

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ОБРАЗОВАНИЯ «НАЦИОНАЛЬНО ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Евстратов Андрей Эдуардович

**УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ
МОМЕНТОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ГОРНЫХ
МАШИН**

Специальность 05.09.03 —
«Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доцент, доктор технических наук
Завьялов Валерий Михайлович

Томск — 2016

Оглавление

	Стр.
Введение	5
Глава 1. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ СИСТЕМ	
УПРАВЛЕНИЯ ГОРНЫХ МАШИН И	
ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ	
11	
1.1 Общее состояние вопроса	11
1.2 Направление развития горных машин	14
1.3 Обзор работ, посвященных регулированию	
электропривода переменного тока	16
1.3.1 Обзор работ, посвященных регулированию	
электропривода переменного тока	16
1.3.2 Полеориентированное управление АДКЗ	17
1.3.3 Прямое управление моментом	20
1.3.4 Направления развития способов управления	
состоянием АДКЗ	26
1.4 Обзор работ посвященных управлению синхронным	
двигателем с постоянными магнитами	27
1.4.1 Полеориентированное управление СДПМ	27
1.4.2 Прямое управление моментом СДПМ	29
1.4.3 Направления развития способов управления	
СДПМ	31
1.5 Выводы и постановка задач исследования	32
Глава 2. ВЫБОР МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ	
ЭЛЕКТРОПРИВОДА ГОРНОЙ МАШИНЫ	
34	
2.1 Методы исследования и выбор математической	
модели электродвигателя переменного тока	34
2.1.1 Математическое описание асинхронного	
двигателя	36

2.1.2 Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами	36
2.2 Математическое описание электрического преобразователя	37
2.3 Математическое описание механических преобразователей	41
2.4 Физика электромеханического преобразования энергии	43
2.5 Выводы по главе и результаты	46
Глава 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ МОМЕНТОМ	48
3.1 Проверка на устойчивость	48
3.2 Алгоритм управления электромагнитным моментом ОЭМ	51
3.3 Синтез решения на основе второго метода Ляпунова .	58
3.3.1 Синтез алгоритмов управления для АДКЗ . . .	60
3.3.2 Синтез алгоритмов управления для СДПМ . . .	65
3.4 Выводы по главе и результаты	66
Глава 4. АНАЛИЗ РАЗРАБОТАННЫХ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ МОМЕНТОМ ДЛЯ ГОРНЫХ МАШИН	67
4.1 Анализ алгоритмов управления состоянием ОЭМ применительно к АДКЗ	67
4.2 Анализ работы алгоритмов управления, полученных на основе второго метода Ляпунова	74
4.2.1 Для асинхронного двигателя	74
4.2.2 Исследование разработанного алгоритма управления в составе электропривода горной машины	76
4.2.3 Для синхронного двигателя	78
4.2.4 Исследование в составе электропривода горной машины	80
4.3 Выводы по главе и результаты	82

Глава 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОТВЕРЖДЕНИЕ

АЛГОРИТМОВ	83
5.1 Аппаратная часть стенда	83
5.2 Результаты испытаний	89
5.3 Выводы по главе и результаты	92
Заключение	94
Список публикации по теме диссертации	96
Приложение А. Листинг программ	109
Приложение Б. Акты внедрения	126

Введение

Надежность и эффективность электроприводов, участвующих в производственном процессе, в значительной степени определяют эффективность работы предприятий в целом.

При этом машины, участвующие в разрушении, перемещении пород или материалов, работают в тяжелых условиях эксплуатации, обусловленных спецификой их использования в технологическом процессе. Электропривод в таких установках подвержен частым пускам под нагрузкой, перегрузкам и случайно распределенным нагрузкам, носящим резкопеременный характер. Это служит причиной высокодинамичных переходных процессов в электродвигателях, которые ухудшают состояния изоляции обмотки статора и снижению механической прочности основных элементов механической подсистемы горных машин (ГМ). Одним из наиболее часто используемых решений в таких условиях эксплуатации является использование нерегулируемого асинхронного электропривода. В настоящее время наиболее перспективными направлениями повышения эксплуатационной надежности являются:

- Применение электропривода на базе синхронного электродвигателя с постоянными магнитами;
- Использование регулируемого асинхронного электропривода;
- Применение автоматизированных систем контроля, функционального диагностирования и защиты.

Первые два направления основываются на управлении состоянием электродвигателей, которое заключается в изменении их фазовых координат при помощи управляющих воздействий.

До сих пор одним из наиболее распространенных систем являются системы подчиненного регулирования координат, настраиваемые на модульный или симметричный оптимумы, и системы с суммирующим усилителем. Такие системы просты в настрой-

ке и позволяют достичь требуемого движения исполнительного органа. Однако каждый настраиваемый контур должен представлять линейную систему, что, как показывает практика, не всегда так. Поэтому, при настройке контуров, влиянием дополнительных воздействий пренебрегают, что позволяет линеаризовать систему. Тем не менее такое допущение ведет к снижению качества регулирования, в особенности точности. Для того, чтобы повысить точность работы, увеличивают порядок астатизма системы или настраивают на симметричный оптимум. Такой способ позволяет решить проблему точности, однако также повышает колебательность системы и длительность переходного процесса.

Возможности таких систем при постоянном росте объемов производства практически исчерпали себя, и замена их на современные методы позволит не только повысить эксплуатационную надежность, но и успешно решать вопросы ресурсосбережения и энергосбережения.

Третье направление является отдельной актуальной научной задачей и не является темой этой работы. Известно значительное количество публикаций по управлению состоянием электродвигателей, а также технических решений для их реализации. Однако, в основном они предназначены для использования в составе конкретных систем управления электроприводов. В то же время существует необходимость произвести декомпозицию задачи управления состоянием электродвигателя.

Как известно, выходными величинами любого электропривода являются электромагнитный момент и скорость вращения ротора.

Если первая величина является следствием взаимодействия двух полей, то вторая получается в результате силового воздействия на механическую систему электромагнитным моментом. Таким образом, повышения эксплуатационной надежности можно добиться двумя путями: совершенствованием механических преобразователей или совершенствованием алгоритмов управлений состояния электрического двигателя. При этом второе направле-

ние позволяет сохранить в эксплуатации ранее использовавшиеся машины без существенных конструктивных изменений.

Это является важной научной задачей и ее актуальность определяется как потребностями практики, так и необходимостью использования результатов для научных исследований.

Решению этой научной задачи посвящена данная диссертация. Особое внимание в работе уделено разработке методов управления электромагнитным моментом электропривода на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АДКЗ) и синхронным двигателем с постоянными магнитами (СДПМ).

Актуальность работы подтверждается интересом ученых всего мира, таких как К. Хасс (K. Hasse), Ф. Блашке (F. Blaschke), М. Депенброк (M. Depenbrock), Т. Ногучи (T. Noguchi), И. Такахаши (I. Takahashi), С. Рывкин (S. Ruvkin), В. Уткин, В. Панкратов, А.А. Булгаков, А.С. Сандлер, Р.С. Сарбатов, Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов, И.Е. Овчинников, Г.Г. Соколовский и т.д. Тем не менее, несмотря на большое количество проведенных исследований, вопрос создания систем управления для электроприводов горных машин с высокой динамической нагруженностью до сих пор до конца не решен.

Цель работы — Разработка высокодинамичных алгоритмов управления электромагнитным моментом горных машин.

Для достижения поставленной цели необходимо было решить следующие **задачи**:

1. Выявить закономерности процессов протекающих в электромеханическом преобразователе, позволяющие сформировать целевые функции управления, обеспечивающие максимальное быстродействие.
2. Разработать алгоритмы управления электроприводом с АДКЗ и СДПМ, обеспечивающие высокое быстродействие и низкие пульсации электромагнитного момента.
3. Создание имитационных моделей регулируемого привода с АДКЗ и СДПМ.

4. Анализ динамических характеристик электроприводов горных машин с разработанными алгоритмами управления.
5. Провести экспериментальную проверку разработанных алгоритмов управления.

Научная новизна:

1. Разработана математическая модель электропривода ГМ отличающаяся от известных тем, что в ней описаны условия формирования производных регулируемых переменных состояния
2. Установлена закономерность между знаком производной регулируемой величины и электромагнитным состоянием электрической машины, отличающиеся учетом производной величины задающего воздействия.
3. Разработаны новые способы управления электромагнитным моментом АДКЗ и СДПМ основанные на формировании знаков производных регулируемых величин с учетом ограничений, учитывающих конечное количество возможных состояний вектора напряжения статора.

Теоретическое и практическое значение работы заключается в разработке алгоритмов управления динамическим состоянием электроприводов горных машин, обеспечивающих улучшенные характеристики их работы; в обобщении подхода к управлению состоянием ЭМП; в разработке теоретического материала и программного обеспечения, которые возможно использовать в обучении студентов динамическим процессам в ЭП.

Методология и методы исследования. Теория обобщенной электрической машины, второй метод Ляпунова, метод максимума Понтрягина, координатные и фазные преобразования, методы аналитического и численного решения систем дифференциальных уравнений, компьютерное моделирование и экспериментальные исследования динамических процессов в электродвигателях при реализации разработанных методов управления.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Взаимное расположение результирующих векторов ЭДС и потокоцеплений статора и ротора для АДКЗ и СДПМ определяет знаки производных электромагнитного момента и модуля вектора потокоцепления.
2. Выполнения условия $\text{sign}(\frac{dy^*}{dt}) = -\text{sign}(y^* - y)$ обеспечивает асимптотическую устойчивость управления электропроводом на базе АДКЗ и СДПМ на основании знака производных электромагнитного момента и вектора потокоцепления.
3. Максимальное быстродействие при формировании электромагнитного момента двигателя достигается при формировании максимальных по величине составляющих вектора ЭДС статора

Достоверность подтверждается корректностью поставленных задач, адекватностью принятых решений и допущений при исследовании математической модели объекта, корректностью проведения экспериментов с использованием широко применяемой программной среды Matlab, а также собственных программных разработок численных решений дифференциальных уравнений с помощью методов Рунге-Кунта 4 порядка и метода Эйлера.

Апробация работы. Основное содержание работы, ее отдельные положения и результаты докладывались и получили одобрение на следующих конференциях:

“Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в образовании, науке и производстве: труды V Всероссийской научно-практической конференции” (Новокузнецк 2012); VII Международной научно-практической конференции: “Инновации и технология и образования” (Белово 2014); Международная межвузовская студенческая научная техническая конференция: “Вклад молодежи науки в реализации стратегии Казахстана 2050” (Казахстан 2014); Всероссийской научно-практической конференции: “Россия молодая” (Кемерово 2014-2015); Всероссийской конференции “Энергетика и энергосбережение” (Кемерово, 2014).

Личный вклад состоит в непосредственном участии на всех этапах процесса. В получении исходных данных и экспериментах, участии в апробации результатов исследования, обработке и интерпретации экспериментальных данных, подготовке основных публикаций по выполненной работе.

Публикации.

По результатам проведённых исследований опубликовано 9 печатных работ, 3 из них – в изданиях, рекомендованных ВАК, в том числе 1 в издании входящем в международную систему цитирования Scopus.

Объем и структура работы. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, приложений и содержит 127 страниц текста, включая 43 рисунка и 3 таблицы и список литературы из 103 наименований.

Глава 1. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ГОРНЫХ МАШИН И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

1.1 Общее состояние вопроса

Горное дело – это сфера человеческой деятельности по выемке полезных ископаемых из земной коры. Машины, работающие в угледобыче, не только подвергаются воздействию природных факторов; также через их трансмиссию проходят два встречных потока энергии: «исполнительный орган – порода» и обратный поток. В результате этого электропривод в таких установках подвержен перегрузкам и случайно распределенным нагрузкам, носящим резкопеременный характер.

С начала использования ГМ в угледобывающей промышленности до конца 80-х годов XX века в СССР многими научными группами проводились экспериментальные исследования фактических режимов работы электроприводов ГМ. В результате исследований проведенных в 70-х годах XX века [1–11] было установлено, что все режимные параметры подземных машин носят стохастический характер.

На основании проведенного анализа спектральных плотностей дисперсии мощности и автокорреляционных функций было выявлено, что у всех испытуемых электроприводов очистных комбайнов они схожи. Поэтому можно сделать вывод, что однотипны и их режимы работы, с преобладанием предсказуемых колебательных процессов со случайными фазами и амплитудами.

Режимы работы электроприводов скребковых и забойных конвейеров характеризуются широким спектром нагрузок, изменяющихся во всем диапазоне частот и зависящих от множества факторов. АД с незагруженным конвейером запускается в 2-4 раза быстрее, чем, если бы он был загружен. В связи с чем

возникают неудавшиеся пуски, вызванные тяжелыми условиями работы. При этом в момент пуска напряжение на зажимах АД может проседать на 20-30 процентов, тем самым оказывая негативное влияние на энергосистему. Величина пускового момента может превышать номинальный более чем в два раза.

В электроприводах скребковых конвейеров устанавливается многодвигательная система, что вызывает сложность их согласования из-за не соответствий их механических характеристик.

Таким образом мощность, создаваемая хвостовыми и головными электроприводами, периодически изменяется в противофазе из-за возникших в ленте волновых эффектов [8], что в свою очередь приводит к значительной динамической нагруженности всех элементов механической подсистемы электропривода конвейера.

Динамические режимы скребковых конвейеров также негативно сказываются на тяговом органе из-за возникающих автоколебаний, причем величина этих колебаний зависит от характера ее движения и от длины конвейера.

Режимы работы электроприводов проходческого комбайна исследовались различными учеными нашей страны [5,6]], в результате чего было установлено, что их можно отнести к кратковременным с частыми пусками и резкопеременным нагрузкам с циклами, меняющимися по продолжительности. Такой режим соответствует режиму S4 по ГОСТ 183-74. Электродвигатель привода проходческого комбайна ПК-9Р подвергается многочисленным пускам; например, в течение одного часа количество пусков может составлять 6-8, при этом время пуска изменяется в зависимости от нагрузки.

Система электропривода «проходческий комбайн – исполнительный орган – горный массив» представляет собой замкнутую нелинейную систему, в которой возникают автоколебания со стохастическим характером [10, 11].

На случайную составляющую нагрузок у комбайнов ПК-3, ПК-3М и 4ПУ приходится 55-65 процентов общей дисперсии нагрузок, а на периодические составляющие – 35-45 процентов [11].

У комбайнов с распорно-шагающим механизмом она снижается до тридцати процентов от общей дисперсии, а оставшаяся часть приходится на периодические нагрузки. Также стоит отметить, что величина максимальных моментов достигает 6-8 кратных значений номинального момента и может служить причиной поломок отдельных элементов трансмиссии исполнительного органа [8].

Проходческие комбайны со стреловидным исполнительным органом имеют недостаточную мощность для разрушения крепких пород [11], что является причиной от 20 до 40 процентов всех отказов по основным механизмам. Анализ отказов показывает, что причиной большинства неисправностей является накопление усталостных повреждений в отдельных элементах электропривода комбайна.

На основании вышесказанного и многочисленных исследований динамической нагруженности ГМ [1–12] можно сделать вывод о том, что ГМ эксплуатируются в тяжелых условиях и подвержены случайным нагрузкам не соответствующим ни одному из известных законов распределения.

Также стоит отметить, что еще одним значимым фактором, влияющим на динамическую нагруженность основных электроприводов горнодобывающих машин, является квалификация машинистов.

При создании горной машины перед проектировщиками становится неразрешимая задача: создать машину, которая будет обладать достаточно мощным и высокопроизводительным электроприводом для разрушения и транспортировки горной породы. В то же время она должна быть такой, чтобы в ее частях не происходило быстрого накопления усталости материала.

Исторически сложилось так, что при проектировании электропривода горных машин наиболее удобным объектом для создания систем управления является электропривод постоянного тока на базе двигателя с независимым возбуждением. Такой электропривод не содержит нелинейных элементов и удобен в настройке

применительно к классическим системам автоматического управления, разработанным в рамках линейной теории.

Развитие микропроцессорной техники и теории управления позволило вытеснить электропривод постоянного тока из горно-промышленного использования, заменив его на электропривод переменного тока на базе синхронного и асинхронного двигателя. Однако в то время, когда управляющие устройства электропривода стали позволять реализацию любого управляющего воздействия, доминирующая роль принадлежала линейным методам. Поэтому первые системы полеориентированного управления переменного тока строились по принципу подчиненного регулирования с сохранением всех достоинств и недостатков таких систем. Тем не менее, регулируемый электропривод переменного тока стал все чаще интегрироваться в производственные линии, и от скорости совершаемых им операций зависит производительность всего процесса добычи ископаемых.

Между тем, горнодобывающий парк Кузбасса изнашивался как физически, так и морально [13]. Об этом свидетельствуют частые поломки и простой оборудования. Также необходимо отметить, что машины зарубежного производства превосходят отечественные. В результате чего крупные предприятия и разрезы предпочитают закупать машины, произведенные за рубежом. Причиной этого может являться то, что отечественные машины выполнены на базе проектных решений СССР с недостатками, описанными выше.

1.2 Направление развития горных машин

Анализу основных вопросов повышения эксплуатационной надежности посвящено огромное количество публикаций, в которых предлагаются различные пути решения: использование более совершенных материалов при изготовлении деталей, применение

автоматических систем диагностики, использование статистических данных отказов для своевременного проведения профилактических работ. Для улучшения динамики пуска применяют софтстартеры или двигатели специальной конструкции.

Однако нет таких способов, которые окончательно бы решили данную проблему.

Один из наиболее применяемых способов снижения нагрузки электропривода ГМ – применение регулируемого электропривода. Впервые эта идея была выдвинута знаменитым российским ученым В.С. Тулиным [14, 15], однако она вплоть до настоящего времени в полной мере не получила повсеместного применения в условиях угольных шахт. Впоследствии рядом исследователей была подтверждена эффективность применения регулируемого электропривода ГМ [16, 17]. Дальнейшие пути совершенствования горных машин можно разделить на две группы, такие как: использование более современных механических преобразователей или применение современных систем наработок в области электропривода.

Перспективным направлением развития электропривода ГМ является замена регулируемого электропривода постоянного тока на регулируемый привод переменного тока для ГМ, работающих на разрезах, и замена нерегулируемого или частично регулируемого электропривода переменного тока на регулируемый электропривод для ГМ, работающих на шахтах [18].

Зарубежные производители систем электропривода постепенно заменяют регулируемый асинхронный привод на регулируемый синхронный привод с постоянными магнитами. Таким образом, стоит исследовать применимость синхронного привода к горным машинам.

1.3 Обзор работ, посвященных регулированию электропривода переменного тока

1.3.1 Обзор работ, посвященных регулированию электропривода переменного тока

Вопросами управления асинхронным электродвигателем (АД) занимаются уже на протяжении восьмидесяти лет. Первый способ управления был предложен академиком М.П. Костенко [19] и получил широкое распространение для промышленных установок, где не требуется высокое быстродействие и большой диапазон регулирования частоты вращения ротора. Указанный способ управления был получен на основе статической модели асинхронного электродвигателя. После опубликования работ Р.Х. Парка и позже А.А. Горева появились предпосылки для развития качественно новых (векторных) [20] систем управления электрическими машинами, обеспечивающих высокое быстродействие и большой диапазон регулирования частоты вращения ротора. Дальнейшее развитие теории управления АД можно разделить на два направления: развитие теории скалярных систем управления и теории векторных систем управления. Первым направлением занимались такие исследователи как А.А. Булгаков, А.С. Сандлер, Р.С. Сарбатов, Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов, второе направление было развито в работах зарубежных авторов К. Хасса (K. Hasse), Ф. Блашке (F. Blaschke), В. Леонарда (W. Leonhard). Через десять лет после опубликования работ В. Леонарда, когда большинство исследователей работало над совершенствованием способов векторного управления, появились работы М. Депенброка, И. Такахаши и Т. Ногучи [21, 22], в которых был представлен новый способ управления АД, получивший название «Прямое управление моментом» (DTC).

Первоначальный вариант прямого управления моментом имел два значительных недостатка: большую величину пульсаций электромагнитного момента и потокосцеплений обмотки статора, а также сильные искажения токов обмотки статора в установившемся режиме. В связи с этим многими исследователями были предложены алгоритмы DTC, в которых фазные напряжения формируются посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [23–25]. Данные усовершенствования позволяют снизить величину пульсаций электромагнитного момента и потокосцеплений обмотки статора, но приводят к снижению быстродействия электропривода. Дальнейшие усовершенствования позволили повысить быстродействие электропривода посредством сочетания первоначального варианта DTC при большом рассогласовании заданного и действительного значений электромагнитного момента и DTC с ШИМ при малом рассогласовании [26].

В ряде работ представлены подходы к синтезу алгоритмов управления, основанные на теории оптимального управления и анализе непосредственного влияния управляющих воздействий на электромагнитное состояние электродвигателя [27–34]. Синтезированные в указанных работах алгоритмы управления оказались либо очень сложными, либо недоопределенными (в алгоритме управления присутствуют коэффициенты, для вычисления значений которых авторами не представлено каких-либо методик).

Рассмотрим основные промышленно применяемые способы управления АДКЗ с точки зрения математики.

1.3.2 Полеориентированное управление АДКЗ

Стратегия полеориентированного управления сформулирована таким образом, что вектор тока статора, в ортогональной синхронно вращающейся системе отсчета, имеет две составляющие: ток намагничивания и ток, создающий момент. Созданный

$$U_a = \frac{dL_s i_{sa}}{dt} + R_s i_{sa};$$

$$W_0(p) = \frac{1}{R_s + pL_s},$$

где $W_0(p)$ — передаточная функция объекта; p — оператор Лапласа.

По желаемой ЛАЧХ выбираем T (из расчета максимальной частоты выходного напряжения с автономного инвертора напряжения) и методом последовательной коррекции настраиваем систему, в результате чего получаем ПИ-регулятор (Из расчета что максимальная выходная частота инвертора равно 400 Гц):

$$k_p = 400R_s;$$

$$k_u = 400L_s,$$

где k_p — пропорциональная составляющая регулятора тока; k_u — интегрирующая составляющая регулятора тока. Промоделировав полученные регуляторы на двигателе 4АМ80А4СУ1 мощностью 7 кВт получили следующие зависимости, представленные на рис.1.2.

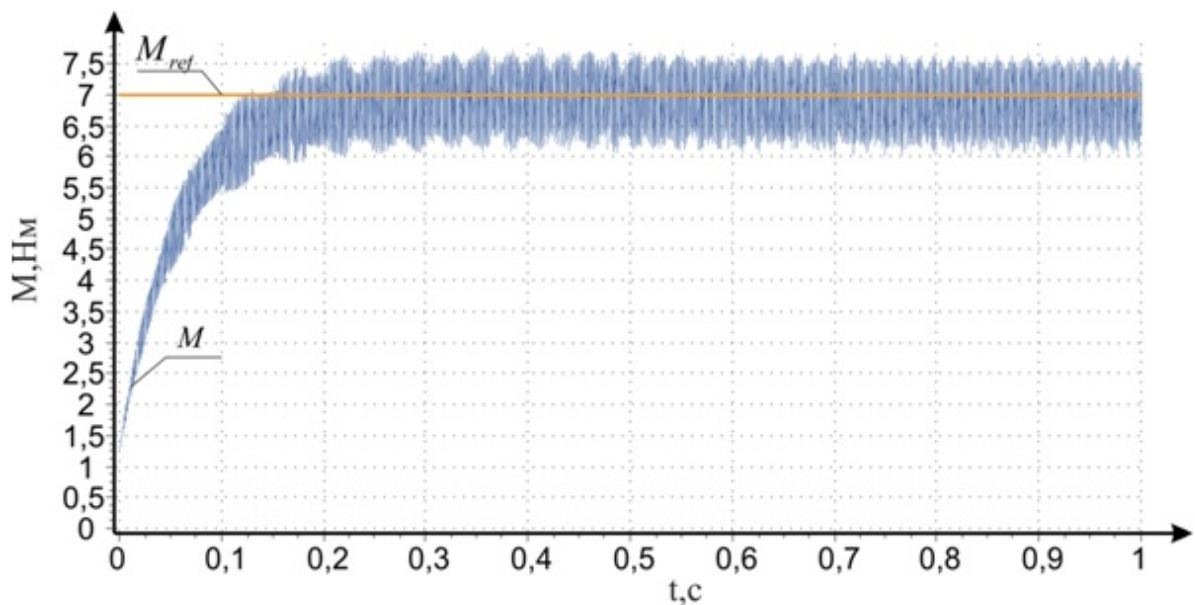


Рисунок 1.2 — Переходные процессы электромагнитного момента

Проанализируем полученные результаты и выявим недостатки. Первый недостаток заключается в том, что в процессе настройки регуляторов тока необходимо знать параметры электри-

ческой машины, такие как активное сопротивление обмоток и индуктивность обмоток. Также в процессе работы сопротивление может меняться в пределах от 20 до 30 процентов. Однако, в большинстве случаев рассчитанные таким образом коэффициенты не дают необходимых динамических характеристик и требуют дополнительной подстройки при наладочных работах.

Второй недостаток – это то, что в реальной машине токи – это трехфазные синусоидальные величины, и для реализации векторного управления необходимо реализовать координатные и фазные преобразования. Таким образом, необходимо знать электрический угол поворота ротора. Его можно определить множеством разных способов, тем не менее на практике его определяют только двумя способами. Первый (прямой способ полеориентирования) – на основе модели двигателя, второй (косвенный способ полеориентирования) – на основе параметров и скорости вращения ротора.

В связи с чем можно сделать вывод о том, что качество регулирования электромагнитного момента определяется качеством наблюдателей электрических и неэлектрических величин.

1.3.3 Прямое управление моментом

Исследуемая система управления является одной из самых быстродействующих промышленно выпускаемых систем, и в ее основе лежит метод управления моментом с помощью предельных циклов.

Существует два основных варианта систем прямого управления моментом:

1. Вариант, предложенный М. Депенброк (Direct self control - DSC) [21].
2. Вариант, предложенный И. Такахаши и Т. Ногучи (Direct torque control - DTC) [22];

Метод, предложенный М. Депенброком (рис.1.3), заключается в формировании траектории вектора потока статора таким образом, чтобы абсолютные значения составляющие вектора по оси β не превышали заданного значения Ψ_{ref} . Эти составляющие можно приближенно определить интегрированием линейных напряжений, подаваемых на двигатель e_{bc}, e_{ca}, e_{ab} .

Таким образом, при реализации метода DSC инвертор формирует интегралы линейных напряжений путем воздействия на них линейными напряжениями (осуществляет “саморегулирование” - self control). Составляющие вектора ЭДС статора по оси β при совмещении оси α с соответствующими осями фаз a,b,c определяются следующими выражениями:

$$e_{\beta a} = \frac{e_{bc}}{\sqrt{3}} \approx \frac{(U_b - U_c)}{\sqrt{3}};$$

$$e_{\beta b} = \frac{e_{ca}}{\sqrt{3}} \approx \frac{(U_c - U_a)}{\sqrt{3}};$$

$$e_{\beta c} = \frac{e_{ab}}{\sqrt{3}} \approx \frac{(U_a - U_b)}{\sqrt{3}}.$$

где e_{bc}, e_{ca}, e_{ab} — линейные напряжения, прикладываемые к обмотке статора, В; U_a, U_b, U_c — фазные напряжения, В.

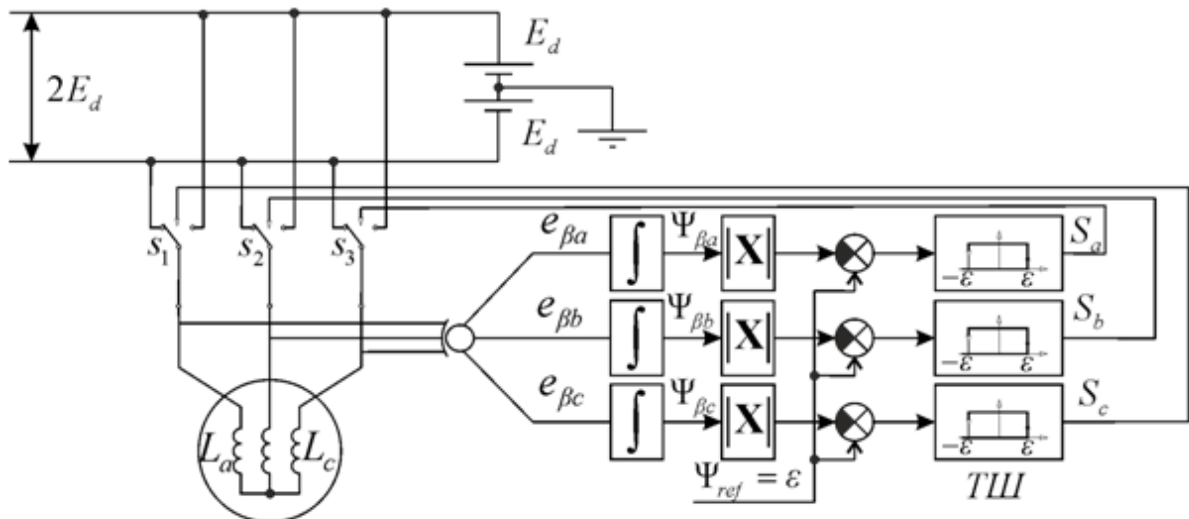


Рисунок 1.3 — Метод DSC, где ТШ — триггеры Шмидта Ψ_{ref} — заданное значение потокосцепления статора, Вб

Составляющие вектора ЭДС статора интегрируются, и получаются составляющие вектора потока статора по осям $(\beta_a, \beta_b, \beta_c (\Psi_{\beta a}, \Psi_{\beta b}, \Psi_{\beta c}))$. Затем в блоке М определяются их абсолютные значения, которые отнимаются от Ψ_{ref} . Полученные на сумматорах значения подаются на ТШ, где сигнал формируется по правилам:

$$S_a = \begin{cases} 1, \Psi_{ref} - |\Psi_{\beta a}| > \varepsilon \\ 0, \Psi_{ref} - |\Psi_{\beta a}| < -\varepsilon \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1, \Psi_{ref} - |\Psi_{\beta b}| > \varepsilon \\ 0, \Psi_{ref} - |\Psi_{\beta b}| < -\varepsilon \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1, \Psi_{ref} - |\Psi_{\beta c}| > \varepsilon \\ 0, \Psi_{ref} - |\Psi_{\beta c}| < -\varepsilon \end{cases}$$

где $\varepsilon = \Psi_{ref}$ - ширина петли гистерезиса ТШ.

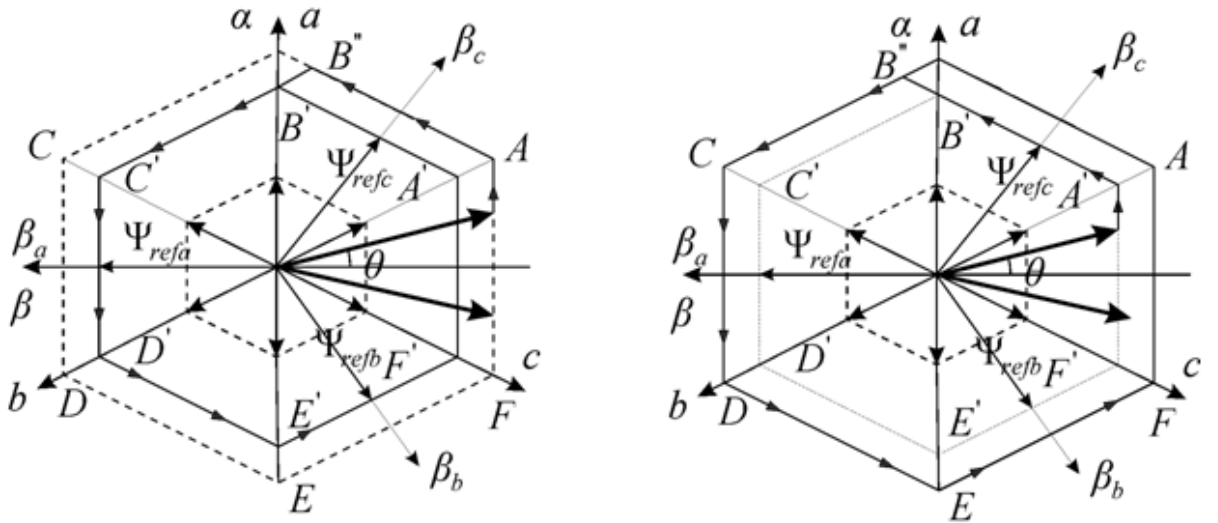


Рисунок 1.4 — Диаграммы потока статора при управлении по методу DSC

Если сигнал на выходе ТШ равен 1, то включается правое положение s ; если 0, то левое. При этом происходит формирование траектории вектора потока статора в виде шестиугольника. На рис.1.4 показаны траектории вектора потока статора при изменении задания Ψ_{ref} . При этом до изменения задания вектор движется по траектории $ABCDEF$, а затем – по траектории

$A'B'C'D'E'F'$. Процесс перехода с одной траектории на другую происходит в точке B .

Достоинства DSC:

- Обеспечивает высокое быстродействие работы контура электромагнитного момента;
- Не зависит от изменения момента сопротивления на валу двигателя и от скорости его вращения;
- Полное использование возможностей инвертора;

Недостатки DSC:

- Большая величина пульсаций амплитуды результирующего вектора потока статора и электромагнитного момента;
- Большая величина бросков тока, вызванная шестиугольной траекторией движения потока статора.

Вариант, предложенный И. Такахаши и Т. Ногучи, заключается в формировании заданного электромагнитного момента путем прямого воздействия на вектор потока вектором напряжения. Однако, в отличие от предыдущего способа управления, отличающегося алгоритмами выбора вектора напряжения, в частности, для снижения пульсаций электромагнитного момента применяется как нулевой, так и ненулевой вектор напряжения, которые выбираются из таблицы переключений [22]. В зависимости от выбранного вектора напряжения открывается определенная группа ключей инвертора. Для упрощения выбора векторов напряжения координатное пространство разбивается на шесть секторов (рис.1.5)

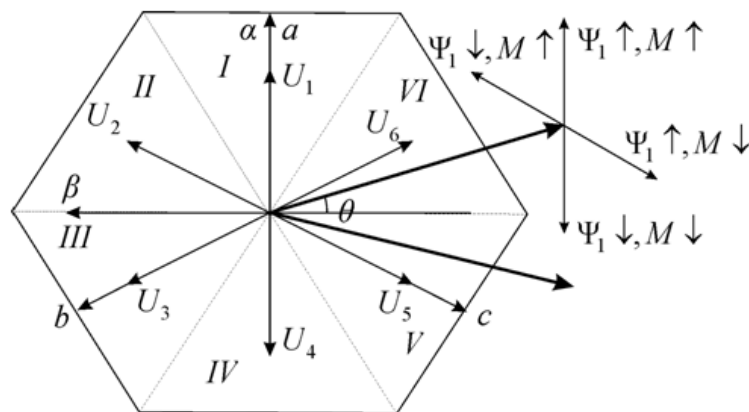


Рисунок 1.5 — Принцип работы DTC

При управлении по методу DTC траектория движения вектора потока статора описывает фигуру, форма которой приближается к окружности с заданной точностью (рис.1.6), что способствует лучшим условиям электромагнитной совместимости преобразователя. На рис.1.8 показана структурная схема системы управления, основанная на методе DTC.

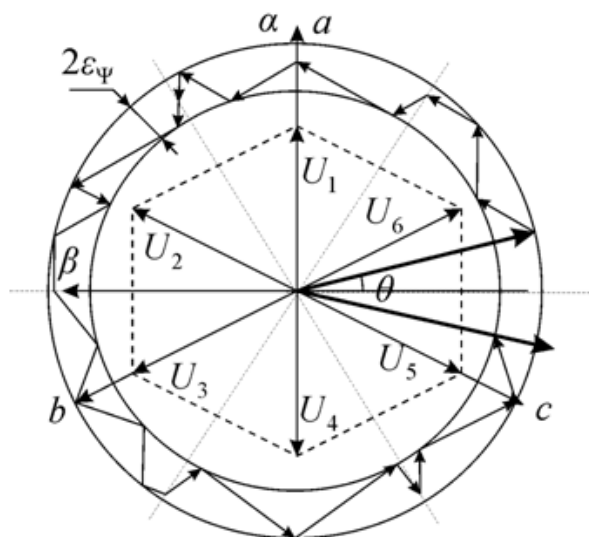


Рисунок 1.6 — Траектория результирующего вектора потока статора при использовании DTC

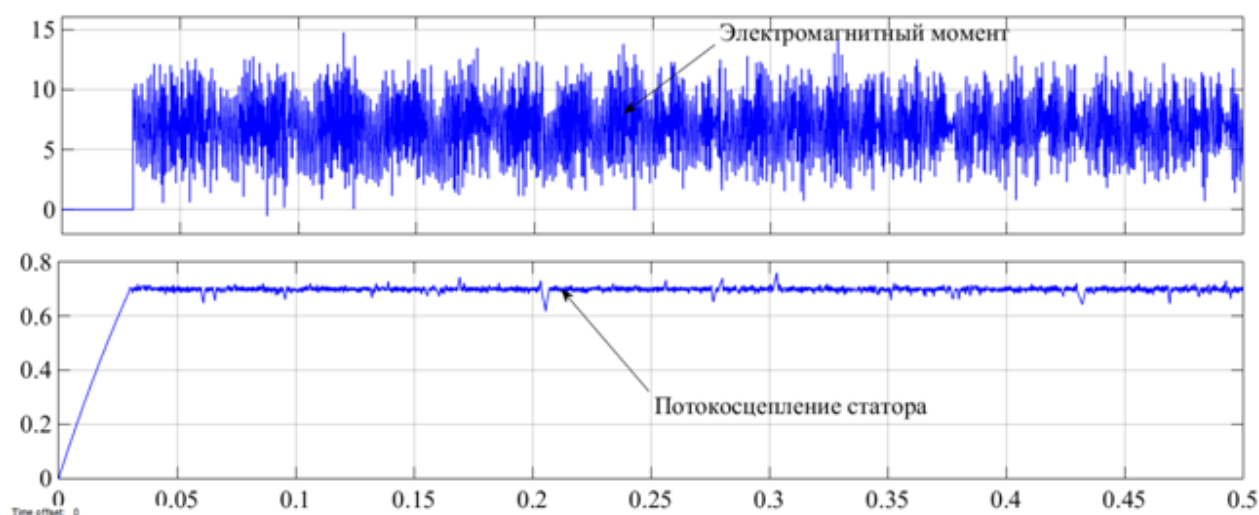


Рисунок 1.7 — Переходные процессы электромагнитного момента и амплитудного значения результирующего вектора потокосцепления статора

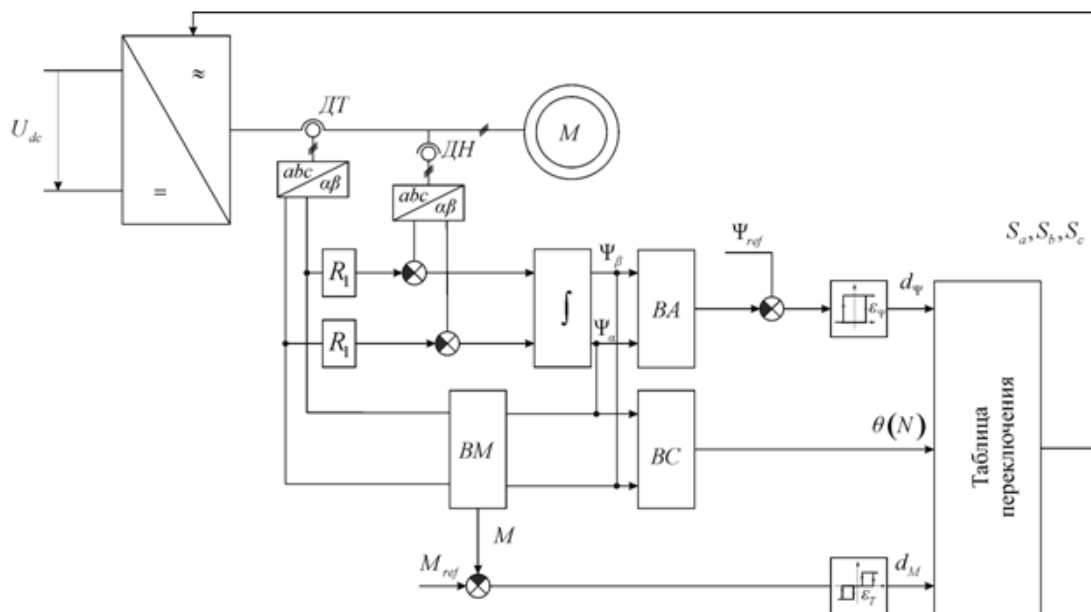


Рисунок 1.8 — Структурная схема ДТС, где U_{dc} — напряжение звана постоянного тока, В, ВА — блок вычисления амлитудного значения результирующего вектора потокосцепления стаора, Вб; ВМ - блок вычисления значения электромагнитного момента; M — электромагнитный момент, Нм; M_{ref} — заданное значения электромагнитный момент, Нм; Ψ_s^{ref} - заданное значение потокосцепления статора, Вб; ВС — блок определения сектора; d_Ψ — выходное значение гистерезисный регулятор потокосцепления статора; d_M — выходное значение гистерезисный регулятор электромагнитного момента

Промоделировав ДТС на двигателе 4АМ80А4СУ1 мощностью 7 кВт получили следующие зависимости, представленные на рис.1.7.

Достоинства ДТС:

- Простота исполнения;
- Хорошие динамические свойства;
- Нет необходимости в использовании преобразования координат;
- Нет необходимости в использовании датчика скорости;

Недостатки DTC:

- Высокая частота коммутации ключей инвертора;

- Большая величина пульсаций амплитуды результирующего вектора потока статора и электромагнитного момента;
- Неполное использование возможностей инвертора.

1.3.4 Направления развития способов управления состоянием АДКЗ

Из представленного математического описания систем управления АДКЗ видно, что в процессе синтеза были сделаны допущения, которые в итоге стали недостатками. Однако выделенные способы послужили основой для ведения научных исследований. Улучшение качества регулирования координатами электропривода получило следующие направления:

- Модернизация полеориентированного управления введением в целевые функции дополнительных критериев [35–37].
- Модернизация прямого управления моментом введением дополнительных критериев [24, 25, 38–40].
- Уменьшение массогабаритных показателей электропривода за счет развития теории бездатчикового управления [41–43].
- Уменьшение колебания выходной координаты за счет улучшения алгоритмов управления коммутацией ключей инвертора [42, 44] .
- Применение интеллектуального управления на базе нечеткой логики и теории нейронных сетей [27, 45–49] .
- Использование скользящих режимов для построения систем управления электроприводом [28–32, 50].

1.4 Обзор работ посвященных управлению синхронным двигателем с постоянными магнитами

Одним из перспективных электроприводов в настоящее время является привод на основе управляемого синхронного двигателя с постоянными магнитами. Его достоинством является отсутствие контактных токосъемов, высокая перегрузочная способность, низкая электромагнитная инерционность, хорошие энергетические и массогабаритные показатели. Они нашли применение в тех областях техники, где традиционно применялись только машины постоянного тока или специальные асинхронные двигатели.

Принципы управления электромагнитным моментом СДПМ были такие же как у АДКЗ — полеориентированное управление [20] и прямое управление моментом [21, 22]. Однако в виду конструктивных особенностей СДПМ существует противоречие между быстродействием и пульсациями.

Аналогично с АДКЗ рассмотрим два основных промышленно выпускаемых метода.

1.4.1 Полеориентированное управление СДПМ

Идея полеориентированного управления СДПМ аналогична принципу рассмотренного для АД. Изменения касаются конструктивных особенностей СДПМ. При токе намагничивания, поддерживаемом на неизменной номинальной величине ($i_{sd} = 0$), момент двигателя линейно пропорционален току, создающему момент i_{sq} , что является подобием управления двигателями постоянного тока [51]:

$$M = \frac{3}{2} p_n \lambda i_{sq}, \quad (1.1)$$

где λ — потокосцепление магнитов ротора, p_n — количество пар полюсов.

Однако, из уравнения (1.1) видно, что между каналами регулирования составляющих статорного тока, так же как и в асинхронном двигателе, существует взаимовлияние (перекрестные связи). Для исключения взаимовлияния каналов перекрестные связи надо компенсировать: Компенсационная составляющая канала управления i_{sd} :

$$U_{kd} = -\omega L_{sd} i_{sd}.$$

Компенсационная составляющая канала управления i_{sd} : В канале управления составляющей i_{sd} , кроме составляющей, зависящей от i_{sd} , еще присутствует составляющая:

$$U_{kd} = \omega(\lambda + L_{sd} i_{sd}).$$

На рис.1.9 представлена структурная схема полеориентированного управления.

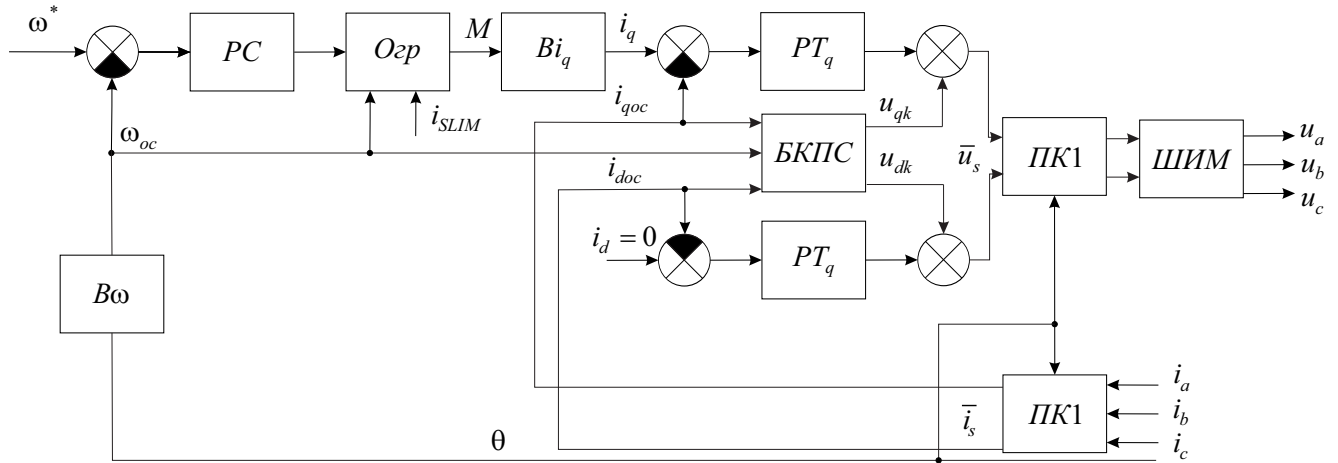


Рисунок 1.9 — Структурная схема полиориентированного управления, где БКПС — блок компенсации перекрестных связей; $B\omega$ — блок вычисления круговой частоты вращения ротора; θ — электрический угол; ПК1 — координатное преобразование; ШИМ — широтно-импульсная модуляция

Достоинства полеориентированного управления СДПМ:

- Простота реализации;
- Низкие пульсации электромагнитного момента;

Недостатки такого подхода:

- Необходим датчик углового положения/скорости;
- Необходимо определять начальное положение постоянных магнитов;
- Относительно низкое быстродействие.

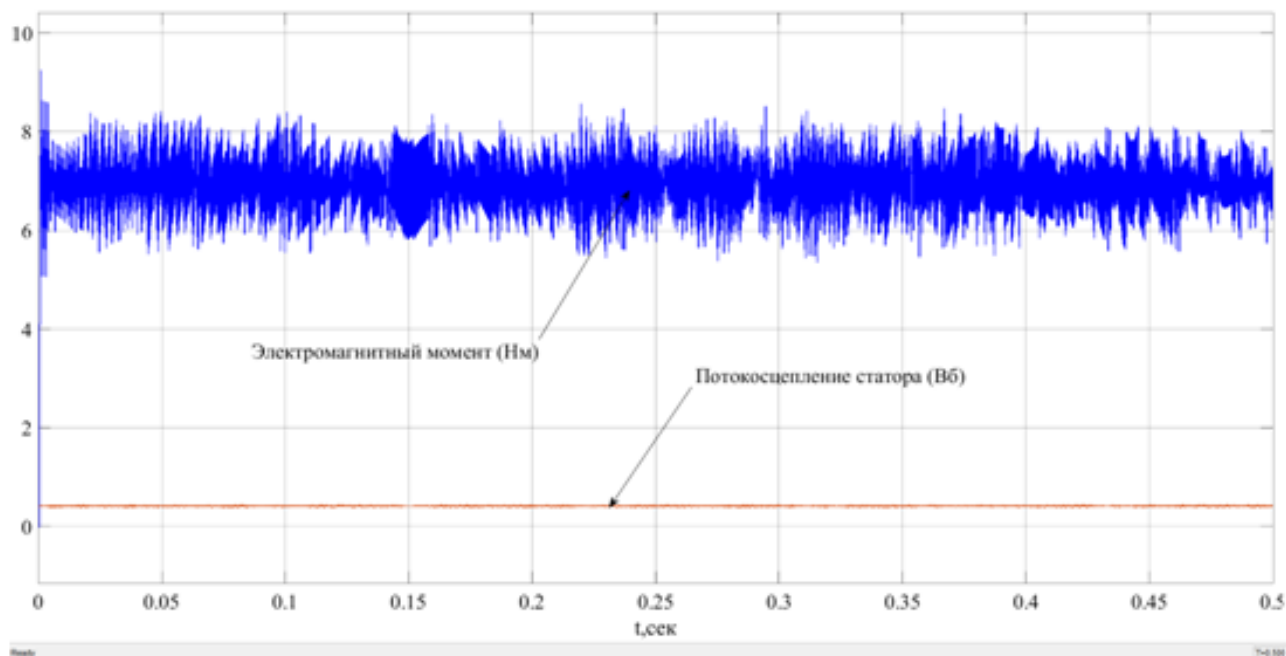


Рисунок 1.10 — Результаты моделирование
полеориентированного управления

Время переходного процесса для момента составляет 0,005 секунд.

1.4.2 Прямое управление моментом СДПМ

Задачей прямого управления моментом является обеспечение быстрой реакции электромагнитного момента двигателя на управляющее воздействие. В отличие от полеориентированного управления, где изменение момента производится путем воздействия на ток статора, который таким образом является управляемой величиной, в системе с прямым управлением моментом управляемой величиной является потокосцепление статора. Изменение пото-

косцепления и электромагнитного момента достигается путем оптимального переключения ключей инвертора напряжения. Этот метод уже был рассмотрен и проанализирован для асинхронного двигателя в пункте 1.3.3.

На рис.1.11 представлена структурная схема прямого управления моментом для СДПМ, где АИН — автономный инвертор напряжения; $\delta\psi$ — выходное значение гистерезисный регулятор потокосцепления статора; δM — выходное значение гистерезисный регулятор электромагнитного момента.

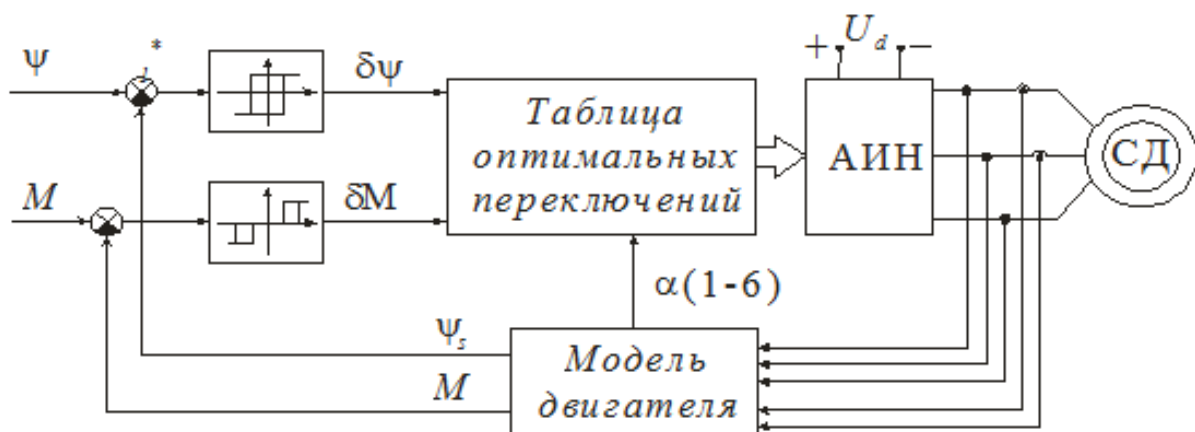


Рисунок 1.11 — Структурная схема прямого управления моментом для СДПМ

На рис. 1.12 представлены временные зависимости изменения величины электромагнитного момента и амплитудного значения результирующего вектора потокосцепления статора.

Как и с асинхронным двигателем данный способ имеет такие же преимущества и недостатки.

По результатам компьютерного моделирования время достижения электромагнитного момента заданной величины составляет 0,001 секунд, только стоит отметить что это время оценивалось после того как потокосцепление достигло своего номинального значения. Исходя из этого и представленного рисунка, можно сделать вывод о том, что данный метод имеет высокое быстродействие и высокий уровень пульсации электромагнитного момента.

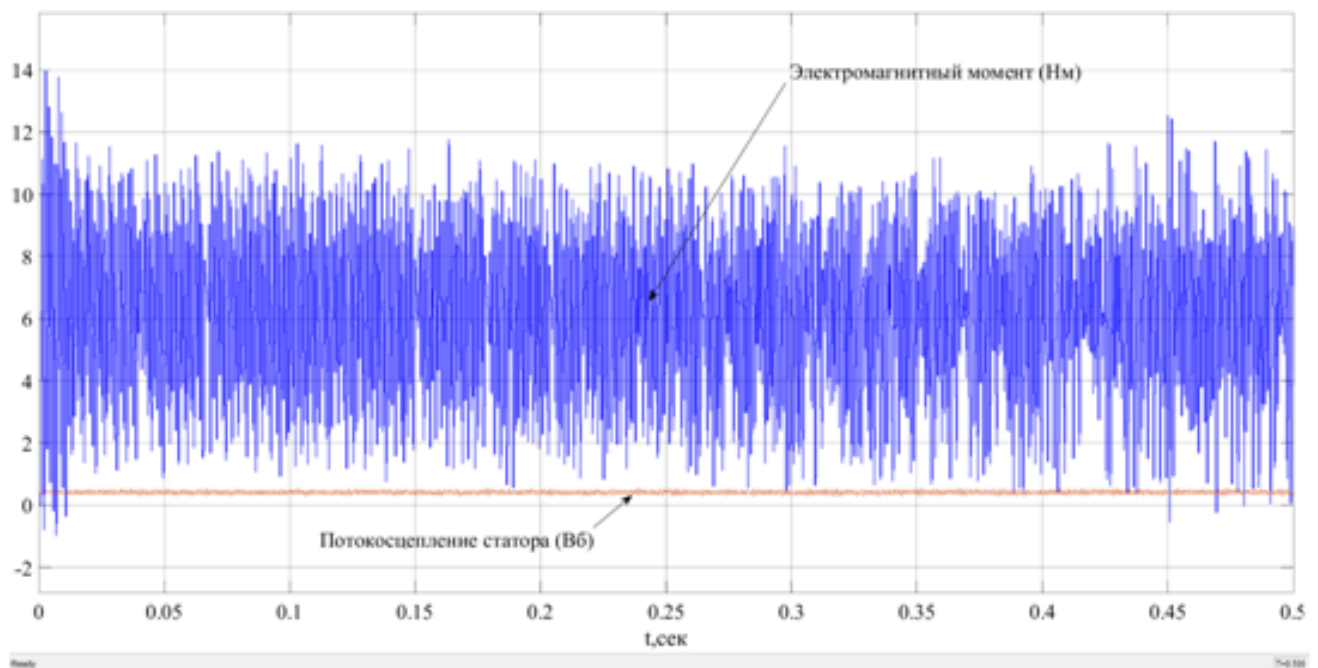


Рисунок 1.12 — Результаты моделирования прямого управления моментом

1.4.3 Направления развития способов управления СДПМ

Таким образом, совершенствование управления СДПМ разделись на следующие направления:

- Модернизация полеориентированного управления введением в целевые функции дополнительных критериев или использованием гистерезисных регуляторов [52, 53].
- Модернизация прямого управления моментом введением дополнительных критериев [54–57].
- Уменьшение массогабаритных показателей электропривода за счет развития теории бездатчикового управления [58–62].
- Уменьшение колебания выходной величины за счет улучшения алгоритмов управления коммутацией ключей инвертора [63, 64].
- Применение интеллектуального управления на базе нечеткой логики и теории нейронных сетей [64–66].

- Использование скользящих режимов для построения систем управления электроприводом [33, 67–69].
- Режим работы бесколлекторный двигатель постоянного тока [60, 70].

1.5 Выводы и постановка задач исследования

Основным способом управления динамическим состоянием электродвигателя переменного тока уделено значительное внимание многих исследователей. Ими предлагаются различные пути совершенствования: более точный учет реальных режимов работы, применение интеллектуальных систем управления, использование специальной конструкции инвертора. Для улучшения динамики в процессе пуска предлагается применять переменную частоту коммутации ключей инвертора или новые алгоритмы коммутации.

Основные из перечисленных способов снижения пульсаций регулируемой величины и повышения быстродействия являются, несомненно, необходимыми и полезными, но они пока не могут решить данной проблемы. Это связано не только со спецификой горной промышленности, но и с капиталовложениями в модернизацию горных машин. Как отмечалось выше, горная машина должна быть высокопроизводительной, мощной, быстродействующей и надежной. Выполнение этих критериев требует не только современных методов управления, но и применения современной компонентной базы. Таким образом, необходимо разработать такую систему, которая позволит добиться высокой эксплуатационной надежности и высокой производительности с уменьшением затрат.

Целью работы является разработка алгоритмов управления электромагнитным моментом, обеспечивающих его максимальное быстродействие в электроприводе горных машин с высокой динамической нагруженностью.

Для достижения поставленной цели необходимо выполнить следующие задачи:

1. Выявить закономерности процессов протекающих в электромеханическом преобразователе, позволяющие сформировать целевые функции управления, обеспечивающие максимальное быстродействие.
2. Разработать алгоритмы управления электроприводом с АДКЗ и СДПМ, обеспечивающие высокое быстродействие и низкие пульсации выходной величины.
3. Создание имитационных моделей регулируемого привода с АДКЗ и СДПМ.
4. Анализ влияний алгоритмов управления на динамические показатели качества регулирования электромагнитного момента.
5. Экспериментально подтвердить работоспособность синтезированных алгоритмов управления.

Глава 2. ВЫБОР МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ГОРНОЙ МАШИНЫ

2.1 Методы исследования и выбор математической модели электродвигателя переменного тока

Для исследования электромеханических процессов электродвигателей переменного тока можно выделить два направления: математическое и экспериментальное. Математическое – подразделяется на аналитическое и компьютерное моделирование. Под компьютерным моделированием понимается использование ЭВМ для численного решения систем дифференциальных уравнений, описывающих состояние электродвигателя в том или ином режиме работы [71].

Аналитический метод исследования основан на упрощении нелинейных дифференциальных уравнений ОЭМ. Правомерность подобного подхода подтверждена результатами многочисленных экспериментов [71–81].

Математическая модель представляет собой систему дифференциальных уравнений механического и электрического равновесия. При этом для записи дифференциальных уравнений электродвигателя переменного тока наиболее удобно использовать метод обобщенной электрической машины [73, 74, 77, 78, 80, 82].

Математическая модель ОЭМ в системе координат, вращающейся с некоторой произвольной скоростью ω_k , имеет следующий вид [71–75, 81, 83]:

$$\begin{cases} \vec{U}_s = \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + \vec{i}_s R_s + j\omega_k \vec{\Psi}_s; \\ \vec{U}_r = \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + \vec{i}_r R_r + j(\omega_k - \omega_e) \vec{\Psi}_r; \\ M = 1.5 p_n L_m \operatorname{Im}(\vec{i}_s \vec{i}_r^*) \\ \frac{J}{p_n} \frac{d\omega_e}{dt} = M - M_c, \end{cases} \quad (2.1)$$

где: $\vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r$ — обобщенные результирующие векторы потокосцеплений статора и ротора, Вб; $\vec{i}_s, \vec{i}_r$ — мгновенные значения обобщенных результирующих векторов токов статора и ротора, А; $\vec{U}_s, \vec{U}_r$ — обобщенные результирующие векторы напряжений статора и ротора, В; R_s, R_r — активные сопротивления обмоток статора и ротора, Ом; L_m — взаимная индуктивность между статорными и роторными обмотками, Гн; p_n — число пар полюсов; M — электромагнитный момент, развиваемый электродвигателем, Нм; — момент сил сопротивления на валу электродвигателя, Нм; J — суммарный момент инерции ротора кгм²; ω_e — электрическая частота вращения ротора, рад/с.

Представленная математическая модель получена с учетом следующих допущений:

1. статор и ротор имеют симметричные обмотки;
2. распределение магнитного поля каждой из обмоток вдоль окружности воздушного зазора машины считается синусоидальным;
3. не учитываются гистерезис, насыщение и вихревые токи в магнитопроводе;
4. не учитывается неоднородность магнитной проводимости, обусловленная наличием пазов и неравномерностью воздушного зазора машины.

2.1.1 Математическое описание асинхронного двигателя

Наибольшее распространение в задачах построения систем управления получили модели, построенные на базе обобщенной электрической машины (ОЭМ) [71, 72, 75, 79, 81, 83], поскольку они при своей относительной простоте достаточно полно описывают процессы, протекающие в АДКЗ.

Перепишем уравнение (2.1) с учетом того, что обмотка ротора короткозамкнута.

$$\begin{cases} \vec{U}_s = \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + \vec{i}_s R_s + j\omega_k \vec{\Psi}_s; \\ 0 = \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + \vec{i}_r R_r + j(\omega_k - \omega_e) \vec{\Psi}_r; \\ M = 1.5 p_n L_m \operatorname{Im}(\vec{i}_s \vec{i}_r^*) \\ \frac{J}{p_n} \frac{d\omega_e}{dt} = M - M_c, \end{cases} \quad (2.2)$$

Данное уравнение (2.2) является основой для разработки алгоритмов управления асинхронного двигателем с короткозамкнутым ротором.

2.1.2 Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами

Для математического описания СДПМ необходимо ввести ряд допущений [81, 84, 85]:

1. Постоянный магнит является идеальным источником напряженности магнитного поля и представляет собой бесконечно тонкую пластину;
2. энергия электростатического поля считается пренебрежимо малой;

3. Реальные обмотки и постоянные магниты заменяются эквивалентными токовыми слоями, создающими требуемое значение и форму напряженности или магнитодвижущих сил магнитного поля в равномерном воздушном зазоре машины.

Математическое описание СДПМ [81, 84] удобнее рассматривать в системе координат d, q . Для это перепишем уравнение (2.1) в вид:

$$\begin{cases} U_{sd} = \frac{d\Psi_{sd}}{dt} + i_{sd}R_s + p_n\omega\Psi_{sq}; \\ U_{sq} = L_{sq}\frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd}R_s - p_n\omega(L_{sd}i_{sd} + \lambda); \\ \Psi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + \lambda; \\ \Psi_{sq} = L_{sq}i_{sq}; \\ M = 1.5p_n(i_{sq}i_{sd}(L_{sd} - L_{sq}) + \lambda); \\ \frac{J}{p_n}\frac{d\omega_e}{dt} = M - M_c, \end{cases} \quad (2.3)$$

где λ — потокосцепление магнитов ротора, Вб, L_{sd}, L_{sq} — индуктивность статора по осям d, q соответственно, Гн.

Представленное уравнение (2.3) является основой для разработки алгоритмов управления синхронным двигателем с постоянными магнитами.

2.2 Математическое описание электрического преобразователя

При питании асинхронного двигателя от автономного инвертора напряжения (далее по тексту АИН), на симметричную обмотку статора двигателя воздействует несимметричная система напряжений, в результате чего возникает напряжение нулевой последовательности. Для учета этого явления при компьютерном моделировании процессов, протекающих в асинхронном и син-

хронном двигателе, математическую модель АД и СДПМ необходимо рассматривать совместно с моделью автономного инвертора напряжения [12].

Математическое описание АИН с широтно-импульсной модуляцией (далее по тексту ШИМ) заключается в определении интервалов времени, в течение которых обмотка двигателя подключена к плюсу или минусу источника питания при помощи силовых ключей.

При описании электрического преобразователя были сделаны следующие допущения [86–88]:

1. Преобразователь допускает свободный обмен энергией между сетью и двигателем;
2. Преобразователь имеет независимые каналы регулирования параметров напряжения;
3. Преобразователь не ограничивает токов двигателя в любых режимах работы;
4. Форма и амплитуда выходного напряжения не зависят от нагрузки.

Принцип формирования произвольного вектора напряжения заключается в таком переключении состояний ключей, при котором происходит модуляция вектора напряжения между двумя ближайшими векторами и одним из нулевых положений.

Учет алгоритм модуляции пространственного вектора позволит оценить вносимые АИН искажения выходного напряжения подводимого к двигателю (см.рис.1.2.2).

Алгоритм модуляции пространственного вектора состоит из следующих этапов:

- Предварительный анализ координат вектора и их ограничение (при необходимости) для обеспечения принципиальной возможности решения задач по аппроксимации.
- Выбор состава образующих векторов (для аппроксимации заданного вектора).
- Определение длительности интервалов.
- Выбор порядка следования.

Также стоит отметить, что вектор выходного напряжения ограничен по величине окружности, вписанной в шестиугольник, образованный активными векторами состояний (см. рис.2.1) [88].

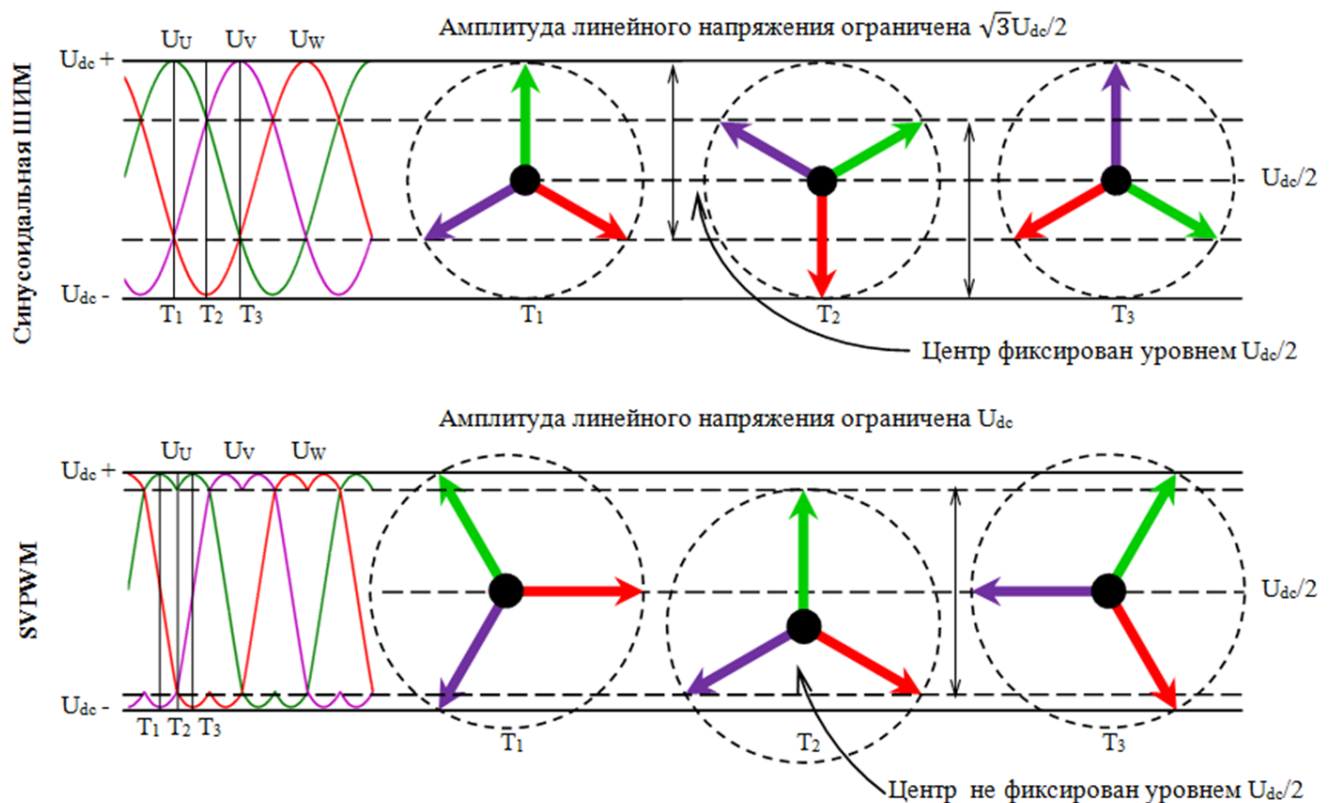


Рисунок 2.1 — Векторная диаграмма напряжений при синусоидальной и пространственно-векторной ШИМ

В настоящее время выделяют 5 основных алгоритмов формирования выходного напряжения по средствам ШИМ [88]:

- Синусоидальная ШИМ;
- Векторная ШИМ (SVPWM);
- Управляющие напряжение с треугольной предмодуляцией 3-й гармоники;
- Управляющие напряжение с 13% предмодуляцией 3-й гармоники;
- Управляющие напряжение с 26% предмодуляцией 3-й гармоники.

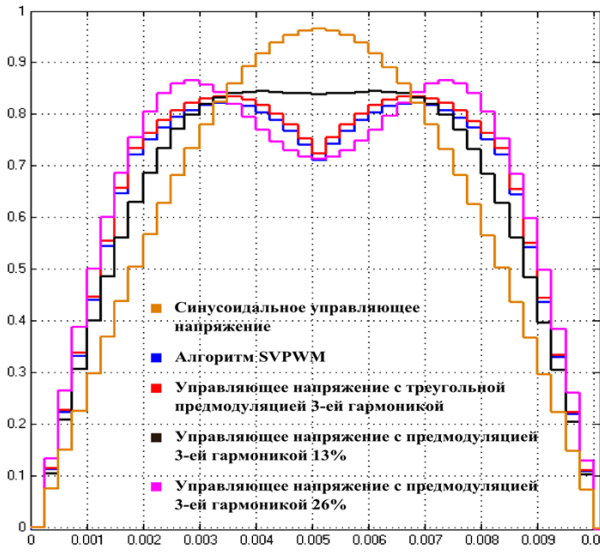
Длительности интервалов состояний ключей можно определять двумя способами:

1. По угловому положению вектора напряжения
2. По проекциям вектора напряжения:

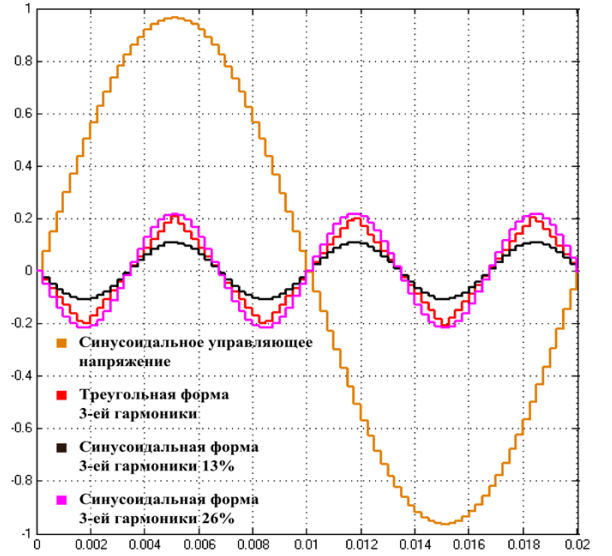
$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_m(U_{sa} \sin(\text{sector} \frac{\pi}{3}) - U_{sb} \cos(\text{sector} \frac{\pi}{3}))}{U_d};$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_m(-U_{sa} \sin(\text{sector} \frac{\pi}{3}) + U_{sb} \cos(\text{sector} \frac{\pi}{3}))}{U_d},$$

где T_1 — формирует вектор U_i , с; T_2 — формирует вектор U_{i+1} , с; T_0 — формирует один из двух нулевых векторов, с; T_m — период модуляции ШИМ, с.



а) Управляющие напряжения



б) сигналы нулевой

последовательности, вносимые
в синусоидальное управляющее
напряжение

Рисунок 2.2 — Секторы расположения векторов ЭДС статора и ротора, обеспечивающие положительность производных всех регулируемых величин.

В силу того, что при использовании ШИМ возникают асимметрия питающего напряжения, совместно с моделью автономного инвертора стоит использовать следующую модель расчета подводимого напряжения к статору:

$$U_{s\alpha} = U_a - U_0;$$

$$U_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_b - U_c);$$

$$U_0 = U_a + U_b + U_c,$$

где U_a, U_b, U_c — фазные напряжения, подводимые к обмоткам статора, В; U_0 — напряжения нулевой последовательности, В.

В работе использован алгоритм формирования выходного напряжения АИН — SVPWN.

2.3 Математическое описание механических преобразователей

Механические преобразователи в электроприводах ГМ могут, включать в себя редукторы, канаты, цепи и т.д. Они обладают внутренним трением, между элементами присутствуют зазоры, а их параметры меняются в процессе работы. В результате этого механические преобразователи ГМ представляют собой сложные динамические системы с распределенными параметрами. Для математического описания такой системы исследователи используют следующие допущения [12]:

- Механическая система – это система с сосредоточенными параметрами;
- Сосредоточенная масса – это материальная точка, имеющая конечную массу и момент инерции;
- Упругие механические связи являются безынерционными соединениями.

Также необходимо учитывать диссипативные свойства упругих связей.

Получение математической модели механических подсистем для ЭП ГМ заключается в решении уравнения Лагранжа второго рода [89]:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = Q_i, \quad (2.4)$$

где $L = W_k - W_p$ — функция Лагранжа; W_k — кинетическая энергия системы; W_p — потенциальная энергия системы; q_i —

обобщенная координата; $\dot{q}_i$ — обобщенная скорость; Q_i — обобщенная сила.

Если в (2.4) необходимо учитывать потери, вызванные внутренним трением, в уравнение Лагранжа добавляют функцию Рейля [90, 91]:

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i}\right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} + \frac{\partial \Phi}{\partial \dot{q}_i} = Q_i, \quad (2.5)$$

которая определяется выражением:

$$\Phi = \frac{1}{2} \sum_{s=2}^n b_{s-1} (\dot{q}_{s-1} - \dot{q}_s)^2,$$

где b — коэффициент диссипации (коэффициент вязкого демпфирования); n — число степеней свободы.

При постоянстве параметров механического преобразователя с неразветвленной кинематической схемой, к которым относятся массы, моменты инерции и коэффициенты жесткости, при приведении всех элементов к вращательному движению, решение уравнения Лагранжа (2.6) можно представить в матричном виде [12]:

$$J\ddot{\phi} + C\dot{\phi} + B\phi = M, \quad (2.6)$$

где $\phi = [\phi_1, \dots, \phi_n]^T$ — вектор угловых положений; ϕ_i — угловое положение i -й сосредоточенной массы; $M = [M_{\Delta 1}, \dots, M_{\Delta n}]^T$ — вектор моментов; $M_{\Delta i}$ — сумма внешних моментов, приложенных к i -й сосредоточенной массе;

$$J = \begin{bmatrix} J_1 & \cdots & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & \cdots & J_n \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} b_{1,2} & -b_{1,2} & & & \\ -b_{1,2} & b_{1,2} + b_{2,3} & -b_{2,3} & & \\ & & \ddots & & \\ & & & -b_{n-2,n-1} & b_{n-2,n-1} + b_{n-1,n} & -b_{n-1,n} \\ & & & & -b_{n-1,n} & b_{n-1,n} \end{bmatrix};$$

$$C = \begin{bmatrix} C_{1,2} & -C_{1,2} & & & \\ -C_{1,2} & C_{1,2} + C_{2,3} & -C_{2,3} & & \\ & & \ddots & & \\ & & & -C_{n-2,n-1} & C_{n-2,n-1} + C_{n-1,n} & -C_{n-1,n} \\ & & & & -C_{n-1,n} & C_{n-1,n} \end{bmatrix};$$

J_i — момент инерции i й сосредоточенной массы; $b_{i,i+1}$ — коэффициент жесткости внутреннего трения упругой связи между i й и $i+1$ массами; $c_{i,i+1}$ — коэффициент жесткости безынерционной упругой связи между i й и $i+1$ массами.

При отдельном рассмотрении элементов механической подсистемы ГМ, соединенных между собой безынерционными упругими связями, математическая модель будет иметь большую размерность и состоять из множества дифференциальных уравнений, что усложнит процедуру синтеза управления ГМ. В виду этого, в практических расчетах кинематические схемы упрощают до двухмассовых систем [91].

На основании чего запишем математическую модель механической подсистемы проходческого комбайна ПК-9Р:

$$\frac{d\omega}{dt}(J_{\Sigma} + mR_k^2 \sin^2 \phi) + \omega mR_k^2 \frac{d \sin \phi^2}{dt} - \omega^2(mR_k^2 \cos \phi) = M_c + F_c R_k \sin \phi, \quad (2.7)$$

где R_k — радиус приводного барабана, м; m — приведенная масса рабочего органа комбайна, кг; F_c — сила сопротивления, Н; J_{Σ} — приведенный момент инерции, кгм².

2.4 Физика электромеханического преобразования энергии

Основными величинами, характеризующими состояние любой электрической машины, являются токи, потокосцепления, ЭДС ее обмоток, электромагнитный момент, а также угловая скорость вращения ротора. Учитывая, что токи и потокосцепления

обмоток двигателя являются однозначно связанными функциями [83], а ЭДС обмоток есть производные от потокосцеплений, достаточно в качестве регулируемых электромагнитных координат двигателя рассматривать потокосцепления обмоток.

Энергетическая эффективность процесса электромеханического преобразования энергии зависит от модулей и угловых скоростей вращения векторов потокосцеплений, где угловые скорости как правило определяются технологическим процессом. Исходя из этого, становится очевидным, что в процессе работы электрической машины регулировать нужно именно модули соответствующих векторов. Таким образом, запишем первую цель управления в следующем виде:

$$\Psi_s^{ref} - \Psi_s \rightarrow 0,$$

где Ψ_s^{ref} — заданное значение потокосцепления статора, Вб. Что касается механических координат, то угловая скорость ротора формируется в результате силового воздействия на механическую систему, частью которой является электромагнитный момент двигателя. Электромагнитный момент, в свою очередь, формируется в результате взаимодействия магнитных полей, создаваемых обмотками статора и ротора, что дает нам возможность рассматривать его как независимую от состояния механической подсистемы электропривода величину.

Исходя из этого, в качестве механической координаты непосредственно формируемой в результате электромеханического преобразования энергии, будем использовать электромагнитный момент. Таким образом, вторую цель управления представим в виде:

$$M_{ref} - M \rightarrow 0$$

где M_{ref} — заданное значение электромагнитного момента, Нм.

Воспользуемся методикой управления ОЭМ [92] для получения достаточных условий достижения целей управления. Предложенная методика отличается от классических подходов тем, что основана на анализе условий формирования производных ре-

гулируемых по времени величин. Рассмотрим основные аспекты достижения целей управления:

$$\text{sign}(E_s \Psi_r^* + E_r \Psi_s) = \text{sign} \dot{M}_{ref},$$

где E_s, E_r , — векторы ЭДС обмоток статора и ротора, $\dot{M}_{ref}$ — требуемое значение производной электромагнитного момента.

$$\text{sign}(E_s \Psi_s) = \text{sign} \dot{\Psi}_s^{ref},$$

где $\dot{\Psi}_s^{ref}$ — требуемое значение производной модуля вектора потокосцепления статора.

Чтобы осуществить такое управление необходимо на плоскости векторной диаграммы обобщенной электрической машины найти такие области расположения векторов ЭДС обмоток статора и ротора, в которых оно будет способствовать достижению цели управления. Для этого нужно наложить области достижения каждой из целей управления и найти их пересечение, как это показано на рис.2.3

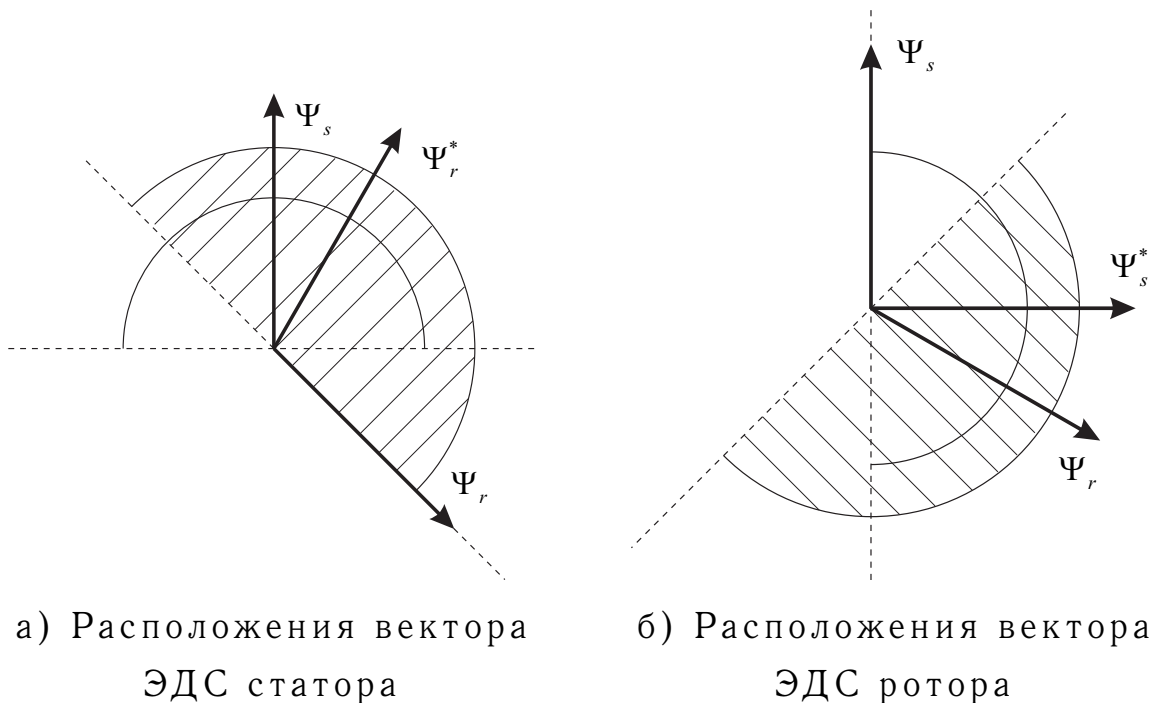


Рисунок 2.3 — Секторы расположения векторов ЭДС статора и ротора, обеспечивающие положительность производных всех регулируемых величин.

Анализируя рис.2.3, можно сделать вывод, что движение системы в сторону одновременного достижения всех представленных целей управления, для полностью управляемой машины, возможно сформировать при любом состоянии системы кроме одного случая: когда вектор потокосцепления ротора опережает вектор потокосцепления статора на угол $\frac{\pi}{2}$.

Корректность этих выводов подтверждается работами научной школы под руководством В.М. Завьлов [92] в которых выполнены исследования различных систем управления для двигателей переменного тока, в т.ч. АД и СД с высокими результатами [85, 92–98].

На основании [92] и обобщив задачу управления, выдвинем гипотезу о том, что для достижения поставленных целей управления достаточно выполнить следующую зависимость:

$$\text{sign}\left(\frac{dy^*}{dt} - \frac{dy}{dt}\right) = -\text{sign}(y^* - y). \quad (2.8)$$

2.5 Выводы по главе и результаты

1. Для описания процессов, происходящих в АД достаточно использовать двухфазную модель в неподвижной системе координат. Для СДПМ используют двухфазную модель в ориентированной системе координат относительно ротора.
2. Каждая горная машина обладает уникальной механикой, и разработка ее математической модели представляется довольно трудоемкой задачей, поэтому общепринято использовать в качестве механической подсистемы двухмассовую систему.
3. Анализ показал, что для достижения поставленной цели (разработки алгоритмов формирования электромагнитным моментом, обеспечивающих его максимальное быстроедействие в электроприводе горных машин с высокой динами-

ческой нагруженостью) достаточно использовать целевые функции: $\Psi_s^{ref} - \Psi_s \rightarrow 0$ и $M_{ref} - M \rightarrow 0$

Глава 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ МОМЕНТОМ

Электропривод ГМ характеризуется работой в тяжелых условиях, где возможны стопорения исполнительного органа, а нагрузка изменяется в широких пределах случайным образом и не имеет постоянных законов распределения. Однако стабилизация влияющих на технологический процесс переменных электропривода ГМ затруднена в виду нелинейности математической модели как электродвигателя, так и механического преобразователя.

Для этого на первом этапе синтеза системы управления прием допущение первое о том, что формирование электромагнитного момента происходит независимо от состояния механической подсистемы ГМ, второе допущение, что ЭМП является линейным по входам и может быть записать в форме Коши. ЭМП соответствующим указанным допущение далее по тексту раздела будем называть объектом.

3.1 Проверка на устойчивость

Основанием для проверки устойчивости послужит второй метод Ляпунова [99], достоверность которого была подтверждена многими исследователями. Допущение: $\frac{dy^*}{dt} = 0$

Проверка устойчивости представляет собой проверку выполнимости набора предположений:

I. Пусть объект задан системой линейных дифференциальных уравнений (3.1), при этом наблюдению (измерению) доступны величины $Y = [y_1, y_2, \dots, y_k]$, а производная положительно-определенной функции Ляпунова $V = \sum (y_i^2)$ всегда отрицательна, тогда

$Y \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx, \end{cases} \quad (3.1)$$

где A – матрица коэффициентов объекта управления; B – матрица выбора управлений; C – матрица коэффициентов выражений для наблюдаемых переменных; x – вектор-столбец переменных объекта управления; y – вектор-столбец наблюдаемых (измеряемых) переменных.

Подтверждение:

Подставим выражение y через x в функцию Ляпунова, учитывая, что количество наблюдаемых переменных $k \leq n$, где n – количество уравнений системы (3.1). Получим:

$$V = \sum_{i=1}^k y_i^2 = \sum_{i=1}^k c_i^2 x_i^2 \rightarrow 0. \quad (3.2)$$

Второй метод Ляпунова говорит о том, что решение системы уравнений (3.1) асимптотически-устойчиво, если производная положительно-определенной функции $V(x)$ всегда отрицательна, т.е.

$$V = \sum_{i=1}^k x_i^2 \rightarrow 0 \text{ при } \frac{dV}{dt} = 2 \sum_{i=1}^k \frac{dx_i}{dt} < 0. \quad (3.3)$$

Таким образом, достаточным условием сходимости решения является противоположность знаков x_i и их производных $\frac{dx_i}{dt}$, т.е. $\text{sign} \frac{dx_i}{dt} = \text{sign}(x_i)$. Поскольку y и x связаны линейно, при условии всех положительных коэффициентов матрицы C , при выполнении условия (3.3) выполняется условие (3.2), а, следовательно, $x \rightarrow 0$, $y \rightarrow 0$, при $t \rightarrow \infty$.

II. Если существует такое управление, при котором для системы уравнений (3.1) выполняется условие $\text{sign} \frac{dy_i}{dt} = \text{sign}(y_i)$, то $y \rightarrow y^*$ при $y^* = \text{const}$ и $t \rightarrow \infty$.

Подтверждение:

Для подтверждения этой гипотезы составим следующую функцию Ляпунова:

$$V = \sum_{i=1}^k (y_i^* - y_i)^2, \text{ откуда}$$

$$\frac{dV}{dt} = -2 \sum_{i=1}^k \frac{dy_i}{dt} (y_i^* - y_i) < 0, \text{ при условии}$$

$$\text{sign}\left(\frac{dy_i}{dt}\right) = \text{sign}(y_i^* - y_i).$$

Поскольку при отрицательной производной положительно-определенной функции V , $V \rightarrow 0$, то $y \rightarrow y^*$ при $t \rightarrow \infty$.

III. Если существует такое управление, при котором для системы уравнений (3.1) выполняется условия $\text{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) = \text{sign}(y^* - y)$ и $\frac{dy^*}{dt} < dy/dt$ в любой момент времени, то $y \rightarrow y^*$ при $t \rightarrow \infty$.

Подтверждение:

Подтверждение данного предположения следует из подтверждения предположения II при ненулевой производной $\frac{dy^*}{dt}$.

IV. Пусть объект задан системой линейных дифференциальных уравнений (3.1), при этом наблюдению (измерению) доступны величины $Y = [y_1, y_2, \dots, y_k]$, связанные с переменными x нелинейной вектор-функцией F , достигающей ненулевого значения только при одном возможном решении x , тогда, если существует такое управление, при котором выполняется условие $\text{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) = \text{sign}(y^* - y)$ в любой момент времени, то $y \rightarrow y^*$ при $t \rightarrow \infty$.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = F(x). \end{cases}$$

Подтверждение предположения IV можно получить экспериментальным и теоретическим способами. Первый вариант дает менее универсальный результат, однако его применение позволяет сократить длительность исследований. Поэтому синтезируем управляющие воздействия для объекта исследования данной работы и проведем серию вычислительных экспериментов. Полученное решение будет является одним из множества возможных

решений. Нахождение других возможных решений не входит в задачи, поставленные в рамках данной работы.

3.2 Алгоритм управления электромагнитным моментом ОЭМ

Предложенный вариант синтеза управляющего воздействия в [92] был реализован при условии, что $\frac{dy^*}{dt} = 0$. Таким образом условие (2.8) приняло вид:

$$\text{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) = \text{sign}(y^* - y) \quad (3.4)$$

При выполнении условия (3.4) ЭДС статора и ротора можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} E_s = h_1 \Psi_r^* \text{sign}(\dot{M}_{ref}) \\ E_r^* = h_2 \Psi_s \text{sign}(\dot{M}_{ref}), \end{cases} \quad (3.5)$$

где h_1, h_2 – положительные знакопостоянные функции, В/Вб.

Подставив в (3.5) правые части уравнений электрического равновесия ОЭМ получим зависимость:

$$\begin{cases} U_s = h_1 \Psi_r^* \text{sign}(\dot{M}_{ref}) + I_s R_s + \omega_k \Psi_s^* \\ U_r = h_2 \Psi_s \text{sign}(\dot{M}_{ref}) + I_r R_r + (\omega_k - \omega) \Psi_r^*. \end{cases} \quad (3.6)$$

Формирование векторов напряжений в соответствии с полученными зависимостями будут гарантировать движение системы к заданному значению электромагнитного момента, а первые члены правых частей этих уравнений будут определять скорость этого движения.

Для получения зависимостей, необходимых для управления модулями векторов потокосцеплений, запишем равенства, обеспечивающие требуемый знак производных модулей векторов потокосцеплений:

$$\begin{cases} E_s = h_3 \Psi_s \text{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref}) \\ E_r = h_4 \Psi_r \text{sign}(\dot{\Psi}_r^{ref}), \end{cases} \quad (3.7)$$

где h_3, h_4 – положительные знакопостоянные функции, В/Вб.

Подставив (3.7) в правые части уравнений электрического равновесия ОЭМ, можно получить зависимости формирования напряжений статора, необходимые для достижения целей управления:

$$\begin{cases} U_s = h_3 \Psi_s \operatorname{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref}) + I_s R_s + \omega \Psi_s^* \\ U_r = h_4 \Psi_r \operatorname{sign}(\dot{\Psi}_r^{ref}) + I_r R_s + (\omega_k - \omega) \Psi_r^*. \end{cases} \quad (3.8)$$

Приведенные выше уравнения представлены в общем виде. Их конкретная реализация может быть выполнена различным образом. Например, если рассматривать функции h_i как константы, то, без учета ограничений, данное управление будет обеспечивать неизменную производную регулируемой величины при любом значении ее отклонения.

Однако рассмотренные выше результаты отдельного регулирования координат электропривода не всегда могут быть реализованы на практике, так как часто возникает необходимость управления несколькими координатами через один канал управления, как, например, у машин переменного тока. Для одновременного управления всеми координатами двигателя необходимо сложить уравнения (3.8) и (3.6), в результате чего получим зависимости:

$$\begin{cases} U_s = 0.5(h_1 \Psi_r^* \operatorname{sign}(\dot{M}_{ref}) + h_3 \Psi_s \operatorname{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref})) \\ \quad + I_s R_s + \omega \Psi_s^* \\ U_r = 0.5(h_2 \Psi_s \operatorname{sign}(\dot{M}_{ref}) + h_4 \Psi_r \operatorname{sign}(\dot{\Psi}_r^{ref})) \\ \quad + I_r R_s + (\omega_k - \omega) \Psi_r^*. \end{cases} \quad (3.9)$$

Рассмотрим реализацию уравнения (3.9) среди выделенных в п. 1.2 типов электродвигателя сосредоточимся на АДКЗ, поскольку. Реализация данной методики для СДПМ уже рассматривалась научной школой В.М. Завьялова и описана в работе [85]. Отличие математической модели асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором от модели обобщенной электрической машины заключается в том, что напряжение, подводимое к обмотке ротора, всегда равно нулю. В соответствии с этим рассмотрим

вариант управления при использовании только первого уравнения системы (3.9). Данное уравнение, развернутое для составляющих векторов в неподвижной относительно статора системе координат $\alpha - \beta$, имеет вид:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = 0.5(-h_1 \Psi_{r\beta} \text{sign}(\dot{M}_{ref}) + h_3 \Psi_{s\alpha} \text{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref})) \\ \quad + I_{s\alpha} R_s; \\ U_{s\beta} = 0.5(h_1 \Psi_{r\alpha} \text{sign}(\dot{M}_{ref}) + h_3 \Psi_{s\beta} \text{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref})) \\ \quad + I_{s\beta} R_s. \end{cases} \quad (3.10)$$

Для реализации алгоритма управления (3.10) знакоопределенные функции h необходимо формировать пропорционально соответствующей ошибке регулирования:

$$\begin{cases} h_1 = |M_{ref} - M| k_1; \\ h_3 = |\Psi_s^{ref} - \Psi_s| k_2, \end{cases} \quad (3.11)$$

обеспечивая тем самым непрерывное изменение вектора напряжения по модулю и пространственному положению. При этом постоянные коэффициенты k формируются путем нормирования относительно номинальных значений регулируемых величин:

$$k_1 = \frac{U_{smax}}{M_{nom}}; \quad k_3 = \frac{U_{smax}}{\Psi_{snom}}; ,$$

где U_{smax} – максимальное, с учетом ограничений, напряжение подводимое к двигателю; M_{nom} – номинальный момент двигателя; Ψ_{snom} – номинальное значение потокосцепления статора двигателя.

В дополнение к этому возможен еще один вариант формирования вектора напряжения, а именно – на уровне максимального значения с учетом ограничений. Для этого после вычислений по (3.10) будем производить нормировку модуля вектора напряжения в соответствии с зависимостями:

$$U_{s\alpha}^* = \frac{U_{s\alpha} U_{smax}}{\sqrt{U_{s\alpha}^2 + U_{s\beta}^2}}; \quad U_{s\beta}^* = \frac{U_{s\beta} U_{smax}}{\sqrt{U_{s\alpha}^2 + U_{s\beta}^2}}. \quad (3.12)$$

При такой реализации возможно, что при работе на больших угловых скоростях, когда ЭДС вращения близка к предельному напряжению, происходит отклонение вектора напряжения от требуемого направления, что препятствует достижению целей регулирования.

Еще один способ реализации алгоритмов (3.10) – это рассмотреть весовые коэффициенты h_1, h_3 как взаимозависимые величины.

Для этого воспользуемся одним из способов оптимального управления, предложенного Понтрягиным [34] и рассмотренного в работах [100, 101] применительно к электроприводу. Также стоит отметить, что теоретически существует множество способов оптимального управления процессами, описываемыми дифференциальными уравнениями, дающих один и тот же результат [34, 100, 101]. Ввиду этого, выбор метода основывался на возможности его применения без учета наложения ограничений на объект.

Для получения выражения связывающего функции зависимости весовых коэффициентов h_1, h_3 запишем составляющие тока статора, которые можно выразить через потокосцепление:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\alpha} - \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\alpha} \\ i_{s\beta} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\beta} - \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\beta} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Подставим в (3.10) выражение (3.13) для определения составляющих вектора напряжения через составляющие вектора потокосцепления, в результате получим уравнение (3.15).

Запишем вспомогательную функцию Гамильтона:

$$H = \sum_{i=0}^n \psi_i f^i, \quad (3.14)$$

где n – количество уравнений в форме Коши, f^i – правые части уравнений в форме Коши.

$$\begin{aligned}
U_{s\alpha} &= 0.5(-h_1\Psi_{r\beta}\text{sign}(\dot{M}_{ref}) + h_3\Psi_{s\alpha}\text{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref})) + \\
&\quad + \left(\frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{s\alpha} - \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\alpha}\right)R_s; \\
U_{s\beta} &= 0.5(h_1\Psi_{r\alpha}\text{sign}(\dot{M}_{ref}) + h_3\Psi_{s\beta}\text{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref})) + \\
&\quad + \left(\frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{s\beta} - \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\beta}\right)R_s.
\end{aligned} \tag{3.15}$$

В уравнение (3.14) подставим правые части (2.2), заменив напряжения $(U_{s\alpha}, U_{s\beta})$ на уравнения (3.15):

$$\begin{aligned}
H &= \psi_1(t)(0.5(-h_1\Psi_{r\beta}\text{sign}(\dot{M}_{ref}) + h_3\Psi_{s\alpha}\text{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref})) + \\
&\quad + \left(\frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{s\alpha} - \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\alpha}\right)R_s - \\
&\quad - \left(\frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{s\alpha} - \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\alpha}\right)R_s) + \\
&\quad + \psi_2(t)(0.5(h_1\Psi_{r\alpha}\text{sign}(\dot{M}_{ref}) + h_3\Psi_{s\beta}\text{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref})) + \\
&\quad + \left(\frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{s\beta} - \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\beta}\right)R_s) - \\
&\quad - \left(\frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{s\beta} - \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\beta}\right)R_s) + \\
&\quad + \psi_3(t)\left(-\left(\frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\alpha} - \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\alpha}\right)R_r - p_n\omega\psi_{r\beta}\right) + \\
&\quad + \psi_3(t)\left(-\left(\frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\beta} - \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2}\Psi_{r\beta}\right)R_r + p_n\omega\psi_{r\alpha}\right) + \psi_0 f^0.
\end{aligned}$$

Составляем систему уравнений, взяв частные производные от полученного выше выражения:

$$\dot{\psi}_1 = -\frac{\partial H}{\partial \psi_{s\alpha}}; \quad \dot{\psi}_2 = -\frac{\partial H}{\partial \psi_{s\beta}}; \quad \dot{\psi}_3 = -\frac{\partial H}{\partial \psi_{r\alpha}}; \quad \dot{\psi}_4 = -\frac{\partial H}{\partial \psi_{r\beta}}.$$

$$\begin{aligned}
\dot{\psi}_1 &= -\left(0.5\psi_1 h_3 + \psi_3 \frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{\partial \psi_0}{\partial \psi_{s\alpha}}\right); \\
\dot{\psi}_2 &= -\left(0.5\psi_2 h_3 + \psi_4 \frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{\partial \psi_0}{\partial \psi_{s\beta}}\right);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{\psi}_3 &= - \left(0.5\psi_3 h_1 + \psi_3 \frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2} + \psi_4 p_n \omega + \frac{\partial \psi_0}{\partial \psi_{r\alpha}} \right); \\ \dot{\psi}_4 &= - \left(0.5\psi_1 h_1 + \psi_4 \frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2} - \psi_3 p_n \omega + \frac{\partial \psi_0}{\partial \psi_{r\beta}} \right);\end{aligned}$$

Для того, чтобы исключить параметр времени, разделим уравнения, содержащие h_1, h_3 , одно на другое:

$$\frac{\dot{\psi}_2}{\dot{\psi}_3} = \frac{- \left(0.5\psi_2 h_3 + \psi_4 \frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{\partial \psi_0}{\partial \psi_{s\beta}} \right)}{- \left(0.5\psi_3 h_1 + \psi_3 \frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2} + \psi_4 p_n \omega + \frac{\partial \psi_0}{\partial \psi_{r\alpha}} \right)} \quad (3.16)$$

В результате получим однородное дифференциальное уравнение. Методика решения однородных дифференциальных уравнений была предложена в [102]. Для компактности решения этого уравнения введем следующие замены:

$$\begin{cases} g = 0.5h_1; b = \frac{L_s R_r}{L_s L_r - L_m^2}; n = \psi_4 p_n \omega; a_1 = \psi_0 \frac{\partial f_0}{\partial \psi_{r\alpha}}; \\ c = 0.5h_3; m = \psi_4 \frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2}; a_0 = \psi_0 \frac{\partial f_0}{\partial \psi_{r\beta}}; \\ \psi = x; \psi_3 = y. \end{cases} \quad (3.17)$$

В (3.17) подставим (3.16):

$$\begin{aligned}\frac{dy}{dx} &= \frac{-cy - m - a_0}{-gy + bx - n - a_1}; \rightarrow -cy - m - a_0 = 0; \\ &-gy + bx - n - a_1 = 0.\end{aligned} \quad (3.18)$$

Выразим x и y из (3.18):

$$\begin{aligned}x &= \frac{n + a_1 - \frac{g(m + a_0)}{c}}{b}; \rightarrow x = x_0 \frac{n + a_1 - \frac{g(m + a_0)}{c}}{b}; \\ y &= -\frac{m + a_0}{c}; \rightarrow y = y_0 - \frac{m + a_0}{c};\end{aligned} \quad (3.19)$$

$$dy(-gy_0 + bx_0) = dx(-cy - m - a_0); \quad (3.20)$$

В (3.20) подставим (3.19), в результате чего получим:

$$dy(-gy_0 + bx_0) = dx(-cy_0);$$

Введем замену:

$$y_0 = tx_0; \quad dy_0 = tdx_0 + x_+ dt.$$

В результате получим:

$$\frac{dx_0}{x_0} = \frac{gt + b}{-gt^2 + t(b - g - c)};$$

Решив полученное уравнение и проделав то же самое с другими, вводим обратные замены и получаем выражение, связывающее весовые коэффициенты h_1, h_3 .

$$h_1 = \frac{\frac{h_3 a_1 b}{2} + a_1 \left(\frac{h_3}{2}\right)^2 - \frac{b h_3 n}{2} - \left(\frac{h_3}{2}\right)^2 n - \left(y - \frac{m}{0.5 h_3}\right)^{\frac{b + \frac{h_3}{2}}{-0.5 h_3}}}{a_0 b + b m + b c y} \cdot \frac{1}{2 \left(1 - \frac{0.5 h_3 a_0 + 0.5 h_3 m + b y}{a_0 + b m - 0.5 h_1 b y}\right)}, \quad (3.21)$$

где a, b, n, m – коэффициенты, зависящие от параметров и переменных двигателя.

Полученное уравнение (3.19) содержит коэффициенты, зависящие от параметров и магнитного состояния двигателей. Для нахождения уравнения связи между весовыми коэффициентами необходимо подставить в выражение (3.19) значения, соответствующие необходимому режиму, и найти частное решение для конкретной электрической машины.

В виду того, что выполнение операций такой сложности является нецелесообразным, была проведена серия вычислительных экспериментов для асинхронных двигателей мощностью 1-110 кВт. Полученные таким способом семейства точек, были аппроксимированы, в результате чего была найдена линейная зависимость между значениями, которая позволила найти обобщенное решение для АДКЗ:

$$U_s = 0.5 \left(h_1 \Psi_r^* \text{sign} \dot{M}_{ref} + h_3 \Psi_s \text{sign}(\dot{\Psi}_s^{ref}) \right) + I_s R_s + \omega_e \Psi_s^*, \quad (3.22)$$

где ω_e – электрическая угловая скорость ротора; h_1, h_3 – определяются по формуле (3.11)).

Таким образом, полученные алгоритмы (3.22) имеют ряд недостатков, таких как зависимость динамических режимов от весовых коэффициентов, необходимость применения наблюдателя магнитного состояния и скорости высокой точности.

3.3 Синтез решения на основе второго метода Ляпунова

Опираясь на вышесказанное, пересмотрим подход синтеза управляющего воздействия. Рассмотрим условия сходимости решения на основании выдвинутых предположений.

Следствие 1: Сходимость решения задачи на основании предложенной методики при управлении линейным объектом при нулевом задании (при отсутствии задания).

Предположим, что состояние объекта описывается системой дифференциальных уравнений (3.1).

Тогда для модифицированной системы уравнений:

$$\begin{aligned}\dot{y} &= C^{-1}AC^{-1} + C^{-1}Bu; \\ x &= C^{-1}y,\end{aligned}$$

справедливо утверждение $y \rightarrow 0$ при $\text{sing}(y) = -\text{sign}(\dot{y})$ и, кроме того, $x \rightarrow 0$.

Доказательство: согласно второму методу Ляпунова, если для системы уравнений вида (3.1) существует положительно-определенная функция V , такая, что полная производная от этой функции по времени всегда отрицательна, то решение системы дифференциальных уравнений устойчиво, т.е. $x \rightarrow 0$. В качестве функции-кандидата Ляпунова возьмем следующую:

$$f_v(x, y) = \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^m y_i^2$$

Тогда полная производная по времени от функции-кандидата будет следующей:

$$\frac{df_v(x, y)}{dt} = 2 \sum_{i=1}^n x_i \dot{x}_i + 2 \sum_{i=1}^m y_i \dot{y}_i$$

Для соблюдения условия второго метода Ляпунова при $m = n$ достаточно выполнения условия:

$$\text{sing}(y) = -\text{sign}(\dot{y}); \quad (3.23)$$

Однако при $m < n$ выполнение условия (3.23) не означает выполнение условия второго метода Ляпунова. Возникает дополнительное требование: все переменные состояния объекта управления с индексом, превышающим m , должны обнуляться в ноль при нулевых значениях переменных состояния с индексом менее m , т.е.

$$x_i = 0, i = \overline{1, n} \wedge x_j = 0, j = \overline{(1, m), n} \quad (3.24)$$

Следствие 2: Сходимость решения задачи на основании предложенной методики при управлении линейным объектом при ненулевом задании ($y^* \neq 0$).

Допустим, функция управления изменяется таким образом, чтобы соблюдалось условие $\text{sing}(y^* - y) = -\text{sign}(\dot{y}^* - \dot{y})$, тогда справедливо утверждение $y \rightarrow y^*$.

Доказательство: следует из следствия при подстановке вместо функции y функции $z = y^* - y$.

Однако, следует отметить случай, когда размерность вектора y меньше размерности вектора x . В этом случае дополнительно требуется выполнение условия (3.23) следствие 1.

Следствие 3: Сходимость решения задачи на основании предложенной методики при управлении нелинейным объектом при ненулевом задании ($y^* \neq 0$).

Доказательства следствия 3 можно получить экспериментальными и теоретическими способами. Первый вариант дает менее

универсальный результат, однако его применение позволяет сократить длительность исследований. Поэтому синтезируем управляющие воздействия для объекта исследования данной работы и проведем серию вычислительных экспериментов. Полученное решение будет являться одним из множества возможных решений. Нахождение других возможных решений не входит в задачи, поставленные в рамках данной работы.

3.3.1 Синтез алгоритмов управления для АДКЗ

Для синтеза алгоритма управления использован второй метод А.М. Ляпунова [99]. В качестве кандидата функции Ляпунова возьмем квадратичную форму:

$$f_v(Y) = Y^T E Y = (M_{ref} - M)^2 + (\Psi_s^{ref} - \Psi_s)^2, \quad (3.25)$$

где $Y = [(M_{ref} - M)(\Psi_s^{ref} - \Psi_s)]^T$ – вектор-функция рассогласований заданных и действительных значений регулируемых координат электропривода; E – единичная матрица.

Кандидат функции Ляпунова должен $f_v(Y) \rightarrow 0$ в любой точке фазового пространства. Достижение кандидатом функции Ляпунова нулевого значения в данном случае соответствует заданным значениям регулируемых координат электропривода ($M = M_{ref}$)($\Psi_s = \Psi_s^{ref}$). Требование, предъявляемое к кандидату функции Ляпунова, выполняется при соблюдении условия:

$$\frac{df_v(Y)}{dt} < 0. \quad (3.26)$$

При подстановке выражения для кандидата функции Ляпунова в условие (3.26) получим:

$$\frac{df_v(Y)}{dt} = -2 \frac{dM}{dt} (M_{ref} - M) - 2 \frac{d\Psi_s}{dt} (\Psi_s^{ref} - \Psi_s). \quad (3.27)$$

При постоянных значениях M_{ref} и Ψ_s^{ref} достаточными условиями, при которых выполняется (3.26), являются следующие:

$$\frac{dM}{dt}(M_{ref} - M) > 0, \quad (3.28)$$

$$\frac{d\Psi_s}{dt}(\Psi_s^{ref} - \Psi_s) > 0.$$

Существует множество возможных решений системы неравенств (3.28). В связи с этим, для доопределения задачи управления введено условие минимального времени перехода регулируемых координат электропривода к заданным значениям:

$$\frac{dM}{dt}(M_{ref} - M) + \frac{d\Psi_s}{dt}(\Psi_s^{ref} - \Psi_s) \rightarrow \max_{u \in U}, \quad (3.29)$$

где U – множество допустимых значений составляющих результирующего вектора напряжения статора $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$; $u = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]$ – вектор управляющих воздействий.

Производная электромагнитного момента:

$$\begin{aligned} \frac{dM}{dt} = 1.5p_n\sigma((e_{s\beta}\psi_{r\alpha} - e_{s\alpha}\psi_{r\beta}) - p_n\omega(\psi_{s\alpha} + \psi_{s\beta}\psi_{r\beta}) \\ - \frac{R_r L_r}{L_s L_r - L_m^2} M), \end{aligned} \quad (3.30)$$

где $e_{s\alpha} = \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}$, $e_{s\beta} = \frac{d\psi_{s\beta}}{dt}$ – составляющие результирующего вектора ЭДС статора электродвигателя по осям системы координат $\alpha - \beta$; $\sigma = \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2}$.

Кроме того, составляющие результирующего вектора ЭДС статора можно выразить через составляющие результирующих векторов тока и напряжения статора:

$$\begin{aligned} e_{s\alpha} &= U_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s; \\ e_{s\beta} &= U_{s\beta} - i_{s\beta} R_s; \end{aligned} \quad (3.31)$$

Выражение для производной амплитуды вектора потокосцепления статора:

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = e_{s\alpha} \frac{\psi_{s\alpha}}{\Psi_s} + e_{s\beta} \frac{\psi_{s\beta}}{\Psi_s}, \quad (3.32)$$

где $\Psi_s = \sqrt{(\psi_{s\alpha})^2 + (\psi_{s\beta})^2}$

При подстановке (3.30) и (3.32) в (3.29) получено следующее выражение:

$$\begin{aligned} & \frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5 p_n \sigma ((U_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) \psi_{r\alpha} - (U_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) \psi_{r\beta} \\ & - p_n \omega (\psi_{s\alpha} + \psi_{s\beta} \psi_{r\beta}) - \frac{R_r L_r \sigma}{L_m} M) + \left(\frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_{snom}} \right) \\ & ((U_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) \frac{\psi_{s\alpha}}{\Psi_s} + (U_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) \frac{\psi_{s\beta}}{\Psi_s}) \rightarrow \max. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Из выражения (3.33), учитывая (3.31), следует условие, при котором выполняется (3.29):

$$\begin{aligned} & \left(\frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} \right) 1.5 p_n \sigma ((U_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) \psi_{r\alpha} - (U_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) \\ & \psi_{r\beta}) + \left(\frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_{snom}} \right) ((U_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) \frac{\psi_{s\alpha}}{\Psi_s} \\ & + (U_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) \frac{\psi_{s\beta}}{\Psi_s}) \rightarrow \max. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Из данных выражений видно, что в условиях ограничений, накладываемых на составляющие результирующего вектора напряжения статора, условие (3.34) выполняется при следующем алгоритме формирования управляющих воздействий:

$$U_{s\alpha} = \begin{cases} U_{smax}, & \frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5 \sigma \psi_{r\beta} - \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_s \Psi_{snom}} \psi_{s\alpha} \\ & + i_{s\alpha} R_s < 0 \\ -U_{smax}, & \frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5 \sigma \psi_{r\beta} - \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_s \Psi_{snom}} \psi_{s\alpha} \\ & + i_{s\alpha} R_s > 0 \end{cases} \quad (3.35)$$

$$U_{s\beta} = \begin{cases} U_{smax}, & -\frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5 \sigma \psi_{r\alpha} - \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_s \Psi_{snom}} \psi_{s\beta} \\ & + i_{s\beta} R_s < 0 \\ -U_{smax}, & -\frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5 \sigma \psi_{r\alpha} - \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_s \Psi_{snom}} \psi_{s\beta} + \\ & i_{s\beta} R_s > 0 \end{cases} \quad (3.36)$$

Поскольку в реальной системе управления электроприводом управляющие воздействия имеют более чем два фиксированных значения (U_{smax} и $-U_{smax}$), то использование представленного алгоритма управления приведет к неоправданным колебаниям электромагнитного момента и магнитного потока. Так как при скользящем управлении движение точки в фазовой плоскости приближается сколь угодно близко к фазовой траектории, получающейся при применении эквивалентного управления, в случае, когда частота переключения управляющих воздействий $f \rightarrow \infty$, то значения управляющих воздействий, изменяющихся со сколь угодно высокой частотой, пропущенные через фильтры нижних частот, также будут сколь угодно близко приближаться к эквивалентному управлению.

После пропускания управляющих воздействий через фильтры нижних частот получаем временную зависимость электромагнитного момента, представленную на рис.3.1

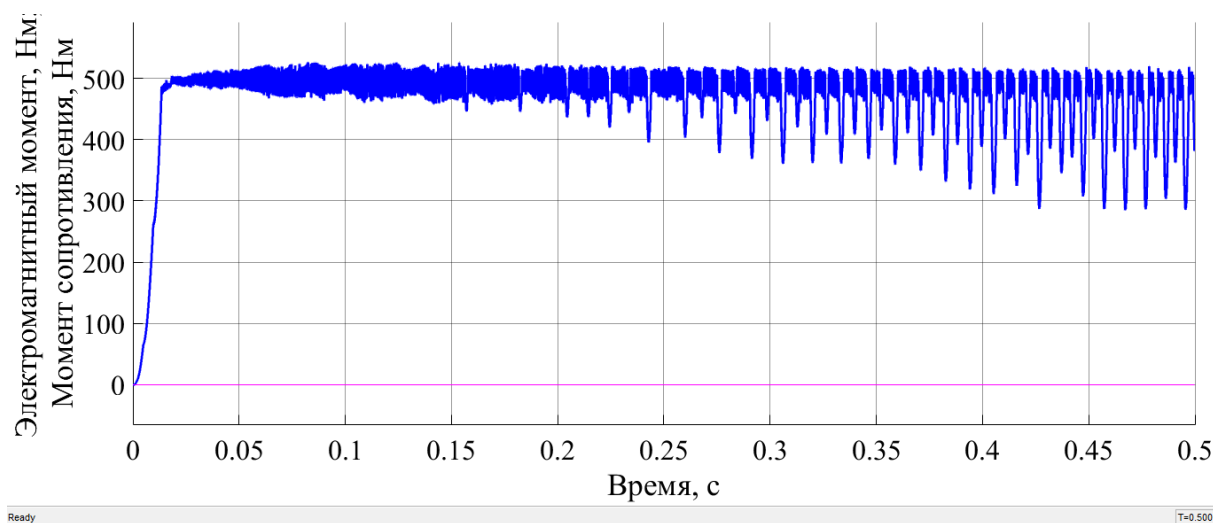


Рисунок 3.1 — Временные зависимости электромагнитного момента и амплитуды результирующего вектора потокосцепления статора АДКЗ при разработанном алгоритме формирования управляющих воздействий

Анализ временных зависимостей на рис.3.1 и выражения для электромагнитного момента АД показал, что колебания электромагнитного момента вызваны периодическими снижениями амплитуды результирующего вектора потокосцепления статора,

что ведет к размагничиванию машины и, как следствие, потере управляемости.

Для повышения приоритета регулирования амплитуды результирующего вектора потокосцепления статора необходимо в условие (3.29) ввести весовой коэффициент в соответствии с выражением:

$$\frac{dM}{dt} \frac{(M_{ref} - M)}{M_{nom}} + k \frac{d\Psi_s}{dt} \frac{(\Psi_s^{ref} - \Psi_s)}{\Psi_{snom}} \rightarrow \max \quad (3.37)$$

где k – знакопостоянный весовой коэффициент. На основе условия (3.37) получен следующий алгоритм формирования управляющих воздействий:

$$U_{s\alpha} = \begin{cases} U_{smax}, & \frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5\sigma\psi_{r\beta} - k \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_s \Psi_{snom}} \psi_{s\alpha} \\ & + i_{s\alpha} R_s < 0 \\ -U_{smax}, & \frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5\sigma\psi_{r\beta} - k \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_s \Psi_{snom}} \psi_{s\alpha} \\ & + i_{s\alpha} R_s > 0 \end{cases} \quad (3.38)$$

$$U_{s\beta} = \begin{cases} U_{smax}, & -\frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5\sigma\psi_{r\alpha} - k \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_s \Psi_{snom}} \psi_{s\beta} \\ & + i_{s\beta} R_s < 0 \\ -U_{smax}, & -\frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5\sigma\psi_{r\alpha} - k \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_s \Psi_{snom}} \psi_{s\beta} \\ & + i_{s\beta} R_s > 0 \end{cases} \quad (3.39)$$

Таким образом, синтезированный алгоритм формирования управляющих воздействий электроприводом на базе асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором не требует в своем составе наблюдателя скорости, в отличие от алгоритмов (3.22). В виду этого данный алгоритм является предпочтительным для электропривода горных машин.

3.3.2 Синтез алгоритмов управления для СДПМ

Синтез управления для СДПМ аналогичен подходу, предложенному в пункте 3.3.1. Найдем производные электромагнитного момента и амплитуды вектора потокосцепления статора:

$$\begin{aligned} \dot{M} &= 1.5p_n (\dot{\psi}_{sd}i_{sq} + \psi_{sd}\dot{i}_{sq} - \dot{\psi}_{sq}i_{sd} - \psi_{sq}\dot{i}_{sd}) \\ &\rightarrow 1.5p_n e_{sq} \frac{\lambda}{L}, \end{aligned} \quad (3.40)$$

где $L = L_{sd} = L_{sq}$.

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = e_{sd} \frac{\psi_{sd}}{\Psi_s} + e_{sq} \frac{\psi_{sq}}{\Psi_s}, \quad (3.41)$$

где $\Psi_s = \sqrt{(\psi_{sd})^2 + (\psi_{sq})^2}$.

При подстановке (3.40) и (3.41) в (3.30), получено следующее выражение:

$$\begin{aligned} &\frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} \left(1.5p_n e_{sq} \frac{\lambda}{L} \right) + \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_s \Psi_{snom}} \\ &\left(e_{sd} \frac{L_{sd} i_{sd} + \lambda}{\Psi_s} + e_{sq} \frac{L_{sq} i_{sq}}{\Psi_s} \right) \rightarrow \max \end{aligned} \quad (3.42)$$

Выразим e_{sd} и e_{sq} из математической модели СДПМ (2.3):

$$e_{sd} = U_{sd} - i_{sd}R_s - p_n\omega\psi_{sq};$$

$$e_{sq} = U_{sq} - i_{sq}R_s + p_n\omega\psi_{sd};$$

Из данных уравнений видно, что в условиях ограничений, накладываемых на напряжения статора, с наибольшей вероятностью положительный знак e_{sd} и e_{sq} будет формироваться при приложении напряжений обмоток статора U_{sdmax} и U_{sqmax} соответственно, а отрицательный знак при $-U_{sdmax}$ и $-U_{sqmax}$. Таким образом получим разрывное управление СДПМ:

$$U_{sq} = \begin{cases} U_{sqmax}, & \frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5 \frac{\lambda}{L} + \frac{(\Psi_s^{ref} - \Psi_s) L i_{sq}}{\Psi_s \Psi_{snom}} > 0 \\ -U_{sqmax}, & \frac{M_{ref} - M}{M_{nom}} 1.5 \frac{\lambda}{L} + \frac{(\Psi_s^{ref} - \Psi_s) L i_{sq}}{\Psi_s \Psi_{snom}} < 0 \end{cases} \quad (3.43)$$

$$U_{sd} = \begin{cases} U_{sdmax}, \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_{snom}} \frac{Li_{sd} + \lambda}{\Psi_s} > 0 \\ -U_{sdmax}, \frac{\Psi_s^{ref} - \Psi_s}{\Psi_{snom}} \frac{Li_{sd} + \lambda}{\Psi_s} < 0 \end{cases} \quad (3.44)$$

В результате чего получим структуру построения системы управления для СДПМ представленную на рис.3.2.

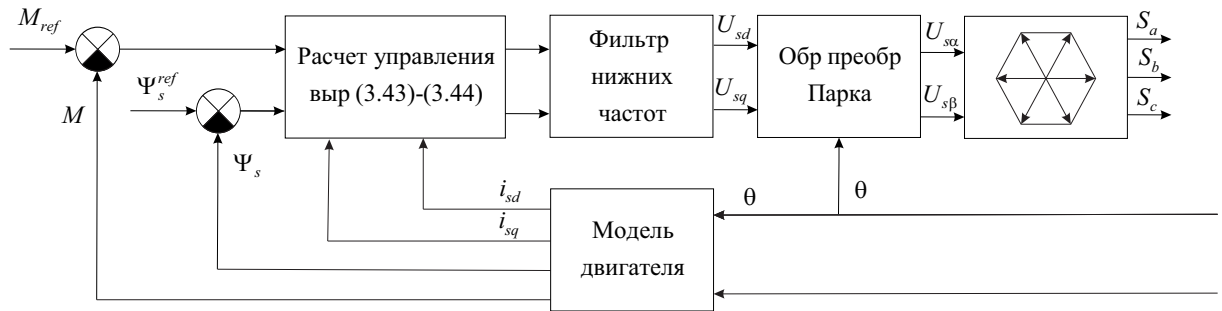


Рисунок 3.2 — Структурная схема предложенного алгоритма для СДПМ

Таким образом, синтезированный алгоритм формирования управляющих воздействий электроприводом на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами является просто реализуемым и не содержит в себе никаких весовых коэффициентов.

3.4 Выводы по главе и результаты

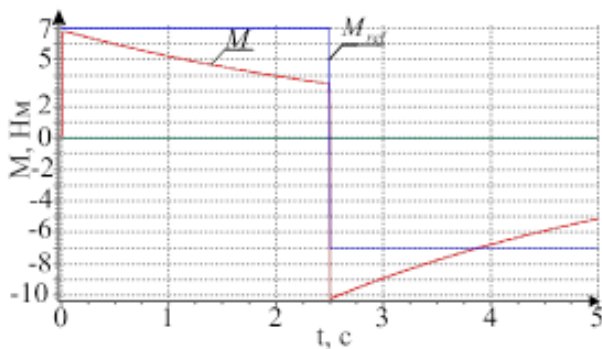
- Разработан алгоритм формирования управляющих воздействий АДКЗ на основе обобщенного алгоритма управления состоянием ОЭМ.
- Разработан алгоритм формирования управляющих воздействий для АДКЗ и СДПМ на основе основополагающих утверждений обобщенного алгоритма.
- Поскольку в АДКЗ отсутствует возможность напрямую управлять состоянием ротора, то приоритетом в задаче управления состоянием АДКЗ, является результирующий вектор потокосцепления статора.

Глава 4. АНАЛИЗ РАЗРАБОТАННЫХ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ МОМЕНТОМ ДЛЯ ГОРНЫХ МАШИН

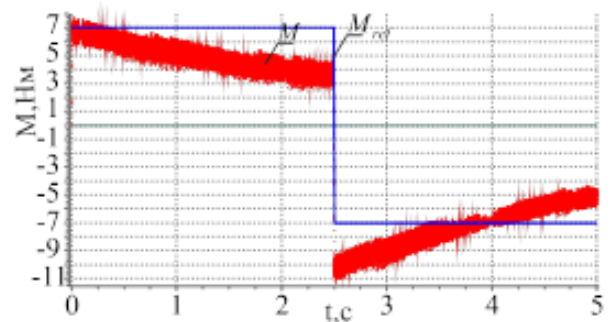
4.1 Анализ алгоритмов управления состоянием ОЭМ применительно к АДКЗ

Для исследования разработанного алгоритма управления (3.10) АД, используем компьютерную модель системы электропривода с параметрами двигателя: $R_s = 7.5$ Ом, $R_r = 5$ Ом, индуктивность обмотки статора $L_s = 0.285$ Гн, индуктивность обмотки ротора $L_r = 0.283$ Гн, взаимная индуктивность обмотки статора и ротора $L_m = 0.275$ Гн, количество пар полюсов $p_n = 2$, момент инерции ротора $J = 0.1$ кгм².

Результаты моделирования при ступенчатом изменении заданного электромагнитного момента показаны на рис.4.1.



а) вектор напряжения не ограничен по амплитуде и формируется как непрерывная величина



б) вектор напряжения сформирован при помощи ШИМ

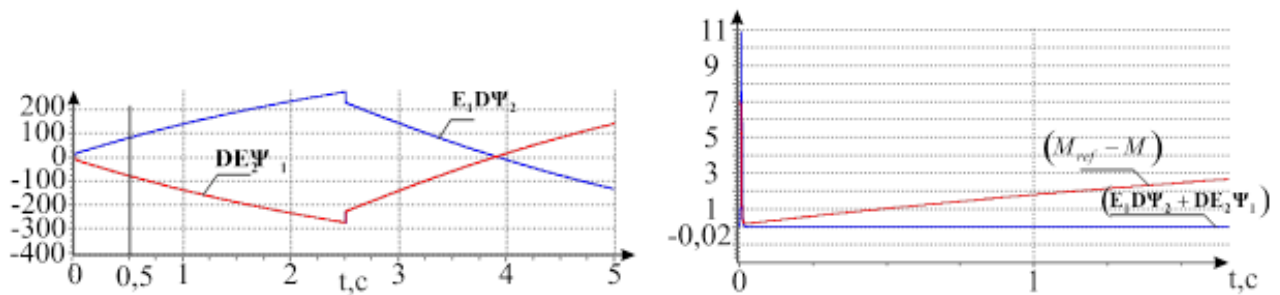
Рисунок 4.1 — Переходные процессы электромагнитного момента

Из приведенных графиков видно, что электромагнитный момент, не достигая заданного значения, начинает снижаться, т.е. цель управления не достигается. Для объяснения данного результата проанализируем (3.15) примирительно к АД.

Согласно [92] для гарантированного достижения цели управления должно соблюдаться условие (2.8).

Рассмотрим эти условия с физической точки зрения. Электромагнитный момент двигателя формируется путем взаимодействия магнитных полюсов статора и ротора. При неизменных величинах амплитуд векторов потокоцеплений статора и ротора максимальное значение электромагнитного момента сил будет достигнуто при расположении полюсов статора относительно полюсов ротора под углом 90 электрических градусов. Если угловое положение между полюсами отличается от данного значения, то момент сил определяется произведением амплитуды одного из векторов на проекцию второго вектора и на ось перпендикулярную направлению первого.

Проверим гипотезу о превышении скалярного произведения $E_s \Psi_r^*$ над скалярным произведением $E_r^* \Psi_s$. При моделировании рассмотрим реакции момента на ступенчатое изменение задания. Результаты моделирования показаны на рис.4.2.



а) Скалярного произведения $E_s \Psi_r^*$ и $E_r^* \Psi_s$ б) Ошибки и суммы скалярного произведения $E_s \Psi_r^*$ и $E_r^* \Psi_s$

Рисунок 4.2 — Переходные процессы: ошибки и суммы скалярного произведения

Анализ полученных переходных процессов показывает, что условие (2.8) выполняется только в момент пуска, а затем с ростом угловой скорости ротора наблюдается отклонение электромагнитного момента в сторону нуля. Это вызвано тем, что скалярное произведение $E_r^* \Psi_s$ превышает скалярное произведе-

ние $E_s \Psi_r^*$, когда как при положительной ошибке векторы E_r^* и Ψ_s должны быть сонаправлены, так же как векторы E_s и Ψ_r^* .

Рассмотрим полученные результаты с физической точки зрения. Для этого сопоставим векторную диаграмму неуправляемого АД при установившемся режиме работы, представленную на рис.4.3а, и векторную диаграмму при дифференциальном управлении, представленную на рис.4.3б. Сравнительный анализ показал, что под влиянием дифференциального управления угол γ между векторами Ψ_s и Ψ_r в пределе по времени стремится к нулю. Это вызвано тем, что вектор E_s в силу принципа управления стремится стать сонаправленными с вектором Ψ_r^* , что при отсутствии управления со стороны ротора способствуют угловому перемещению вектора Ψ_s к вектору Ψ_r . В таком случае, согласно уравнению электромагнитного момента:

$$M \equiv \Psi_s \Psi_r \gamma, \quad (4.1)$$

при уменьшении угла γ , его величина также уменьшается, что объясняет характер переходных процессов, показанных на рис.4.1.

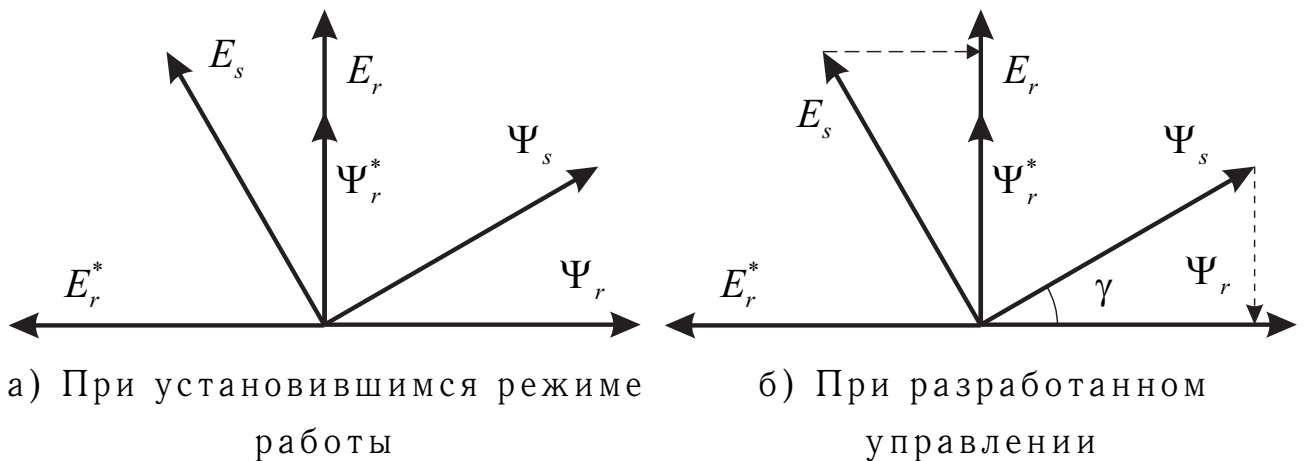


Рисунок 4.3 — Векторная диаграмма АД

Рассмотрим следующую гипотезу о влиянии весовых коэффициентов h_1 и h_3 на предмет быстрого действия регулирования момента. Для этого зададим коэффициенты вдвое меньше и вдвое больше, чем были представленные на рис.4.1.

Результаты моделирования, полученные при проверке предложенной выше гипотезы, приведены на рис.4.4.

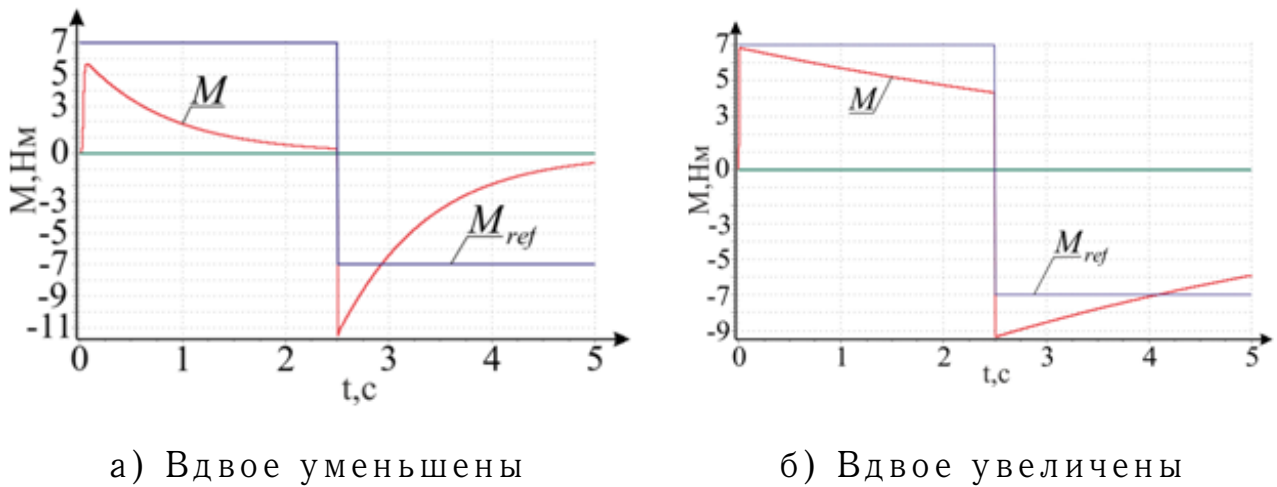


Рисунок 4.4 — Переходные процессы электромагнитного момента при изменении h_1 и h_3 относительно рис.4.1

Проанализировав рис.4.4 сделаем вывод, что величина весовых коэффициентов определяет быстродействие системы, но формирование максимально возможных коэффициентов не позволяет достичь целей регулирования.

Далее рассмотрим влияние величины напряжения на быстродействие системы. Для ее проверки выполним моделирование, результаты которого приведены на рис.4.5.

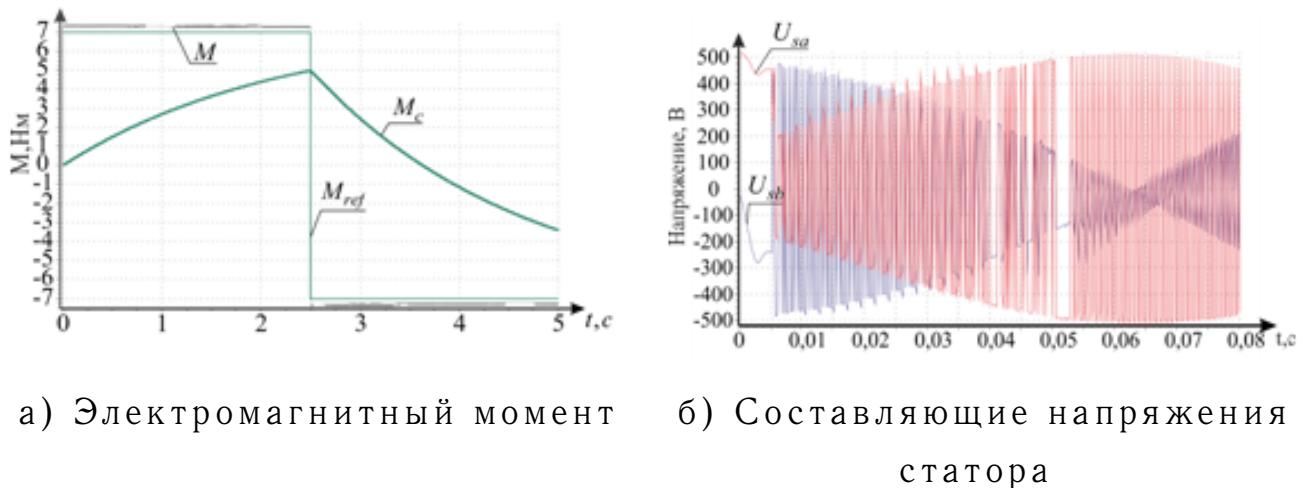


Рисунок 4.5 — Переходные процессы при формировании неизменной величины вектора напряжения

Анализ полученных переходных процессов показывает, что быстродействие системы заметно увеличилось сравнительно с

рис.4.1 Статическая ошибка регулирования также уменьшилась. Однако, для технической реализации напряжения, представленной на рис.4.5а при помощи автономного инвертора, требуется высокая частота модуляции.

Проанализируем полученные результаты моделирования с физической точки зрения. При формировании вектора напряжения на уровне максимального значения с учетом ограничений, вектор E_s смещается в положение, соответствующие номинальному режиму работы АД, как это показано на рис. 4.5. Это явление связано с тем, что составляющая уравнения (3.12) вида $I_s R_s$, формируемая в соответствии с (3.10), пренебрежимо мала по сравнению с U_s и не оказывает влияния на пространственное положение E_s . В результате наблюдается стабилизация электромагнитного момента на номинальном уровне.

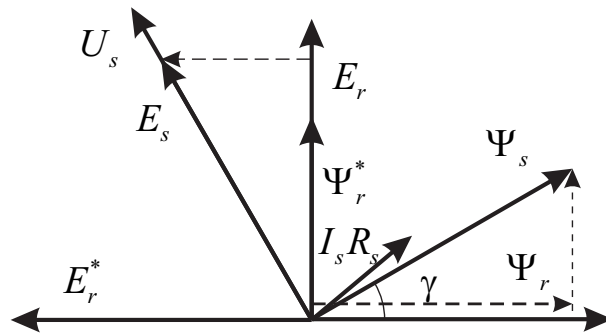


Рисунок 4.6 — Векторная диаграмма АД при формировании напряжения на уровне максимального значения с учетом ограничений

Рассмотрим следующий случай, когда система управления в зависимости от ошибки регулирования формирует нужное состояние ключей инвертора. При этом будем исходить из того, что сформированный вектор напряжения будет способствовать созданию нужных знаков производных момента и потокосцепления. Для этого используем зависимость (3.10). Из полученных составляющих вектора напряжения найдем его угловое положение по формуле:

$$\gamma = \frac{U_{s\beta}}{U_{s\alpha}}.$$

Далее, определив в каком из секторов, приведенных на рис.4.7, находится полученный вектор напряжения, формируется состояние ключей, обеспечивающее реализацию наиболее близкого из шести возможных векторов.

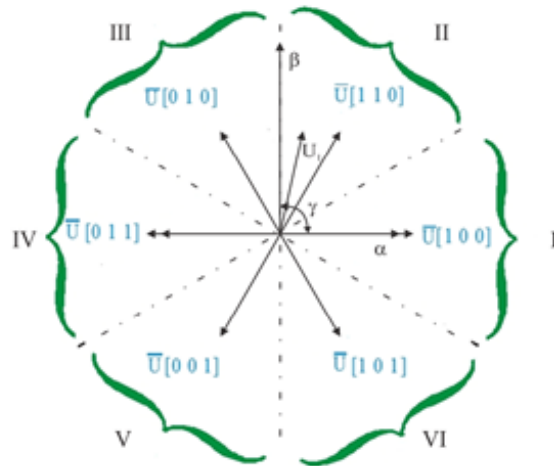
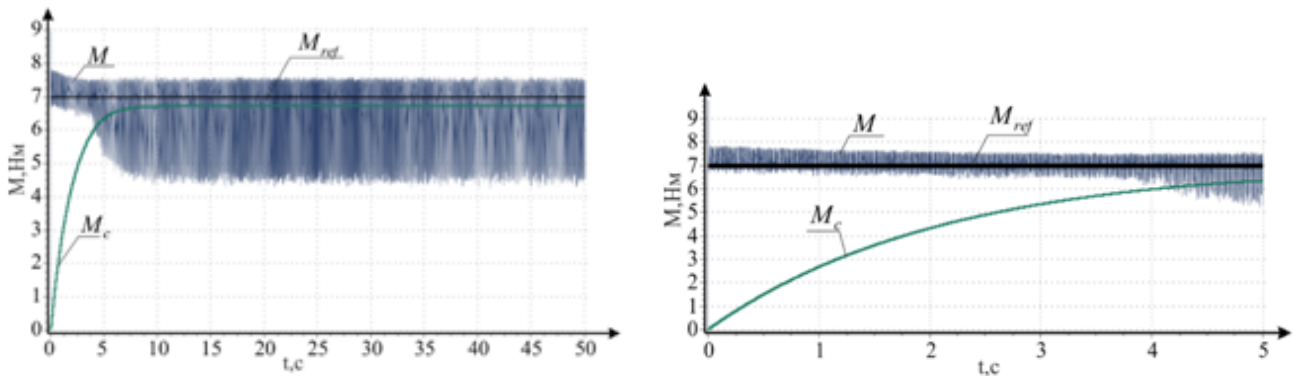


Рисунок 4.7 — Расположение векторов на координатной плоскости



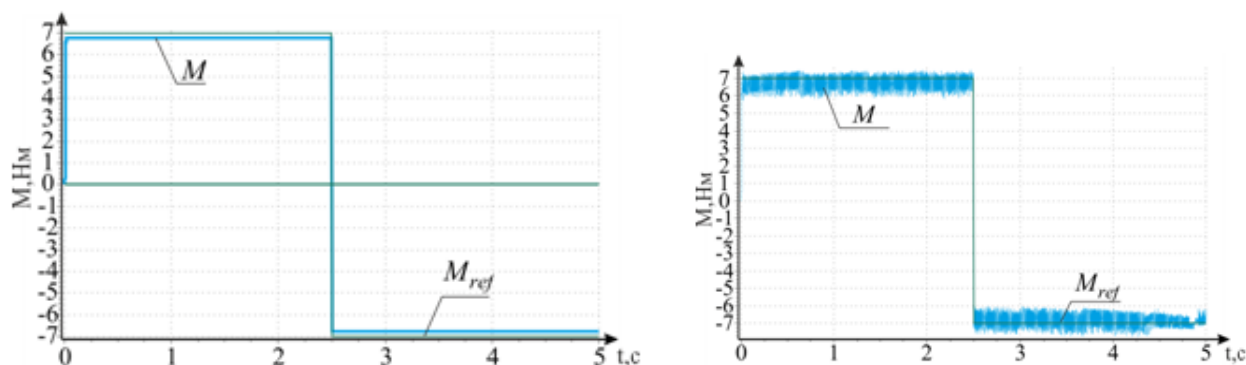
а) Переходные процессы электромагнитного момента и момента сопротивления $t \rightarrow 50$ б) Переходные процессы электромагнитного момента и момента сопротивления $t \rightarrow 5$

Рисунок 4.8 — Переходные процессы электромагнитного момента и момента сопротивления

При моделировании, как и в предыдущих случаях, рассматривалось влияние реакции электромагнитного момента на ступенчатое задание. Из результатов моделирования, представленных

на рис.4.8, видно, что по мере роста угловой скорости вращения ротора происходит увеличение пульсаций электромагнитного момента вокруг заданной величины.

Рассмотрим случай когда весовые коэффициенты являются взаимозависимыми величинами.



а) вектор напряжения не ограничен по амплитуде и формируется как непрерывная величина

б) вектор напряжения сформирован при помощи ШИМ

Рисунок 4.9 — Переходные процессы электромагнитного момента

Полученные переходные процессы (см. рис.4.9) показывают, что предложенный подход позволяет достичь целей управления с относительно низкими пульсациями электромагнитного момента. Однако, стоит отметить, что предложенный метод является самым трудным для физической реализации, так как помимо полного наблюдателя состояния асинхронного двигателя также необходимо обеспечить достаточно высокую частоту коммутации ключей инвертора (10 кГц). В связи с чем данный подход не рекомендуется использовать для электропривода горных машин. Его применение целесообразно для маломощных систем электропривода.

4.2 Анализ работы алгоритмов управления, полученных на основе второго метода Ляпунова

4.2.1 Для асинхронного двигателя

Для анализа работоспособности разработанных алгоритмов, полученных в пункте 3.3.1, и проверки выводов, сформированных в п.3.3.1, были проведены вычислительные эксперименты посредством компьютерного моделирования в среде Matlab, а также собственных программных разработок численных решений дифференциальных уравнений с помощью методов Рунге-Кунты 4 порядка и метода Эйлера. В качестве объекта моделирования выступал АДКЗ с параметрами $R_s = 8.66$ Ом, $R_r = 10.82$ Ом, $L_s = 0.508$ Гн, $L_r = 0.501$ Гн, $L_m = 0.477$ Гн, $p_n = 2$, $J = 0.0035$ кгм² при питании от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией (частота коммутации ключей инвертора задана на уровне 5 кГц). Эксперименты производились при номинальной нагрузке.

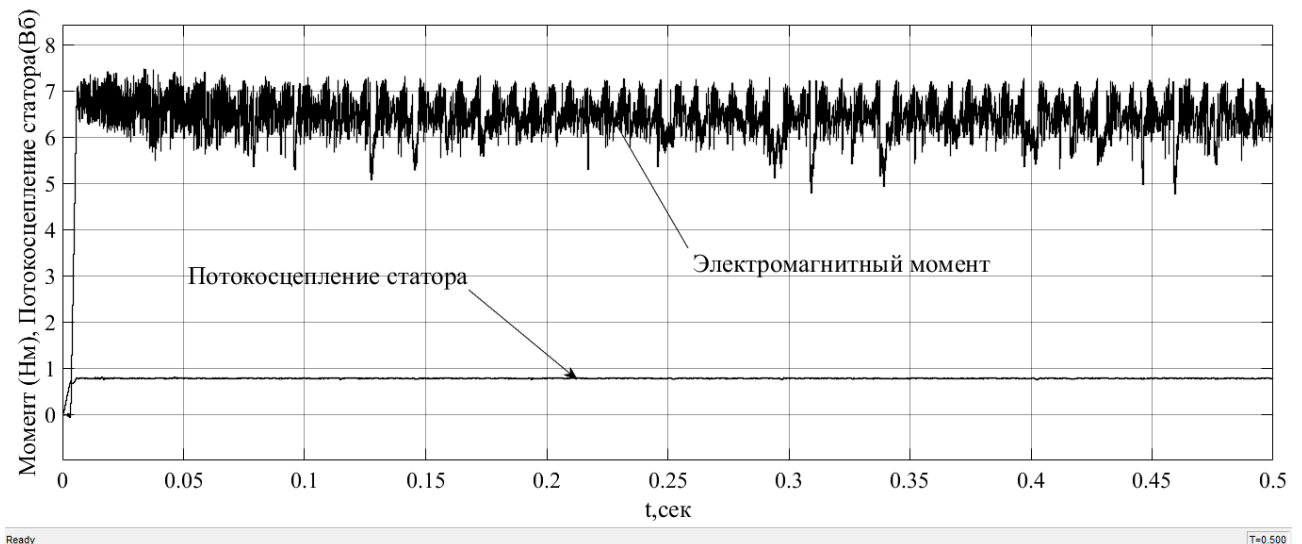


Рисунок 4.10 — Временные зависимости электромагнитного момента и амплитуды результирующего вектора потокосцепления статора АДКЗ при разработанном алгоритме формирования управляющих воздействий

По полученным графикам можно сказать, что, по мере приближения скорости вращения ротора к номинальной, в переходном процессе электромагнитного момента прослеживаются низкочастотные колебания. По результатам моделирования был произведен спектральный анализ электромагнитного момента, сформированного разработанным способом управления и первоначального алгоритма прямого управления моментом. Результат спектрального анализа, представленный на рис.4.9, был получен с использованием быстрого преобразования Фурье [103]. Также при разложении на спектры была оценена статическая ошибка и максимальная амплитуда пульсаций, результаты чего были записаны в таблицу 1.

Сравнительный анализ первоначального алгоритма прямого управления моментом с предложенным алгоритмом при частоте коммутации ключей инвертора на уровне 20 кГц показал, что разработанная система управления обеспечивает сравнительно высокое быстродействие электропривода и сравнительно невысокий уровень пульсаций электромагнитного момента при частотах разложения амплитуды колебаний электромагнитного момента до 5 кГц (см. рис. 4.9).

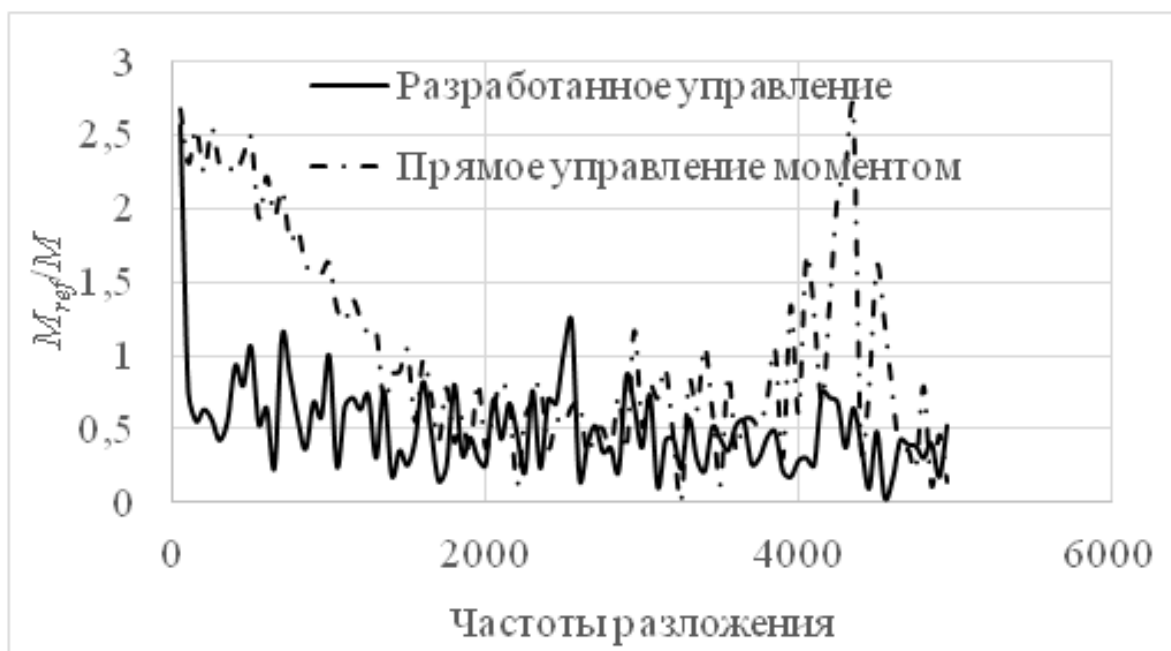


Рисунок 4.11 — Гармонический анализ

Таблица 1 — Сравнительная таблица динамических и статических характеристик

	Время переходного процесса при реверсе, в с	Статическая ошибка, в процентах	Максимальная амплитуда пульсаций момента, в процентах	Частота коммутации, кГц
Разработанное управление	0.0002	5	± 6.79	5
Прямое управление моментом	0.0001	2.76	± 12.89	20

Таким образом, предложенный метод является наиболее предпочтительным для электропривода горной машины.

4.2.2 Исследование разработанного алгоритма управления в составе электропривода горной машины

В п.4.2.1 было доказано работоспособность разработанных алгоритмов формирования управляющих воздействий для электропривода на базе асинхронного двигателя. Поэтому проведем исследование работы разработанного алгоритма в составе электропривода проходческого комбайна ПК-9Р посредством компьютерного моделирования. Результаты моделирования, представлены на рис.4.12 - 4.13

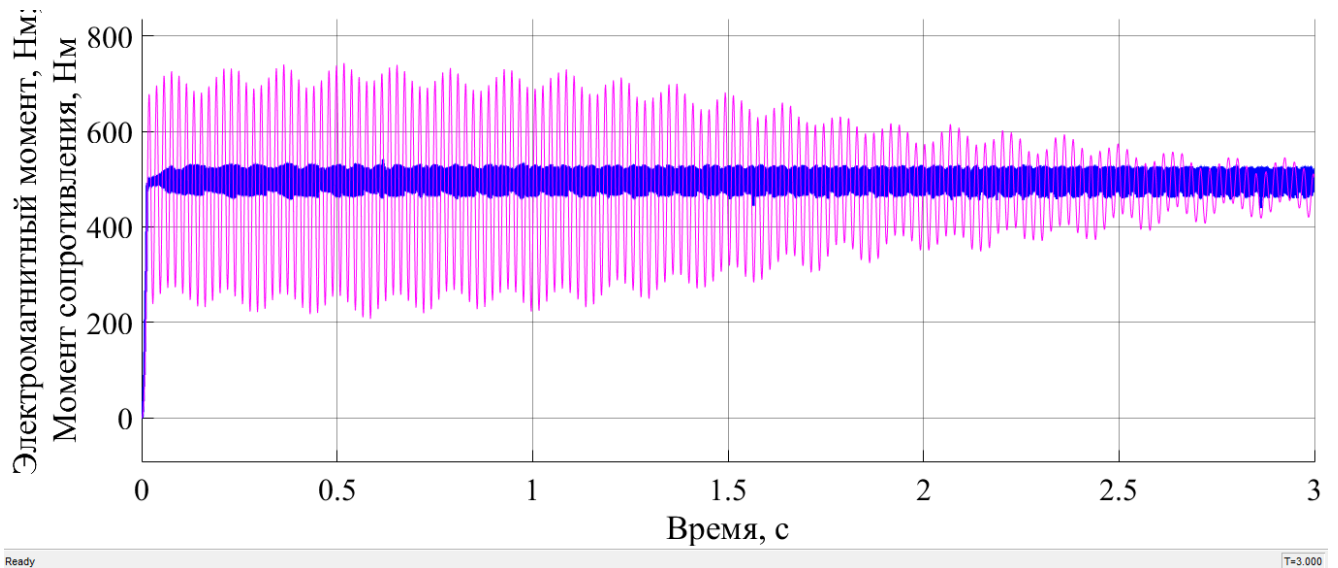


Рисунок 4.12 — Временные зависимости электромагнитного момента АДКЗ при разработанном алгоритме формирования управляющих воздействий

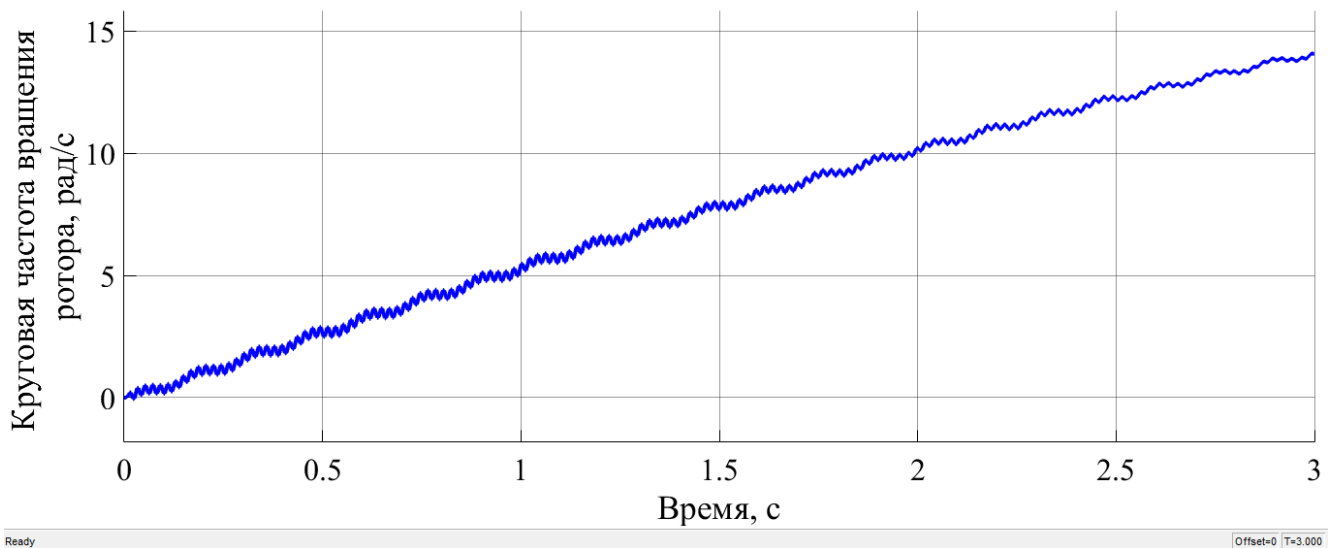


Рисунок 4.13 — Временные зависимости круговой частоты вращения ротора АДКЗ при разработанном алгоритме формирования управляющих воздействий

Полученные зависимости показывают, что разработанная система управления обеспечивает высокое быстродействие электропривода и невысокий уровень пульсаций электромагнитного момента при работе электропривода с резкопеременной нагрузкой.

4.2.3 Для синхронного двигателя

Для анализа работоспособности алгоритмов, полученных в пунктах 3.3, и проверки выводов, сформированных в п.3.3, были проведены вычислительные эксперименты посредством компьютерного моделирования в среде Matlab, а также собственных программных разработок численных решений дифференциальных уравнений с помощью методов Рунге-Кунта 4 порядка и метода Эйлера. В качестве объекта моделирования выступал двигатель СДПМ ДСМ-71-2.2-1500-У3 с параметрами: $P_n = 2.2$ кВт, $L = 4.5$ мГн, $J = 0.055$ кгм², $\lambda = 0.393$ Вб, $R_s = 2.7$ Ом при питании от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией (частота коммутации ключей инвертора задана на уровне 5 кГц). Эксперименты производились при номинальной нагрузке. Результаты моделирования приведены на рис.4.14 - 4.15.

По результатам моделирования был произведен спектральный анализ электромагнитного момента, сформированного разработанным способом управления и первоначального алгоритма прямого управления моментом. Результат спектрального анализа, представленный на рис. 4.16, был получен с использованием быстрого преобразования Фурье [103]. Также при разложении на спектры была оценена статическая ошибка и максимальная амплитуда пульсаций.

Из временных зависимостей на рис. 4.14 - 4.15 видно, что система управления стабилизирует электромагнитный момент и амплитуду результирующего вектора потокосцепления статора на заданных уровнях, однако при этом присутствуют пульсации электромагнитного момента на уровне 4.36 процентов от номинального значения и потокосцепления статора – на уровне 2.42 процентов.

Сравнительный анализ первоначального алгоритма прямого управления моментом с предложенным алгоритмом при частоте коммутации ключей инвертора на уровне 10 кГц показал, что

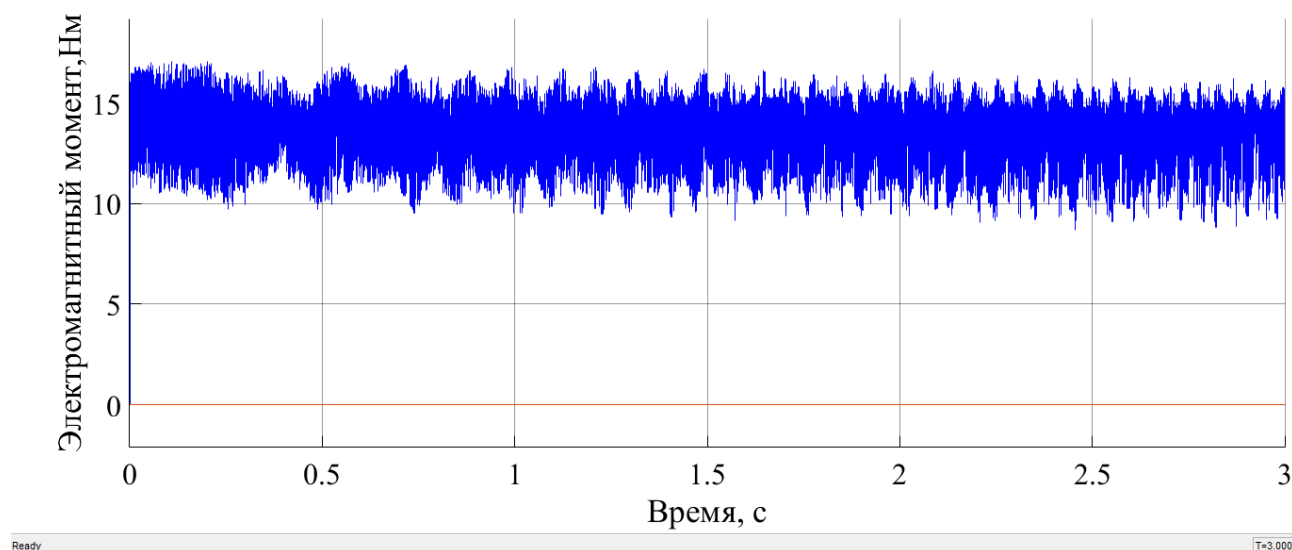


Рисунок 4.14 — Временные зависимости электромагнитного момента СДПМ при разработанном алгоритме формирования управляющих воздействий

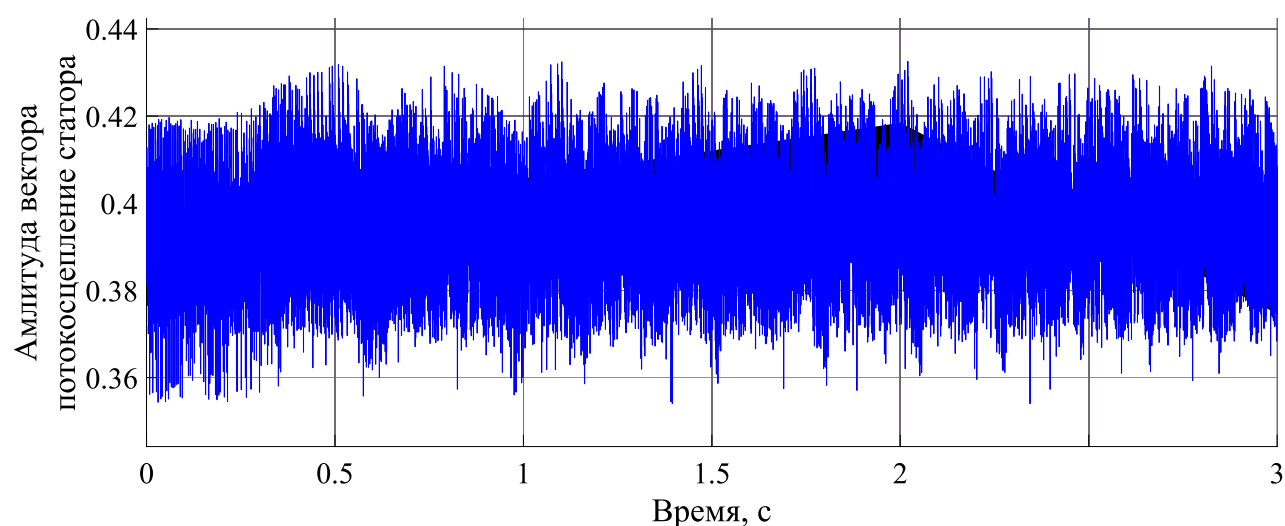


Рисунок 4.15 — Временные зависимости амплитуды результирующего вектора потокосцепления статора СДПМ при разработанном алгоритме формирования управляющих воздействий

разработанная система управления обеспечивает сравнительно высокое быстродействие электропривода и схожий уровень пульсаций электромагнитного момента при частотах разложения амплитуды колебаний электромагнитного момента до 2.5 кГц. (см. рис. 4.16).

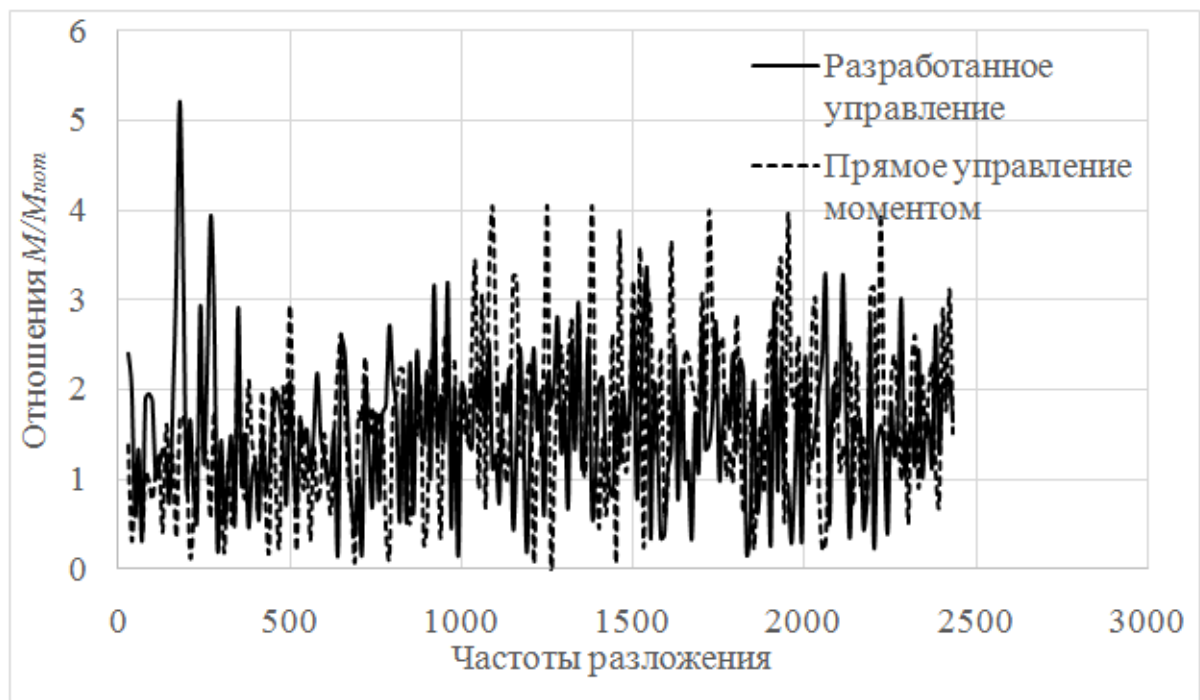


Рисунок 4.16 — Гармонический анализ

4.2.4 Исследование в составе электропривода горной машины

Аналогично с тем, как было рассмотрено в п.4.1.4, произведем моделирование системы электропривода проходческого комбайна ПК-9Р.

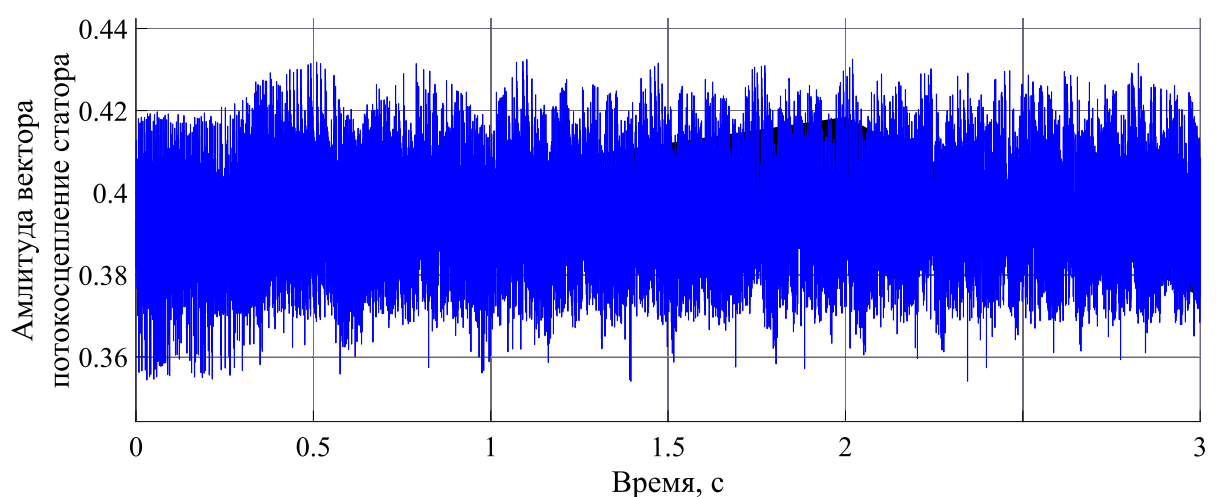


Рисунок 4.17 — Амплитуды результирующего вектора потокосцепления статора СДПМ при разработанном алгоритме формирования управляющих воздействий

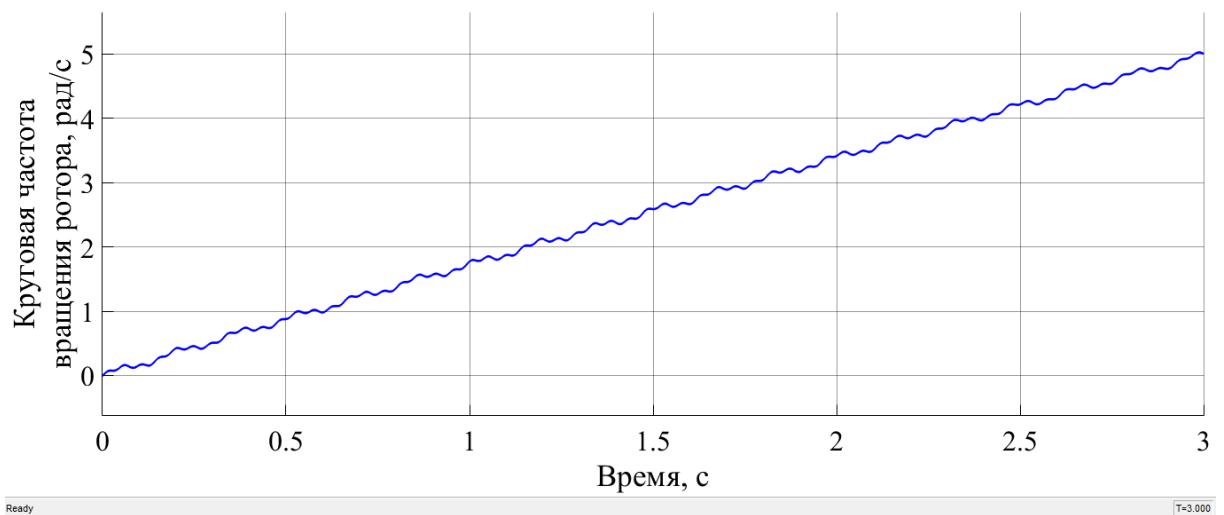


Рисунок 4.18 — Круговая частота вращения ротора СДПМ при разработанном алгоритме формирования управляющих воздействий

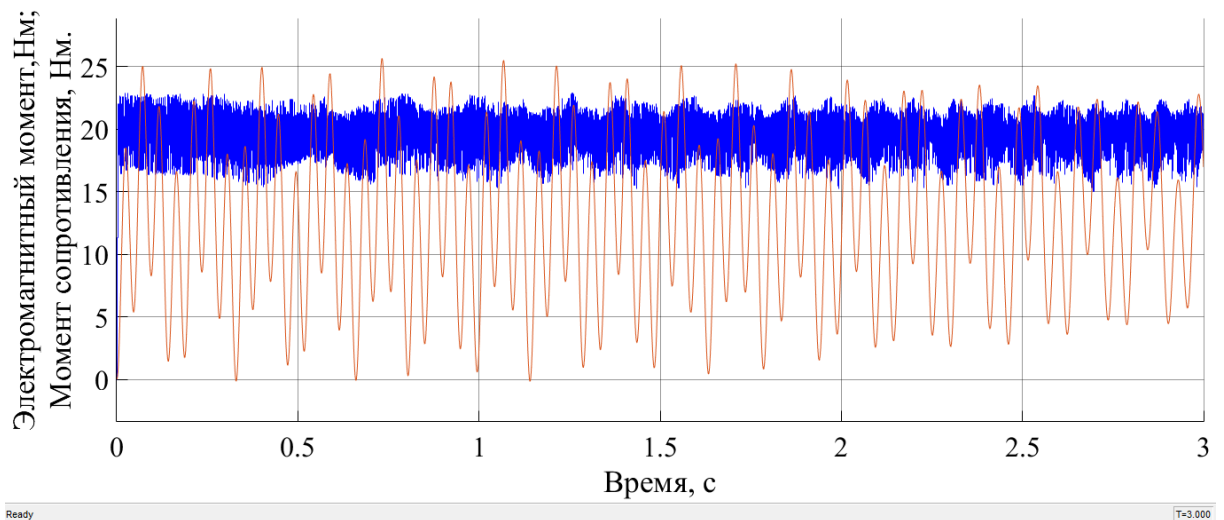


Рисунок 4.19 — Электромагнитного момента СДПМ при разработанном алгоритме формирования управляющих воздействий

Полученные в результате временные характеристики (рис.4.17 - 4.19) показывают низкий уровень пульсаций электромагнитного момента СДПМ и незначительные колебания угловой скорости вращения ротора. Данные результаты были получены на более низкой частоте коммутации ключей инвертора, чем у АД.

4.3 Выводы по главе и результаты

1. Разработанный алгоритм формирования управляющих воздействий (3.22) для АДКЗ обеспечивает меньшую динамическую нагруженность за счет снижения уровня пульсаций электромагнитного момента, однако требует в своем составе высококачественных наблюдателей скорости и магнитного состояния двигателя.
2. Разработанный алгоритм формирования управляющих воздействий для АДКЗ (3.37) - (3.38) прост в реализации в сравнении с алгоритмом (3.22) и обладает улучшенными характеристиками в сравнении с первоначальным алгоритмом прямого управления моментом: невысокой амплитудой колебаний электромагнитного момента двигателя (6.79 процентов) в широком диапазоне частот.
3. Разработанный алгоритм формирования управляющих воздействий для СДПМ (3.42) - (3.43) обеспечивает по отношению к первоначальному алгоритму прямого управления моментом сравнительное быстроедействие и сравнительно невысокую амплитуду колебаний электромагнитного момента.
4. Применение разработанных алгоритмов формирования управляющих воздействий (3.42) - (3.43) или (3.37) - (3.38) в составе электропривода проходческого комбайна обеспечивает снижение динамической нагруженности, оказываемой на его трансмиссию, за счет снижения уровня пульсации электромагнитного момента двигателя, а также высокое быстроедействие формирования электромагнитного момента.

Глава 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОТВЕРЖДЕНИЕ АЛГОРИТМОВ

Исходя из произведенных вычислительных экспериментов, было установлено, что максимальным быстродействием обладает прямое управление моментом и разработанные алгоритмы управления для СДПМ. Учитывая, что прямое управление моментом является системой управления, реализуемой на базе серийно выпускаемых преобразователей, полученные алгоритмы находятся на стадии разработки. Для подтверждения их работоспособности был собран испытательный стенд. Стенд включал в себя двигатель СДПМ ДСМ-71-2.2-1500-У3, нагрузочный генератор постоянного тока, защитно-коммутационное оборудование, датчик момента TRB-5K фирмы dасell и преобразователь частоты MBS-FC01.

5.1 Аппаратная часть стенда

Устройство MBS-FC01 представляет собой бескорпусный преобразователь частоты с открытой программной платформой на базе микроконтроллера TMS320F28335 производства Texas Instruments и силового интеллектуального модуля.

Программное обеспечение преобразователя частоты построено на базе предустановленной во Flash-памяти процессора операционной среды реального времени MexBIOS и графической среды программирования MexBIOS Development Studio.

Основные характеристики силовой части приведены в табл. 5.1.

Укрупненно устройство MBS-FC01 состоит из силовой платы и платы управления.

Функциональная схема платы управления показана на рис.5.3.

Функциональная схема силовой платы показана на рис.5.2. Силовая плата построена на базе интеллектуального IGBT-модуля PS22A78-Е фирмы MITSUBISHI ELECTRIC. Модуль включает в себя трехфазный мост из шести транзисторов с обратными диодами, драйверы транзисторов и схему защит (см. рис.5.2). Силовое питание на плату может подаваться от источника как трех/однофазного переменного, так и постоянного тока через разъёмный клемм-ник ХР1. При работе на небольших напряжениях без использования зарядного резистора напряжение может быть подано через разъёмный клеммник ХТ1. На плате установлены силовой диодный мост и конденсаторы большой емкости (680 мкФ) для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения и питания двигателя реактивной энергией. Заряд силовых конденсаторов после подачи питания осуществляется через специальную цепь заряда. Для защиты от перенапряжения и для сброса избыточной энергии, поступающей в преобразователь частоты в режиме рекуперации, используется тормозной ключ.



Рисунок 5.1 — Внешний вид преобразователя частоты в сборе

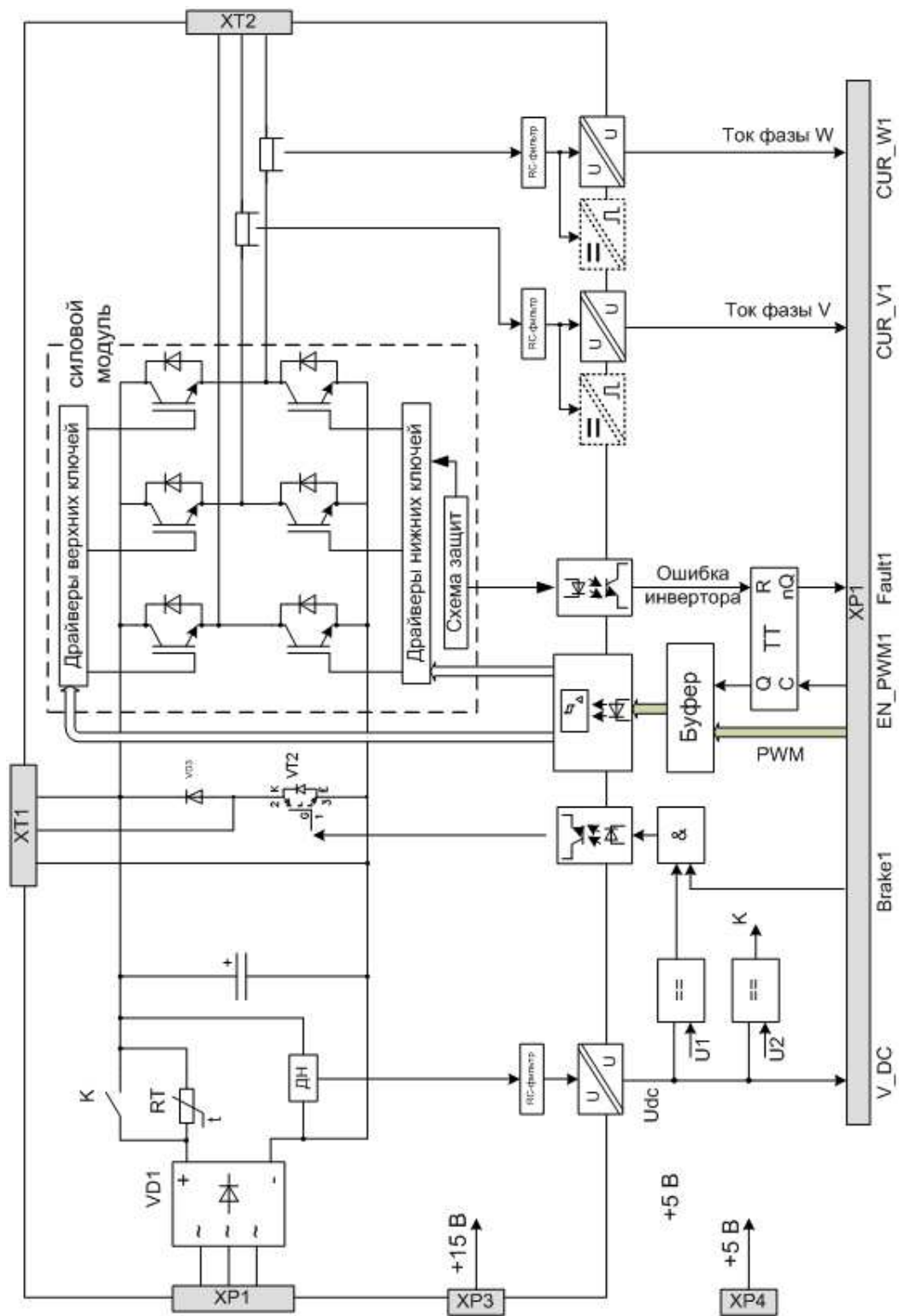


Рисунок 5.2 — Функциональная схема силовой платы
PowerCard-03V2.2

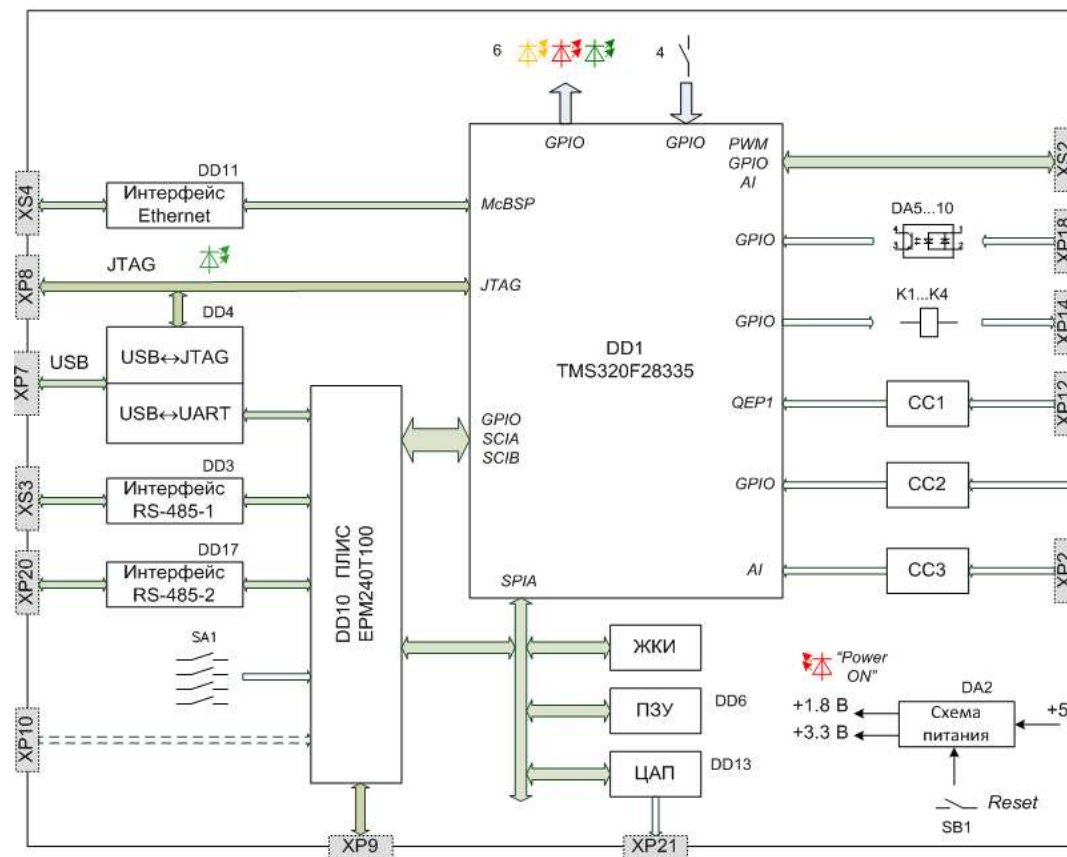


Рисунок 5.3 — Функциональная схема платы управления ControlCard-28335V1.1

Основные функциональные элементы платы PowerCard-03V2.2:

- силовой интеллектуальный IGBT-модуль;
- входной силовой выпрямительный мост VD1;
- батарея конденсаторов звена постоянного тока;
- схема заряда конденсаторов;
- схема управления тормозным ключом;
- схема управления силовым модулем;
- датчики тока выходных фаз;
- датчик напряжения звена постоянного тока.

Информации о токах двигателя, формируемых при работе MBS-FC01 с разработанным управлением, снимается с датчиков тока, в качестве которых использовались LA 25-NP, с диапазон ом измерения тока 0..25 А и относительной погрешностью измерения 0,6 процентов при частотном диапазоне 0..150 кГц.

Для связи информационной части MBS-FC01 с компьютером использовалось два канала: последовательной передачи дан-

ных по протоколу Ethernet (DD11) для обмена информацией, и параллельной передачи данных по протоколу JTAG, для программирования сигнального процессора и отладки его программы.

Таблица 2 — Основные характеристики силовой части

Характеристика	Значение
Номинальное напряжение питания силовой части от трёхфазного источника переменного тока, В	380
Номинальное напряжение питания силовой части от источника постоянного тока, В	540
Рекомендуемое действующее значение длительного тока, А, не более	6
Рекомендуемое действующее значение максимального тока в течение 1 мин, А, не более	12
Рекомендуемая номинальная мощность двигателя, кВт	2.2
Номинальное напряжение питания источника питания цепей управления, В (переменного тока)	220

Типы подключаемых электродвигателей: одно- либо трехфазный асинхронный, синхронный (в том числе с датчиками Холла), двигатель постоянного тока

- На управляющей плате, расположены следующие элементы:
- микроконтроллер TMS320F28335 DD1;
 - ПЛИС EPM240T100 DD10;
 - схема питания на основе стабилизатора напряжения DA2;

- интерфейс Ethernet (DD11);
- интерфейс USB (DD4);
- интерфейсы RS-485 -1 (DD3) и RS-485 -2 (DD17);
- ПЗУ (EEPROM) DD6;
- аналоговые входы и аналоговые выходы;
- изолированные и неизолированные дискретные входы;
- релейные выходы;
- интерфейс инкрементного энкодера;
- ЖКИ;
- клавиатура.

Вывод дискретных управляющих сигналов с платы управления ControlCard-28335V1.1 на силовую плату PowerCard03V2.2, а также ввод дискретных и аналоговых сигналов с силовой платы осуществляется через разъёмы XS2 или XP5, включенных параллельно (pin-to-pin). Разъём XS2 используется при компоновке плат типа «раскрытая книга», а разъём XP5 – при компоновке типа «этажерка». Все выводы разъёмов, соответствующие логическим сигналам, соединены с микроконтроллером напрямую и допускают работу с уровнем напряжения 3,3 В. Аналоговые сигналы соединены с микроконтроллером через RC-фильтры.

Разработанное программное обеспечение реализовано в операционной среде MexBIOS методом визуального программирования, используя следующие инструменты:

- Конфигуратор – графический редактор приложений
- Отладчик
- Графический редактор интерфейсов для просмотра и редактирования данных

Результатом разработки программного обеспечения является графическая модель, собранная из функциональных блоков.

5.2 Результаты испытаний

Целью проведения экспериментов было подтверждение результатов, полученных в вычислительных опытах. Испытания производились в двух режимах: стабилизация момента и стабилизация скорости при номинальной нагрузке. Частота ШИМ составляла 2.5 кГц.

Результаты выполненных испытаний приведены на рис. 5.4 – 5.7. Полученные результаты подтверждают высокое качество регулирования электромагнитного момента при разработанном алгоритме управления.

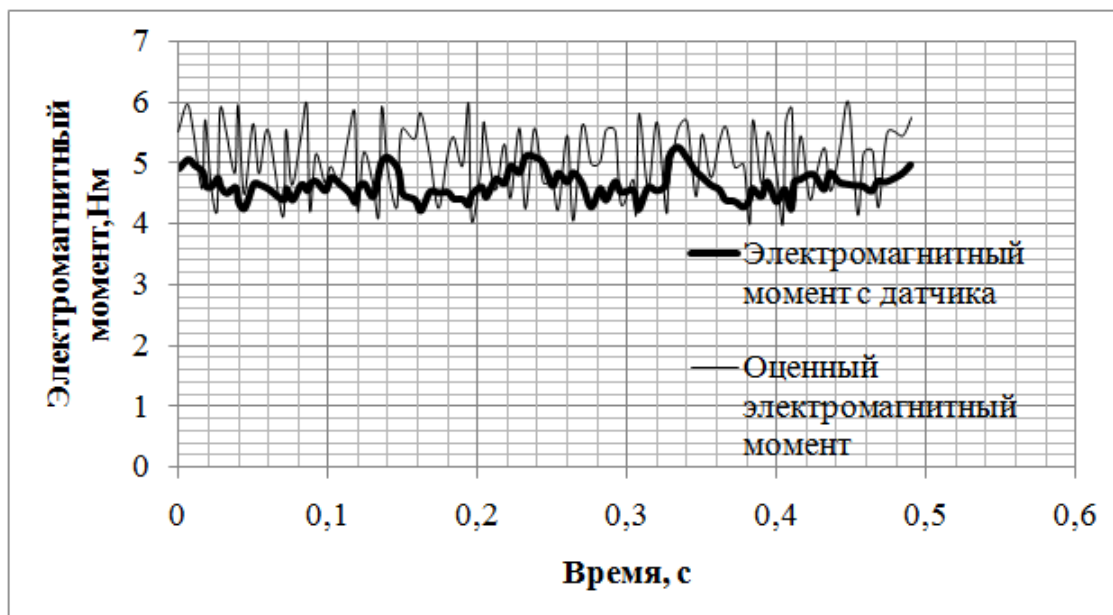


Рисунок 5.4 — Переходные процессы оцененного электромагнитного момента $\hat{M}$ и полученного с датчика момента M_e при работе под номинальной нагрузкой

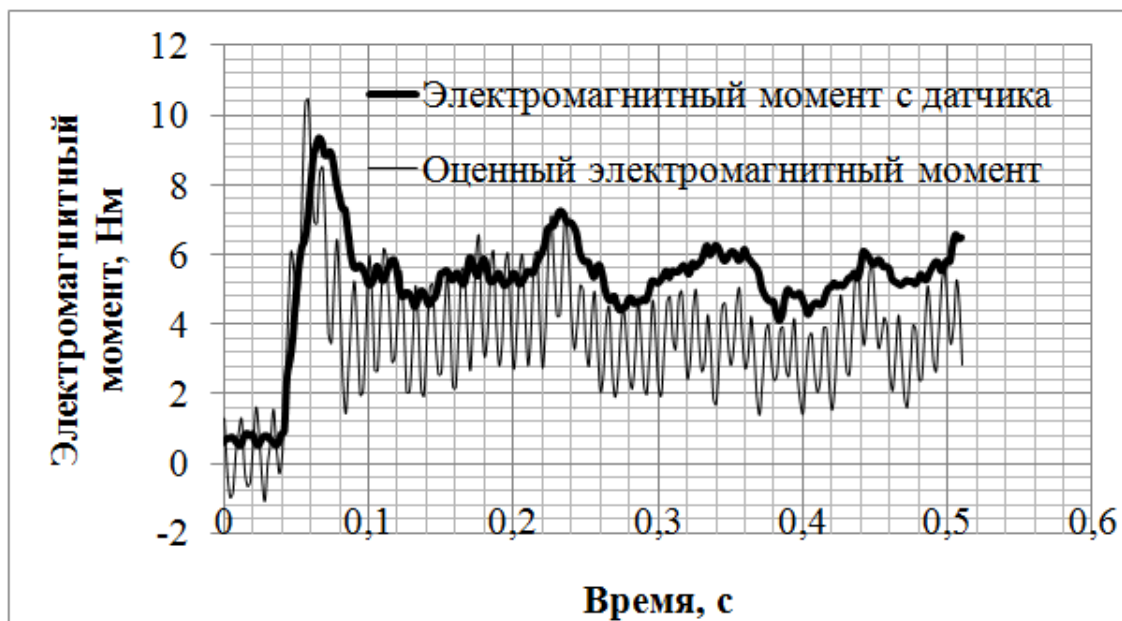


Рисунок 5.5 — Переходные процессы оцененного электромагнитного момента $\hat{M}$ и полученного с датчика момента M_e при пуске под нагрузкой

Как видно из полученных результатов, между оцененным значением и реальным присутствует статическая ошибка. Она вызвана изменением активного сопротивления статора и ошибкой работы наблюдателя в процессе работы СДПМ.

Полученные результаты подтверждают хорошее соответствие данных, полученных на этапе моделирования, такие как низкие пульсации электромагнитного момента и его стабилизация в независимости от изменения нагрузки.

Для исследования качества регулирования воспользуемся быстрым преобразованием Фурье, результаты которого сведем в таблицу 3.

Таким образом, для улучшения показателей необходимо использовать более совершенный наблюдатель магнитного состояния СДПМ.

Для проверки работоспособности разработанного алгоритма управления на больших скоростях запустим СДПМ в режиме скорости. Заданная скорость будет соответствовать максимально возможной для данного двигателя при номинальной нагрузке.

Таблица 3 — Сравнительная таблица динамических и статических характеристик

	Время переходного процесса при реверсе, в с	Статич. ошибка, в процентах	Макс. амплитуда пульсаций момента, в процентах	Частота комутации, кГц
Под нагрузкой	0.009	16.38	± 12.89	2.5
Наброс нагрузки	0.005	17.76	± 24.52	2.5

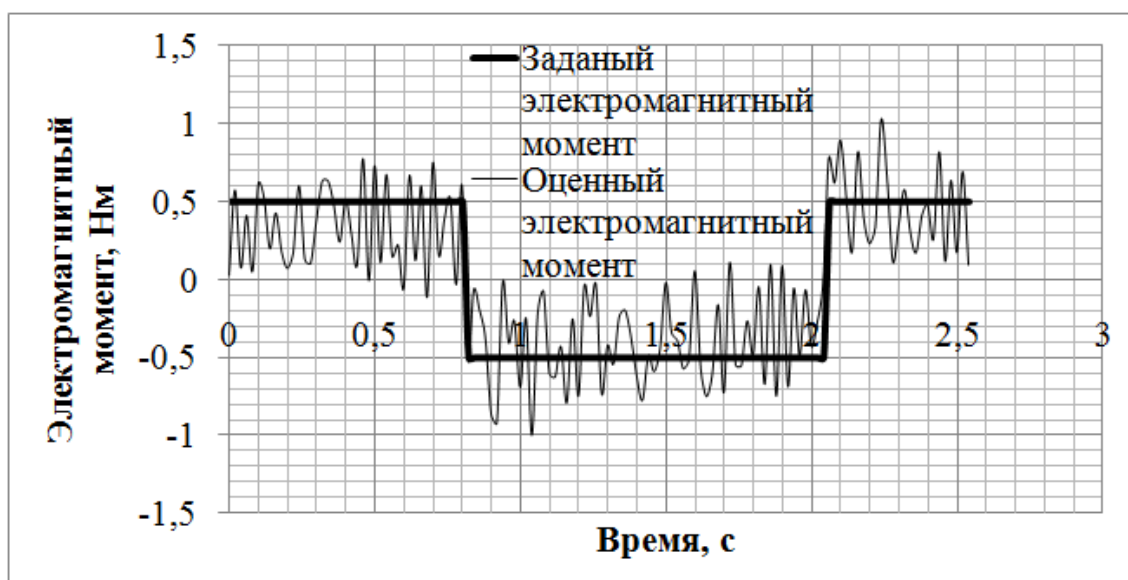


Рисунок 5.6 — Переходные процессы оцененного электромагнитного момента $\hat{M}$ и полученного с датчика момента M_e при реверсе

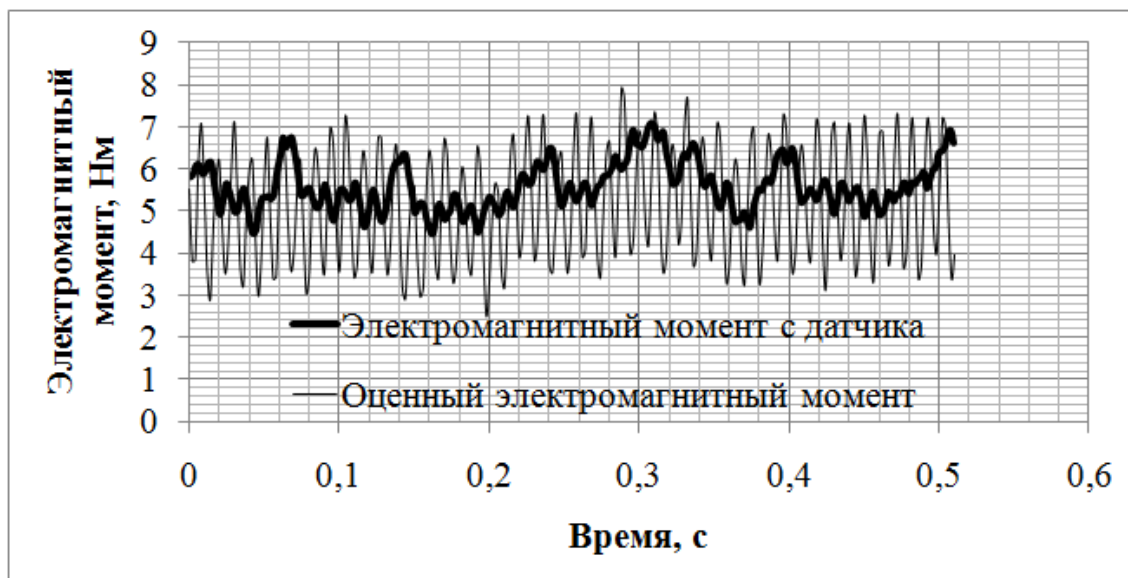


Рисунок 5.7 — Переходные процессы оцененного электромагнитного момента $\hat{M}$ и полученного с датчика момента M_e при поддержании постоянной скорости

При поддержании постоянной скорости вращения ротора, как и на стадии моделирования, видно появление низкочастотной составляющей.

5.3 Выводы по главе и результаты

1. В результате проведения физического эксперимента были подтверждены данные, полученные на этапе моделирования.
2. Разработанный алгоритм обладает быстроедействием сравнимым с первоначальным вариантом прямого управления моментом и имеет низкий уровень пульсаций электромагнитного момента.
3. При работе на повышенных скоростях вращения в электромагнитном моменте появляется низкочастотная составляющая. Снизить ее влияние возможно за счет использования фильтра со специальными свойствами. Решение

этой задачи является направлением дальнейших исследований.

Заключение

В диссертационной работе решена научная задача: разработка алгоритмов управления электромагнитным моментом, обеспечивающих его максимальное быстроедействие в электроприводе горных машин с высокой динамической нагруженностью; и предложены теоритические подходы к созданию нового способа построения систем управления ЭП ГМ, имеющего существенное значение для развития горнодобывающей отрасли.

Основные результаты выполненного исследования заключаются в следующем:

1. Разработана математическая и компьютерная модель электропривода на базе синхронного и асинхронного двигателя в составе электропривода проходческого комбайна ПК-9Р, учитывающая особенности несимметричного напряжения, создаваемого АИН, и особенности механической подсистемы.
2. Выдвинуты и подтверждены научные гипотезы о существовании для АДКЗ и СДПМ такого управления, при котором ошибка регулируемой величины стремится к нулю при $t \rightarrow \infty$, если знак производной регулируемой величины равен знаку ошибки регулирования.
3. Разработан алгоритм формирования управляющих воздействий для электропривода на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, обладающий уровнем пульсаций электромагнитного момента 6.79 процентов и быстроедействием 0.002 с. при питании от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией с частотой коммутации ключей инвертора 5 кГц.
4. Разработан алгоритм формирования управляющих воздействий для электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами, обладающий сравнительно невысоким уровнем пульсаций электромагнитного момен-

та 24.52 процентов и сравнительно высоким быстродействием 0.005 с. при питании от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией с частотой коммутации ключей инвертора 2.5 кГц.

5. Проведены экспериментальные исследования разработанного алгоритма управления формирования управляющего воздействия для электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами на лабораторном стенде. По результатам проведенных экспериментов было установлено соответствие компьютерного моделирования реальной установки. Расхождение составило 11.43 процентов.

Список публикации по теме диссертации

1. *П.Д Гаврилов*. Исследование режимов работы выемочных комбайнов на шахтах Кузбаса: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.05.06. — Кемерово, 1969. — 30 с.
2. *П.Д Гаврилов*. Автоматизированный электропривод горных и транспортных машин. — Кемерово: Кузбас.политехн. ин-т, 1976. — 68 с.
3. *Петушков И.С., Гудимов Л.В., Салтыков Р.З.* Рабочие режимы и нагрузки электроприводов машин добычных комплексов // *Уголь*. — 1980. — № 6. — С. 28–43.
4. *Докукин А.В, Красников Ю.Д., Хургин З.Я.* Статистическая динамика горных машин. — М.: Машиностроение, 1978. — 239 с.
5. *Н.В Сурина*. Исследование нагруженности и долговечности трансмиссий очистных комбайнов // *Науч. сообщ. ИГД им. А.А. Скочинского*. — 1985. — № 237. — С. 81–87.
6. *Б.Я. Стариков, В.Л. Азарх, З.М. Рабинович*. Асинхронный электропривод очистных комбайнов. — М.: Недра, 1981. — 288 с.
7. *Л.И. Чугреев*. Динамика конвейеров с цепным тяговым органом. — М.: Недра, 1976. — 160 с.
8. *В.С Евсеев, Г.Н. Архипов, Е.С. Розанцев*. Теория предельных режимов работы горных машин. — Томск: Изд-во Томского ун-та, 1995. — 232 с.
9. *И.Н Исаев, В.Г. Сазонов*. Анализ демпфирующих свойств возможных вариантов электропривода заданной производительности // *Электричество*. — 1981. — № 7. — С. 69–71.

10. Динамика проходческих комбайнов / Бреннер В.А., Карлюс А.А., Палев П.П., и др. — М.: Машиностроение, 1977. — 244 с.
11. *В.С Евсеев, Г.Н. Архипов, Е.С. Розанцев.* Применение проходческих комбайнов на шахтах. — М.: Недра, 1981. — 180 с.
12. *В.М Завьялов.* Управление динамическим состоянием асинхронных электроприводов горных машин. дис ... д-ра. техн. наук: 05.09.03. — Кемерово, 2009. — 312 с.
13. *С.Ю Дрыгин.* Обоснование метода вибродиагностики технического состояния одноковшовых карьерных экскаваторов: Автореф. дис ... канд. техн. наук: 05.09.03. — Кемерово, 2005. — 30 с.
14. *В.С. Тулин.* Современная научно-техническая революция и развитие электропривода // *Изв. вузов. Горный журнал.* — 1970. — № 4. — С. 86–90.
15. Автоматизированный электропривод в промышленности / Тулин В.С., Краус Э.Г., Траубе Е.С., др. — М.: Энергия, 1974. — 336 с.
16. *Э.Г Краус.* Обоснование целесообразности и основные вопросы применения регулируемого автоматизированного электропривода постоянного тока для подземных горных машин: Автореф. дис ... канд. техн. наук: 05.09.03. — М., 1965. — 17 с.
17. *В.Ф Бырька.* Основы динамического функционирования и регулирование угледобывающих машин: Автореф. дис ... д-ра техн. наук: 05.09.03. — М., 1971. — 31 с.
18. Исследование многокритериальной системы автоматического управления шахтным вентилятором местного проветривания / Семькина И.Ю., Маслов И.П., Киселев А.В., Евстра-

- тов А.Э. // *Горный информационно-аналитический бюллетень (научно-технический журнал)*. — 2014. — № 9. — С. 3–12.
19. М.П Костенко. Электрические машины. Специальная часть. — Л.: Госэнергоиздат, 1949. — 708 с.
 20. F. Blaschke. Das Prinzip der Fildorientierung die Grundlage fur die Transvektor – Regelungvon Drehfeldmaschinen // *Siemens Zeitschrift*. — 1971. — no. 10. — Pp. 757–760.
 21. M. Depenbrock. Direct self-control (DSC) of Inverter – fed induction machine // *IEEE transactions on energy conversion*. — 1988. — Vol. 3, no. 4. — Pp. 254–260.
 22. Takanashi Isao. A new quick – response and high – efficiency control strategy of an induction motor // *IEEE transactions on energy conversion*. — 1988. — Vol. 22, no. 5. — Pp. 300–306.
 23. Idris N.R.N, Yatim A.H.M., Azli N.A. Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and improved stator flux estimation // *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE 2001*. — 2001. — Vol. 2. — P. 1285 – 1291.
 24. A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines With Space Vector Modulation / Jorge Pontt, Cesar Silva, Samir Kouro, Hernan Miranda // 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany. — 2004.
 25. Jianguo Song, Quanshi Chen. Research of Electric Vehicle IM Controller Based On Space Vector Modulation Direct Torque Control // *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference*. — 2005.

26. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive / Lasca C., Boldea I., , Blaabjerg F // *IEEE Trans. Ind. Applicat.* — 2000. — Vol. 36. — Pp. 122–130.
27. *Qi Weiwei*. Induction motor sliding mode control. dissertation of Ph.D. degree. — Missouri-Columbia, 1993. — 174 pp.
28. *Ryvkin Sergey, Schmidt-Obermoller Richard, Steimel Andreas*. Sliding Mode Control Technique for an Induction Motor Drive Supplied by a Three-Level Voltage Source Inverter // *SER.: E LEC. E NERG.* — 2008. — Vol. 21. — Pp. 195–207.
29. *Etien E.* Control of an induction motor using sliding mode linearization // *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.* — 2002. — Vol. 12, no. 4. — P. 523–531.
30. *Jianhong Wei, Xiaoqian Li, Yan Zheng*. Research on the Direct Torque Control for Asynchronous Motor Based on the Sliding Mode Variable Structure Control // *Control and Decision Conference (CCDC), 2012 24th.* — 2012. — Pp. 1191–1196.
31. *В.И Уткин*. Скользящие режимы и их применения в системах с переменной структурой. — М.: Наука, 1974. — 272 с.
32. *Ryvkin Sergey*. Sliding Mode Technique in the Task of the Drive Control. — CRC Press Reference, 1998. — 237 pp.
33. *Ryvkin Sergey, Lever Eduardo Palomar*. Sliding Mode Technique in the Task of the Drive Control. — CRC Press Reference, 2011. — 208 pp.
34. *В.Г Болтянский*. Математические методы оптимального управления. — М.: Наука, 1969. — 408 с.
35. *В.В. Панкратов, А.Е. Зима*. Энергооптимальное векторное управление асинхронными электроприводами. — Новосибирск: НГТУ, 2005. — 119 с.

36. *О.В Нос.* Оптимизация векторного управления моментом асинхронным двигателям по критерию минимума токов статора // *Электротехника, электромеханика, электротехнологии: материалы III научно-технической конференции с международным участием 25-26 октября.* — 2007. — С. 79–86.
37. *И.Я Браславский, З.Ш Ишматов, В.Н Поляков.* Энергосберегающий асинхронный электропривод. — М.: Академия, 2004. — 256 с.
38. *Е.М. and Нгуен Куанг Тхиеу Овсянников.* Система прямого управления моментом и потокосцеплением ротора асинхронного электродвигателя // *Известие высших учебных заведений.* — 2011. — № 7. — С. 27–30.
39. Direct Torque Control Scheme of IM Drive with 12-sided Polygonal Voltage Space Vectors / Chirag Patel, Rijil Ramchand, P. P. Rajeevan et al. // *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on.* — 2011. — Pp. 1–11.
40. New IM torque control with implicit rotor field tracking and efficiency maximization / Grear B., Cafuta P., Stumberger G., Stankovic A.M. // *AMC '04 the 8th IEEE International Workshop on.* — 2004. — Pp. 59–64.
41. *В.И Вишнеvский, С.А. and Митюков П.В. Лазарев.* Адаптивный скользящий наблюдатель скорости для бездатчикового асинхронного электропривода // *Вестник ЧГУ.* — 2010. — № 3. — С. 213–222.
42. *Kumar Rakesh, Das. Sukanta.* A Modified Approach to Both Conventional and ANN Based SVPWM Controllers for Voltage Fed Inverter in Sensorless Vector Control IM Drive // *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES).* — 2014. — Pp. 1–6.

43. *Teodorescu Mehmet Dal Remus*. Disturbance Observer Based Current controller for Vector Controlled IM Drives // *Power Electronics Specialists Conference*. — 2008. — Pp. 2621–2625.
44. Control System with Sinusoidal PWM Three-Phase Inverter with a Frequency Scalar Control of Induction Motor / Demytyev Y.N., Kojain N.V., Bragin A.D., Udut L.S. // *Control and Communications (SIBCON)*. — 2015. — Pp. 1–6.
45. *Shi Ke Li*. Intelligent control for an induction motor: dissertation of Ph.D. degree. // *The Hong Kong, 2001*. — 2001. — P. 273.
46. Induction Motor Optimum Flux Search Algorithms with Transient State Loss Minimization using a Fuzzy Logic based Supervisor / J. Moreno-Eguilaz, M. Cipolla, J. Peracaula, P.J. Da Costa Branco // *Power Electronics Specialists Conference*. — 1997. — no. 2. — Pp. 1302–1306.
47. *M. Karmazin*. Simplified fuzzy logic controller based indirect vector control of an induction motor drive: dissertation of Master of Engineering degree. — Newfoundland, 2003. — 192 pp.
48. Adaptive fuzzy sliding-mode control into chattering-free induction motor drive / Ali Saghafina, Hew W. Ping, M. Nasir Uddin, Khalaf S. Gaied // *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*. — 2012. — Pp. 1–8.
49. *F. Cupertino, Lino Paolo, L. Salvatore*. A new IM vector control scheme with two fuzzy logic controllers // *Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*. — 2002. — Pp. 367–372.
50. *K. Jezernik, A. Hren, D. Drevensek*. Robust sliding mode continuous control of an IM drive // *Industry Applications*

Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting. — 1995. — Pp. 335–342.

51. *Ю.Н Калачев.* Векторное регулирование (заметки практика). — М., 2013. — 93 с.
52. *T.D. Batzel, K.Y. Lee.* Commutation torque ripple minimization for permanent magnet synchronous machines with Hall effect position feedback // *IEEE Trans. Energy Conversion.* — 1998. — Vol. 13, no. 3. — P. 257–262.
53. A Current Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor with a Simple Disturbance Estimation Scheme / Kyeong-Hwa Kim, In-Cheol Baik, Gun-Woo Moon, Myung-Joong Youn // *IEEE Trans. on Control System technology.* — 1997. — Vol. 7, no. 5. — Pp. 630–634.
54. A Novel Drive Implementation for PMSM By using Direct Torque Control with Space Vector Modulation / Chikh K., Saad A., Khafallah M., Yousfi D. // *Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering.* — 2011. — Vol. 2, no. 8. — P. 400–408.
55. A novel direct torque control for permanent magnet synchronous motor drive / Jian Wang, Honghua Wang, Tianhang Lu, Dehong Teng // *International Conference on Electrical Machines and Systems. (ICEMS 2008).* — 2008. — Pp. P.110–114.
56. *Noriega Gabriel, Strejezza Miguel.* Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Pulse Width Modulation using Fuzzy Logic // *Wseas Transactions. Electronics.* — 2007. — Vol. 11, no. 4. — Pp. 245–252.
57. *Kadjoudj Mohamed, Taibi Soufiane, amd Hachemi Benbouzid Noureddine Golea.* Modified Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives // *International Journal of Sciences and Techniques of Automatic*

- control and computer engineering*. — 2007. — Vol. 1, no. 2. — Pp. 167–180.
58. Sensorless Control for PMSM / Bizot C., Brottes J., Lungeanu M. et al. // *Power Electronics and Drives, Institute of Energy Technology, Aalborg University*. — 2003.
 59. Y.A Mohamed. Design and Implementation of a Robust Current-Control Scheme for a PMSM Vector Drive with a Simple Adaptive Disturbance Observer // *IEEE Trans. Power Electronics*. — 2007. — Vol. 54, no. 4. — Pp. 1981–1988.
 60. T. Takeshita, N. Matsui. Sensorless Brushless DC Motor Drive with EMF Constant Identifier // *IECON – 94*. — 1994. — Vol. 1. — Pp. 8–13.
 61. Lin Chih-Hong, Lin Chih-Peng. The Hybrid RFNN Control for a PMSM Drive System Using Rotor Flux Estimator // *Power Electronics and Drive Systems*. — 2009. — Vol. 1. — P. 1394 – 1399.
 62. Medagam Peda, Yucelen Tansel, Pourboghra Farzad. Adaptive SDRE-Based Nonlinear Sensorless Speed Control for PMSM Drives // *American Control Conference*. — 2009.
 63. S. Bouchiker, G.A. Capolino, M. Poloujadoff. Vector control of a permanent-magnet synchronous motor using ACAC matrix converter // *IEEE Trans. Power Electronics*. — 1998. — Vol. 13, no. 6. — Pp. 1089–1099.
 64. Yu Ren, Limeng Zhou. PMSM Control Research Based on Particle Swarm Optimization BP Neural Network // *Cyberworlds, 2008 International Conference on*. — 2008.
 65. H. Chaoui, P. Sicard. Adaptive Fuzzy Logic Control of Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Friction // *IEEE Trans. Industrial Electronics*. — 2012. — Vol. 59, no. 2. — Pp. 1123–1133.

66. *Dan Sun Jian Guo Zhu, He Yi Kang*. Direct torque control of PM Synchronos motor based on fuzzy logic // *IEEE Trans. Power Electronics*. — 2002. — Vol. 1. — Pp. 1024–1029.
67. Quasi-Sliding Mode Approach for Robust Control and Speed Estimation of PM Synchronous Motors / Corradini M.L., Ippoliti G., Longhi S., Orlando G. A // *IEEE Trans. Industrial Electronics*. — 2012. — Vol. 59, no. 2. — P. 1096–1104.
68. *Du Xiangyu, Hu Jialei, Li Xuguang*. Simulation of Flux-weakening Control of PMSM for Electrical Vehicle // *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. — 2014.
69. Composite Integral Sliding Mode Control for PMSM / Jia-cai Huang, Lei Cui, Xinxin Shi et al. // *ontrol Conference (CCC), 2014 33rd Chinese*. — 2014.
70. *Y.A Mohamed*. A Novel Direct Instantaneous Torque and Flux Control with an ADALINE-Based Motor Model for a High Performance DD-PMSM // *IEEE Trans. Power Electronics*. — 2007. — Vol. 22, no. 5. — Pp. 2042–2049.
71. *Б. Адкинс*. Общая теория электрических машин. — М.-Л.: Госэнергоиздат, 1960. — 268 с.
72. *И.П Копылов*. Математическое моделирование электрических машин: учеб. для вузов. — М.: Высшая школа, 2001. — 327 с.
73. *И.И. Петров, А.М. Мейстель*. Специальные режимы работы асинхронного электропривода. — М.: Энергия, 1968. — 264 с.
74. *Е.В. Кононенко, Г.А. Сипайлов, К.А. Хорьков*. Электрические машины. — М.: Высшая школа, 1975. — 279 с.
75. *К.П. Ковач, И. Рац*. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 744 с.

76. *А.И. Важнов*. Переходные процессы в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1980. — 256 с.
77. *М.М. Соколов, Л.Б. Масандилов*. Измерение динамических моментов в электроприводах переменного тока. — М.: Энергия, 1975. — 184 с.
78. *И.И Трещев*. Методы исследования электромагнитных процессов в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1969. — 236 с.
79. *Е.А Казовский*. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. — М-Л.: АН СССР, 1962. — 624 с.
80. *И.И Трещев*. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1980. — 344 с.
81. Analysis of electric machinery and drive systems / Paul Krause, Oleg Wasynczuk, Scott Sudhoff, Steven Pekarek. — 2013. — 659 pp.
82. Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением / Петров Л.П., Ладензон В.А., Подзоров Р.Г., Яковлев А.В. — М.: Энергия, 1977. — 200 с.
83. *Д. Уайт, Г. Вудсон*. Электромеханическое преобразование энергии. — М.-Л.: Энергия, 1964. — 528 с.
84. *P Pillay, R Krishnan*. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives // *IEEE Trans. Power Electronics*. — 1989. — Vol. 25, no. 3. — Pp. 265–273.
85. *Вхаб Амр Рефки Али Абд Эль*. Разработка алгоритмов управления электропривода с улучшенными динамическими характеристиками на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами. дис ... канд. техн. наук: 05.09.03. — Томск, 2012. — 128 с.

86. *Р.Р. Шрейнер*. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. — Екатеринбург: УРО РАН, 2000. — 654 с.
87. *Г.С. Зиновьев*. Основы силовой электроники. — Новосибирск: НГТУ, 1999. — 213 с.
88. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полу-проводниковыми преобразователями (моделирование, расчет, применение) / Пронин М. В., Воронцов А. Г., Калачиков П. Н., Емельянов А. П. — СПб: ОАО “Силовые машины” “Электросила”, 2004. — 252 с.
89. *К Шефер*. Теоретическая физика: учеб. пособие для гос. ун-тов в 6 т. — М.-Л.: Гос. технико-теоретическое изд-во, 1934. — 448 с.
90. Динамика машин и управление машинами: справочник / Асташев В.К., Бабицкий В.И., И.И. Вульфсон, др. — М.: Машиностроение, 1988. — 240 с.
91. *В.Л. Вейц, А.Е. Кочура, А.М. Мартыненко*. Динамические расчеты приводов машин. — М.: Машиностроение, 1971. — 352 с.
92. *В.М. Завьялов*. Общие принципы управления процессом электромеханического преобразования энергии // *Электричество*. — 2013. — № 2. — С. 34–42.
93. Analysis of variants of differential torque control applied to induction motor with short-circuited rotor / Evstratov A.E, Zavyalov V.M., Grigoryev A.V., Semykina I.Yu. // *ARPJN Journal of Engineering and Applied Sciences*. — 2016. — Vol. 11, no. 7. — Pp. 4391–4398.
94. *А.Э. Евстратов, В.М. Завьялов, Р.А. Кольцов*. Дифференциальное управление моментом асинхронного двигателя с

- короткозамкнутым ротором // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в образовании, науке и производстве: труды V Всероссийской научно-практической конференции. — 2014.
95. *А.Э. Евстратов*. Исследования вариантов дифференциального управления моментом применительно к асинхронному двигателю с короткозамкнутым ротором // Труды VII Международной научно-практической конференции: “Инновации и технология и образования”. — 2014.
 96. *А.Э. Евстратов*. Метод нахождения весовых коэффициентов при дифференциальном управлении асинхронным двигателем // Международная межвузовская студенческая научная техническая конференция: “Вклад молодежи науки в реализации стратегии Казахстана 2050”. — 2014.
 97. *А.Э. Евстратов*. Дифференциальное управление асинхронным двигателем с непосредственной коммутацией инвертора // Труды 59 Всероссийской научно-практической конференции: “Россия молодая”. — 2014.
 98. *В.М. Завьялов, А.В. Григорьев, А.Э. Евстратов*. Управление электромагнитным моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами // *Известия вузов. Электромеханика*. — 2016. — № 3(545). — С. 43–47.
 99. *А.А. Красовский*. Справочник по теории автоматического управления. — М.: Наука, 1987. — 712 с.
 100. *Е.К. Ещин*. Динамические процессы электромеханических систем горных машин в режимах пуска и стопорения: дис ... д-ра. техн. наук: 05.09.03. — Екатеринбург, 1996. — 312 с.
 101. *А.В. Григорьев*. Разработка и исследование вариантов управления состоянием электроприводов на базе асинхронных электродвигателей: дис ... канд. техн. наук: 05.09.03. — Кемерово, 2010. — 132 с.

102. *А.М. Самойленко, С.А. Кривошея, Н.А. Перестюк.* Дифференциальные уравнения: примеры и задачи. 2-е изд., перераб. — М.: Высш. шк., 1989. — 352 с.
103. *Нуссбаумер Г.* Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. — М.: Радио и связь, 1985. — 248 с.

Приложение А

Листинг программ

Листинг программного кода работы блока управления ключей автономного инвертора напряжения

Ниже приведен программный код блока управления ключей автономного инвертора напряжения с использованием Simulink-функции (S-функции, S-functions).

```
function [VT1, VT2, VT3, VT4, VT5, VT6, output, cnt_prd,
Uabc_1, Uabc_2, Uabc_3, Uabc_4] = fcn(Udc, Uabc, t_in)
```

```
sqrt3 = 1.732;
```

```
k_amp = 1.13;
```

```
Km=1;
```

```
ALGORITM=2;
```

```
df_max = 500;
```

```
f_pr = 2000/(1/50);
```

```
f_sr = 4000;
```

```
oop = 4000;
```

```
gr = 360;
```

```
persistent count;
```

```
if isempty(count)
```

```
count = 0;
```

```
end
```

```
persistent uu0;
```

```
if isempty(uu0)
```

```
uu0 = 0;
```

```
end
```

```
persistent dU3g;
```

```

if isempty(dU3g)
dU3g = 0;
end

persistent UA2;
if isempty(UA2)
UA2 = 0;
end
persistent UB2;
if isempty(UB2)
UB2 = 0;
end
persistent UC2;
if isempty(UC2)
UC2 = 0;
end
persistent UA3;
if isempty(UA3)
UA3 = 0;
end
persistent UB3;
if isempty(UB3)
UB3 = 0;
end
persistent UC3;
if isempty(UC3)
UC3 = 0;
end
persistent UA4;
if isempty(UA4)
UA4 = 0;
end
persistent UB4;
if isempty(UB4)

```

```

UB4 = 0;
end
persistent UC4;
if isempty(UC4)
UC4 = 0;
end

```

```

persistent k1;
if isempty(k1)
k1 = 0;
end
persistent k2;
if isempty(k2)
k2 = 0;
end
persistent k3;
if isempty(k3)
k3 = 0;
end
persistent k4;
if isempty(k4)
k4 = 0;
end
persistent k5;
if isempty(k5)
k5 = 0;
end
persistent k6;
if isempty(k6)
k6 = 0;
end

```

```

persistent t2;
if isempty(t2)

```

```

t2 = 0;
end
persistent TA;
if isempty(TA)
TA = 0;
end
persistent TB;
if isempty(TB)
TB = 0;
end
persistent TC;
if isempty(TC)
TC = 0;
end
persistent t_cycl;
if isempty(t_cycl)
t_cycl = 0;
end

persistent f_op;
if isempty(f_op)
f_op=3500;
end
persistent flag;
if isempty(flag)
flag = 0;
end
persistent f_Tpwm;
if isempty(f_Tpwm)
f_Tpwm = 0;
end
persistent t_pwm;
if isempty(t_pwm)
t_pwm = 0;

```



```

end
persistent otop_1;
if isempty(otop_1)
otop_1=180;
end
persistent t_cycl_pila_1;
if isempty(t_cycl_pila_1)
t_cycl_pila_1 = 0;
end
persistent otop_05;
if isempty(otop_05)
otop_05=0;
end
persistent t_cycl_pila_05;
if isempty(t_cycl_pila_05)
t_cycl_pila_05 = 0;
end
persistent f_Tpwm1;
if isempty(f_Tpwm1)
f_Tpwm1 = f_op;
end

persistent F_upr;
if isempty(F_upr)
F_upr = zeros(3,2);
end
persistent Uy;
if isempty(Uy)
Uy = zeros(3,1);
end

%t_pwm = 250e-6;

dt=(t_in-t2);

```

```
t2=t_in;
```

```
Ua=(2*Uabc(1)-Uabc(2)-Uabc(3))/3;
```

```
Ub=(Uabc(2)-Uabc(3))/sqrt3;
```

```
Usm = sqrt(Ua^2+Ub^2);
```

```
cosA = Ua/Usm;
```

```
if Ub < 0
```

```
tau = 2*pi-acos(cosA);
```

```
else
```

```
tau = acos(cosA);
```

```
end
```

```
if flag==0;
```

```
f_op = f_op+dt*f_pr;
```

```
else
```

```
f_op = f_op-dt*f_pr;
```

```
end
```

```
if f_op > (f_sr+df_max)
```

```
f_op = (f_sr+df_max);
```

```
flag = 1;
```

```
end
```

```
if f_op < (f_sr-df_max)
```

```
f_op = (f_sr-df_max);
```

```
flag=0;
```

```
end
```

```
if ALGORITM == 1
```

```
Us=Km*sqrt3*Usm/Udc;
```

```
if t_cycl_pila_1==1; %t_cycl<=1
```

```
count = count+1;
```

```

if count>1
count=0;
end

```

```

f_Tpwm = f_op;
t_pwm = 1/f_Tpwm;

```

```

if (0 < tau) && (tau <= pi/3)
teta=tau;
tb11=Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
tb22=Us*t_pwm*sin(teta);
t00=t_pwm-tb11-tb22;

```

```

TA=tb11+tb22+t00/2;
TB=      tb22+t00/2;
TC=      t00/2;
end

```

```

if (pi/3 < tau) && (tau <= 2*pi/3)
teta=tau-pi/3;
tb11=Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
tb22=Us*t_pwm*sin(teta);
t00=t_pwm-tb11-tb22;

```

```

TA=tb11      +t00/2;
TB=tb11+tb22+t00/2;
TC=      t00/2;
end

```

```

if (2*pi/3 < tau) && (tau <= pi)
teta=tau-2*pi/3;
tb11=Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
tb22=Us*t_pwm*sin(teta);
t00=t_pwm-tb11-tb22;

```

```

TA=          t00/2;
TB=tb11+tb22+t00/2;
TC=          tb22+t00/2;
end

```

```

if (pi < tau) && (tau <= 4*pi/3)
teta=tau-pi;
tb11=Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
tb22=Us*t_pwm*sin(teta);
t00=t_pwm-tb11-tb22;

```

```

TA=          t00/2;
TB=tb11      +t00/2;
TC=tb11+tb22+t00/2;
end

```

```

if (4*pi/3 < tau) && (tau <= 5*pi/3)
teta=tau-4*pi/3;
tb11=Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
tb22=Us*t_pwm*sin(teta);
t00=t_pwm-tb11-tb22;

```

```

TA=          tb22+t00/2;
TB=          t00/2;
TC=tb11+tb22+t00/2;
end

```

```

if (5*pi/3 < tau) && (tau <= 2*pi)
teta=tau-5*pi/3;
tb11=Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
tb22=Us*t_pwm*sin(teta);
t00=t_pwm-tb11-tb22;

```

```

TA=tb11+tb22+t00/2;
TB=          t00/2;
TC=tb11      +t00/2;
end
end

```

```

if ((t_pwm-TA)/2 <= t_cycl*dt) && (t_cycl*dt <= (t_pwm-TA)/2+TA
k1=1;
k2=0;
else
if (t_pwm-TA < 2e-6) %
k1=1;
k2=0;
else
k1=0;
k2=1;
end
end

```

```

if ((t_pwm-TB)/2 <= t_cycl*dt) && (t_cycl*dt <= (t_pwm-TB)/2+TB
k3=1;
k4=0;
else
if (t_pwm-TB < 2e-6)
k3=1;
k4=0;
else
k3=0;
k4=1;
end
end

```

```

if ((t_pwm-TC)/2 <= t_cycl*dt) && (t_cycl*dt <= (t_pwm-TC)/2+TC

```

```

k5=1;
k6=0;
else
if (t_pwm-TC < 2e-6)
k5=1;
k6=0;
else
k5=0;
k6=1;
end
end
end

```

```

UA1 = -(1 - 2*TA/t_pwm);
UB1 = -(1 - 2*TB/t_pwm);
UC1 = -(1 - 2*TC/t_pwm);

```

```

if (t_cycl_pila_1==1) || (t_cycl_pila_05==1)

```

```

UA = sqrt3 * Ua / Udc;
UB = sqrt3 * ((sqrt3 * Ub - Ua) / 2) / Udc;
UC = sqrt3 * ((- sqrt3 * Ub - Ua) / 2) / Udc;

```

```

if ALGORITM == 2

```

```

Uypos=0;
Uyneg=0;
if (UA > Uypos)
Uypos = abs(UA);
end
if (UA < Uyneg)
Uyneg = -abs(UA);
end
if (UB > Uypos)

```

```

Uypos = abs(UB);
end
if (UB < Uyneg)
Uyneg = -abs(UB);
end
if (UC > Uypos)
Uypos = abs(UC);
end
if (UC < Uyneg)
Uyneg = -abs(UC);
end
dU3g=(Uypos+Uyneg)/2;

UA2 = Km*k_amp*(UA-dU3g);
UB2 = Km*k_amp*(UB-dU3g);
UC2 = Km*k_amp*(UC-dU3g);
end

if ALGORITM == 3

Us1 = Km*sqrt(3)*Usm/Udc;
uu0 = 0.13*Us1*cos(3*tau);
UA3 = k_amp*(Us1*cos(tau)-uu0);
UB3 = k_amp*(Us1*cos(tau-2*3.14157/3)-uu0);
UC3 = k_amp*(Us1*cos(tau-4*3.14157/3)-uu0);
end

UA4 = UA*k_amp;
UB4 = UB*k_amp;
UC4 = UC*k_amp;
end
end

Uabc_1 = [UA1, UB1, UC1];

```

```

Uabc_2 = [UA2, UB2, UC2];
Uabc_3 = [UA3, UB3, UC3];
Uabc_4 = [UA4, UB4, UC4];

```

```

if (t_cycl_pila_1==1) || (t_cycl_pila_05==1)           % t_cycl>=
% (1/f_Tpwm)/dt = t_pwm/dt
t_cycl=0;
t_cycl_pila_1=0;
t_cycl_pila_05=0;
else
t_cycl=t_cycl+1;
end

```

```

otop_1 = otop_1+(dt*f_Tpwm1*gr);
oporn_1 = otop_1;

```

```

if otop_1 > 180
oporn_1 = 180;
f_Tpwm1=f_op;
otop_1 = -180;%-(dt*f_Tpwm1*gr);
t_cycl_pila_1=1;
end
otop_05 = otop_05+(dt*f_Tpwm1*gr);
oporn = otop_05;

```

```

if otop_05 > 180
oporn = 180;
otop_05 = -180;%-(dt*f_Tpwm1*gr);
t_cycl_pila_05=1;
end
oporn = -(abs(oporn/90)-1);
Uy(1,1)=UA2;
Uy(2,1)=UB2;
Uy(3,1)=UC2;

```



```

for n=1:1:3
if Uy(n,1)>oporn
F_upr(n,1)=1;
F_upr(n,2)=0;
else
F_upr(n,1)=0;
F_upr(n,2)=1;
end
end
VT1=F_upr(1,1);%k1;
VT2=F_upr(1,2);%k2;
VT3=F_upr(2,1);%k3;
VT4=F_upr(2,2);%k4;
VT5=F_upr(3,1);%k5;
VT6=F_upr(3,2);%k6;
cnt_prd = f_op;
output=[oporn, UA2];

```

Листинг программного кода блока формирования управляющих воздействий для СДПМ

Ниже приведен программный код блока формирования управляющих воздействий для СДПМ с использованием Simulink-функции (S-функции, S-functions).

```

function [esd,esq] = fcn(Mz,M,fluxz,flux,id,iq)
p=2;
psiPM=0.393;
Ld = 0.022;
% diff control

if (-(Mz-M)/14*1.5*p*psiPM/Ld-
(fluxz-flux)/0.393*Ld*iq/flux)<0
esq = 1;
else

```

```
esq = -1;
end
```

```
if (-(fluxz-flux)/0.393*(Ld*id+psiPM)/flux)<0
esd = 1;
else
esd = -1;
end
```

Листинг программного кода блока формирования управляющих воздействий для АДКЗ

Ниже приведен программный код блока формирования управляющих воздействий для АДКЗ с использованием Simulink-функции (S-функции, S-functions).

```
function [esa,esb] = fcn(Mz,M,fluxz,flux,psisA,

p=5;
Lm = 0.017742;
Lr = 0.019073;
Ls = 0.018718;
% diff control

if
(0.5*p*(Lm/Lr)/Ls*psirB*(Mz-M-(1.5*p*(Lm/Lr)/Ls*psirB/750))
/50-20*psisA/flux*(fluxz-flux - (psisA/flux)/500)/0.8)<0
esa = 1;
else
esa = -1;
end
if (-0.5*p*(Lm/Lr)/Ls*psirA*(Mz-M +
(1.5*p*(Lm/Lr)/Ls*psirA/750))/50-20*psisB/flux*
(fluxz-flux -(psisB/flux)/500)/0.8)<0
esb = 1;
```

```

else
esb = -1;
end

```

Векторная ШИМ

```

void PWM (double Usa, double Usb)
{
double Ua,Ub,Uc;
int vector;
if (l*h>=Tm) {
mod = sqrt(Usa*Usa + Usb*Usb);
sector = ((Usa>0.5*mod) && (Usb>0)) ? 1 : sector;
sector = ((Usa<=0.5*mod) && (Usa>=-0.5*mod) && (Usb>0)) ? 2 : sector;
sector = ((Usa<=-0.5*mod) && (Usb>0)) ? 3 : sector;
sector = ((Usa<-0.5*mod) &&(Usb<=0)) ? 4 : sector;
sector = ((Usa>=-0.5*mod) && (Usa<0.5*mod) && (Usb<=0)) ? 5 : sector;
sector = ((Usa>=0.5*mod) && (Usb<=0)) ? 6 : sector;

fi = ArcCos (Usa/mod);
if (sector>3) {
fi = 2*M_PI - fi;
}
Up = Uf*2.34*1.5;

T1 = sqrt(3)*Tm*(Usa*sin(sector*M_PI/3)
      - Usb*cos(sector*M_PI/3))/Up;
sector--;
sector = (sector ==0) ? 6 : sector;
T2 = sqrt(3)*Tm*(-Usa*sin(sector*M_PI/3)
      + Usb*cos(sector*M_PI/3))/Up;
sector++;
sector = (sector ==7) ? 1 : sector;
T0 = Tm - T1 -T2;

```

```

l = 0;
}

vector = (l*h<=(T0/2)) ? 0 : vector;
vector = ((l*h>T0/2) &&
(l*h<=T2/2+T0/2)) ? sector : vector;
sector--;
sector = (sector ==0) ? 6 : sector;
vector = ((l*h > (T0/2+T2/2)) &&
(l*h <= (T2/2+T0/2+T1))) ? sector : vector;
sector++;
sector = (sector ==7) ? 1 : sector;
vector = (l*h>(T2/2+T0/2+T1) &&
(l*h<=(T2+T0/2+T1))) ? sector : vector;
vector = (l*h>(T2+T0/2+T1)) ? 0 : vector;

Ua = Up*s[vector][0];
Ub = Up*s[vector][1];
Uc = Up*s[vector][2];
Ux = Ua-(Ua+Ub+Uc)/3;
Uy = 1/sqrt(3)*(Ub-Uc);
l++;
}

```

Метод Рунге-Кунга 4 порядка

```

void Runge(double x0)
{
double x;
int i;
double k1[N],k2[N],k3[N],k4[N];
for (i = 0; i < N; i++) {
y[i] = y0[i];
}
}

```

```

Urav();
for (i = 0; i < N; i++) {
k1[i] = h*f[i];
}
x = x0+h/2;
for (i = 0; i < N; i++) {
y[i] = y0[i]+k1[i]/2;
}
Urav();
for (i = 0; i < N; i++) {
k2[i] = h*f[i];
}
for (i = 0; i < N; i++) {
y[i] = y0[i]+k2[i]/2;
}
Urav();
for (i = 0; i < N; i++) {
k3[i] = h*f[i];
}
x = x0+h/2;
for (i = 0; i < N; i++) {
y[i] = y0[i]+k3[i];
}
Urav();
for (i = 0; i < N; i++) {
k4[i] = h*f[i];
}
for (i = 0; i < N; i++) {
y[i] = y0[i]+(k1[i]+2*k2[i]+2*k3[i]+k4[i])/6;
}
}

```

Приложение Б

Акты внедрения

Акты о внедрении результатов диссертационной работы



ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ
«НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА МЕХАТРОНИКА-ПРО»

Томская обл., Томский район, пос. Кайдаловка, ул. Центральная д. 3
Тел.: (3822) 320-500 ИНН/КПП: 7017223270 / 701701001
Р/с.: 40702810010030002069 в Филиал ОАО Банк ВТБ в г. Красноярске
ИНН/КПП: 7702070139 / 246602001 к/счет 30101810200000000777 БИК 040407777
E-Mail: info@mechatronica-pro.com http://mechatronica-pro.com

«Утверждаю»
Директор ООО «НПФ Мехатроника - Про»
Гусев Н.В.
« 09 » 2016 г.



АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Евстратова Андрея
Эдуардовича в «НПФ Мехатроника - Про»

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы Евстратова Андрея Эдуардовича «Управление электромагнитным моментом электропровода горных машин» внедрены и используется в НПФ Мехатроника - Про».

В работе обоснованы и приведены алгоритмы управления электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами и электропривода на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, а также имитационные модели в среде Matlab, с помощью которых проведены исследования электропривода в различных режимах работы электропривода.

Технический директор
ООО «НПФ Мехатроника - Про»

А.С. Каракулов



МИНОБРНАУКИ РОССИИ
федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«КУЗБАССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
имени Т.Ф.ГОРБАЧЕВА»
(КузГТУ)

Институт энергетики
Красноармейская ул., д. 117, г. Кемерово, 650000
тел.: (384-2) 39-63-37
<http://www.kuzstu.ru> e-mail: kuzstu@kuzstu.ru
ОКПО 02068338 ОГРН 1024200708069
ИНН / КПП 4207012578 / 420501001

от 10.2016г. № 06/2-282

На № _____ от _____

АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Евстратова А.Э.
«Управление электромагнитным моментом электропривода горных машин»

Комиссия в составе заведующего кафедрой «Электропривод и автоматизация», канд. техн. наук, Григорьева А.В., доцента кафедры «Электропривод и автоматизация», канд. техн. наук, Шаулевой Н.М., доцента кафедры «Электропривод и автоматизация», канд. техн. наук, Лобур И.А. рассмотрела результаты диссертационной работы Евстратова А.Э. и приняла следующее решение: принять к внедрению теоретические и практические результаты диссертационной работы Евстратова А.Э. «Управление электромагнитным моментом электропривода горных машин» в образовательный процесс по дисциплинам «Системы управления электроприводов» и «Системы управления электроприводов (специальные главы)» для студентов направления подготовки бакалавров 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника», направления подготовки магистров 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника» и направления подготовки аспирантов 13.06.01 «Электро- и теплотехника».

Заведующий кафедрой «Электропривод и автоматизация» института энергетики КузГТУ,
канд. техн. наук

Доцент кафедры «Электропривод и автоматизация» института энергетики КузГТУ,
канд. техн. наук, доцент

Доцент кафедры «Электропривод и автоматизация» института энергетики КузГТУ,
канд. техн. наук

А.В. Григорьев

Н.М. Шаулева

И.А. Лобур

