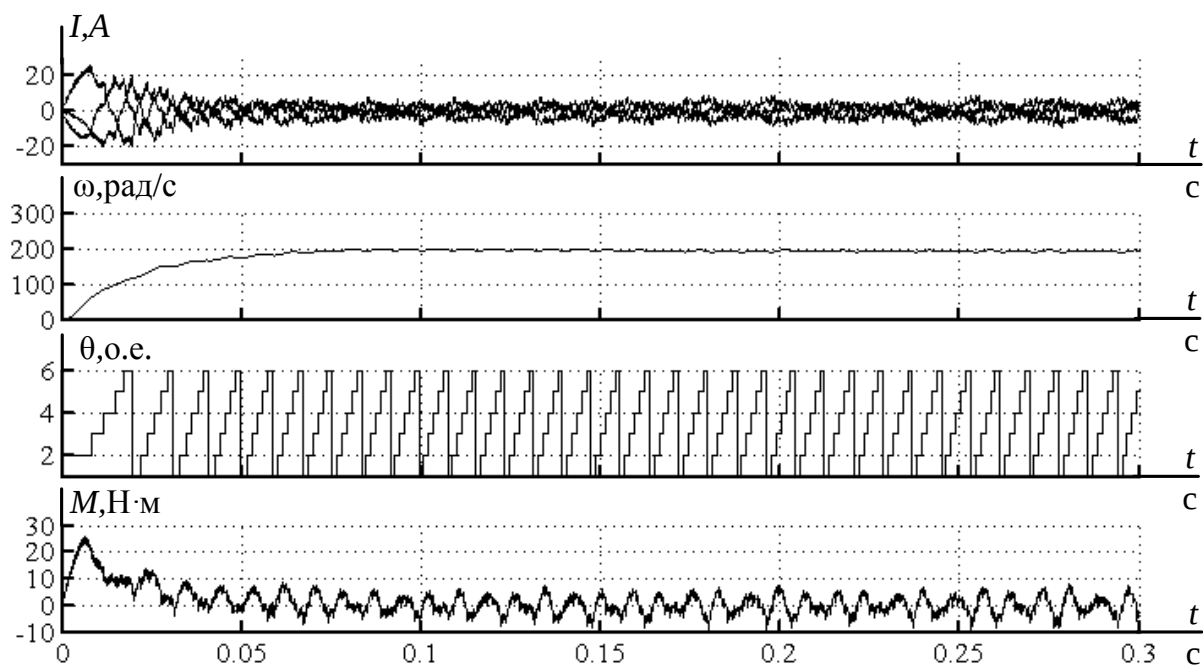


Рисунок 4.9 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при максимальном напряжении в звене постоянного тока и углом коммутации $\beta=0,355$

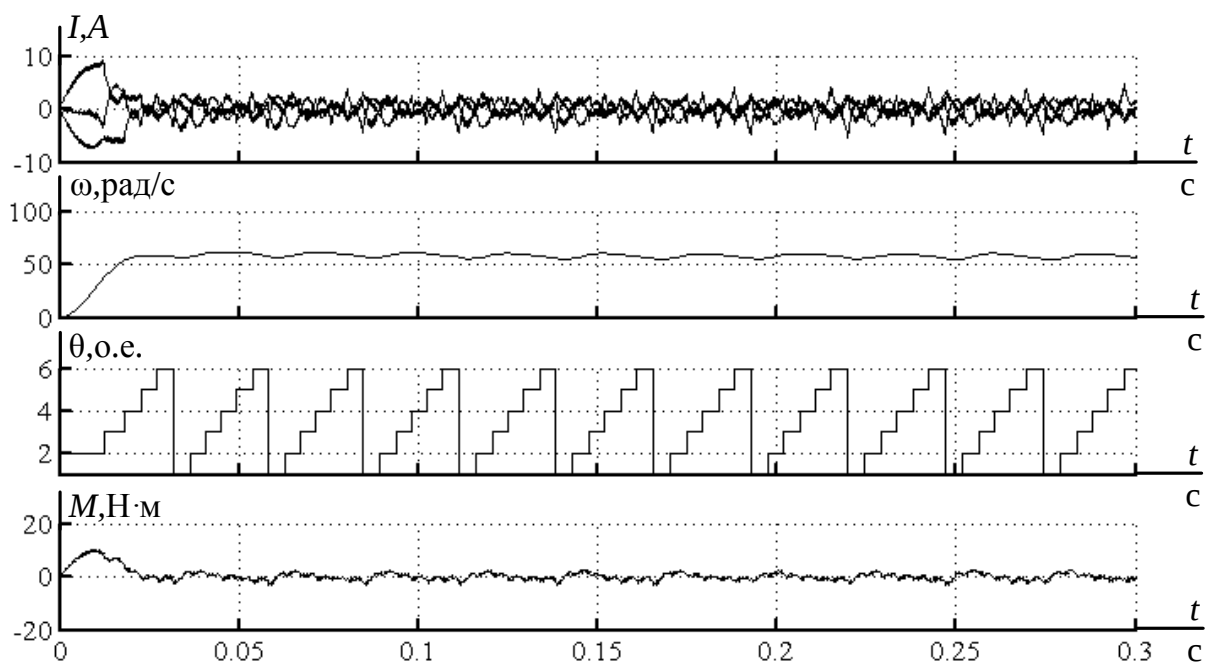


Рисунок 4.10 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при напряжении в звене постоянного тока $U_{dcbus}=90$ В и углом коммутации $\beta=0,355$

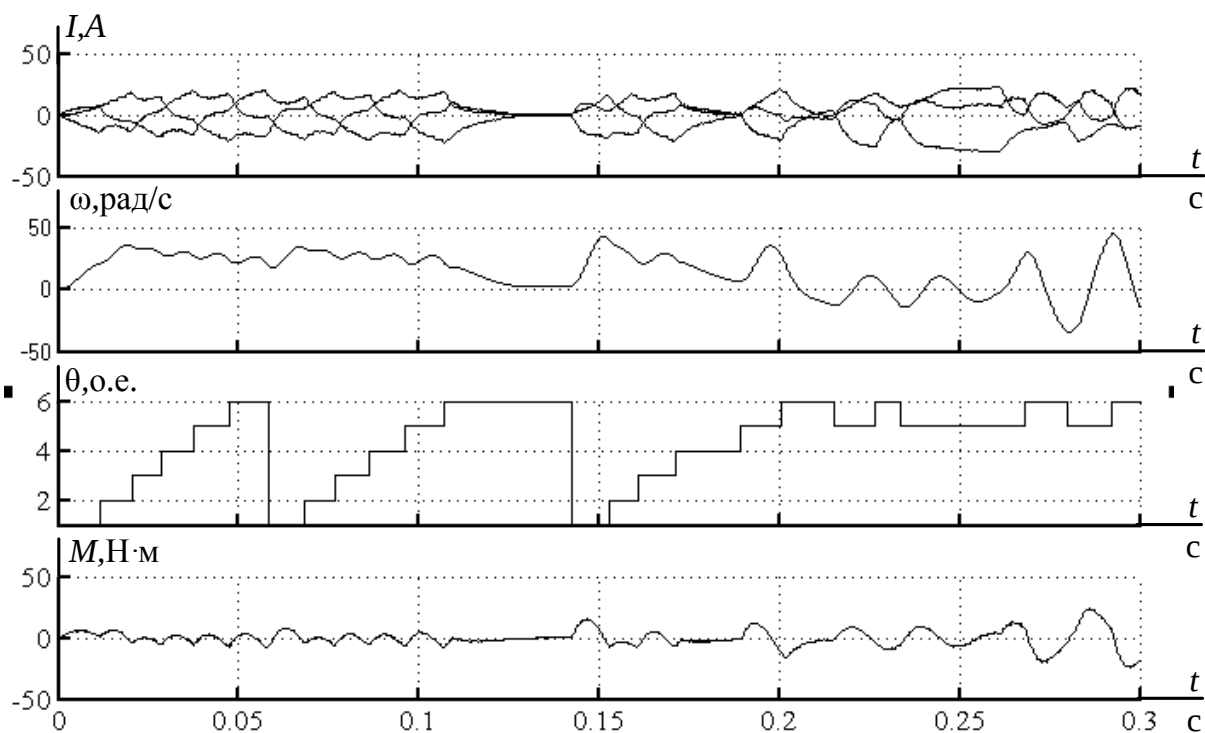


Рисунок 4.11 – Переходный процесс тока, скорости и момента при неправильном определении угла коммутации β

В связи с особенностями конструкции и конкретных инженерных решений у вентильных моторов, необходимо корректировать угол коммутации

в зависимости от направления формирования крутящего момента (таким образом можно добиться увеличения скорости вращения на 10-50 %). На рисунке 4.12 приведен график переходных процессов, на котором видно, что за счет варьирования угла β удалось увеличить скорость до 240 рад/с, т.е. на 20%. Т.о. из выше сказанного можно сделать вывод, что регулировка угла коммутации ничем не отличается от задания тока на ось d , поскольку регулировка задания на ток по оси d (ослабление потока) также приведет к увеличению скорости.

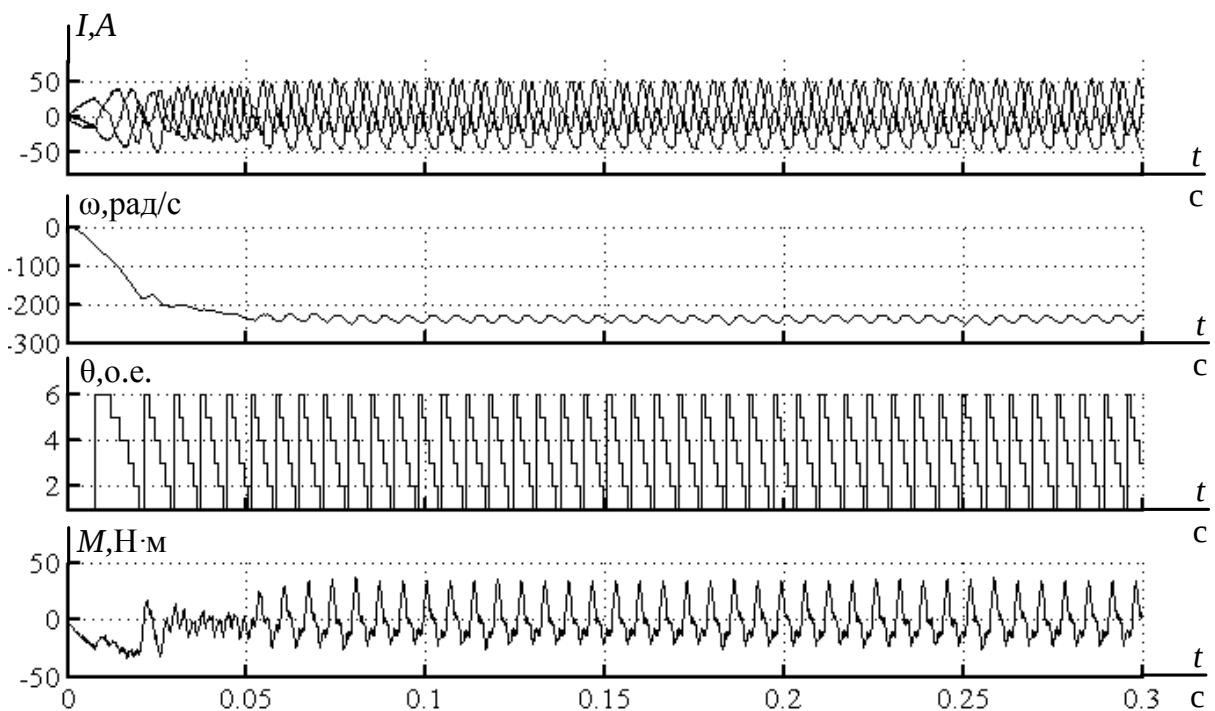


Рисунок 4.12 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при максимальном напряжении в звене постоянного тока и углом коммутации $\beta=0,125$

4.4. Скоростной режим

Схема набора имитационной модели системы векторного управления бесколлекторным двигателем постоянного тока приведена на рисунке 4.13.

На данном этапе замыкаем обратную связь по скорости. Задание скорости идет через блок *SpeedRef*. Выход регулятора скорости является заданием для регулятора тока I_q , то есть крутящего момента. В данном случае регулятор скорости считается на более низкой частоте $f_{\text{кc}}=1\text{кГц}$, чем остальные блоки. Результаты имитационных исследований приведены на рисунках 4.14-4.15. При подаче управляющего сигнала происходит разгон двигателя до заданной скорости. В момент разгона электромагнитный момент плавно увеличивается, затем, после установления постоянной скорости он резко спадает до момента, обусловленного моментом инерции двигателя. При подаче нагрузки момент достигает значения, равное сумме момента двигателя и нагрузки. В момент подачи нагрузки график скорости скачком проседает и затем устанавливается на прежнем уровне, что обусловлено наличием внешнего контура скорости с ПИ-регулятором.

В данном случае сигнал скорости вращения (на рисунках ω^* , рад/с) рассчитывается исходя из периодов времени между событиями смены состояний датчиков Холла (исходный код блока приведен в приложение Ж). Поскольку скорость рассчитывается именно таким образом, то до тех пор, пока не произойдет смена состояний датчиков Холла, информация об обратной связи по скорости отсутствует, что сказывается на точности поддержания скорости и отработке возмущающих воздействий на малых скоростях (рисунок 4.16), а также необходимости корректировать параметры регулятора скорости.

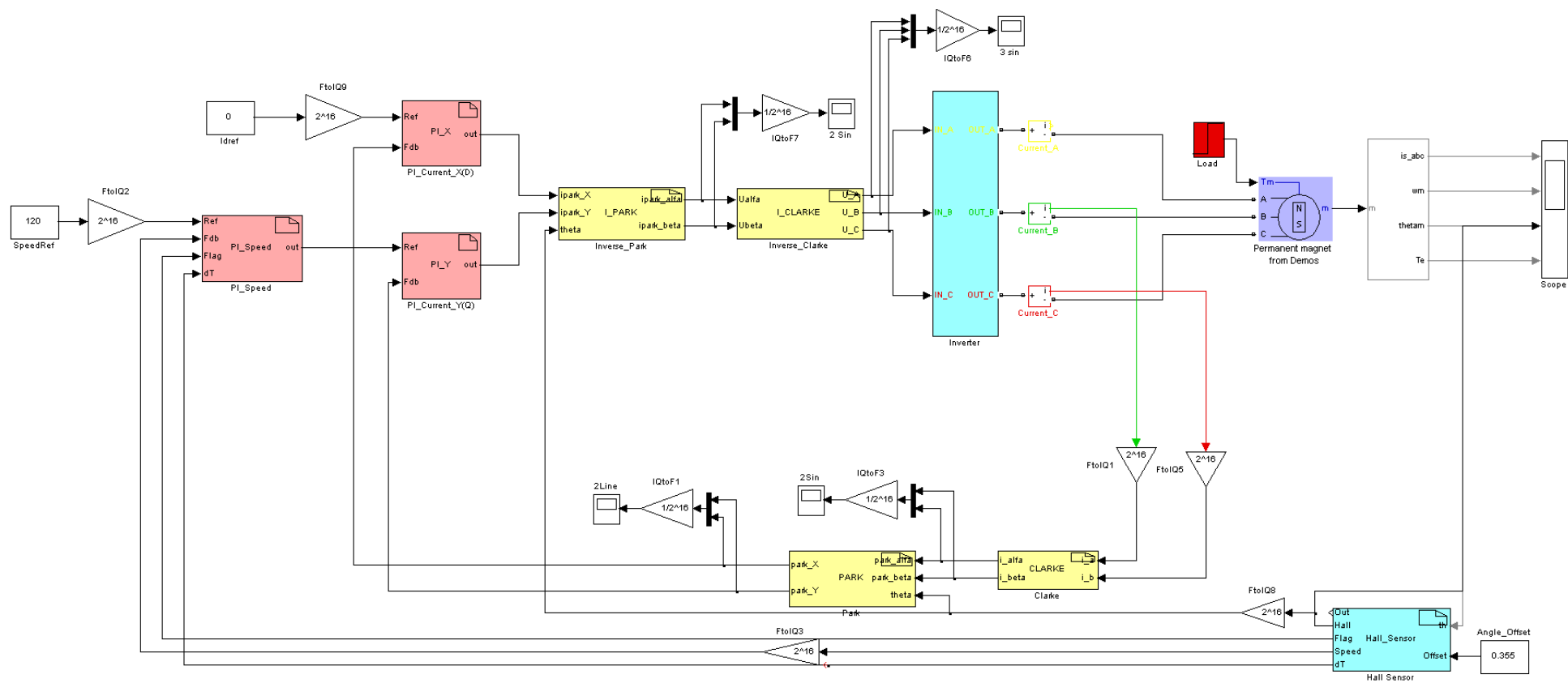


Рисунок 4.13 – Схема набора модели системы векторного управления бесколлекторным двигателем постоянного тока в скоростном режиме

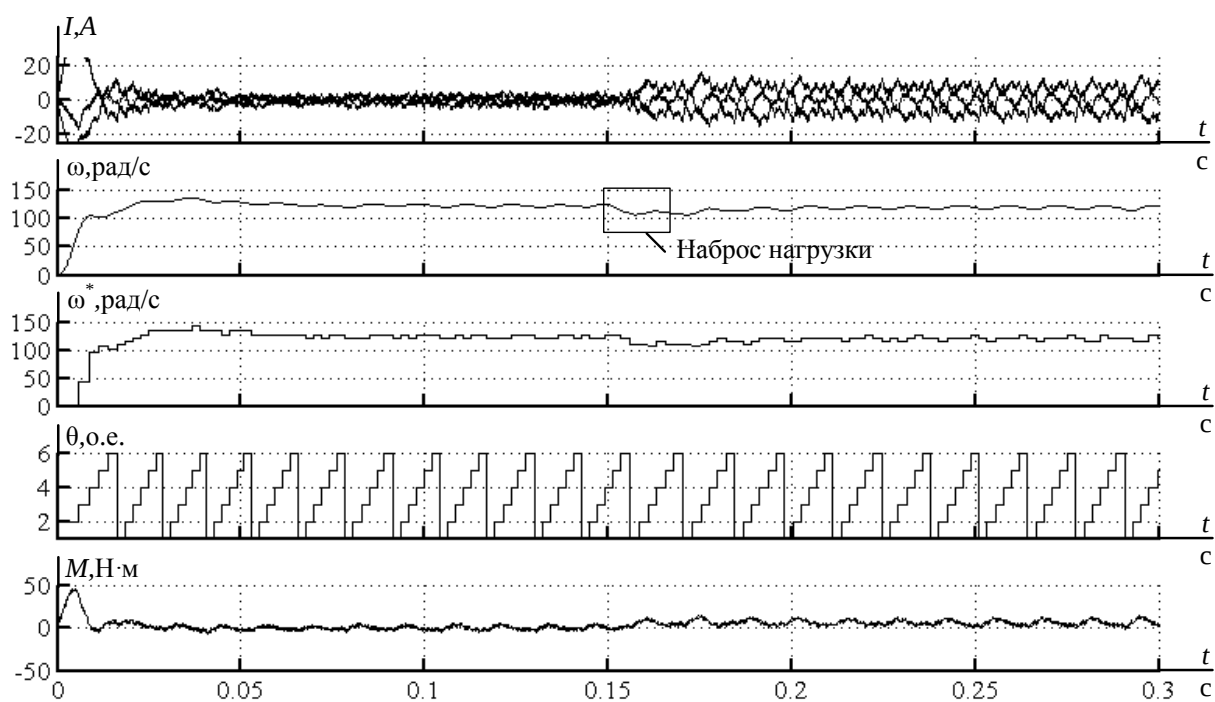


Рисунок 4.14 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при задании скорости $\omega = 120$ рад/с и набросом нагрузки $6 \text{ Н}\cdot\text{м}$ в $t = 0,15 \text{ с}$

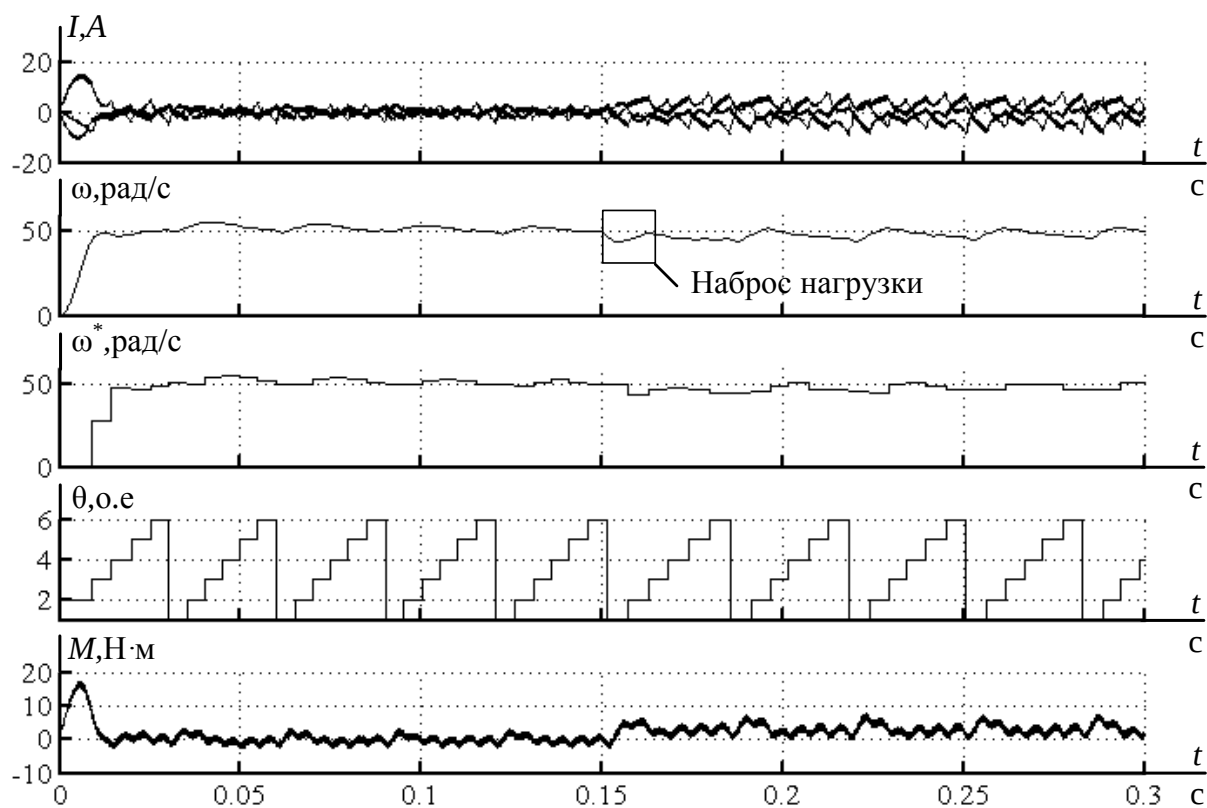


Рисунок 4.15 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при задании скорости $\omega = 50$ рад/с и набросом нагрузки $3 \text{ Н}\cdot\text{м}$ в $t = 0,15 \text{ с}$

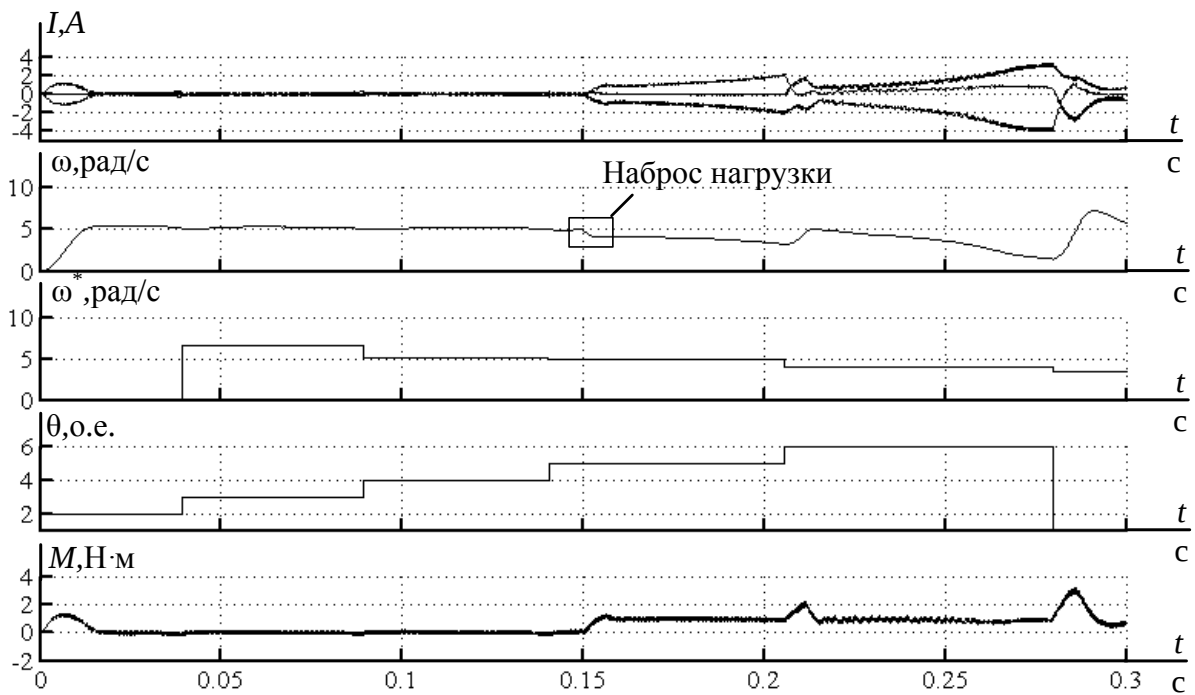


Рисунок 4.16 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при задании скорости $\omega=5$ рад/с и набросом нагрузки $1 \text{ Н} \cdot \text{м}$ в $t=0,15$ с

При синусоидальном распределении МДС обмоток статора F_c и потока ротора Φ_p момент взаимодействия каждой фазы статора и потока ротора равен векторному произведению. [5]

$$M = [\Psi \cdot I] = [F_c \cdot \Phi_p] = F_c \cdot \Phi_p \cdot \sin \gamma, \quad (16)$$

где γ – угол между векторами F_c и Φ_p .

Из выражения следует, что при синусоидальных распределениях МДС и потока максимальный момент достигается при угле $\gamma = 90$ эл.град. Этот угол в коллекторных ДПТ постоянен во времени и равен 90 эл.град. В вентильном двигателе при согласованной работе коммутатора, управляемого ДПР, вектор F_c совершает колебания и угол между векторами F_c и Φ_p изменяется в пределах:

$$90 - \Delta\gamma_k < \gamma < 90 + \Delta\gamma_k \quad (17)$$

Угол $\Delta\gamma_k$ зависит от числа фаз и схемы коммутатора. Для трехфазного ВД и мостовой схемы инвертора $\Delta\gamma_k = 30$ эл.град. [5]

В соответствии с выражениями (16) и (17) вследствие малого числа обмоток вектор МДС статора перемещается скачкообразно. Это приводит к изменению угла γ при вращении двигателя и, как следствие, к сильной зависимости электромагнитного момента от углового положения ротора, т.е. к пульсации вращающего момента, которая неблагоприятно влияет на плавность хода двигателя. [5]

4.5. Исследование влияния частоты дискретизации контуров

Обычно считается, что для правильного выбора частоты дискретизации достаточно воспользоваться критерием Найквиста, в соответствии с которым эта частота должна быть как минимум в 2 раза больше наивысшей частоты в спектре сигнала. Однако это справедливо только для систем первого порядка. Если порядок системы управления больше первого, частоту дискретизации следует повысить – например, для систем второго порядка ее следует выбирать в 10 раз больше наивысшей частоты сигнала, в противном случае коэффициенты закона регулирования искажаются [6]. Это иллюстрируют переходные процессы тока, скорости и электромагнитного момента, приведенные на рисунках 4.17-4.18 при частотах дискретизации контура тока $f_{\text{кт}}=1\text{кГц}$ и 500 Гц и контура скорости $f_{\text{кс}}=100\text{ Гц}$ и 250 Гц соответственно.

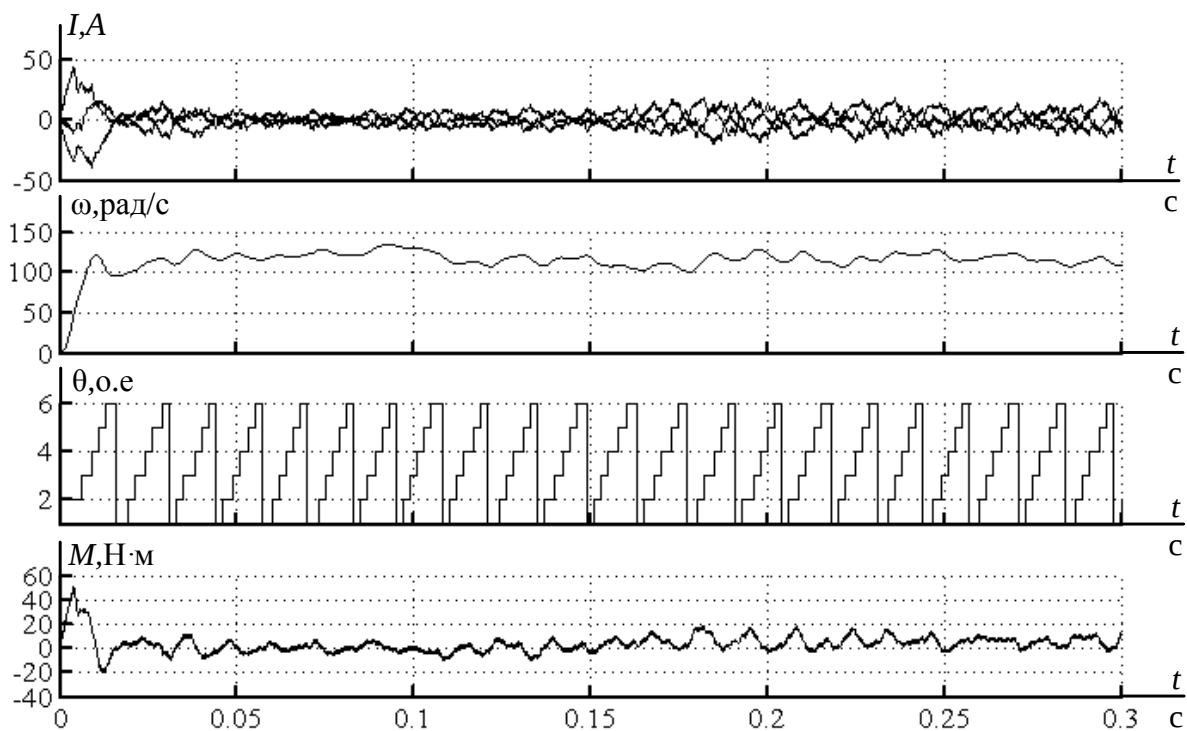


Рисунок 4.17 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при задании на скорость $\omega=120$ рад/с и частоте дискретизации контура тока $f_{\text{кт}}=1\text{кГц}$, контура скорости $f_{\text{кс}}=100$ Гц

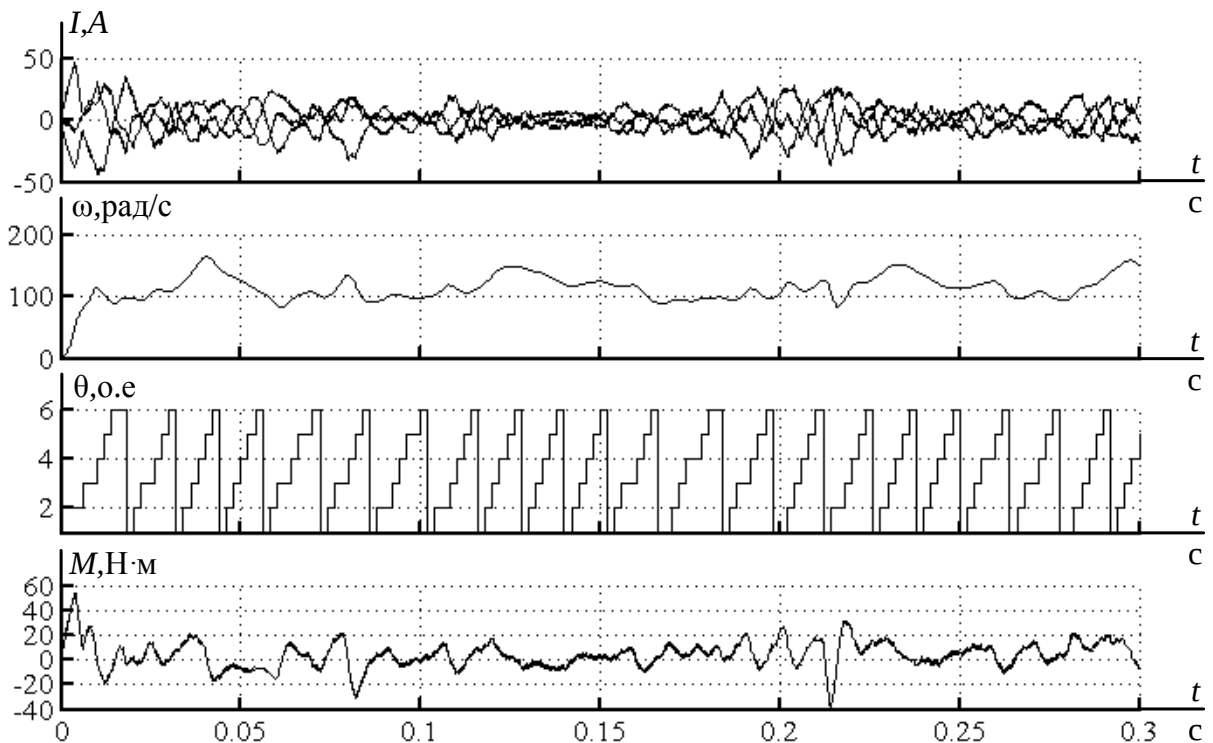


Рисунок 4.18 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при задании на скорость $\omega=120$ рад/с и частоте дискретизации контура тока $f_{\text{кт}}=100\text{Гц}$, контура скорости $f_{\text{кс}}=250$ Гц

Из переходных процессов видно, что чем меньше частота дискретизации, тем хуже переходный процесс. Это связано с тем, что контура на более низких частотах не успевают обработать более высокочастотный сигнал обратных связей, вследствие чего формы токов и напряжений искажаются, и переходные процессы имеют вид как показано на рисунках.

С другой стороны, большой коэффициент передискретизации (т.е. когда частота дискретизации намного выше частоты сигнала) может привести к нежелательным эффектам квантования из-за недостаточной разрядности для точного представления информации. [6]

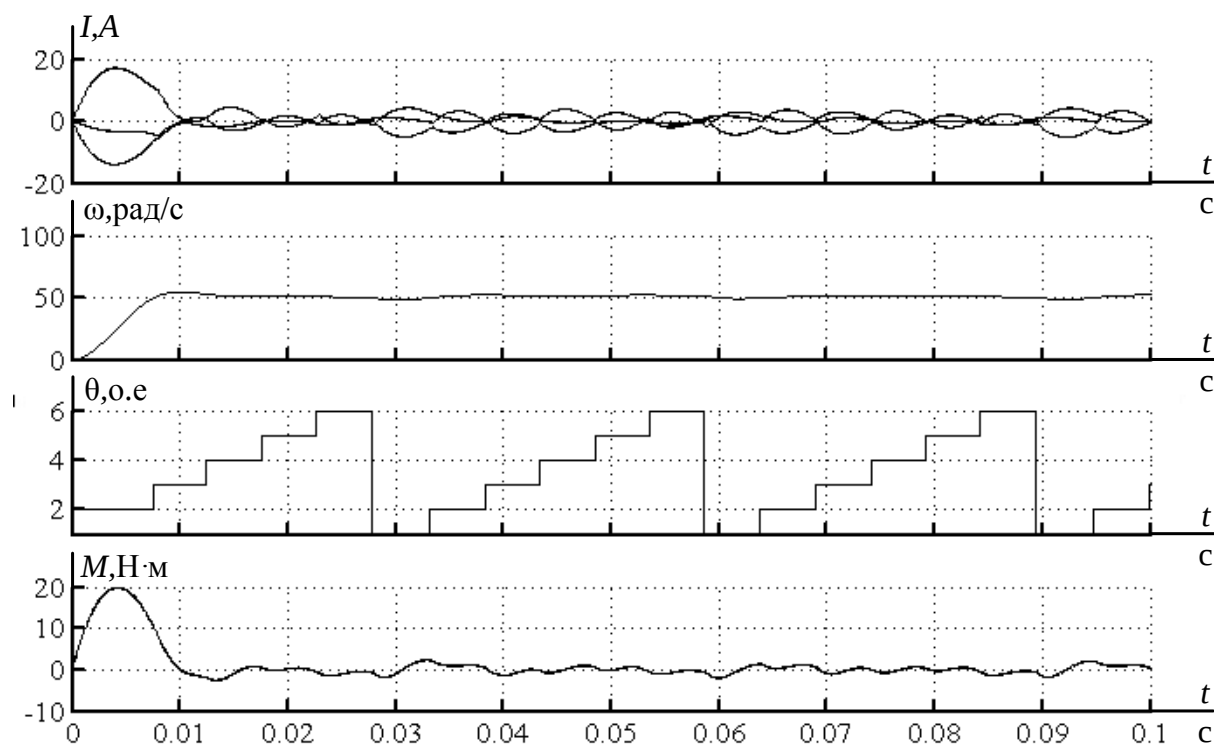


Рисунок 4.19 – Переходный процесс тока, скорости и электромагнитного момента при частоте дискретизации контура тока $f_{кт}=100$ кГц, контура скорости $f_{кс}=10$ кГц и формате представления данных Q8

Например, на рисунке 4.19 показан переходный процесс при задании на скорость $\omega=120$ рад/с, периоде дискретизации контура тока $f_{кт}=100$ кГц и контура скорости $f_{кс}=10$ кГц, и использовании формата представления данных с фиксированной запятой *Global_Q* 8. Т.е. в данном случае максимальная точность представления вещественных чисел ограничивается всего восемью битами. Именно это в наибольшей степени ограничивает использование 8 и

16 битных процессоров, так как при многократном выполнении циклов (что очень характерно для программ управления) в программе происходит быстрое накопление ошибок. Так на рисунке при задании на скорость $\omega=120$ рад/с имеем скорость всего лишь 50 рад/с, что связано ограниченной точностью представления данных. Для уменьшения значимости таких ошибок следует увеличивать точность представления, что наиболее просто сделать, если выбрать процессор с 32-битным представлением чисел. Это позволит значительно расширить диапазон допустимых частот дискретизации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе была разработана и исследована микропроцессорная система управления синхронным электродвигателем с постоянными магнитами, выбран сервоконтроллер и электродвигатель, разработана схема управления синхронным двигателем в программной среде MatLAB Simulink, там же были получены переходные характеристики двигателя по моменту и по скорости, при пуске и набросе нагрузки на вал машины.

Проведено имитационное моделирование скалярного режима работы, скоростного, токового и моментного с датчиками Холла, также было исследовано влияние частоты дискретизации контуров.

В экономической части выпускной квалификационной работы исследованы вопросы планирования, определение ресурсной (ресурсосберегающей), бюджетной, финансовой, социальной и экономической эффективности научно-технического исследования, расчет материальных затрат, расчет показателя конкурентно способности, расчет бюджета для научно-технического исследования. В разделе безопасности и экологичности проекта, рассмотрены вопросы: промышленной безопасности, техники безопасности, анализ опасных и вредных производственных факторов, пожарная и электробезопасности, рассмотрены мероприятия по охране окружающей среды.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. [Электронный ресурс] – Сервоконтроллер РМАС2А РС/104 фирмы Delta TAU. – URL: http://www.deltatau.com/DT_Products/ProductDetailDescription.aspx?CatID=100-PMAC2A%20PC/104 (Дата обращения: 13.03.2017 г).
2. [Электронный ресурс] – Сервоконтроллер SERVO 300 фирмы ICP DAS. - URL: http://icp-das.ru/catalog/pc_board/motion_boards/11922.html (Дата обращения: 13.03.2017 г).
3. [Электронный ресурс] – Сервоконтроллер АРСІ-8008 фирмы ADDI DATA. – URL: <http://addi-data.com/products/pc-cards/pci-boards/pci-motion-control-board-apci-8008/> (Дата обращения: 13.03.2017 г).
4. Герман – Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие СПб.: КРОНА принт, 2001- 320с., ил.
5. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность): курс лекций: учебное пособие / И. Е. Овчинников. — СПб.: Корона-Век, 2006. — 333 с.: ил. — Библиогр.: с. 333.
6. Годбоул Кедар. Переход от аналогового управления электроприводом к цифровому //Электронные компоненты. –2006.–№11.–с. 25-33
7. ГОСТ 12.0.003–74. ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
8. ГОСТ 12.1.019–79 (с изм. №1) ССБТ. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты.
9. ГОСТ 12.0.004–90 ССБТ. Обучение работающих безопасности труда.
10. ГОСТ 12.1.030-81 ССБТ. Защитное заземление, зануление.
11. ГОСТ 12.1.038-82 ССБТ. Электробезопасность. Предельно допустимые уровни напряжений прикосновения и токов.

12. ГОСТ 12.1.012-90 ССБТ. Вибрационная безопасность. Общие требования.
13. СНиП П-12-77. Защита от шума.
14. Регулирующий стандарт по электромагнитным полям МРР II.
15. ГОСТ 12.1.045-84. Электростатические поля.
16. СанПиН 1757-77. Допустимая напряженность электростатического поля.
17. СНиП 2.04. 05-91. Отопление, вентиляция и кондиционирование.
18. ГОСТ 12.1.004–91 ССБТ. Пожарная безопасность. Общие требования.
19. Федеральная служба по утилизации компьютеров и оргтехники [Электронный ресурс]. URL: <http://rusutilit.ru>. (Дата обращения: 11.05.2017 г).
20. ППБ 01-03. Правила пожарной безопасности в Российской Федерации. – М.: Министерство Российской Федерации по делам гражданской обороны, чрезвычайным ситуациям и ликвидации последствий стихийных бедствий, 2003.
21. Долин П.А. Справочник по технике безопасности. – 6е изд., переработанное и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 824 с.
22. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина» - Иваново 2008 – 298 с.
23. А.С. Каракулов, Д.С.Аксенов, Б.В.Арещенко, В.С. Саидов Разработка программного обеспечения для систем управления электрическими двигателями: Учебное пособие. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2007. – 261 с.
24. Корельский Д.В., Потапенко Е.М., Васильева Е.В. Обзор современных методов управления синхронными двигателями с постоянными магнитами, 2001. – с. 155–159.
25. Овчинников, Игорь Евгеньевич. Бесконтактные двигатели постоянного тока / И. Е. Овчинников, Н. И. Лебедев. — Л.: Наука, 1979. – 270 с.

26. Куо, Бенджамен С. Теория и проектирование цифровых систем управления: пер. с англ. / Б. С. Куо. — М.: Машиностроение, 1986. — 447 с.
27. Повленко А.М., Бутусов П.Н. MatLab для студента. - СПб.: БХВ-Петербург.2005-320 с.:ил.
28. Дейтел Х. Как программировать на С+: пер. с англ. / Х. Дейтел, П. Дейтел. — М.: Бином, 1999. — 1024 с. : ил.
29. Образовательный математический сайт. [Электронный ресурс]. — <http://www.exponenta.ru> (Дата обращения: 15.03.2017 г).
30. Гостев В.И. Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник. — К.: Техника, 1990. — 280 с.
31. Анучин А.С. Козаченко В.Ф. Архитектура и программирование DSP-микроконтроллеров TMS320X24XX для управления двигателями в среде Code Composer: Лабораторный практикум. — М.: Издательство МЭИ, 2003. — 96 с.
32. Парр Э. Программируемые контроллеры: Руководство для инженера/Э. Парр: пер. 3-го англ. изд.— М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2007. — 516 с.: ил.
33. Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. — М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. — 288 с.: ил.
34. Удут Л.С., Мальцева О. П., Кояин Н.В. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. Часть 1. - введение в технику регулирования линейных систем. Часть 2. -оптимизация контура регулирования: Учебное пособие. Томск, изд. ТПИ, 2000. — 144 с.
35. Борисов В. А. Вентильный электропривод: учебное пособие / В. А. Борисов. — Иваново: Изд-во Ивановского ГУ, 1977. — 99 с. — 29 к.
36. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод / В. П. Шипилло. — М.: Энергия, 1969. — 400 с.

37. Каракулов А.С. Разработка алгоритмов управления для микропроцессорных электроприводов. Лабораторный практикум: учебное пособие / А.С.Каракулов. – Томск: Издательство Томского политехнического университета, 2009. – 104 с.

38. Видяев И.Г., Серикова Г.Н., Гаврикова Н.А. Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение: учебное пособие. – Томск: Изд-во ТПУ, 2014. – 36 с.