

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«Сибирский государственный индустриальный университет»



На правах рукописи

ПОПОЛЗИН Иван Юрьевич

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ НА ОСНОВЕ
МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

05.09.03 — Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
В. Ю. Островляничик

Новокузнецк

2019

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
Глава 1. Системы электропривода шахтных подъемных установок.....	11
1.1 Электропривод переменного тока шахтных подъемных установок.....	11
1.2 Режимы работы электропривода шахтной подъемной установки.....	15
1.3 Применение машины двойного питания в электроприводе	21
1.4 Существующие математические модели машины двойного питания	25
1.5 Электроприводы на основе машины двойного питания для подъемных установок	30
Выводы по главе 1 и постановка целей диссертационного исследования	34
Глава 2. Математическая модель машины двойного питания	36
2.1 Статические характеристики машины двойного питания	36
2.2 Модель двухфазной обобщенной электрической машины как основа для построения математической модели машины двойного питания	49
2.3 Математическое описание машины двойного питания в выбранной системе координат.....	54
2.4 Эквивалентная структурная схема машины двойного питания для применения в системах управления электроприводом шахтных подъемных установок.....	61
2.5 Исследование предлагаемой математической модели машины двойного питания	72
Выводы по главе 2.....	81
Глава 3. Синтез системы электропривода подъемной установки на основе машины двойного питания.....	82
3.1 Параметрическое регулирование момента и скорости машины	

двойного питания как способ реализации режимов растормаживания и движения на малой скорости.....	82
3.2 Оптимизация механических характеристик машины двойного питания	90
3.3 Алгоритм функционирования электропривода шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания	97
3.4 Синтез системы автоматического регулирования скорости для электропривода подъемной установки на основе машины двойного питания	112
Выводы по главе 3.....	121
Глава 4. Экспериментальные исследования разработанной системы	122
4.1 Реализация предлагаемой системы управления электроприводом подъемной установки	122
4.2 Экспериментальные исследования электропривода подъемной установки на основе машины двойного питания	126
Заключение.....	141
Список сокращений и условных обозначений	144
Список литературы.....	146
Приложение А	161
Приложение Б	164
Приложение В	167

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Транспортировка полезного ископаемого и других грузов из шахты на поверхность и обратно является важной частью технологических процессов строительства шахт и рудников и добычи полезного ископаемого. Шахтные подъемные установки (ШПУ) связывают подземные участки шахт с участками, находящимися на поверхности, они определяют производительность технологического процесса добычи, поскольку объем добычи ограничен объемом ископаемого, который может быть вывезен. При этом технический уровень подъёмных машин, и, в частности, систем управления приводными электрическими двигателями, не всегда соответствует современным требованиям.

По состоянию на 2019 год, большинство ШПУ оснащены электроприводом постоянного тока, построенным по системе «управляемый преобразователь — двигатель постоянного тока» или «генератор — двигатель», синхронным электроприводом, либо асинхронным электроприводом с фазным ротором и роторной станцией (АД ФР). Применение электроприводов на основе АД ФР с роторной станцией обусловлено сохранением в такой схеме перегрузочной способности двигателя на всем диапазоне регулирования скорости. В то же время, такие электроприводы имеют низкий КПД, а регулирование скорости в них осуществляется ступенчатым изменением сопротивления роторной станции, что ведет к возникновению динамических нагрузок в канатах, рывкам и ударам, а также приводит к потерям энергии.

Данных недостатков лишены системы электропривода с частотным управлением асинхронными двигателями. В настоящее время все больше систем электропривода строятся по схеме «преобразователь частоты — асинхронный двигатель». При этом, как правило, приводные двигатели не заменяются, а добавляются частотные преобразователи и модернизируются системы управления. Однако применение частотного управления для уже имеющихся асинхронных

двигателей, рассчитанных на неизменную частоту питающего напряжения 50 Гц, сопряжено с такими проблемами как ухудшение характеристик машины на пониженной частоте, перегрев стали, снижение КПД и коэффициента мощности машины. Кроме того, для мощных асинхронных двигателей с напряжением на статоре 6 кВ зачастую невозможно подобрать частотный преобразователь, имеющий удовлетворительные технико-экономические показатели.

Существует два основных варианта решения данной проблемы. Первый — замена имеющихся двигателей на асинхронные короткозамкнутые машины, специально предназначенные для систем частотного управления. Данное решение является дорогостоящим из-за стоимости самих специальных двигателей, частотного преобразователя (или нескольких, работающих параллельно), а также из-за стоимости работ по демонтажу старого двигателя и монтажу нового. Более того, оно требует остановки подъемной машины на период модернизации, что не всегда приемлемо. К тому же, уже имеющиеся двигатели зачастую являются уникальными по своим характеристикам и не всегда могут быть заменены серийными специальными машинами. Также при использовании данного решения встает вопрос об утилизации демонтированного двигателя.

Второй вариант состоит в использовании уже имеющихся двигателей с фазным ротором с модернизацией системы управления электроприводом. Одним из вариантов подобной модернизации является включение асинхронного двигателя с фазным ротором по схеме машины двойного питания (МДП). При этом в существующих публикациях рассмотрению данного способа модернизации, изучению свойств МДП при регулировании скорости в большом диапазоне, разработке ее математической модели для этого случая и построению системы управления таким электроприводом уделяется недостаточно внимания.

Таким образом, разработка системы управления электроприводом переменного тока ШПУ на основе МДП является актуальной научной задачей.

Степень разработанности темы исследования. Теорией МДП занимались такие ученые как М. М. Ботвинник, Г. Б. Онищенко, В. Н. Мещеряков, Д. В.

Безденежных, А. В. Аристов, М. В. Глазырин, Г. М. Тутаев, В. Hopfensperger, M. S. Carmelli, S. Drid, P. C. Roberts и другие. Несмотря на значительный объем проведенных исследований, как в зарубежных, так и в отечественных публикациях по теме основное внимание уделяется либо вопросам применения МДП в системах ветроэнергетики, либо применению МДП для привода насосов, компрессоров и вентиляторов. При этом реализуемые в настоящее время схемы электропривода с МДП ориентированы, в основном, на обеспечение рекуперации энергии в сеть в тормозных режимах, а возможность достижения большого диапазона регулирования скорости в двигательном режиме не исследуется. В большинстве работ по теме исходным является утверждение о заведомой недостижимости в таких приводах широких диапазонов регулирования или нецелесообразности такого регулирования. Кроме того, как в зарубежной, так и в отечественной литературе недостаточно внимания уделяется исследованию свойств МДП — такие исследования проводятся лишь применительно к узкому кругу задач, обозначенных выше.

Цель работы заключается в разработке структуры системы автоматизированного управления электроприводом переменного тока ШПУ с МДП и алгоритмов ее функционирования.

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

1. Разработать математическую модель МДП для электропривода ШПУ и исследовать особенности применения МДП в ШПУ при большом диапазоне регулирования скорости.

2. Исследовать возможные способы реализации характерных для ШПУ режимов в электроприводе на основе МДП, разработать и исследовать способы расширения диапазона регулирования скорости МДП применительно к ШПУ.

3. Разработать систему автоматического регулирования скорости и алгоритм работы системы автоматизированного управления электроприводом переменного тока ШПУ на основе МДП.

Научная новизна работы:

1. Разработана и исследована математическая модель МДП при изменении амплитуды, частоты и фазы добавочного напряжения на роторе.
2. Получен закон, в соответствии с которым должен изменяться фазовый сдвиг напряжения на роторе для обеспечения максимальной жесткости механических характеристик МДП.
3. Предложен и исследован способ увеличения жесткости механических характеристик МДП за счет изменения частоты добавочного напряжения на роторе.
4. Разработан алгоритм работы системы логического управления электроприводом ШПУ, обеспечивающий регулирование скорости в диапазоне не менее 30:1 с сохранением перегрузочной способности МДП за счет управления амплитудой, частотой и фазой добавочного напряжения на роторе.
5. Разработана система автоматического регулирования скорости для электропривода ШПУ на основе МДП, обеспечивающая регулирование скорости МДП с сохранением ее перегрузочной способности за счет переключения между питанием ротора от управляемого преобразователя напряжения с коррекцией частоты и от управляемого преобразователя тока с прямым управлением активной составляющей тока ротора.

Теоретическая и практическая значимость работы: полученная математическая модель МДП при изменении амплитуды, фазы и частоты добавочного напряжения на роторе может быть использована при анализе и синтезе систем управления электроприводом, а также для изучения свойств МДП. Полученные законы изменения фазы, амплитуды и частоты добавочного напряжения, обеспечивающие максимизацию момента машины, могут быть использованы для управления электроприводами на основе МДП. Полученный алгоритм функционирования и структура электропривода ШПУ на основе МДП могут быть использованы при модернизации электроприводов существующих ШПУ и проектировании новых. Результаты работы могут быть использованы в

учебном процессе при реализации подготовки обучающихся бакалавриата, магистратуры и аспирантуры по направлениям 13.03.02, 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника, 11.03.04, 11.04.04 Электроника и наноэлектроника, 13.06.01 Электро- и теплотехника, а также по смежным направлениям (приложение Б).

Методология и методы исследования. При исследовании применялись положения и методы математического анализа, теории электропривода, теории автоматического управления, теоретических основ электротехники, методы математического и компьютерного моделирования, методы экспериментального исследования.

Положения, выносимые на защиту:

1. Разработанная математическая модель МДП адекватно описывает процессы электромеханического преобразования энергии и пригодна для применения в системах управления электроприводом.

2. Полученное уравнение взаимосвязи фазового сдвига добавочного напряжения на роторе с номинальной и текущей скоростями МДП позволяет увеличить момент за счет коррекции фазового сдвига, что позволяет повысить жесткость механических характеристик и реализовать регулирование скорости МДП в диапазоне не менее 30:1 с сохранением критического момента на требуемом уровне.

3. Предложенный способ увеличения жесткости механических характеристик МДП за счет изменения частоты добавочного напряжения на роторе позволяет увеличить диапазон регулирования скорости не менее чем до 30:1.

4. Предложенный алгоритм работы системы логического управления позволяет реализовать управление электроприводом ШПУ на основе МДП с диапазоном изменения скорости не менее 30:1 за счет сочетания работы МДП с управляемым преобразователем напряжения и управляемым преобразователем тока в цепи ротора.

5. Разработанная система автоматического регулирования скорости электропривода переменного тока ШПУ на основе МДП позволяет реализовать режимы работы, характерные для электропривода ШПУ, а также обеспечивает регулирование скорости машины в диапазоне не менее 30:1 с сохранением критического момента.

Степень достоверности и апробация результатов. Достоверность результатов работы подтверждена математическим и физическим моделированием, а также экспериментальными исследованиями в лаборатории автоматизированного электропривода ООО «НИИ АЭМ СибГИУ», проведенными на опытной установке с МДП. По материалам диссертации были сделаны доклады на VI-VIII Всероссийских научно-практических конференциях «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника» (2014–2018 гг.); I-III Всероссийских научно-практических конференциях «Энергетика и энергосбережение: теория и практика» (2015–2017 гг.); конференциях «Наукоемкие технологии разработки и использования минеральных ресурсов (2015–2019 гг.); Международной научно-практической конференции «Математическое и экспериментальное моделирование физических процессов» (2016 г.), X-XII Всероссийских научно-практических конференциях с международным участием «Системы автоматизации в образовании, науке и производстве» (2015–2019 гг.). Разработки по материалам диссертации награждены Золотыми медалями выставок «Уголь России и майнинг» (2016, 2017 гг.) и Серебряной медалью выставки «Уголь России и майнинг»-2019 (приложение А); дипломами конкурса научно-технических разработок молодых ученых ФГБОУ ВО СибГИУ (2016, 2018 гг.); дипломом конференции молодых ученых г. Новокузнецка (2018 г.); представлялись на конференции Всероссийского акселератора Generation S-2016.

Личный вклад автора заключается в построении и анализе математической модели МДП; разработке алгоритма работы системы логического управления электроприводом ШПУ на основе МДП; разработке системы

автоматизированного регулирования скорости для электропривода ШПУ на основе МДП; экспериментальных и модельных исследованиях полученных моделей и алгоритмов.

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 29 печатных работ, в том числе, 4 статьи в рецензируемых журналах, рекомендуемых ВАК, 6 статей в изданиях, индексируемых в базе SCOPUS.

Объем и структура диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы из 155 наименований, трех приложений. Общий объем диссертации составляет 143 страницы основного текста, 53 рисунка, 2 страницы списка сокращений и условных обозначений, 15 страниц списка литературы, 7 страниц приложений с 6 рисунками.

Соответствие Паспорту номенклатуры специальностей. Содержание диссертационной работы соответствует областям исследования 1 и 3 специальности 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» Паспорта номенклатуры специальностей научных работников (технические науки).

ГЛАВА 1. СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНЫХ ПОДЪЕМНЫХ УСТАНОВОК

1.1 Электропривод переменного тока шахтных подъемных установок

По состоянию на 2019 год в Российской Федерации эксплуатируются более 2000 вертикальных грузовых, грузопассажирских и пассажирских шахтных подъемов. ШПУ, являясь основными транспортными механизмами, связывающими подземные и надземные участки шахт и рудников, во многом определяют производительность добычи в целом, а также являются одними из главных потребителей электрической энергии на горнодобывающих предприятиях. В основном, используются асинхронные двигатели с фазным ротором с роторной станцией [1–3], при этом на подъемных машинах (ПМ) мощностью до 250 кВт используются низковольтные двигатели, на ПМ с большей мощностью — двигатели с номинальным напряжением статора 6 кВ. Большинство ПМ эксплуатируются свыше 15 лет, при этом отдельные ПМ находятся в эксплуатации 30 лет и более, хотя регламентированный нормативный срок службы ПМ составляет 25 лет [2].

На шахтах Кузбасса количество ПМ со сверхнормативным сроком службы составляет 75 единиц; со сроком службы от 20 до 30 лет — 33 единицы, со сроком до 20 лет — 13 единиц [4] (Рисунок 1.1).

Используемые в настоящий момент на большинстве ШПУ схемы асинхронного электропривода являются устаревшими и малоэффективными [5]. Использование приводов с роторной станцией оправдано по той причине, что данная схема обеспечивает требуемый момент в режимах, характерных для ШПУ (растормаживание, движение на малой скорости, ревизия ствола). В то же время, использование данной схемы ведет к непроизводительным потерям энергии, поскольку в этом случае до 30% подводимой к двигателю энергии рассеивается на роторных сопротивлениях в виде тепла [6], [7]. Переключение ступеней роторной

станции вызывает рывки и удары в механической части привода из-за сопутствующих данным переключениям мгновенных изменений тока ротора [8].

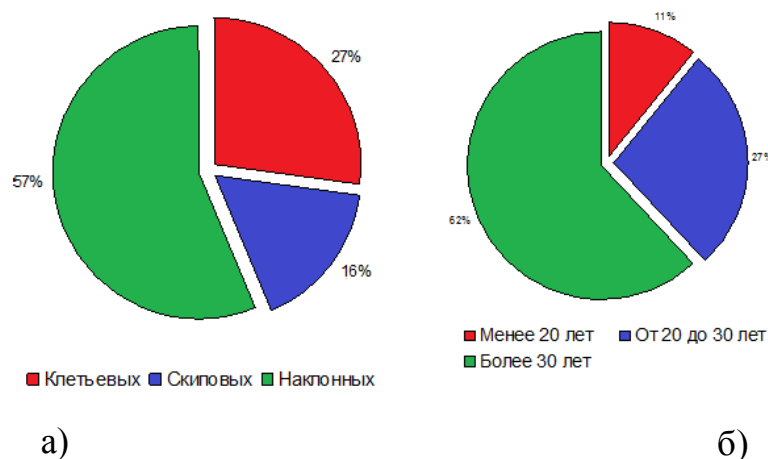


Рисунок 1.1 — Текущее состояние подъемных установок на шахтах Кемеровской области

а) Количество ЛМ б) Срок службы ЛМ

Таким образом, существующие ШПУ эксплуатируются не в полной мере из-за ограничений, накладываемых применяемыми системами асинхронного электропривода. В то же время производительность горнодобывающих предприятий в значительной мере зависит от производительности подъемных установок, что предъявляет жесткие требования к режимам работы, диапазону регулирования и снижению потерь энергии в электроприводах ШПУ.

Основным способом решения задачи повышения эффективности использования электроэнергии и увеличения производительности подъемных установок является модернизация систем управления электроприводами ШПУ, что позволит более эффективно использовать существующие установки. При этом необходимо, чтобы вышеуказанная модернизация была по возможности минимально затратной и не затрагивала сам приводной двигатель. В этой связи перспективным видится использование следующих систем электропривода [9]:

- на основе асинхронного двигателя с частотным управлением;

- на основе каскадных схем включения асинхронного двигателя с фазным ротором;
- на основе машины двойного питания.

Применение частотного управления для асинхронных двигателей, рассчитанных на неизменную частоту питающего напряжения 50 Гц, сопряжено с такими проблемами как: неблагоприятное изменение механических характеристик машины на пониженной частоте (падение жесткости характеристик и снижение перегрузочной способности двигателя); перегрев стали и, как следствие, рост потребляемой двигателем реактивной мощности; снижение КПД и коэффициента мощности двигателя [12].

Эти явления (главным образом, перегрев магнитной системы машины из-за увеличения реактивного тока и падение КПД) препятствуют работе двигателя на малой скорости (в пределах 0,1 номинальной) и делают затруднительным создание частотных приводов на основе мощных двигателей с фазным ротором с диапазоном регулирования более 2–2,5:1. Использование векторного управления в этом случае также затруднено. Данные недостатки могут быть устранены при использовании короткозамкнутых асинхронных двигателей, рассчитанных на использование в системах частотного управления. Для реконструкции имеющихся ШПУ данное решение является дорогостоящим из-за стоимости самих двигателей, а также из-за стоимости работ по демонтажу и утилизации старого двигателя и монтажу нового. Более того, оно требует остановки ШПУ на период модернизации, что чаще всего неприемлемо. К тому же, имеющиеся двигатели зачастую являются уникальными по своим характеристикам и не всегда могут быть заменены серийными короткозамкнутыми.

Каскадные схемы включения асинхронного двигателя позволяют достигать экономии энергии по сравнению со схемой с роторной станцией за счет рекуперации. В асинхронно-вентильном каскаде (АВК) в цепь ротора включен вентильный преобразователь, непосредственно связанный с питающей сетью [10]. Статор, как правило, запитан напрямую от сети, однако может питаться и от

собственного вентильного преобразователя. Наиболее распространенным АВК является АВК с промежуточным звеном постоянного тока, в котором роторная (выпрямительная) группа вентиля является неуправляемой, а от нее запитан управляемый инвертор. Электрическая мощность, выделяемая в роторе, в таком каскаде передается в сеть через инвертор, в том числе, и в тормозных режимах (за вычетом потерь в преобразователе). Управление скоростью осуществляется регулированием добавочной ЭДС в цепи выпрямленного тока статора. Диапазон регулирования ограничен допустимыми углами открытия вентиля инверторной группы. Однако данным схемам присущи следующие недостатки:

- в асинхронно-вентильных каскадах используются преобразователи с одной управляемой группой вентиля, что не позволяет управлять направлением потока мощности и достигать полноценной рекуперации энергии;
- в АВК из-за неполной управляемости преобразователя невозможно достичь тормозных режимов работы машины (кроме динамического торможения) и глубокого регулирования скорости;

Таким образом, единого подхода к модернизации асинхронного электропривода шахтных подъемных установок в настоящее время не существует. В Российской Федерации вопросы подобной модернизации разработаны пока недостаточно, однако вопросами разработки и внедрения современных систем управления электроприводами ШПУ занимаются такие организации как ЗАО «Эрасиб» (г. Новосибирск), ООО НТФ «Автоматуглерудпром» (г. Санкт-Петербург), ООО «НИИ АЭМ СибГИУ» (г. Новокузнецк), ОАО «Рудоавтоматика» (г. Железногорск). За рубежом исследованиями в области подъёмных машин и их систем управления занимаются или занимались ЗАО «Элетекс» (г. Харьков, Украина), НКМЗ (г. Краматорск, Украина), корпорации Asea Brown Boveri Ltd. (ABB), Siemens AG, AEG, Rockwell Automation и другие. Тем не менее, в вопросе модернизации асинхронных электроприводов ШПУ все еще много проблем и неисследованных вопросов.

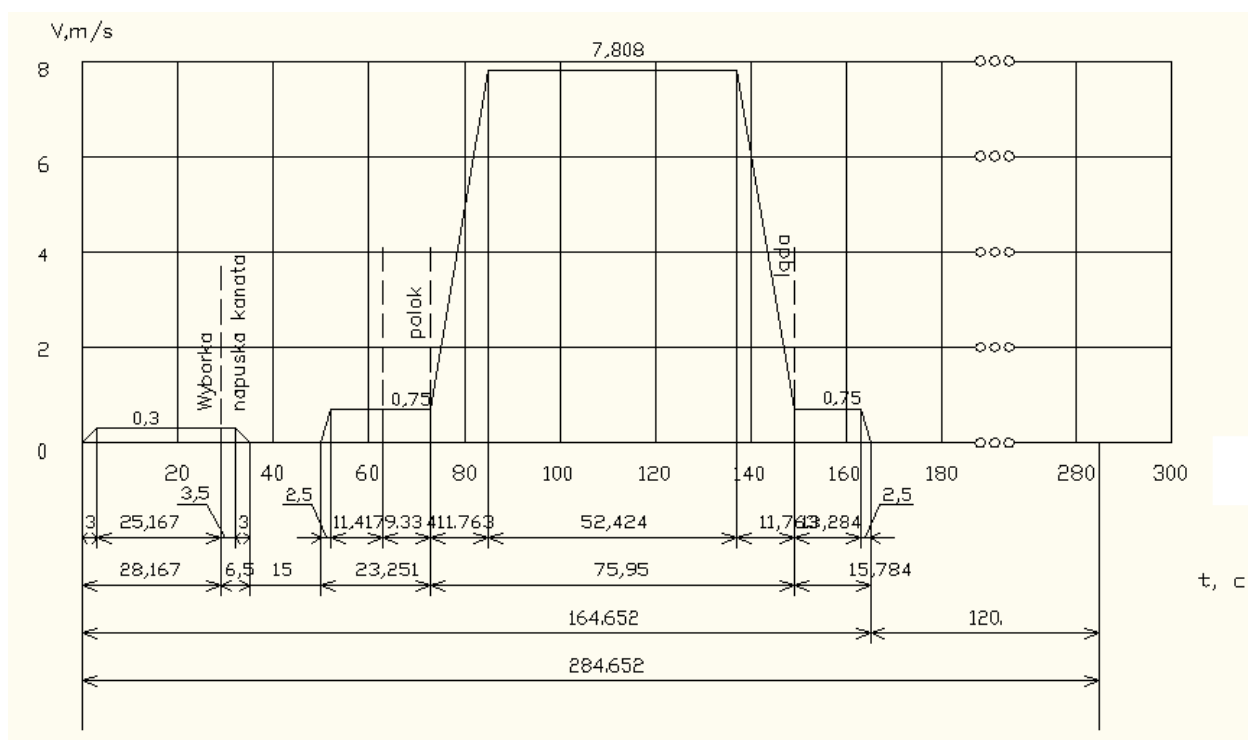
Для выявления особенностей работы электроприводов переменного тока ШПУ, предъявляемых к ним требований, а также способов возможной модернизации таких систем электропривода, эффективной с точки зрения использования уже существующего оборудования, следует произвести анализ режимов работы существующих электроприводов ШПУ и особенностей.

1.2 Режимы работы электропривода шахтной подъемной установки

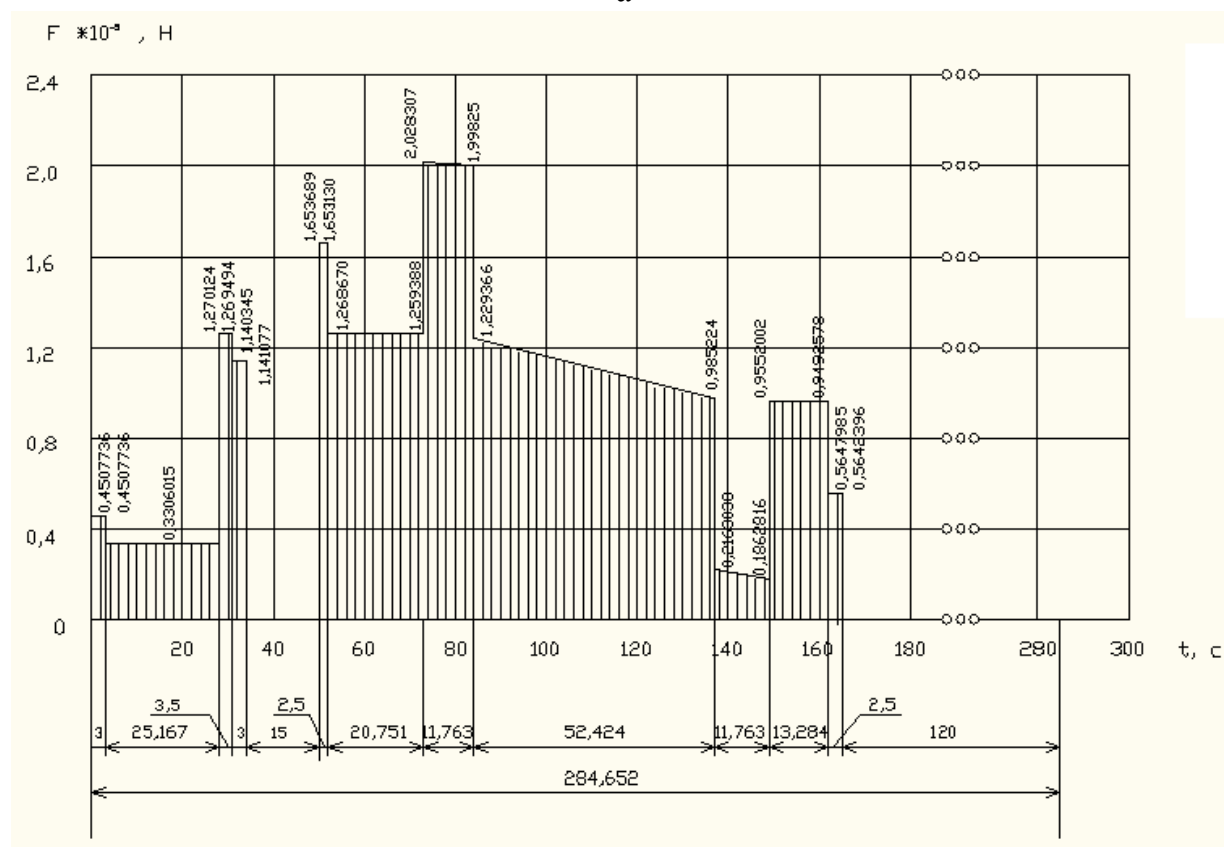
Для выбора оптимального способа модернизации электропривода переменного тока шахтной подъемной установки необходимо выделить характерные режимы работы данного электропривода.

Электропривод подъемной установки работает в повторно-кратковременном режиме. Вид диаграммы скорости движения подъемных сосудов зависит от типа подъемных установок, сосудов, способов их загрузки и разгрузки. Однако во всех диаграммах присутствуют три основных периода: разгон, движение с установившейся скоростью, замедление. Также следует выделить и режим растормаживания, который заключается в том, что в момент снятия механического тормоза на валу подъемной машины создается момент, равный статической нагрузке. Скорость дотягивания должна быть стабильной во всех циклах и ограничивается по абсолютному значению. Ограничиваются также скорость реверсии, скорость выхода и скорость входа скипов в разгрузочные кривые [132]. В общем случае изменение параметров диаграммы описывается уравнениями, которые определяются накладываемыми ограничениями первой, второй и третьей производной по пути [132], [124].

Рассмотрим диаграмму подъема ШПУ на примере подъемной установки ЦРЗ,5х2,4 Абаканского филиала ОАО «Евразруда». Диаграммы скорости и вращающего момента для цикла подъема загруженного сосуда приведены на Рисунке 1.2. На Рисунке 1.3 приведены реальные осциллограммы скорости и тока, снятые на указанной установке.



a



б

Рисунок 1.2 — Диаграммы подъема для загруженного сосуда (а — скорость; б — движущее усилие)

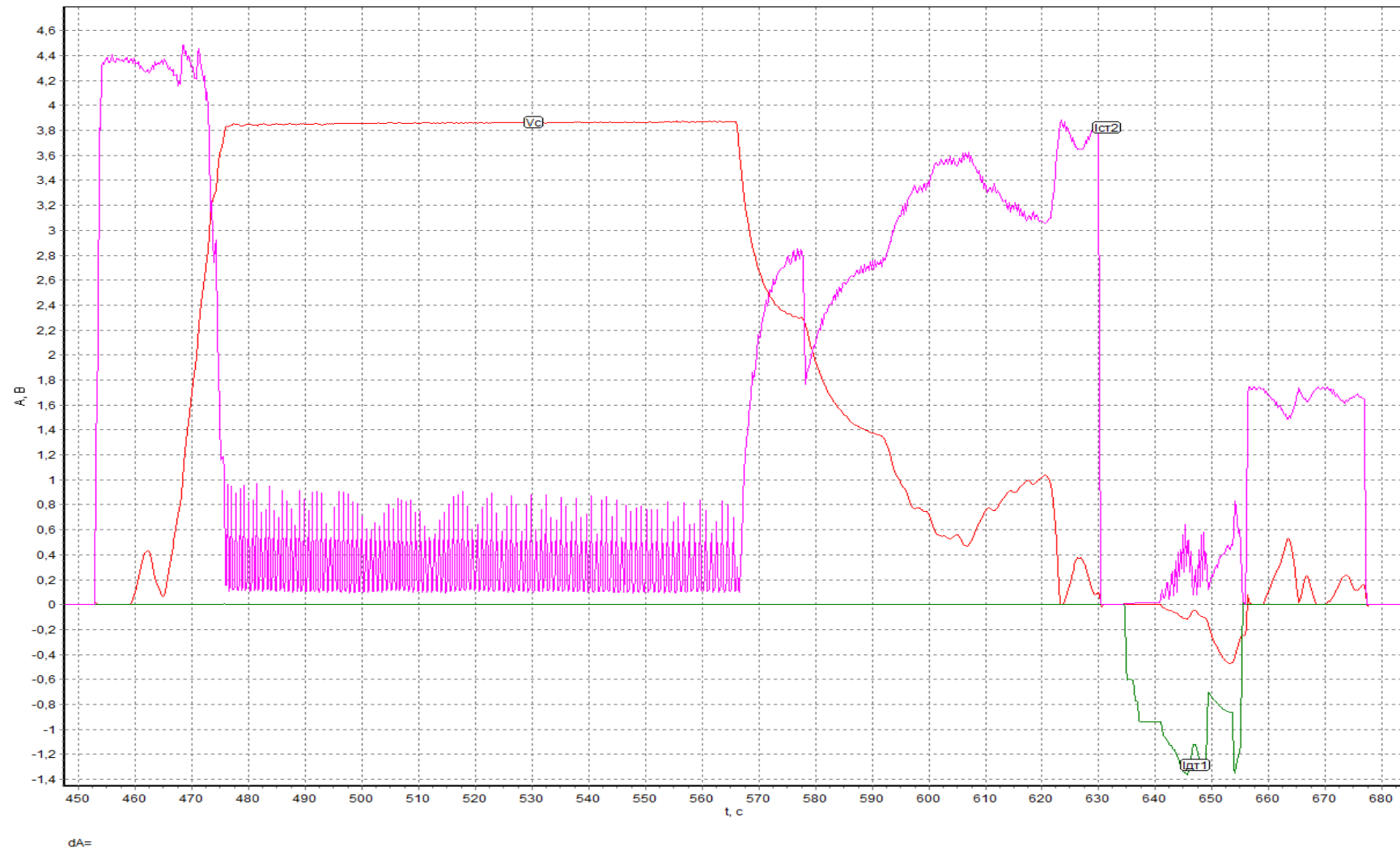


Рисунок 1.3 — Осциллограммы реального цикла подъема установки ЦР3,5х2,4

Наиболее характерным для подъемной установки режимом является растормаживание привода (момент времени 0 на Рисунке 1.2). При подаче команды на движение машина заторможена механическим тормозом. Чтобы после снятия тормоза не возникал обратный ход подъемной машины, необходимо в цепи ротора создать ток, обеспечивающий момент на валу двигателя. Заторможенное состояние подъемной машины эквивалентно условию $T_M = \infty$, где T_M — механическая постоянная времени привода. Угловая скорость электродвигателя при этом равна нулю [132]. Тогда структурная схема системы автоматического регулирования скорости двигателя преобразуется в структурную схему системы автоматического регулирования тока ротора, а быстроедействие контура регулирования момента должно быть таким, чтобы за время растормаживания подъемной машины момент двигателя стал равен статическому. При этом скорость нарастания тока в якорной цепи не должна превышать допустимое значение [132].

Основное уравнение движения привода для этого режима примет вид:

$$\begin{cases} M_{ДВ} - M_C \geq 0, \\ \omega = 0, \end{cases} \quad (1.1)$$

где $M_{ДВ}$ — момент, развиваемый двигателем;

M_C — статический момент (момент нагрузки);

ω — угловая скорость вращения ротора двигателя.

В цикле подъема груженого сосуда скорость движения сосуда и движущее усилие привода положительны (Рисунок 1.2). Рассмотрим диаграмму скорости (Рисунок 1.2а). На участках с положительным ускорением (участках разгона) основное уравнение движения привода примет вид:

$$\begin{cases} +M_{ДВ} - M_C = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} > 0, \\ \omega > 0, \\ \frac{d\omega}{dt} = const, \end{cases} \quad (1.2)$$

где J_{Σ} — суммарный приведенный к ротору момент инерции установки.

На участках с отрицательным ускорением (участки торможения) основное уравнение движения привода примет вид:

$$\begin{cases} M_{ДВ} - M_C = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} < 0, \\ \omega > 0, \\ \frac{d\omega}{dt} = const. \end{cases} \quad (1.3)$$

Следовательно, на указанных участках двигатель работает в тормозном режиме. При этом, поскольку момент нагрузки на валу двигателя является активным (обусловленным силой тяжести, направление которой не зависит от направления движения сосудов), обычно реализуется режим динамического торможения или торможения противовключением. При этом управление скоростью машины, необходимое для выдерживания требуемого ускорения, а также точного останова, затруднено (см. осциллограмму процесса подъема на Рисунке 1.3). Видно, что в существующем приводе скорость на участке замедления изменяется неравномерно из-за наличия рывков при переключении ступеней роторной станции. Кроме того, видно, что для точного останова сосуда приходится дополнительно использовать динамическое торможение, необходимость реализации которого дополнительно усложняет схему привода и ухудшает режим работы двигателя, а скорость машины в этом режиме изменяется неравномерно, что отрицательно сказывается на механической части привода.

На участках, в пределах которых скорость постоянна, выражение (1.1) примет вид:

$$\begin{cases} +M_{ДВ} - M_C = 0, \\ \omega > 0. \end{cases} \quad (1.4)$$

При опускании груженого сосуда выражения (1.1)–(1.4) изменятся в соответствии со знаками скорости, ускорения и движущего момента. На всем цикле привод работает в тормозном режиме.

По диаграммам, приведенным на Рисунках 1.2 и 1.3, также видно, что помимо движения сосуда с большой скоростью, привод также должен обеспечивать и движение сосуда с малой скоростью (при выборке напуска каната, на участках дотягивания и в режиме ревизии). Так, для рассматриваемой установки максимальная скорость движения сосуда в стволе составляет 7,808 м/с, а минимальная — 0,3 м/с (Рисунок 1.2), чему соответствует диапазон регулирования скорости 27:1. При этом на участках с малой скоростью привод должен обеспечивать такое же движущее усилие, как и на участках с большой скоростью. Кроме того, при работе привода на малой скорости возникает проблема уменьшения статической ошибки регулирования скорости, поскольку приемлемая просадка скорости при движении на большой скорости становится сопоставимой по величине с установившейся скоростью при движении на малой — это обуславливает необходимость коррекции динамических и статических свойств привода.

Исходя из вышесказанного, можно прийти к следующим выводам:

- 1) Двигатель шахтной подъемной установки работает в двигательном и тормозном режимах на разных участках рабочего цикла. При этом время работы в тормозном режиме сопоставимо с временем работы в двигательном;
- 2) Двигатель установки должен обеспечивать движение подъемного сосуда как вверх, так и вниз, то есть должен иметь возможность вращения в

обоих направлениях (реверсирования);

3) Привод должен обеспечивать большой диапазон регулирования скорости с сохранением постоянного ускорения и перегрузочной способности машины;

4) Привод должен обеспечивать режим растормаживания, то есть обеспечения требуемого технологией подъема динамического момента при $\omega = 0$, и режим торможения с точным остановом подъемного сосуда.

Существующие электроприводы переменного тока удовлетворяют этим требованиям не в полной мере. Приводы с роторной станцией не обеспечивают непрерывного изменения момента машины и минимизации статической ошибки в зависимости от текущей скорости; кроме того, в таких приводах до 30% энергии, подводимой к двигателю, теряется на нагрев роторных сопротивлений (потери тем больше, чем ниже скорость движения). Кроме того, в таких приводах при использовании торможения противовключением или динамического торможения трудно реализовать точный останов привода, что хорошо видно на осциллограммах, приведенных на рисунке 1.3. Частотное управление также не обеспечивает глубокого регулирования скорости из-за значительных потерь в стали машины при движении на низкой скорости [12]. Для схем на основе АВК затруднена реализация тормозных режимов и режима растормаживания из-за ограниченной управляемости преобразователя в роторной цепи двигателя. В этой связи перспективным видится применение схемы машины двойного питания для электропривода переменного тока ШПУ. Для этого необходимо изучить вопросы построения электропривода на основе МДП.

1.3 Применение машины двойного питания в электроприводе

Как было указано выше, одним из наиболее перспективных вариантов модернизации существующих электроприводов подъемных установок на основе АДФР является включение АДФР по схеме машины двойного питания с

соответствующим управлением. В большинстве источников под машиной двойного питания понимается особая схема подключения асинхронного двигателя с фазным ротором, в которой в ротор машины вводится источник добавочного напряжения с регулируемыми параметрами — амплитудой, фазой и частотой. Это определение также используется в настоящей работе. Обычно реализация такой схемы предполагает подключение к ротору АДФР преобразователя частоты (иногда также преобразователи частоты подключаются и к ротору, и к статору). Часто такие схемы рассматриваются как разновидность асинхронно-вентильного каскада с полностью управляемым преобразователем напряжения в роторе. Значительный вклад в теорию машин двойного питания и каскадных схем внесли такие ученые как М. М. Ботвинник, Г. Б. Онищенко, В. Н. Мещеряков, Д. В. Безденежных, А. В. Аристов, М. В. Глазырин, Г. М. Тутаев, В. Norfensperger, M. S. Carmelli, S. Drid, P. C. Roberts и другие.

Как показал анализ литературных источников по теме диссертационного исследования, как зарубежные, так и отечественные подходы к применению схемы машины двойного питания в производстве и исследованию ее свойств можно разделить на две основные группы.

Первая группа — это работы, посвященные применению машины двойного питания в автономных энергосистемах ([25–46] и другие работы). В рамках этого подхода МДП рассматривается как более дешевый и надежный аналог синхронного генератора, обладающий электромеханическими характеристиками, оптимальными для ветровой нагрузки. При этом рассматривается, в основном, один режим работы машины — режим рекуперативного торможения на сверхсинхронной скорости, соответствующий одной из искусственных механических характеристик. Исследование электромеханического преобразования в машине при этом обычно сводится к исследованию работы машины в окрестностях синхронной скорости либо к исследованию работы машины в режиме, подобном работе синхронного двигателя (генератора) при независимом управлении частотой напряжения, подведенного к ротору. Следует

отметить, что при этом анализируются лишь свойства машины, связанные с особенностями ветровой нагрузки на нее и генерирования энергии в этом режиме. Динамика машины также исследуется только применительно к узкому случаю ветровой нагрузки и линейного участка механической (электромеханической) характеристик. Вопросы управления такими машинами разработаны достаточно хорошо, что позволяет относительно просто строить системы частотного управления ими для систем с небольшим диапазоном регулирования скорости.

Часть указанных работ [29; 36; 38], помимо исследования свойств МДП в режиме, подобном синхронному или асинхронному генератору, посвящена проектированию и исследованию электромашинных преобразователей частоты на основе МДП. При этом применяются традиционные методы управления этими преобразователями, основанные на принципах векторного управления синхронными машинами с соответствующими модификациями.

Основные задачи, решаемые в рамках данной группы работ: управление активной и реактивной мощностью машины, обеспечение стабильности генерируемой мощности вне зависимости от силы ветра и другие специфичные для ветроэнергетики задачи. К сожалению, поскольку в рамках указанного подхода исследуется работа МДП в качестве генератора с малым диапазоном выходных частот, математическая модель машины строится только для этого режима или используется математическая модель синхронной машины. При этом основное внимание уделяется работе машины с ветровой нагрузкой, а остальные режимы нагружения практически не исследуются. Таким образом, исследования, проведенные в указанных источниках, не затрагивают работу МДП в системах электропривода с глубоким регулированием скорости. В этой связи необходимо проводить исследования по применению машины двойного питания в электроприводе и особенности управления ее скоростью. Тем не менее, исследования, проведенные в указанных работах, позволяют изучить общие вопросы функционирования МДП и особенностей электромеханического преобразования энергии в ней.

Основные теоретические сведения по применению МДП в электроприводе изложены в [47–65]. В рамках данного подхода, в основном, рассматриваются вопросы применения МДП для привода механизмов с малым диапазоном регулирования скорости и вентиляторной механической характеристикой — вентиляторов, насосов и компрессоров [53–57; 66; 67; 68–70]. МДП также находит применение в электроприводах колебательного движения [22; 23; 71–74] и электромеханических передачах судовых гребных установок [75]. Имеются сведения о применении МДП в электроприводах конвейеров [76].

В вышеуказанных публикациях, посвященных применению МДП в электроприводе, как правило, в качестве отправного принимается положение о том, что МДП следует применять для привода механизмов, для которых не требуется большой диапазон регулирования скорости — насосов, вентиляторов, компрессоров и др. [52]. Это объясняется тем, что при построении таких электроприводов стремятся минимизировать мощность ПЧ в цепи ротора АД ФР. Другим соображением такого рода является изложенное в [76] мнение о сложности систем управления электроприводом с машиной двойного питания и большим диапазоном регулирования скорости.

В то же время имеются сведения [1] об успешном применении МДП с ПЧ в роторе, рассчитанным на полную мощность привода, для электропривода ШПУ и о достижении приводом высоких регулировочных и динамических характеристик. Однако в указанной работе не приведено никаких теоретических сведений по разработке, кроме функциональной схемы, векторных диаграмм для двух режимов работы привода и краткого описания его работы. Также вопрос применения МДП для привода рудничных подъемных установок освещен в [77–80]. В [78] предложена схема МДП с частотными преобразователями в статоре и роторе машины; в [79] предложена как традиционная схема МДП с питанием статора и ротора, так и схема с короткозамкнутым статором. Однако схему, описанную в [78] нельзя признать оптимальной из-за наличия двух частотных преобразователей с совместным управлением, усложняющего алгоритмы

управления машиной, а в [79–80] не приведены ни алгоритмы управления, ни принципиальные схемы установок.

Таким образом, в рассмотренных источниках по теме диссертационного исследования практически не был рассмотрен вопрос о применении машины двойного питания в электроприводах с большим диапазоном регулирования скорости. В тех же источниках, где присутствуют сведения о таком использовании МДП, не приведены технические подробности реализации такого привода. Кроме того, в указанных работах не рассматривается математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии в машине двойного питания. Таким образом, существует необходимость разработки математического описания процессов электромеханического преобразования энергии в машине двойного питания с большим диапазоном регулирования скорости при изменении параметров добавочного напряжения на роторе, а также вопросов ее применения в электроприводе с большим диапазоном регулирования скорости.

Наиболее современным методом исследования свойств электрических машин и электроприводов является их математическое моделирование. Особенно актуален этот метод для электроприводов подъемных установок, прямое исследование которых обычно не представляется возможным, поскольку эти электроприводы относятся к наиболее ответственным. По этой причине необходимо также изучить современное состояние в области математического моделирования машины двойного питания.

1.4 Существующие математические модели машины двойного питания

Также были исследованы работы, посвященные построению математических моделей МДП и систем управления ими. Большинство работ отмечают высокую сложность построения математической модели МДП из-за наличия источника напряжения в роторе. Пути решения данной проблемы, однако, различны.

В [27] и [81] предлагаются методы моделирования и управления МДП, основанные на методах нечеткой логики и робастного управления. При этом используется идентификация состояния машины через потокосцепления ее обмоток, что приводит к значительному усложнению модели и требует использования специальных методов управления.

Работы [81–89] посвящены реализации бездатчикового векторного управления МДП с использованием MRAS (*model reference adaptive system*, адаптивная система с задающей моделью). В рамках этого подхода управление машиной осуществляется с помощью адаптивной САУ с настройкой по модели машины. При этом модель машины с помощью различных методов идентификации настраивается согласно текущему состоянию машины. Основной сложностью при реализации данного подхода является необходимость разрешения в процессе идентификации и настройки нелинейных уравнений состояния машины, которые, в отличие от уравнений для классической MRAS для АД КЗ [90], являются гораздо более сложными из-за наличия источника напряжения в роторе. Кроме того, в рамках указанного подхода необходима идентификация потокосцеплений обмоток машины или применение датчиков Холла в стали машины.

Подход, разработанный в [91–114] связан с применением к МДП бездатчиковых методов FOC (*field-oriented control*, векторное управление с ориентацией по основному магнитному потоку) и прямого управления моментом [115]. В рамках данного подхода МДП описывается при помощи переменных и матриц состояния и векторных уравнений. При этом состояние машины, как и в рамках описанного выше подхода, описывается исходя из текущих значений потокосцеплений обмоток и, таким образом, требует их идентификации. Сложность математического описания электромеханического преобразования энергии при наличии двух источников переменного напряжения компенсируется в рамках данного подхода численными методами разрешения указанных нелинейных уравнений, а также применением линеаризации математического

описания электромагнитного состояния обмоток машины. В целом, данный подход обладает теми же недостатками, что и предыдущий.

При этом в рамках всех рассмотренных подходов математическое моделирование МДП связано с идентификацией потокоцеплений обмоток аналогично математическому описанию асинхронного двигателя. Процессы, характерные для МДП в силу наличия второго источника переменного напряжения, практически не рассматриваются. Наиболее подробно теоретические вопросы МДП разработаны в [6; 10; 51–53]. Однако в указанных работах также недостаточно внимания уделено вопросам управления скоростью МДП (так, не приведены механические и электромеханические характеристики МДП, кроме полученных в [52] экспериментально, не предложены структурные схемы МДП для систем управления).

В [52] предложено выражение для комплексного значения напряжения на роторе:

$$\bar{U}_R = U_R e^{j\delta}, \quad (1.5)$$

где U_R — амплитуда напряжения, подведенного к ротору;

δ — фазовый сдвиг напряжения, подведенного к ротору, относительно напряжения, подведенного к статору.

При этом указывается, что частота напряжения, подведенного к ротору, может задаваться как независимо, так и в зависимости от скорости вращения ротора двигателя. В первом случае (подробно описанном в [6]) режим работы машины подобен режиму работы синхронного двигателя, потому такой режим условно назван «синхронным». Во втором случае значение частоты напряжения, подведенного к ротору в каждый момент времени, должно быть равно текущему значению частоты собственной ЭДС ротора. В этом случае режим работы машины в большинстве случаев аналогичен асинхронному двигателю, поэтому он назван асинхронным. В дальнейшем также будем пользоваться этими названиями.

Также в [21] и [52] введены понятия относительного напряжения на роторе и уточненного относительного напряжения:

$$\begin{aligned} U_{ROTH} &= \frac{U_R}{U_S}, \\ U_R^* &= U_{ROTH} / k_S. \end{aligned} \quad (1.6)$$

где U_{ROTH} — относительное напряжение на роторе;

U_R^* — уточненное относительное напряжение на роторе;

k_S — коэффициент связи статора.

На основе выражений (1.5) и (1.6) получено выражение, связывающее напряжение на роторе и статоре:

$$U_R = U_R e^{j\delta} = U_R^* k_S U_S e^{j\delta}. \quad (1.7)$$

В [52] было также предложено выражение для механической характеристики МДП, приведены экспериментально полученные механические характеристики. Для математического описания машины предложен метод вращающейся самоориентирующейся системы координат и рассмотрены уравнения МДП для системы координат, связанной с током ротора.

Аналогичный подход предложен в [116]. Исходя из тех же соображений, что и в [52], авторами получены векторная диаграмма машины двойного питания в асинхронном режиме и выражение, связывающее электромагнитный момент машины, текущее скольжение и параметры напряжения, подведенного к ротору

Таким образом, в [52] и [116] достаточно подробно рассмотрена схема замещения МДП и получено универсальное уравнение ее механической характеристики. Кроме того, в [52] был предложен метод подвижной системы координат для описания МДП, но получены уравнения только для системы координат, связанной с током ротора (неудобной для применения на практике),

при этом структурная схема машины получена не была, а анализ динамики машины производился на основе экспериментальных данных и приближенных численных методов. Вместе с тем при рассмотрении статических характеристик как в [52], так и в [116] авторы ограничились только экспериментально снятыми рабочими участками характеристик, не представив анализа влияния на характеристики машины изменения амплитуды и фазы напряжения, подведенного к ротору.

В [6] и [51] приведены выражения для описания «синхронного» режима МДП, однако не была предложена математическая модель машины и не была исследована ее динамика. При этом в [6] предприняты попытки исследования указанного режима, в то время как в [51] автор ограничивается лишь небольшим анализом полученных выражений без выводов.

При этом все предлагаемые модели обладают высокой сложностью (являются многоконтурными либо многоканальными, а также содержат большое количество перекрестных связей, в том числе обратных), что существенно усложняет или делает невозможным применение данных моделей при разработке систем управления.

Таким образом, проведенные в указанных источниках построения и исследования математической модели машины двойного питания нельзя признать исчерпывающими. Большинство из исследованных математических моделей малоприспособлены для применения на практике, поскольку требуют либо достаточно сложных преобразований, либо учета сложно идентифицируемых величин. Кроме того, предлагаемые модели ориентированы на представление одного режима работы машины (как правило, асинхронного), и не предполагают регулирования скорости машины в большом диапазоне. Следовательно, существует необходимость в построении математической модели машины, пригодной для практического применения в системе электропривода подъемной установки и описывающей возможные режимы ее работы, указанные в п. 1.2.

1.5 Электроприводы на основе машины двойного питания для подъемных установок

Как показал проведенный анализ, в настоящее время также существует относительно малое число реально применяемых систем электропривода подъемных установок, основанных на МДП. Лидером в области внедрения таких электроприводов и построении систем управления для них является ООО «Эрасиб» (г. Новосибирск). Данным предприятием выпускается специализированный преобразователь частоты «ЭРАТОН-ФР», предназначенный для построения систем машины двойного питания на основе систем электропривода с АД ФР и роторной станцией.

В схеме, приведенной на Рисунке 1.4, в качестве источника добавочного напряжения на роторе используется частотный преобразователь с двумя вентильными группами, построенный по схеме с промежуточным звеном постоянного тока. При этом система управления управляет одной вентильной группой ([78–80]).

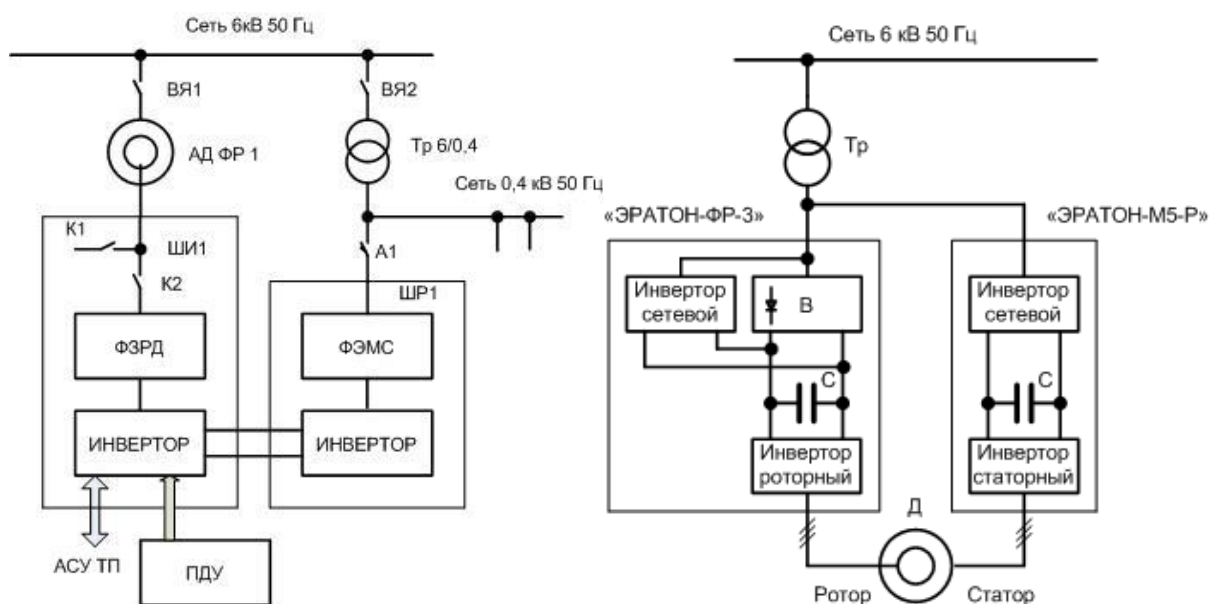


Рисунок 1.4 — Предлагаемая ООО «Эрасиб» функциональная структура системы управления электроприводом

Данный вариант в целом аналогичен хорошо известной схеме электропривода, предложенной Г. Б. Онищенко [52] и Bernhard Hopfensperger [53-58], и обладает всеми присущими ей недостатками, в первую очередь, управляемость только одной группы ограничивает управляемость системы и не позволяет легко построить систему электропривода с большим диапазоном регулирования скорости.

Другой вариант построения системы электропривода на основе схемы машины двойного питания, предлагаемый ООО «Эрасиб», предполагает установку преобразователей частоты в цепи как ротора, так и статора. Силовая схема такой установки приведена на Рисунке 1.5.

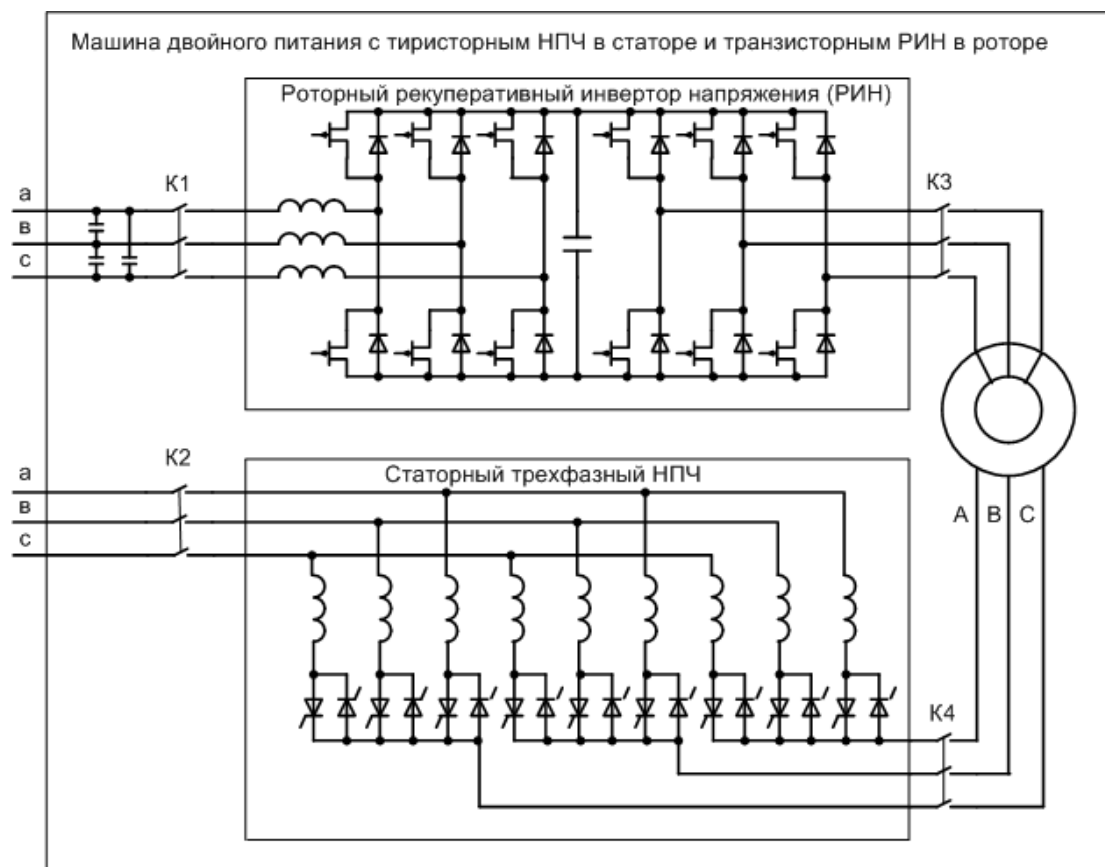


Рисунок 1.5 — Принципиальная электрическая схема предлагаемого ООО «Эрасиб» варианта системы электропривода на основе машины двойного питания

В данном случае питание машины от преобразователей частоты как статора,

так и ротора позволяет реализовать достаточно большой диапазон регулирования скорости, однако построение такой схемы сложно, требует учета изменения свойств магнитной системы машины при снижении частоты напряжения на статоре, а также трудно реализуемо для высоковольтных асинхронных двигателей (с напряжением на статоре 6 кВ и выше).

Украинским предприятием АОЗТ «Элетекс» в 2005 г. на шахте «Благодатная» ПО «Павлоградуголь» введен в эксплуатацию электропривод подъемной машины 2Ц4х1,8 на основе асинхронно-тиристорного каскада, являющегося видом машины двойного питания [1]. Функциональная схема привода приведена на Рисунке 1.6.

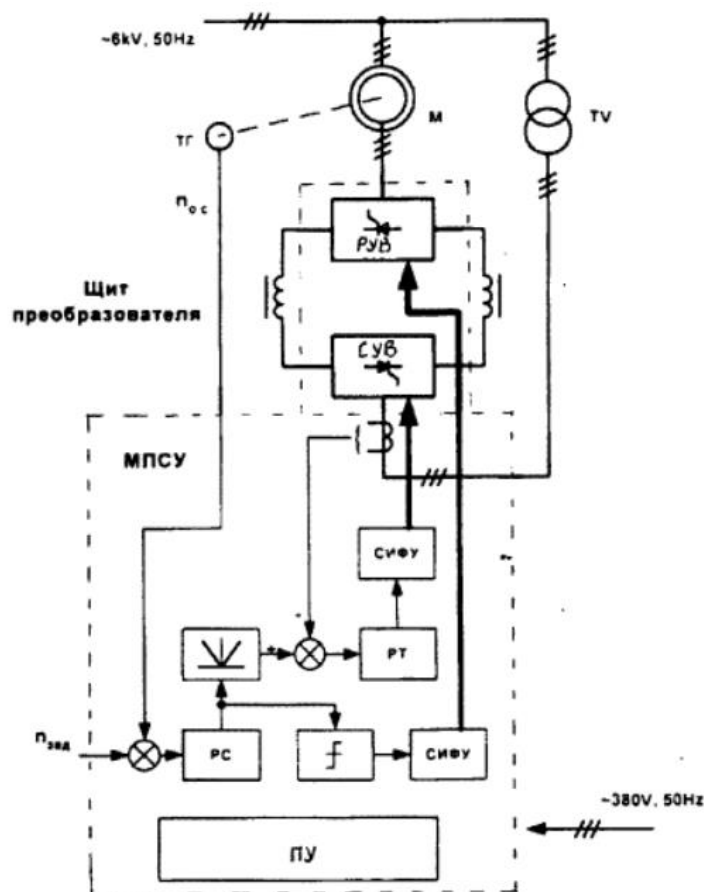


Рисунок 1.6 — Функциональная схема электропривода шахтной подъемной установки, предлагаемая АОЗТ «Элетекс»

Недостатком такого привода является необходимость обеспечения пуска и реверсирования путем подключения к ротору роторной станции активных сопротивлений [1]. Таким образом, схема не обеспечивает режима растормаживания, а также не устраняет необходимость применения роторной станции. Кроме того, использование в схеме роторного преобразователя тиристорov с управлением от СИФУ ограничивает диапазон регулирования скорости, поскольку в данном случае он зависит от допустимых углов отпирания вентилей [52].

По результатам исследования текущего состояния электропривода с МДП можно прийти к выводу о том, что теоретические и практические вопросы применения МДП в электроприводе подъемной установки и в целом механизмов с большим диапазоном регулирования скорости разработаны недостаточно. В литературных источниках (кроме [52] и [116]) мало внимания уделяется и механическим и электромеханическим характеристикам МДП и ее динамическим свойствам. В целом, можно считать, что вопрос математического описания МДП разработан недостаточно и, в основном, применительно к узким задачам управления электроприводами с диапазоном регулирования, не превышающим 2:1. Существующие варианты практической реализации электропривода ШПУ на основе МДП также не в полной мере соответствуют сформулированным в п. 1.2 требованиям к электроприводу ШПУ — так, ни одна из схем, рассмотренных в данном параграфе, не обеспечивает режима растормаживания без использования роторной станции; кроме того, не было предложено методик построения модели машины и алгоритмов функционирования электропривода на ее основе.

Таким образом, необходимо разработать методику построения математической модели машины двойного питания; построить модель машины двойного питания, пригодную для параметрического анализа и синтеза и применения в системах управления; разработать методику и алгоритм управления машиной двойного питания для электропривода подъемной установки с и возможностью реализации характерных режимов, рассмотренных в п. 1.2,

построить схему электропривода подъемной установки на основе машины двойного питания.

Выводы по главе 1 и постановка целей диссертационного исследования

1. Существующие электроприводы ШПУ переменного тока не удовлетворяют требованиям, перечисленным в п. 1.2, в полной мере. Для выполнения этих требований целесообразно построить привод на основе машины двойного питания, поскольку он обладает хорошими энергетическими показателями и не требует замены имеющихся подъемных двигателей.

2. Теоретические вопросы математического описания и управления скоростью и моментом для МДП разработаны недостаточно, в частности, не предложены модели, пригодные для применения в системах автоматического управления; не предложены структурные схемы МДП при различных способах задания частоты добавочного напряжения на роторе; не исследована работа МДП при диапазоне регулирования скорости, характерном для подъемных установок.

3. Не разработаны системы управления электроприводом на МДП с большим диапазоном управления скоростью и сохранением перегрузочной способности машины. В имеющихся схемах не реализован режим растормаживания машины.

Исходя из вышеприведенного анализа литературных источников по тематике диссертации, сформулированы следующие цели и задачи диссертационного исследования.

Цель работы заключается в разработке структуры системы управления электроприводом переменного тока шахтной подъемной установки с машиной двойного питания и алгоритмов ее функционирования.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать математическую модель машины двойного питания для электропривода подъемной установки и исследовать процессы

электромеханического преобразования энергии в машине двойного питания при регулировании ее скорости.

2. Исследовать возможные способы реализации характерных для подъемной установки режимов в электроприводе на основе машины двойного питания, разработать и исследовать способы расширения диапазона регулирования скорости машины двойного питания в электроприводе подъемной установки.

3. Разработать систему автоматического регулирования скорости и алгоритм работы системы логического управления для электропривода переменного тока шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания.

Для исследования возможности и особенностей применения МДП в электроприводе ШПУ необходимо исследовать особенности электромеханического преобразования энергии при вводе в ротор АД ФР источника добавочного напряжения. Целью данного параграфа является получение и изучение статических механических характеристик МДП в различных режимах работы.

На схеме замещения приняты следующие обозначения:

$\bar{I}_S$ — ток статора в комплексной форме;

$L_{\sigma S}$ — собственная индуктивность рассеяния статора;

$\bar{I}_\mu$ — ток намагничивания машины в комплексной форме;

L_μ — индуктивность контура намагничивания;

$L_{\sigma R}$ — собственная индуктивность рассеяния ротора;

L_S — индуктивность статора;

L_R — индуктивность ротора;

R_S — активное сопротивление статора;

R_R — активное сопротивление ротора;

$\bar{U}_R$ — добавочное напряжение, подведенное к ротору, в комплексной форме;

s — относительная частота ЭДС ротора;

ω_0 — угловая скорость вращения магнитного поля статора;

ω — угловая скорость вращения ротора;

$\bar{\Psi}_S$ — потокосцепление статора в комплексной форме;

$\bar{\Psi}_R$ — потокосцепление ротора в комплексной форме;

L_μ — индуктивность намагничивания;

ω_κ — угловая скорость вращения системы координат (см. пп. 2.2, 2.3).

Запишем законы Кирхгофа для Т-образной схемы замещения и уравнение формирования момента:

$$\begin{cases} \bar{U}_S = j\omega_0 \bar{\Psi}_S + \bar{I}_S R_S, \\ \bar{U}_R = j\omega_0 s \bar{\Psi}_R + \bar{I}_R R_R, \\ M = -\frac{3}{2} z_{II} \frac{L_\mu}{L_S L_R - L_\mu^2} [\bar{\Psi}_S \times \bar{\Psi}_R] \end{cases} \quad (2.1)$$

где z_{II} — число пар полюсов на статоре машины.

Пренебрежем активным сопротивлением статора и его индуктивным

сопротивлением рассеяния. Примем также, что комплексное значение напряжения, подведенного к ротору, выражается в соответствии с (1.5) и (1.6):

$$\begin{aligned}\bar{U}_R &= U_R e^{j\delta}, \\ U_{ROTH} &= \frac{U_R}{U_S}, \\ U_R^* &= U_{ROTH} / k_S.\end{aligned}$$

Коэффициент рассеяния машины определяется выражением:

$$\sigma = 1 - \frac{L_\mu^2}{L_S L_R} \quad (2.2)$$

Токи обмоток статора и ротора машины с учетом (2.2) определяются по выражениям:

$$\begin{cases} \bar{I}_S = \frac{1}{\sigma L_S} \bar{\Psi}_S - \frac{k_R}{\sigma L_S} \bar{\Psi}_R \\ \bar{I}_R = -\frac{k_S}{\sigma L_R} \bar{\Psi}_S - \frac{1}{\sigma L_R} \bar{\Psi}_R, \end{cases} \quad (2.3)$$

где k_S, k_R — коэффициенты связи статора и ротора соответственно.

Подставив (2.3) в (2.1), получим:

$$\begin{cases} \bar{U}_S = \left(\frac{R_S}{\sigma L_S} + j\omega_0 \right) \bar{\Psi}_S - \frac{R_S k_R}{\sigma L_S} \bar{\Psi}_R, \\ \bar{U}_R = -\frac{R_R k_S}{\sigma L_R} \bar{\Psi}_S + \left(\frac{R_R}{\sigma L_R} + j\omega_0 \right) \bar{\Psi}_R, \\ M = -\frac{3}{2} p_{II} \frac{L_\mu}{L_S L_R - L_\mu^2} [\bar{\Psi}_S \times \bar{\Psi}_R] \end{cases} \quad (2.4)$$

Система уравнений (2.4) описывает машину двойного питания (при $\bar{U}_R \neq 0$).

Произведение σL_R , называемое эквивалентной индуктивностью машины, определится по соотношению:

$$\sigma L_R = L_K, \quad (2.5)$$

где $L_K = L_R + L_S$ — индуктивность машины в режиме короткого замыкания.

Выразим реактивное сопротивление короткого замыкания X_K через индуктивность L_K :

$$X_K = 2\pi f_C L_K = X_{S|f_C} + X_{R|f_C}, \quad (2.6)$$

где f_C — номинальная частота напряжения питающей сети;

$X_{S|f_C}$ — реактивное сопротивление статора при номинальном напряжении питающей сети;

$X_{R|f_C}$ — реактивное сопротивление ротора при номинальном напряжении питающей сети.

Разделим обе части второго уравнения системы (2.4) на ω_0 :

$$\frac{\bar{U}_R}{\omega_0} = -\frac{R_R k_S}{\omega_0 \sigma L_R} \bar{\Psi}_S + \left(\frac{R_R}{\omega_0 \sigma L_R} + js \right) \bar{\Psi}_R. \quad (2.7)$$

Выразим критическое скольжение машины на естественной механической характеристике через сопротивления:

$$\frac{R_R}{\omega_0 \sigma L_R} \approx \frac{R_{Rh}}{X_{Kh}} = s_{KPe}, \quad (2.8)$$

где R_{Rh} — номинальное активное сопротивление ротора;

X_{Kh} — номинальное реактивное сопротивление короткого замыкания машины;

s_{KPe} — критическое скольжение машины на естественной механической характеристике (при условии $\bar{U}_R = 0$).

Пренебрежем активным сопротивлением статора, и запишем первые два уравнения системы (2.4) с учетом (2.8) в виде:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_S = \frac{\bar{U}_S}{j\omega_0}, \\ \bar{\Psi}_R = \frac{\bar{U}_R}{\omega_0} \frac{1}{s_{KPh} + js} + \frac{\bar{U}_S k_S}{j\omega_0} \frac{s_{KPe}}{s_{KPe} + js}, \\ M = -\frac{3}{2} p_{II} \frac{L_\mu}{L_S L_R - L_\mu^2} [\bar{\Psi}_S \times \bar{\Psi}_R] \end{cases} \quad (2.9)$$

В полученной системе уравнений (2.9) присутствует связь между моментом, развиваемым машиной, и скоростью вращения ротора. Однако в таком виде система (2.9) малоприспособна как для дальнейшего анализа, так и для использования в практических задачах, поскольку в третье уравнение системы входит векторное произведение потокоцеплений обмоток машины. Его вычисление затруднено, поскольку требует определения комплексных значений потокоцеплений обмоток машины, что является сложной задачей даже при наличии встроенных в сталь машины датчиков Холла.

Выразим критическое скольжение машины на естественной механической характеристике через сопротивления:

$$\frac{R_R}{\omega_0 \sigma L_R} \approx \frac{R_{R\mathcal{H}}}{X_{K\mathcal{H}}} = s_{KPe}, \quad (2.10)$$

При использовании системы координат, связанной с полем машины (система x - y), проекции переменных координат машины являются постоянными величинами. Определим проекции потокоцеплений ротора и статора, определенных по первым двум уравнениям системы (2.9), опустив промежуточные преобразования:

$$\begin{cases} \Psi_{Sx} = 0, \\ \Psi_{Sy} = -\frac{U_S}{\omega_0}, \\ \Psi_{Ry} = \frac{R_R L_R \sigma k_S U_S}{R_R^2 + \omega_0^2 s^2 \sigma^2 L_R^2} \left(U_2^* \cos \delta + \frac{\omega_0 s \sigma L_R U_R^*}{R_R} - s \right), \\ \Psi_{Rx} = \frac{R_R L_R \sigma k_S U_S}{R_R^2 + \omega_0^2 s^2 \sigma^2 L_R^2} \left(U_2^* \sin \delta - \frac{\omega_0 s \sigma L_R U_R^*}{R_R} \cos \delta - s_{KPe} \right). \end{cases} \quad (2.11)$$

В системе координат x - y выражение для момента примет вид:

$$M = \frac{3}{2} z_{II} \frac{k_S}{\sigma L_R} (\Psi_{Rx} \Psi_{Sy} - \Psi_{Ry} \Psi_{Sx}). \quad (2.12)$$

Подставив (2.11) в (2.12) в выражение для момента, получим следующее выражение:

$$M = \frac{3}{2} z_{II} \frac{k_S^2 U_S^2}{\omega_0^2 \sigma L_R} \frac{s_{KPe} s}{s_{KPe}^2 + s^2} \left[1 - \frac{U_R^*}{s} \left(\cos \delta + \frac{s}{s_{KPe}} \sin \delta \right) \right]. \quad (2.13)$$

При $\bar{U}_R = 0$ и прочих номинальных условиях выполняется следующее

соотношение:

$$M_{KPe} = \frac{3}{2} z_{II} \frac{k_S^2 U_S^2}{\omega_0^2 \sigma L_R}, \quad (2.14)$$

где M_{KPe} — критический момент машины на естественной механической характеристике.

С учетом (2.10) выражение (2.13) примет вид:

$$M = \frac{2M_{KPe} s_{KPe} \omega_0 (\omega_0 - \omega)}{\omega^2 - 2\omega\omega_0 + \omega_0^2 (1 - s_{KPe}^2)} \left(1 + \frac{U_R^* \sin \delta}{s_{KPe}} - \frac{U_R^* \cos \delta}{\omega_0 - \omega} \right). \quad (2.15)$$

Перейдем в выражении (2.15) от скорости к скольжению:

$$M = \frac{2M_{KPe}}{s_{KPe} / s + s / s_{KPe}} \left[1 - \frac{U_R^*}{s} \left(\cos \delta + \frac{s}{s_{KPe}} \sin \delta \right) \right] \quad (2.16)$$

Выражение (2.16) аналогично выражению для момента, полученному в [52]. В соответствии с (2.16) электромагнитный момент машины двойного питания определяется двумя составляющими:

$M_E = \frac{2M_{KPe}}{s_{KPe} / s + s / s_{KPe}}$ — момент двигателя в естественной схеме включения (с

короткозамкнутым ротором);

$\left[1 - \frac{U_R^*}{s} \left(\cos \delta + \frac{s}{s_{KPe}} \sin \delta \right) \right]$ — сомножитель, зависящий от параметров

добавочного напряжения в цепи ротора.

Для анализа влияния амплитуды и фазы добавочного напряжения на роторе на вид механических характеристик, исследуем характеристики МДП на основе

двигателя МТФ-111-Н6 (Рисунок 2.2) в асинхронном режиме.

По графикам, приведенным на Рисунке 2.2, видно, что скорость идеального холостого хода машины снижается и уменьшается критический момент. Жесткость рабочего участка характеристик также уменьшается относительно естественной, причем она зависит от фазового сдвига добавочного напряжения. В целом, полученные данные аналогичны экспериментальным характеристикам, полученным в [52] опытным путем.

Увеличивая амплитуду добавочного напряжения, можно добиться ввода МДП в режим торможения. Механические характеристики МДП в режиме торможения приведены на Рисунке 2.3. Видно, что в этом случае скорость идеального холостого хода на искусственных характеристиках снижается. Следовательно, изменением амплитуды добавочного напряжения на роторе можно добиться рекуперативного торможения машины.

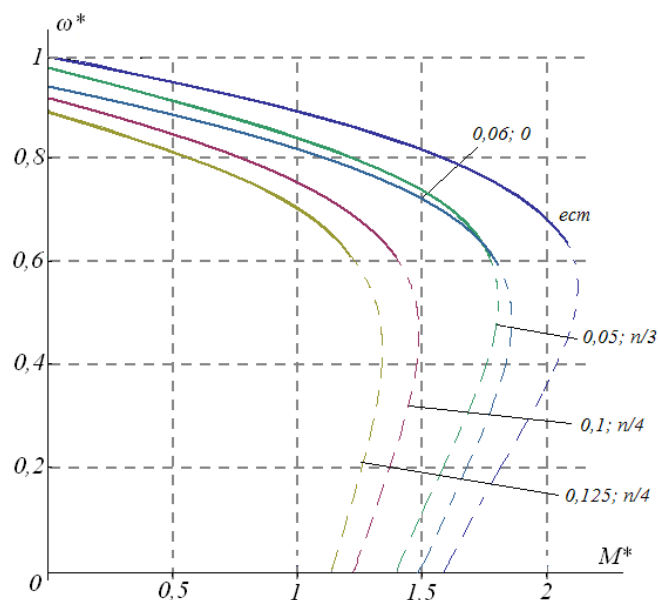


Рисунок 2.2 — Механические характеристики МДП в асинхронном режиме при различных значениях амплитуды и фазы добавочного напряжения на роторе (сплошными линиями показаны участки характеристики с отрицательной жесткостью; *ест* — естественная характеристика; первое число у характеристики — U_R^* , вторая — фазовый сдвиг)

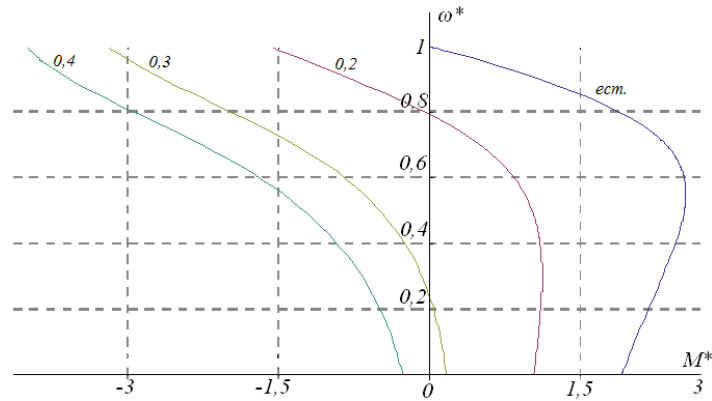


Рисунок 2.3 — Семейство механических характеристик при рекуперативном торможении при $\delta = \frac{\pi}{4}$ и различных значениях U_R^* (число у характеристик)

Для исследования влияния фазового сдвига на вид механических характеристик МДП в асинхронном режиме рассмотрим их для случая фиксированной амплитуды добавочного напряжения на роторе и изменения фазового сдвига. По характеристикам, приведенным на Рисунке 2.4 видно, что изменение фазы добавочного напряжения на роторе приводит к изменению жесткости рабочего участка механической характеристики МДП и ее перегрузочной способности.

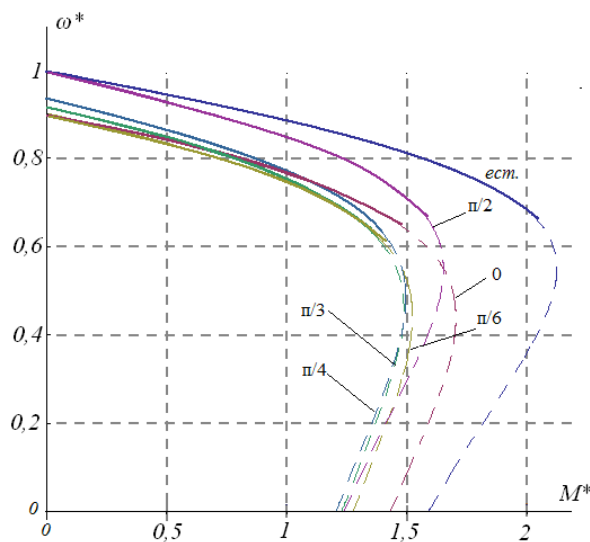


Рисунок 2.4 — Семейство механических характеристик МДП на основе двигателя МТФ-111 Н6 в асинхронном режиме при $U_R^* = 0,1$ и различных значениях угла δ

Для определения возможности работы МДП в диапазоне скоростей $0 \leq \omega \leq 0,5\omega_0$ рассмотрим семейство механических характеристик машины, приведенное на Рисунке 2.5.

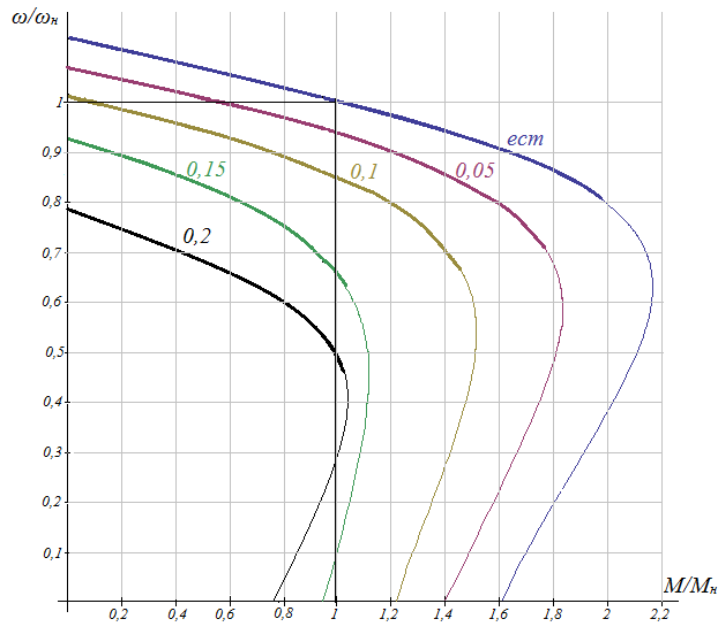


Рисунок 2.5 — Семейство механических характеристик МДП при фазовом сдвиге $\pi/6$ (утолщенными линиями выделены рабочие участки характеристик, число у характеристики — U_R^*)

По приведенным характеристикам видно, что перегрузочная способность МДП падает с уменьшением скорости, поэтому устойчивая работа машины при номинальном моменте нагрузки осуществима только в диапазоне скоростей $0,5 \leq \omega \leq \omega_0$. Из этого следует, что регулирование скорости МДП при изменении только амплитуды и фазового сдвига добавочного напряжения на роторе ограничено диапазоном 2-2,5:1.

Для МДП возможен режим, при котором в цепь ротора вводится добавочное напряжение, частота которого отличается от частоты собственной ЭДС ротора. В этом случае скорость вращения ротора определяется выражением:

$$\omega = \frac{2\pi(f_S - f_R)}{z_{II}} = \frac{\omega_{0\Delta} - \omega_{R\Delta}}{z_{II}}, \quad (2.17)$$

где f_S, f_R — соответственно, частота напряжения на статоре и роторе;

$\omega_{0\Delta}, \omega_{R\Delta}$ — соответственно, скорости вращения магнитных полей статора и ротора.

В этом случае скорость вращения ротора задается изменением частоты добавочного напряжения на роторе f_R . В [6; 52; 116] указывается, что в таком режиме, называемом синхронным, свойства МДП сходны со свойствами синхронной машины, а механические характеристики являются абсолютно жесткими. В [6] получено уравнение механической характеристики машины для этого случая:

$$M = \left(\frac{L_\mu}{L_S} \right)^2 \frac{3sR'_R U_S^2}{\omega_0 (R_R'^2 + X_K'^2 s^2)} + \frac{L_\mu}{L_S} \frac{3U_S U_R}{\omega \sqrt{R_R'^2 + X_K'^2 s^2}} \sin \theta, \quad (2.18)$$

где штрихом обозначено приведение роторных величин к статорным, а угол нагрузки определяется по выражению $\theta = \varphi_{RS} + \arctg \frac{sX_K'}{R_R'}$.

Из (2.18) следует, что в таком режиме момент машины также имеет две составляющие: обусловленную собственными свойствами АД ФР

$M_{ad} = \left(\frac{L_\mu}{L_S} \right)^2 \frac{3sR'_R U_S^2}{\omega_0 (R_R'^2 + X_K'^2 s^2)}$ и обусловленную введением добавочного

напряжения в цепь ротора $M_\partial = \frac{L_\mu}{L_S} \frac{3U_S U_R}{\omega \sqrt{R_R'^2 + X_K'^2 s^2}} \sin \theta$.

Покажем, что в данном случае жесткость механической характеристики МДП действительно больше естественной. Жесткость естественной механической характеристики АД ФР определится как:

$$\beta_e = \frac{\partial M}{\partial s} = \frac{3L_\mu^2 R_R U_S^2}{\omega_0 L_S^2 (R_R^2 + X_K^2 s^2)} - \frac{6s^2 L_\mu^2 R_R U_S^2 X_K^2}{\omega_0 L_S^2 (R_R^2 + X_K^2 s^2)^2}, \quad (2.19)$$

где β_e — жесткость естественной механической характеристики АД ФР.

Жесткость β_∂ механических характеристик после ввода в роторную цепь источника добавочного напряжения с частотой, отличной от частоты собственной ЭДС ротора, определится как:

$$\begin{aligned} \beta_\partial = \frac{\partial M}{\partial s} = & \frac{3L_\mu^2 R_R U_S^2}{\omega_0 L_S^2 (R_R^2 + X_K^2 s^2)} - \frac{6s^2 L_\mu^2 R_R U_S^2 X_K^2}{\omega_0 L_S^2 (R_R^2 + X_K^2 s^2)^2} - \frac{3L_\mu U_R U_S X_K^2 \sin \theta}{L_S \sqrt{(R_R^2 + X_K^2 s^2)^3}} - \\ & - \frac{3L_\mu U_R U_S \sin \theta}{L_S s^2 \sqrt{(R_R^2 + X_K^2 s^2)}} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Видно, что $|\beta_\partial| > |\beta_e|$, следовательно, в таком режиме жесткость механических характеристик МДП действительно больше жесткости естественной механической характеристики, однако конечна.

Механические характеристики МДП в синхронном режиме приведены на Рисунке 2.6. По характеристикам, приведенным на Рисунке 2.6 видно, что в рассматриваемом режиме жесткость характеристик действительно больше естественной. При этом при скорости вращения ротора машины большей $0,5\omega_0$, перегрузочная способность меньше, чем естественная.

Синхронный режим применим только для привода установок, работающих с установившейся постоянной скоростью. Объясняется это тем, что для реализации указанного режима необходимо поддержание частоты добавочного напряжения на роторе таким образом, чтобы равенство $\omega_{0\partial} - \omega_{R\partial} = \text{const}$ выполнялось с высокой точностью, иначе синхронная составляющая момента уменьшится, жесткость механической характеристики станет малой по модулю, поскольку

демпфирующих свойств обмотки ротора АД ФР недостаточно, и машина остановится под действием нагрузки.

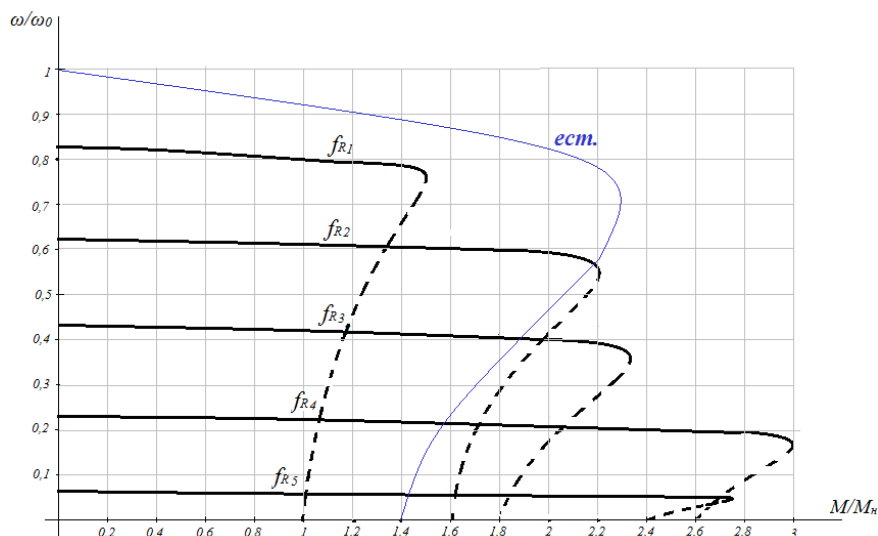


Рисунок 2.6 — Механические характеристики МДП в синхронном режиме

Это отмечается, например, в [52], где были проведены экспериментальные исследования синхронного режима. Таким образом, для привода шахтной подъемной установки, большую часть рабочего цикла работающего в динамических режимах (разгон и торможение, растормаживание) использование данного режима нецелесообразно.

Исходя из проведенных в данном параграфе исследований, можно прийти к выводу о том, что при регулировании скорости МДП изменением амплитуды и фазы добавочного напряжения перегрузочная способность и жесткость искусственных механических характеристик уменьшаются со снижением скорости идеального холостого хода. При скорости $\omega < 0,5\omega_0$ критический момент МДП становится меньше номинального; по этой причине при регулировании скорости МДП изменением амплитуды и фазы добавочного напряжения на роторе диапазон регулирования скорости находится в пределах 2-2,5:1. Использование синхронного режима МДП для работы в электроприводе ШПУ нецелесообразно

из-за того, что привод большую часть времени работает в динамических режимах, обеспечить устойчивость «синхронного» режима в которых затруднительно. Таким образом, необходимо найти способ, позволяющий повысить диапазон регулирования МДП, не предполагающий использование синхронного режима.

2.2 Модель двухфазной обобщенной электрической машины как основа для построения математической модели машины двойного питания

Как было показано в гл. 1, вопрос построения математической модели машины двойного питания в настоящее время разработан недостаточно, в частности, не разработаны структурные схемы, удобные для анализа и применения на практике. Это связано с тем, что математическое описание динамических электромеханических процессов в машине двойного питания является сложной задачей, поскольку в роторе действует дополнительный источник напряжения. Целью данного параграфа является обоснование выбора системы координат для построения математической модели МДП, учитывающей особенности электромеханического преобразования в различных режимах работы.

При построении модели МДП приняты следующие допущения [6; 7; 10; 21; 51; 128]:

- 1) Фазы статора и ротора машины симметричны.
- 2) Число пар полюсов статора двигателя равно числу пар полюсов ротора.
- 3) Магнитная система машины не насыщена, и, как следствие, в ней отсутствуют нелинейные процессы.
- 4) Токи в обмотках статора и ротора синусоидальны.
- 5) Магнитное поле синусоидально распространено по окружности статора.

Допущения 1 и 3 не оказывают существенного влияния на рассмотрение процессов в машине, поскольку справедливы для большинства режимов ее работы. Допущение 2 справедливо для всех реально применяемых в ШПУ АД

ФР большой мощности. Допущения 4 и 5 не всегда справедливы, поскольку в МДП присутствует источник добавочного напряжения в цепи ротора, которое при несовпадении частоты собственной ЭДС и добавочного напряжения вносит дополнительные гармоники в ток ротора и магнитное поле машины. Однако, поскольку целью данной работы является рассмотрение регулирования только активной мощности машины (момента и скорости), то допущения 3 и 4 могут быть оставлены в силе.

В силу наличия в цепи ротора источника добавочного источника напряжения, непосредственное рассмотрение взаимодействия токов и напряжений в обмотках статора и ротора машины затруднено, и разработку математической модели целесообразно проводить, используя двухфазную модель обобщенной электрической машины. Для перехода при этом используются преобразования Парка-Горева с условием инвариантности потребляемой машиной электрической мощности.

Запишем первые два уравнения системы (2.4) для системы координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_k :

$$\begin{cases} \bar{U}_S = \frac{d\bar{\Psi}_S}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_S + R_S \bar{I}_S, \\ \bar{U}_R = \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_S + R_R \bar{I}_R. \end{cases} \quad (2.21a)$$

где $\bar{\Psi}_S$, $\bar{\Psi}_R$ — комплексные значения потокосцеплений статора и ротора соответственно.

Запишем также выражение для электромагнитного момента машины:

$$M = -\frac{3}{2} p_{II} L_{\mu} [\bar{I}_S \times \bar{I}_R]. \quad (2.21b)$$

Объединим систему (2.11a) с выражением (2.11b):

$$\begin{cases} \bar{U}_S = \frac{d\bar{\Psi}_S}{dt} + j\omega_K \bar{\Psi}_S + R_S \bar{I}_S, \\ \bar{U}_R = \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_K - \omega) \bar{\Psi}_S + R_R \bar{I}_R, \\ M = -\frac{3}{2} z_{II} L_\mu [\bar{I}_S \times \bar{I}_R] \end{cases} \quad (2.22)$$

Система (2.22) является нелинейной, что существенно усложняет ее анализ. Для ее упрощения рассмотрим ортогональную систему координат, вращающуюся с произвольной скоростью (Рисунок 2.7).

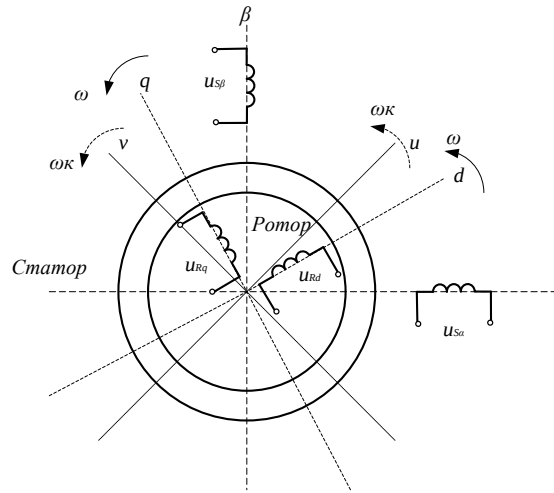


Рисунок 2.7 Ортогональная система координат, вращающаяся с произвольной скоростью

На Рисунке 2.7 приняты следующие обозначения: α, β — оси, связанные со статором машины, d, q — оси, связанные с ротором машины; u, v — оси, вращающиеся с произвольной скоростью; $u_{S\alpha}, u_{S\beta}$ — составляющие напряжения на статоре машины в осях, связанных со статором; u_{Rd}, u_{Rq} — составляющие напряжения на роторе машины в осях, связанных с ротором; ω — скорость вращения ротора машины, ω_K — скорость вращения произвольно выбранной ортогональной системы координат.

Запишем выражения для мгновенных значений проекций изображающих векторов координат машины (2.22) на оси u - v ортогональной системы координат, вращающейся с произвольной скоростью, в произвольно взятый момент времени:

$$\begin{cases} u_{Su} = \frac{d\psi_{Su}}{dt} - \omega_{\kappa}\psi_{Sv} + R_S i_{Su}, \\ u_{Sv} = \frac{d\psi_{Sv}}{dt} + \omega_{\kappa}\psi_{Su} + R_S i_{Sv}, \\ u_{Ru} = \frac{d\psi_{Ru}}{dt} - (\omega_{\kappa} - \omega)\psi_{Rv} + R_R i_{Ru}, \\ u_{Rv} = \frac{d\psi_{Rv}}{dt} + (\omega_{\kappa} - \omega)\psi_{Ru} + R_R i_{Rv}, \end{cases} \quad (2.23)$$

где индексами u и v обозначены проекции соответствующих обобщенных векторов на оси системы координат u - v .

Выразим мгновенные значения потокоцеплений:

$$\begin{aligned} \psi_{Su} &= L_S i_{Su} + L_{\mu} i_{Ru}, \\ \psi_{Sv} &= L_S i_{Sv} + L_{\mu} i_{Rv}, \\ \psi_{Ru} &= L_R i_{Ru} + L_{\mu} i_{Su}, \\ \psi_{Rv} &= L_R i_{Rv} + L_{\mu} i_{Sv}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Подставив (2.24) и (2.21) в (2.23), получим:

$$\begin{cases} u_{Su} = R_S i_{Su} + L_S \frac{di_{Su}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{Ru}}{dt} - \omega_{\kappa}(L_S i_{Sv} + L_{\mu} i_{Rv}), \\ u_{Sv} = R_S i_{Sv} + L_S \frac{di_{Sv}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{Rv}}{dt} + \omega_{\kappa}(L_S i_{Su} + L_{\mu} i_{Ru}), \\ u_{Ru} = R_R i_{Ru} + L_R \frac{di_{Ru}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{Su}}{dt} - (\omega_{\kappa} - \omega)(L_R i_{Rv} + L_{\mu} i_{Sv}), \\ u_{Rv} = R_R i_{Rv} + L_R \frac{di_{Rv}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{Sv}}{dt} + (\omega_{\kappa} - \omega)(L_R i_{Ru} + L_{\mu} i_{Su}), \\ M = \frac{3}{2} z_{II} L_{\mu} (i_{Ru} i_{Sv} - i_{Su} i_{Rv}), \end{cases} \quad (2.25)$$

Аналитическое решение системы (2.25) в общем виде является трудной

задачей; упрощение решения системы (2.25) возможно при правильном выборе скорости вращения системы координат. Целесообразно выбрать в качестве направляющего вектора вектор тока статора (Рисунок 2.8), поскольку он доступен прямой идентификации, а его проекции присутствуют в выражении для электромагнитного момента машины.

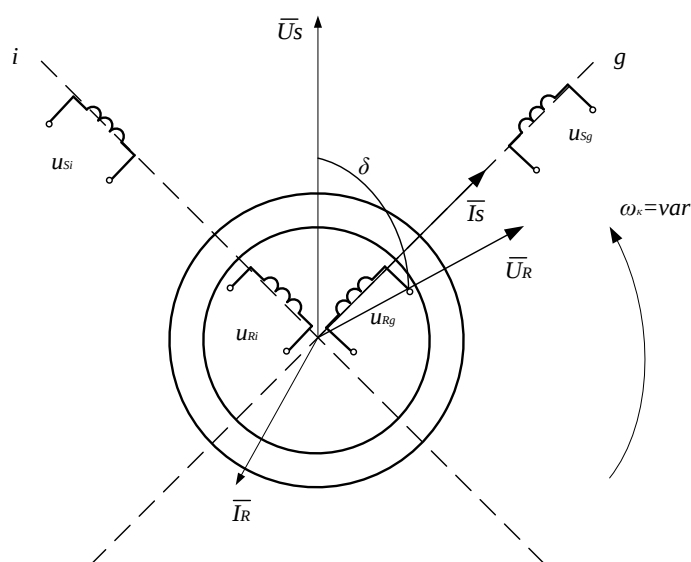


Рисунок 2.8 — Модель МДП в подвижной системе координат с направляющим вектором тока статора

На Рисунке 2.8 приняты следующие обозначения:

g, i — оси подвижной системы координат;

$\bar{I}_S, \bar{I}_R$ — изображающие векторы токов статора и ротора соответственно;

$\bar{U}_S, \bar{U}_R$ — изображающие векторы напряжений на статоре и роторе соответственно;

δ — фазовый сдвиг между напряжением на роторе и напряжением на статоре;

$\omega_k = z_{II} \omega_0 = 2\pi f_s$ — угловая скорость вращения системы координат, равная круговой частоте тока статора.

Индексами g и i обозначены проекции обобщающих векторов на соответствующие оси координат.

Таким образом, для математического описания МДП целесообразно использовать вращающуюся ортогональную систему координат, одна из осей которой связана с изображающим вектором тока статора машины. В такой системе координат математическая модель машины упрощается за счет устранения реактивной проекции тока и, следовательно, более простого выражения, описывающего связь электромагнитного момента и токов обмоток машины. Следовательно, математическое описание МДП в выбранной системе координат будет иметь более простой вид, а уравнение формирования электромагнитного момента будет упрощено.

2.3 Математическое описание машины двойного питания в выбранной системе координат

Запишем систему уравнений (2.22) совместно с выражением для электромагнитного момента машины, в осях выбранной системы координат $g-i$ с учетом скорости их вращения:

$$\begin{cases} \bar{U}_S = R_S \bar{I}_S + L_S \frac{d\bar{I}_S}{dt} + L_\mu \frac{d\bar{I}_R}{dt} + j\omega_g L_S \bar{I}_S + j\omega_g L_\mu \bar{I}_R, \\ \bar{U}_R = R_R \bar{I}_R + L_R \frac{d\bar{I}_R}{dt} + L_\mu \frac{d\bar{I}_S}{dt} + j\omega_r L_R \bar{I}_R + j\omega_r L_\mu \bar{I}_S, \\ M = -\frac{3}{2} z_{II} L_\mu [\bar{I}_S \times \bar{I}_R] \end{cases} \quad (2.26)$$

где ω_g — угловая скорость вращения системы координат $g-i$ относительно неподвижной системы координат, связанной с фазой A статора машины;

ω_r — угловая скорость вращения ротора относительно системы координат $g-i$.

С учетом того, что выбранная система координат ориентирована по изображающему вектору тока статора, $\omega_g = z_{II} \omega_0 = 2\pi f_s$, $\omega_r = s\omega_g$, где s — текущее скольжение (относительная частота собственной ЭДС ротора).

Поскольку ось g совмещена с вектором тока статора, то проекция данного изображающего вектора на ортогональную ему ось i будет равна 0, модуль проекции тока статора на ось g всегда будет равен действующему значению тока, а фаза всегда равна 0. Следовательно, можно записать: $i_{Sg}=i_S$, $i_{Si}=0$.

Спроецировав уравнения системы (2.26) на оси выбранной системы координат (Рисунок 2.8), получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} u_{Sg} = R_S i_{Sg} + L_S \frac{di_{Sg}}{dt} - L_\mu \frac{di_{Rg}}{dt} - \omega_g L_\mu i_{Ri}, \\ u_{Si} = R_S i_{Si} + L_S \frac{di_{Si}}{dt} - L_\mu \frac{di_{Ri}}{dt} + \omega_g L_S i_{Sg} - \omega_g L_\mu i_{Rg}, \\ u_{Rg} = R_R i_{Rg} + L_R \frac{di_{Ri}}{dt} + L_\mu \frac{di_{Sg}}{dt} - \omega_g s L_R i_{Ri} + \omega_g s L_\mu i_{Si}, \\ u_{Ri} = R_R i_{Ri} + L_R \frac{di_{Ri}}{dt} + L_\mu \frac{di_{Si}}{dt} - \omega_g s L_R i_{Rg} + \omega_g s L_\mu i_{Sg}, \\ M = \frac{3}{2} z_{II} L_\mu (i_{Sg} i_{Ri} - i_{Si} i_{Rg}), \end{cases} \quad (2.27)$$

С учетом $i_{Si}=0$, получим систему уравнений:

$$\begin{cases} u_{Sg} = R_S i_{Sg} + L_S \frac{di_{Sg}}{dt} - L_\mu \frac{di_{Rg}}{dt} - \omega_g L_\mu i_{Ri}, \\ u_{Si} = -L_\mu \frac{di_{Ri}}{dt} + \omega_g L_S i_{Sg} - \omega_g L_\mu i_{Rg}, \\ u_{Rg} = R_R i_{Rg} + L_R \frac{di_{Ri}}{dt} + L_\mu \frac{di_{Sg}}{dt} - \omega_g s L_R i_{Ri}, \\ u_{Ri} = R_R i_{Ri} + L_R \frac{di_{Ri}}{dt} - \omega_g s L_R i_{Rg} + \omega_g s L_\mu i_{Sg}, \\ M = \frac{3}{2} z_{II} L_\mu i_{Sg} i_{Ri}. \end{cases} \quad (2.28)$$

В системе уравнений (2.28) за счет исключения одной из проекций тока

$$\begin{cases} u_{Sg} = R_S i_{Sg} + pL_S i_{Sg} - pL_\mu i_{Rg} - \omega_g L_\mu i_{Ri}, \\ u_{Si} = -pL_\mu i_{Ri} + \omega_g L_S i_{Sg} - \omega_g L_\mu i_{Rg}, \\ u_{Rg} = R_R i_{Rg} + pL_R i_{Ri} + pL_\mu i_{Sg} - \omega_g sL_R i_{Ri}, \\ u_{Ri} = R_R i_{Ri} + pL_R i_{Ri} - \omega_g sL_R i_{Rg} + \omega_g sL_\mu i_{Sg}, \\ M = \frac{3}{2} z_{II} L_\mu i_{Sg} i_{Ri}. \end{cases} \quad (2.29)$$

Запишем первые четыре уравнения системы (2.29) относительно проекций ТОКОВ:

$$\begin{cases} i_{Sg}(pL_S + R_S) = u_{Sg} + pL_\mu i_{Rg} + \omega_g L_\mu i_{Ri}, \\ 0 = u_{Si} + pL_\mu i_{Ri} - \omega_g L_S i_{Sg} + \omega_g L_\mu i_{Rg}, \\ i_{Rg}(pL_R + R_R) = u_{Rg} - pL_\mu i_{Sg} + \omega_g sL_R i_{Ri}, \\ i_{Ri}(pL_R + R_R) = u_{Ri} + \omega_g sL_R i_{Rg} - \omega_g sL_\mu i_{Sg}. \end{cases} \quad (2.30)$$

Введем следующие обозначения:

$T_S = \frac{L_S}{R_S}$ — постоянная времени статора;

$T_R = \frac{L_R}{R_R}$ - постоянная времени ротора.

Выразим токи из выражения (2.30) , запишем выражения для них совместно с выражением для электромагнитного момента машины и основным уравнением движения привода и перейдем к преобразованию Лапласа, при этом исключив второе уравнение системы (2.30), левая часть которого равна 0:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{Sg} = \frac{1/R_S}{T_S p + 1} (u_{Sg} + pL_\mu i_{Rg} + \omega_g L_\mu i_{Ri}), \\ i_{Rg} = \frac{1/R_R}{T_R p + 1} (u_{Rg} - pL_\mu i_{Sg} + \omega_g sL_R i_{Ri}), \\ i_{Ri} = \frac{1/R_R}{T_R p + 1} (u_{Ri} + \omega_g sL_R i_{Rg} - \omega_g sL_\mu i_{Sg}), \\ M = \frac{3}{2} z_{II} L_\mu i_{Sg} i_{Ri}, \\ \omega = \frac{M - M_C}{J_\Sigma p}. \end{array} \right. \quad (2.31)$$

Введем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} pL_\mu i_{Rg} &= e_{RgSg}, \omega_g L_\mu i_{Ri} = e_{RiSg}, pL_\mu i_{Sg} = e_{SgRg}, \omega_g sL_R i_{Ri} = e_{RiRg}, \\ \omega_g sL_R i_{Rg} &= e_{RgRi}, \omega_g sL_\mu i_{Sg} = e_{SgRi}, u_{Sg} + e_{RgSg} + e_{RiSg} = \Delta u_{Sg}, \\ u_{Rg} - e_{SgRg} + e_{RiRg} &= \Delta u_{Rg}, u_{Ri} + e_{RgRi} - e_{SgRi} = \Delta u_{Ri}, \end{aligned} \quad (2.32)$$

где e_{RgSg} — проекция на ось g ЭДС, наводимой магнитным потоком обмотки фазы g ротора в фазе g статора;

e_{RiSg} — проекция на ось g ЭДС, наводимой магнитным потоком фазы i ротора в фазе g статора и обусловленной вращением ротора в поле статора;

e_{SgRg} — проекция на ось g ЭДС, наводимой магнитным потоком фазы g статора в фазе g ротора;

e_{RiRg} — проекция на ось g ЭДС, наводимой магнитным потоком фазы i ротора в фазе g ротора и обусловленной вращением ротора;

e_{RgRi} — проекция на ось i ЭДС, наводимой магнитным потоком фазы g ротора в фазе i ротора и обусловленной вращением ротора;

e_{SgRi} — проекция на ось i ЭДС, наводимой магнитным потоком фазы g статора в

фазе i ротора и обусловленной вращением ротора в поле статора.

Система уравнений (2.31) и уравнения (2.32) могут быть объединены в систему уравнений (2.33), описывающую процессы электрохимического преобразования в МДП.

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{RgSg} = pL_{\mu}i_{Rg}, \\ e_{RiSg} = \omega_g L_{\mu}i_{Ri}, \\ e_{SgRg} = pL_{\mu}i_{Sg}, \\ e_{RiRg} = \omega_g sL_R i_{Ri}, \\ e_{RgRi} = \omega_g sL_R i_{Rg}, \\ e_{SgRi} = \omega_g sL_{\mu}i_{Sg}, \\ \Delta u_{Sg} = u_{Sg} + e_{RgSg} + e_{RiSg}, \\ \Delta u_{Rg} = u_{Rg} - e_{SgRg} + e_{RiRg}, \\ \Delta u_{Ri} = u_{Ri} + e_{RgRi} - e_{SgRi}, \\ i_{Sg} = \Delta u_{Sg} \cdot \frac{1/R_S}{T_S p + 1}, \\ i_{Rg} = \Delta u_{Rg} \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1}, \\ i_{Ri} = \Delta u_{Ri} \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1}, \\ \omega = \frac{M - M_C}{J_{\Sigma} p}, \\ s = \frac{\omega_g - \omega}{\omega_g}, \\ M(p) = \frac{3}{2} z_{II} L_{\mu} i_{Sg} i_{Ri}, \end{array} \right. \quad (2.33)$$

Системе уравнений (2.33) может быть поставлена в соответствие структурная схема машины (Рисунок 2.10).

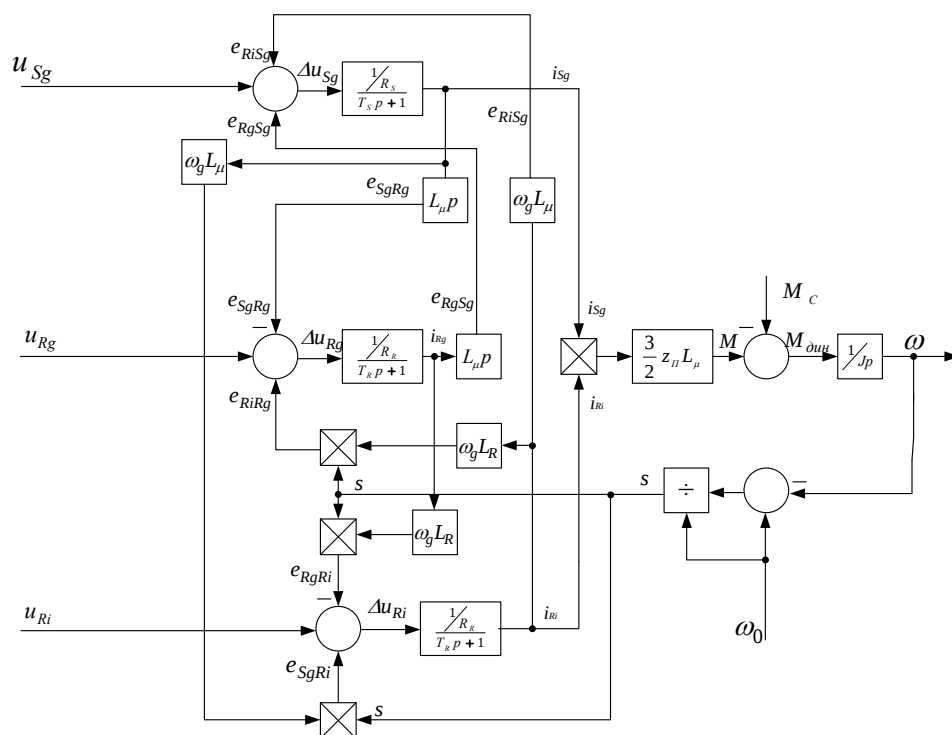


Рисунок 2.10 — Структурная схема МДП в системе координат $g-i$

Полученная математическая модель машины двойного питания в системе координат, ориентированной по изображающему вектору тока статора, содержит небольшое число обратных связей по ЭДС, а также однозначную связь электромагнитного момента машины с активной составляющей тока ротора. В то же время, эта модель все еще достаточно сложна для анализа из-за перекрестных обратных связей по ЭДС обмоток, и требуется ее дальнейшее упрощение.

Таким образом, двухфазную модель машины двойного питания целесообразно строить в системе координат $g-i$, связанной с изображающим вектором тока статора, поскольку в этом случае модель содержит однозначную связь между моментом машины и проекциями токов статора и ротора. В то же время эта модель все еще достаточно сложна, поскольку сохраняет 7 обратных связей по ЭДС, и требует упрощения.

2.4 Эквивалентная структурная схема машины двойного питания для применения в системах управления электроприводом шахтных подъемных установок

Структурная схема МДП, приведенная на Рисунке 2.10, хотя и имеет простые передаточные функции для обмоток, обладает существенным недостатком — наличием перекрестных обратных связей, описывающих магнитную связь обмоток статора и ротора через сердечники и воздушный зазор, и наводимые обмотками в других обмотках ЭДС. Целью данного параграфа является упрощение полученной в п.2.3 математической модели машины и получение упрощенной эквивалентной модели.

В [52] доказано, что уравнения электрического равновесия АД по осям системы координат могут быть записаны в следующем виде:

$$i = \frac{k_{\mathcal{E}}}{(T_{\mathcal{E}}p + 1)} \cdot u + f_K(\bar{i}_S, \bar{i}_R, \bar{\psi}_S, \bar{\psi}_R, f_R), \quad (2.34)$$

где u — проекция обобщенного вектора напряжения статора или ротора на соответствующую ось ортогональной системы координат;

$T_{\mathcal{E}}$ — эквивалентная постоянная времени машины;

$k_{\mathcal{E}}$ — эквивалентный коэффициент усиления машины;

i — проекция обобщенного вектора тока статора или ротора на соответствующую ось ортогональной системы координат;

$f_K(\bar{i}_S, \bar{i}_R, \bar{\psi}_S, \bar{\psi}_R, f_R)$ — функция компенсации взаимного влияния фазных обмоток статора и ротора, зависящая от выбранной системы координат.

Таким образом, при условии определения составляющей $f_K(\bar{i}_S, \bar{i}_R, \bar{\psi}_S, \bar{\psi}_R, f_R)$ перекрестные обратные связи в структуре, приведенной на Рисунке 2.10, устраняются, а передаточные функции по координатным осям для

регулируемых координат могут быть представлены в виде:

$$W_{\Theta}(p) = \frac{k_{\Theta}}{T_{\Theta}p + 1}. \quad (2.35)$$

При принятых допущениях можно считать, что ЭДС, указанные выше, малы по величине по сравнению с ЭДС, наводимыми обмотками фаз статора в обмотках одноименных фаз ротора и наоборот, и уравниваются ЭДС самоиндукции, возникающими в соответствующих обмотках.

Функция компенсации в данном случае определяется данными ЭДС, которые могут быть названы «уравнивающими».

Уравнивающие ЭДС в выбранной системе координат в соответствии с изложенными выше соображениями определяются на основе (2.21) и (2.22):

$$\begin{aligned} \Sigma e_{RgSg} &= L_{\mu} \frac{di_{Rg}}{dt}, \\ \Sigma e_{RiSg}(p) &= L_{\mu} \omega_g i_{Ri}, \\ \Sigma e_{SgRg} &= L_{\mu} \frac{di_S}{dt}, \\ \Sigma e_{RiRg} &= \omega_g s L_R i_{Ri}, \\ \Sigma e_{RgRi} &= \omega_g s L_R i_{Rg}, \\ \Sigma e_{SgRi} &= \omega_g s L_{\mu} i_{Sg}, \end{aligned} \quad (2.36)$$

где Σe - уравнивающие ЭДС;

индекс S — обмотка статора;

индекс R — обмотка ротора;

индекс g — обмотка на оси g двухфазной модели МДП;

индекс i — обмотка на оси i двухфазной модели МДП.

Подставив (2.36) в (2.33), получим следующую систему уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 e_{RgSg} = pL_{\mu}i_{Rg}, \\
 e_{RiSg} = \omega_g L_{\mu}i_{Ri}, \\
 e_{SgRg} = pL_{\mu}i_{Sg}, \\
 e_{RiRg} = \omega_g sL_R i_{Ri}, \\
 e_{RgRi} = \omega_g sL_R i_{Rg}, \\
 e_{SgRi} = \omega_g sL_{\mu}i_{Sg}, \\
 \Sigma e_{RgSg} = -L_{\mu} \frac{di_{Rg}}{dt}, \\
 \Sigma e_{RiSg} = -L_{\mu} \omega_g i_{Ri}, \\
 \Sigma e_{SgRg} = L_{\mu} \frac{di_S}{dt}, \\
 \Sigma e_{RiRg} = -\omega_g sL_R i_{Ri}, \\
 \Sigma e_{RgRi} = -\omega_g sL_R i_{Rg}, \\
 \Sigma e_{SgRi} = \omega_g sL_{\mu}i_{Sg}, \\
 \Delta u_{Sg} = u_{Sg} + e_{RgSg} + e_{RiSg} + \Sigma e_{RgSg} + \Sigma e_{RiSg}, \\
 \Delta u_{Rg} = u_{Rg} - e_{SgRg} + e_{RiRg} + \Sigma e_{SgRg} + \Sigma e_{RiRg}, \\
 \Delta u_{Ri} = u_{Ri} + e_{RgRi} - e_{SgRi} + \Sigma e_{RgRi} + \Sigma e_{SgRi}, \\
 i_{Sg} = \Delta u_{Sg} \cdot \frac{1/R_S}{T_S p + 1}, \\
 i_{Rg} = \Delta u_{Rg} \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1}, \\
 i_{Ri} = \Delta u_{Ri} \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1}, \\
 \omega = \frac{M - M_C}{J_{\Sigma} p}, \\
 s = \frac{\omega_g - \omega}{\omega_g}, \\
 M = \frac{3}{2} z_{II} L_{\mu} i_{Sg} i_{Ri}.
 \end{array} \right. \quad (2.37)$$

Системе уравнений (2.37) может быть поставлена в соответствие структурная схема МДП с уравниванием ЭДС, которая приведена на Рисунке

2.11.

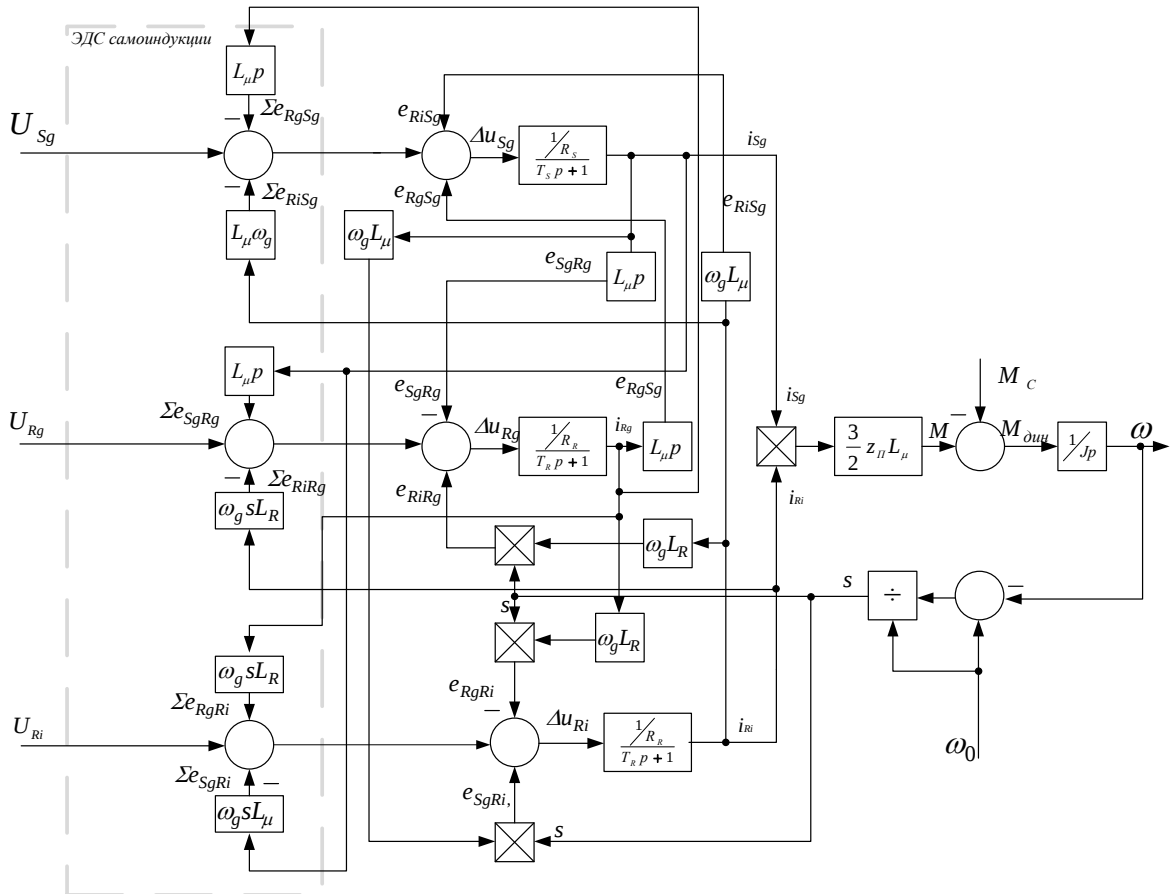


Рисунок 2.11 — Структурная схема МДП с уравниванием ЭДС

При рассмотрении большинства динамических режимов МДП нельзя компенсировать собственную ЭДС ротора:

$$e_{SgRi} = \omega_g s L_\mu i_{Sg} = -\omega L_\mu \frac{u_{Sg}}{R_s} + u_{Sg} / k_T = -k_E \omega + u_{Sg} / k_T, \quad (2.38)$$

$$k_E = L_\mu \frac{u_{Sg}}{R_s},$$

где k_T – коэффициент трансформации машины;

k_E – коэффициент внутренней ОС машины по ЭДС ротора.

С учетом (2.38) система (2.37) примет вид:

$$\begin{cases} e_{SgRi} = -k_E \omega + \frac{u_{Sg}}{k_T}, \\ \Delta u_{Ri} = u_{Ri} + e_{SgRi}, \\ i_{Ri} = \Delta u_{Ri} \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1}, \\ M = \frac{3z_{II} L_{\mu}}{2R_S} i_{Ri} u_{Sg}, \\ \omega = \frac{M - M_C}{J_{\Sigma} p}. \end{cases} \quad (2.39)$$

Системе уравнений (2.39) может быть поставлена в соответствие структурная схема машины, показанная на Рисунке 2.12.

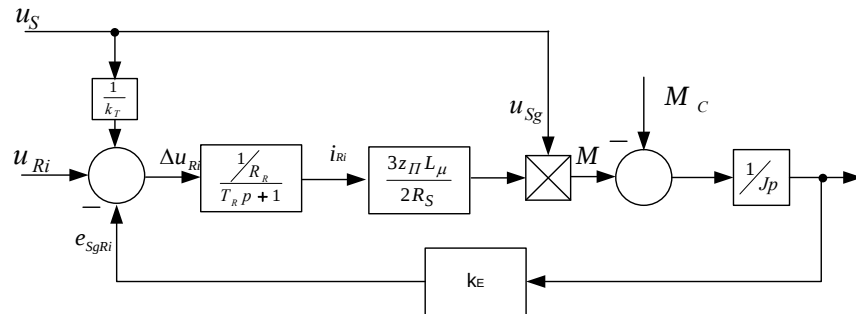


Рисунок 2.12 — Эквивалентная структурная схема машины двойного питания в асинхронном режиме

Момент в данной схеме однозначно определяется активной составляющей тока ротора, перекрестные обратные связи по ЭДС между обмотками устранены, а внутренняя обратная связь по ЭДС машины показана в явном виде. Данная схема получена без учета реактивной составляющей тока ротора i_{Rq} .

На Рисунке 2.13 приведен рабочий участок естественной механической характеристики модельного двигателя МТФ-111Н6 и статическая характеристика, полученная из эквивалентной модели машины, приведенной на Рисунке 2.12 при условии $u_{Ri}=0$.

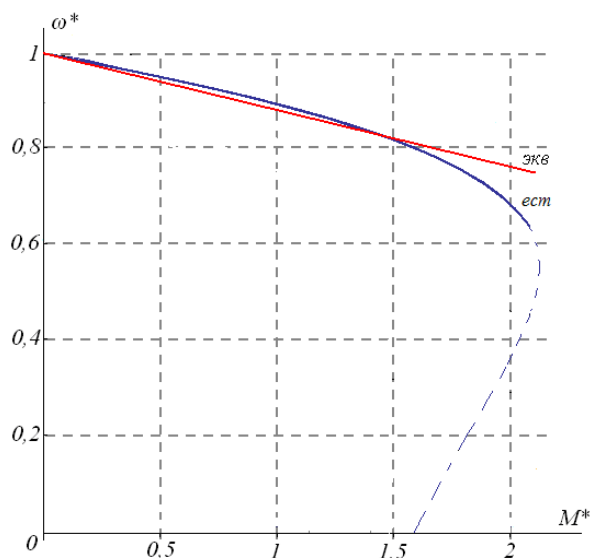


Рисунок 2.13 — Статическая механическая характеристика, полученная из эквивалентной модели

Видно, что статическая характеристика, полученная из эквивалентной модели с достаточно высокой точностью (порядка 2%) соответствует рабочему участку механической характеристики двигателя. Поскольку модельный двигатель МТФ-111Н6 относится к крановым, то он имеет большое критическое скольжение и нелинейный рабочий участок механической характеристики в области больших моментов. Этим обусловлено расхождение между характеристиками в области $M^* > 1,5$. Поскольку реальные приводные двигатели имеют малое критическое скольжение и жесткий линейный рабочий участок механической характеристики, показанная на Рисунке 2.12 эквивалентная модель описывает их с большей точностью в области больших моментов.

Добавочное напряжение на роторе МДП U_R является переменным и может быть представлено в виде:

$$U_R = U_{R\max} \sin(\omega_R t + \delta), \quad (2.40)$$

где $U_{R\max}$ — амплитуда добавочного напряжения.

При изменении частоты добавочного напряжения на роторе на величину

$\Delta\omega$, выражение (2.40) примет вид:

$$U_R = U_{R\max} \sin[(\omega_R + \Delta\omega)t + \delta]. \quad (2.41)$$

Из (2.41) следует, что изменение частоты добавочного напряжения ротора на величину $\Delta\omega$ приводит к изменению аргумента функции напряжения. Реализация добавочного напряжения на роторе связана с алгебраическим суммированием собственной ЭДС ротора и добавочного напряжения (2.30). Линейная операция суммирования возможна при равенстве аргументов. В противном случае необходимо рассматривать нелинейные функции и анализ и синтез систем управления значительно усложняются. Для возможности анализа и синтеза систем с помощью аппарата линейной теории управления необходимо произвести линеаризацию; в данном случае линеаризация возможна, если $\Delta\omega$ мало и выполняется условие:

$$\sin(\Delta\omega) \approx \Delta\omega; \quad . \quad (2.42)$$

В [6] показано, что динамические свойства МДП в синхронном режиме (при соблюдении условия $\omega_0 - \omega_R = \text{const}$) аналогичны свойствам синхронного двигателя. Воспользуемся выражением для механической характеристики синхронного двигателя [6]:

$$M = \left(\frac{C_{эм}}{p} + \beta \right) (\omega_0 - \omega), \quad (2.43)$$

где ω_0 — скорость идеального холостого хода машины;

ω — скорость вращения ротора машины;

$C_{эм}$ — коэффициент электромагнитной связи двигателя;

$\beta = \frac{2M_{KPe}}{\omega_0 S_{KPe}}$ — жесткость рабочего участка механической характеристики

машины в асинхронном режиме;

M_{KPe} — критический момент машины на естественной механической характеристике.

Как видно из (2.43), в этом случае момент машины обусловлен упругой электромагнитной связью с коэффициентом $C_{эм}$ и демпфирующими свойствами обмотки ротора.

Объединив выражение (2.43) с основным уравнением движения электропривода, получим:

$$\begin{cases} M(p) = \left(\frac{C_{эм}}{p} + \beta \right) (\omega_0 - \omega), \\ \omega(p) = \frac{M - M_C}{Jp}, \end{cases} \quad (2.44)$$

где M_C — статический момент нагрузки;

J — суммарный приведенный к ротору момент инерции механизма.

Системе уравнений (2.44) может быть поставлена в соответствие структурная схема, приведенная на Рисунке 2.14.

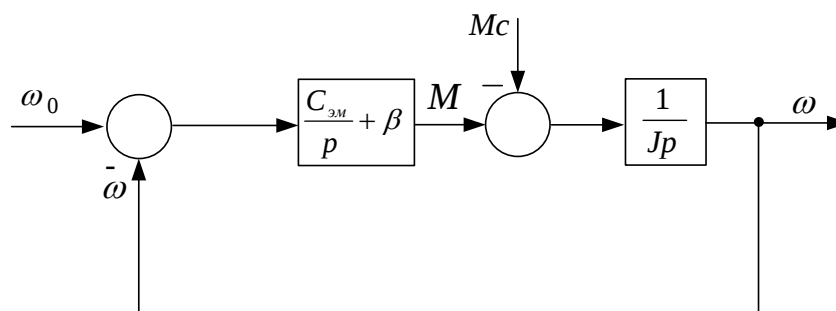


Рисунок 2.14 — Линеаризованная структурная схема синхронного двигателя в окрестности установившегося режима

Структурная схема, приведенная на Рисунке 2.14 соответствует синхронному двигателю. Для МДП в соответствии с [6] реализация характеристики, аналогичной характеристике синхронного двигателя, возможна, если обеспечить для цепи ротора соблюдение условия $\omega_{0\vartheta} - \omega_R = \text{const}$, т.е. подать на вход схемы, показанной на Рисунке 2.14, разность $\omega_{0\vartheta} - \omega_R$, где ω_R — требуемая частота напряжения на роторе.

В этом случае обеспечивается синхронный режим работы МДП, т.е. механическая характеристика МДП является абсолютно жесткой, а на входе реализуется условие:

$$(\omega_{0\vartheta} - \omega_R) - (\omega_0 - \omega) = \Delta\omega. \quad (2.45)$$

В общем случае разность $\omega_{0\vartheta} - \omega_R$ следует задавать, исходя из условий технической реализации. При реализации семейств характеристик в диапазоне изменения скорости $0 \leq \omega \leq \omega_0$ можно считать, что выполняется условие $\omega_R = \omega \pm \Delta\omega_K$, и частота добавочного напряжения на роторе для формирования (2.45) изменяется на величину $\Delta\omega_K$.

В этом случае (2.45) примет вид:

$$(\omega_{0\vartheta} - \omega) \pm \Delta\omega_K - (\omega_0 - \omega) = \Delta\omega. \quad (2.46)$$

Схема, приведенная на Рисунке 2.14, с учетом (2.46) примет вид, показанный на рисунке 2.15. Она описывает свойства МДП при малых приращениях $\Delta\omega$.

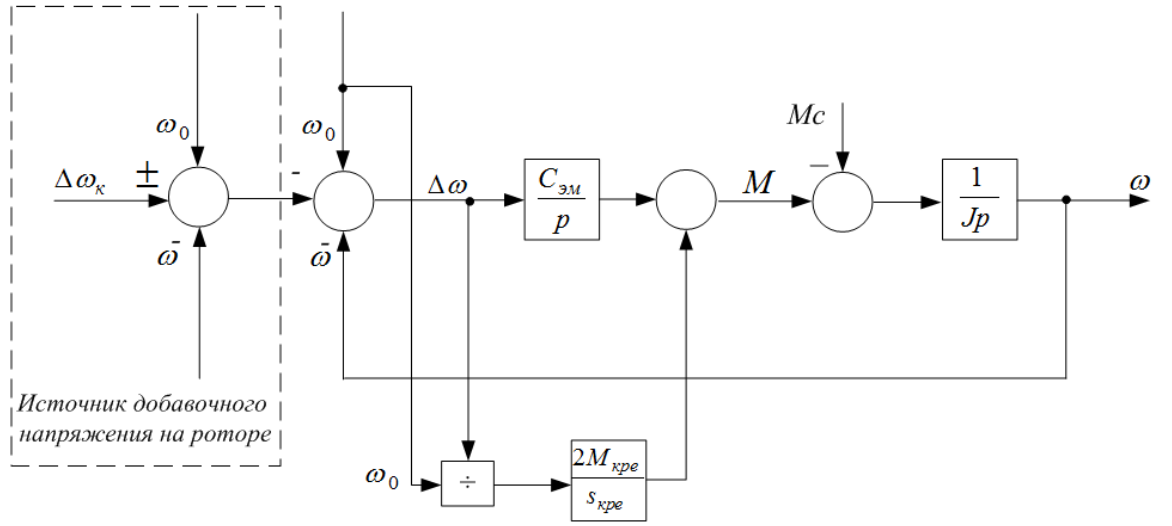


Рисунок 2.15 — Структурная схема МДП при изменении частоты добавочного напряжения на роторе

Объединив уравнения (2.39), (2.45) и (2.46), получим систему уравнений, описывающих МДП при изменении частоты, амплитуды и фазы добавочного напряжения на роторе:

$$\begin{cases} (\omega_{0э} - \omega) \pm \Delta\omega_k - (\omega_0 - \omega) = \Delta\omega, \\ M = \left(\frac{C_{эм}}{p} + \beta \right) (\omega_0 - \omega), \\ E_R = -k_E \omega + u_S, \\ \Delta u_R = u_R + E_R, \\ i_{Ra} = \Delta u_R \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1}, \\ M_a = \frac{3z_{II} L_\mu}{2R_S} i_{Ra} u_S, \\ M_\Sigma = M_a + M, \\ \omega = \frac{M - M_C}{Jp}, \end{cases} \quad (2.47)$$

где M_a — асинхронная составляющая момента МДП;

M_ω — синхронная составляющая момента МДП.

Системе уравнений (2.47) может быть поставлена в соответствие эквивалентная структура асинхронного двигателя с двойным питанием с изменением частоты добавочного напряжения, приведенная на Рисунке 2.16.

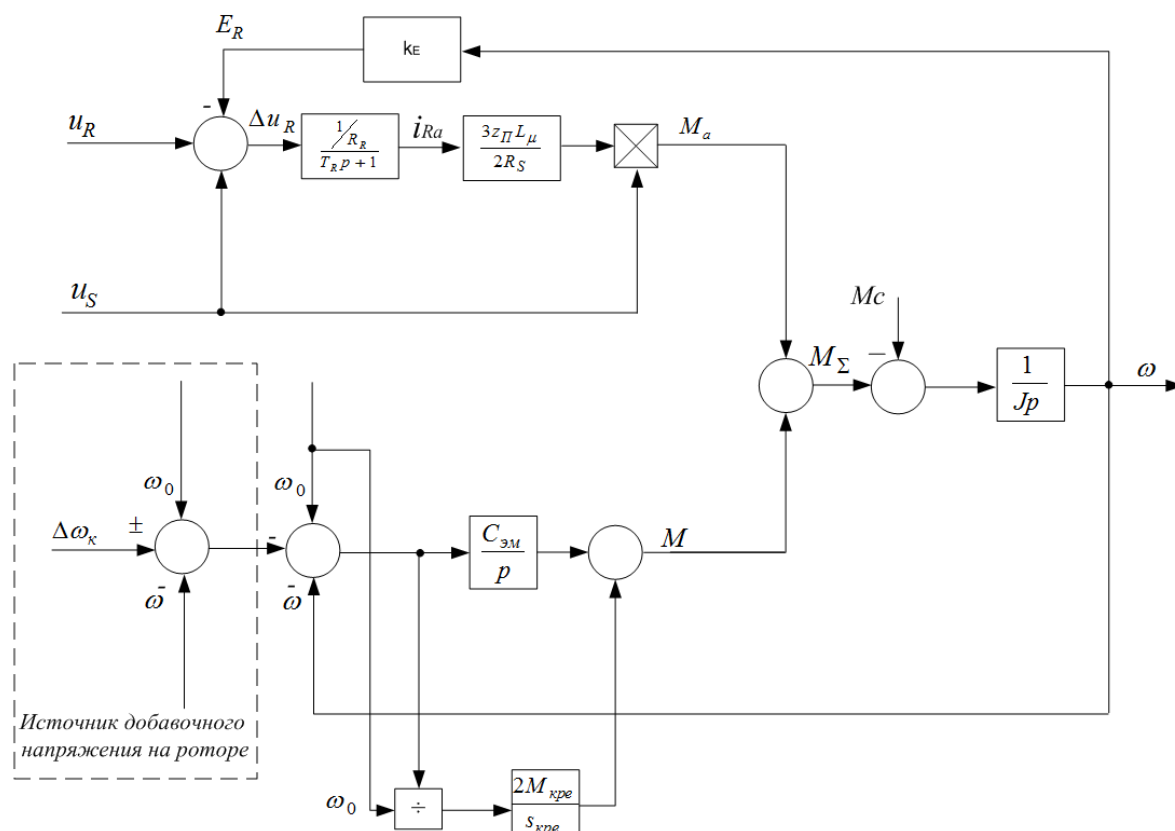


Рисунок 2.16 — Эквивалентная структура асинхронного двигателя с двойным питанием с изменением частоты добавочного напряжения

Эта схема позволяет описать все возможные режимы работы МДП. При $u_{Ri} = 0$ и $\Delta\omega = 0$ схема описывает асинхронный двигатель с фазным ротором без источника добавочного напряжения на роторе; при $u_{Ri} \neq 0$ и $\Delta\omega = 0$ схема описывает асинхронный режим работы МДП; при $u_{Ri} \neq 0$ и $\Delta\omega \neq 0$ схема описывает МДП при изменении частоты добавочного напряжения. Статические характеристики, соответствующие полученной эквивалентной схеме для МДП на основе двигателя МТФ-111Н6, приведены на Рисунке 2.17.

По вышеуказанным характеристикам видно, что регулирование амплитуды добавочного напряжения в асинхронном режиме, ведет к уменьшению жесткости рабочего участка механических характеристик. При введении частотной коррекции жесткость механических характеристик и критический момент увеличиваются; при этом жесткость зависит от величины частотной добавки.

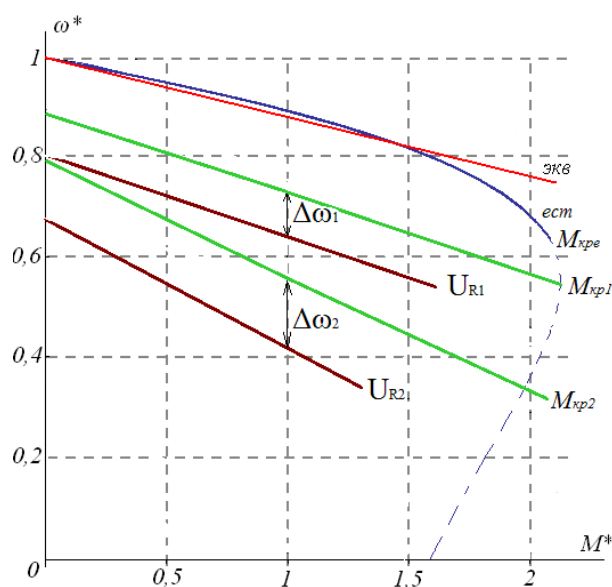


Рисунок 2.17 — Статические характеристики МДП, полученные из структурной схемы, приведенной на Рисунке 2.16; $U_{R2} > U_{R1}$; $\Delta\omega_{R2} < \Delta\omega_{R1}$

Таким образом, учет компенсации ЭДС обмоток машины позволяет упростить ее структурную схему и получить эквивалентную модель машины, удобную для применения в системах управления.

2.5 Исследование предлагаемой математической модели машины двойного питания

Полученная в п. 2.4 математическая модель машины обладает простой структурой и пригодна для исследования динамических свойств машины. Это исследование необходимо для определения пределов регулирования координат

машины и необходимости коррекции ее динамических свойств. Для их определения необходимо:

1. Произвести оценку соответствия переходных процессов реальной и эквивалентной модели.
2. Произвести исследование процессов в эквивалентной модели при различных воздействиях.

Предложенная математическая модель была исследована в среде MATLAB Simulink. Исследование проводилось на модели, соответствующей двигателю типа МТФ-111-Н6, на основе которого в ООО «НИИ АЭМ СибГИУ» построена экспериментальная физическая модель подъемной установки (Приложение В), что позволит в дальнейшем сравнить результаты моделирования с результатами экспериментов.

Здесь и в дальнейшем на рисунках приняты следующие обозначения:

$U_{з*}$ — задающее воздействие;

M^* и $M_{э}^*$ — соответственно, переходные процессы момента исходной и эквивалентной модели;

ω^* и $\omega_{э}^*$ — соответственно, переходные процессы скорости исходной и эквивалентной модели.

Все воздействия приведены к номинальным значениям в относительных единицах, что показано символом *. При этом предварительное исследование показало, что составляющая добавочного напряжения на роторе u_{Ri} влияет на величину развиваемого машиной момента, а составляющая u_{Rg} влияет на реактивный ток машины, поэтому проекцию тока ротора u_{Ri} будем называть активной составляющей тока ротора.

Результаты моделирования исходной и эквивалентной моделей при единичном ступенчатом задающем воздействии приведены на Рисунке 2.18.

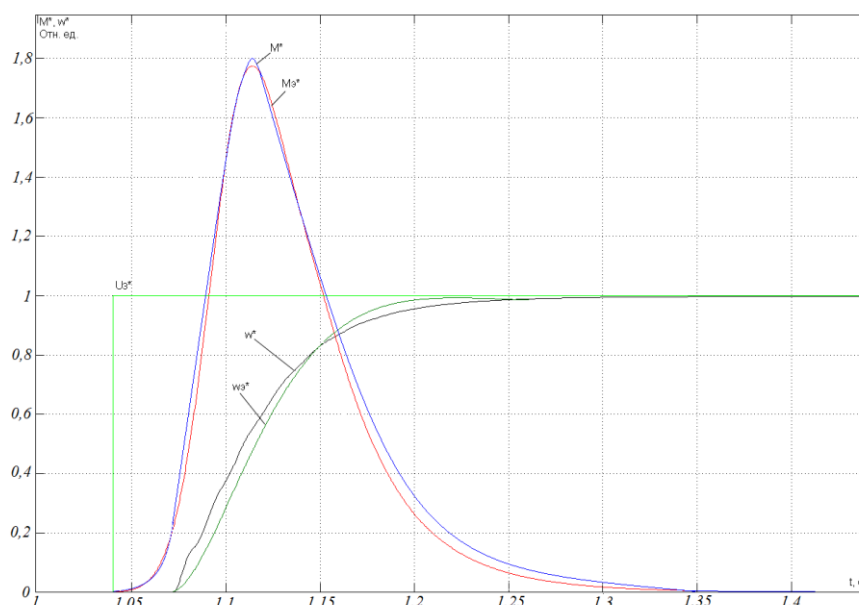


Рисунок 2.18 — Результаты моделирования исходной и эквивалентной математических моделей МДП при подаче ступенчатого управляющего воздействия относительной величиной 1

Основные характеристики переходного процесса скорости: для исходной модели — время переходного процесса 0,17 с, перерегулирование — 0%; для упрощенной модели — время переходного процесса 0,16 с, перерегулирование — 0%. Основные характеристики переходного процесса момента: для исходной модели — время переходного процесса 0,17 с, максимальное значение 1,8 отн. ед.; для упрощенной модели — время переходного процесса 0,16 с, максимальное значение — 1,74 отн. ед. Различие в виде переходных процессов исходной и упрощенной модели объясняется принятыми при упрощении допущениями. Разница во времени переходного процесса составляет 5%, разница в амплитудных значениях момента — 3 %.

Переходные процессы исходной и эквивалентной моделей при ступенчатом приложении номинальной нагрузки приведены на Рисунке 2.19.

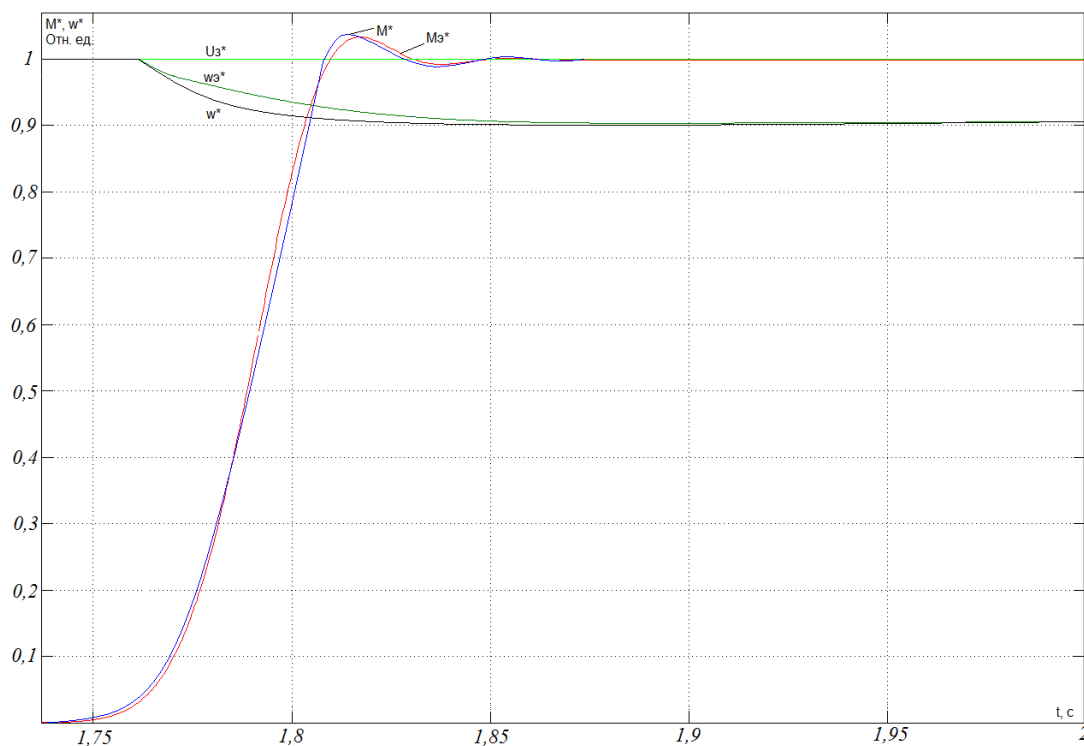


Рисунок 2.19 — Результаты моделирования исходной и эквивалентной математических моделей МДП при ступенчатом набросе номинальной нагрузки

Основные характеристики переходного процесса скорости: для исходной модели — время переходного процесса 0,15 с, статическая ошибка — 10%; для эквивалентной модели — время переходного процесса 0,15 с, статическая ошибка — 10%. Основные характеристики переходного процесса момента: для исходной модели — время переходного процесса 0,15 с, перерегулирование 4%; для упрощенной модели — время переходного процесса 0,15 с, перерегулирование 2%. Разница в переходных процессах для исходной и эквивалентной модели (около 2% по амплитуде) объясняется тем, что в эквивалентной модели не учтены скомпенсированные ЭДС. Таким образом, отличия между моделями незначительны и объясняются принятыми при упрощении модели допущениями, а эквивалентная модель адекватна исходной.

Как видно из переходных процессов скорости, приведенных на Рисунке 2.19, приложение нагрузки вызывает просадку скорости. По результатам проведенных исследований, просадка скорости зависит от амплитуды

подведенного к ротору напряжения, что согласуется с данными, полученными в параграфе 2.1. График зависимости просадки регулирования скорости от относительной величины амплитуды напряжения на роторе приведен на Рисунке 2.20. Видно, что при увеличении амплитуды добавочного напряжения просадка также увеличивается, и, следовательно, необходима коррекция динамических свойств машины.

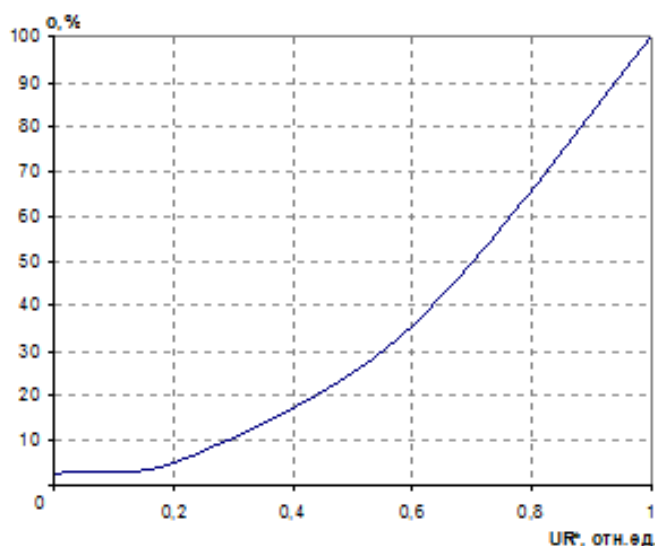


Рисунок 2.20 — Зависимость просадки скорости от относительной амплитуды добавочного напряжения на роторе

На Рисунке 2.21 приведены переходные процессы модели при подаче на вход модели единичного ступенчатого воздействия. По приведенным графикам переходных процессов может быть также оценен статический коэффициент усиления машины по скорости при изменении амплитуды; для исследуемого

двигателя он определится как: $k_{\omega a} = \frac{\omega_{уст}}{U_3} = 1,23 \frac{1}{B \cdot c} \approx 0,012 \omega_0$.

Коэффициент момента определится как:

$$k_{Ma} = \frac{M_{\max}}{U_3} = 2,81 \frac{H \cdot m}{B} \approx 0,075 M_n.$$

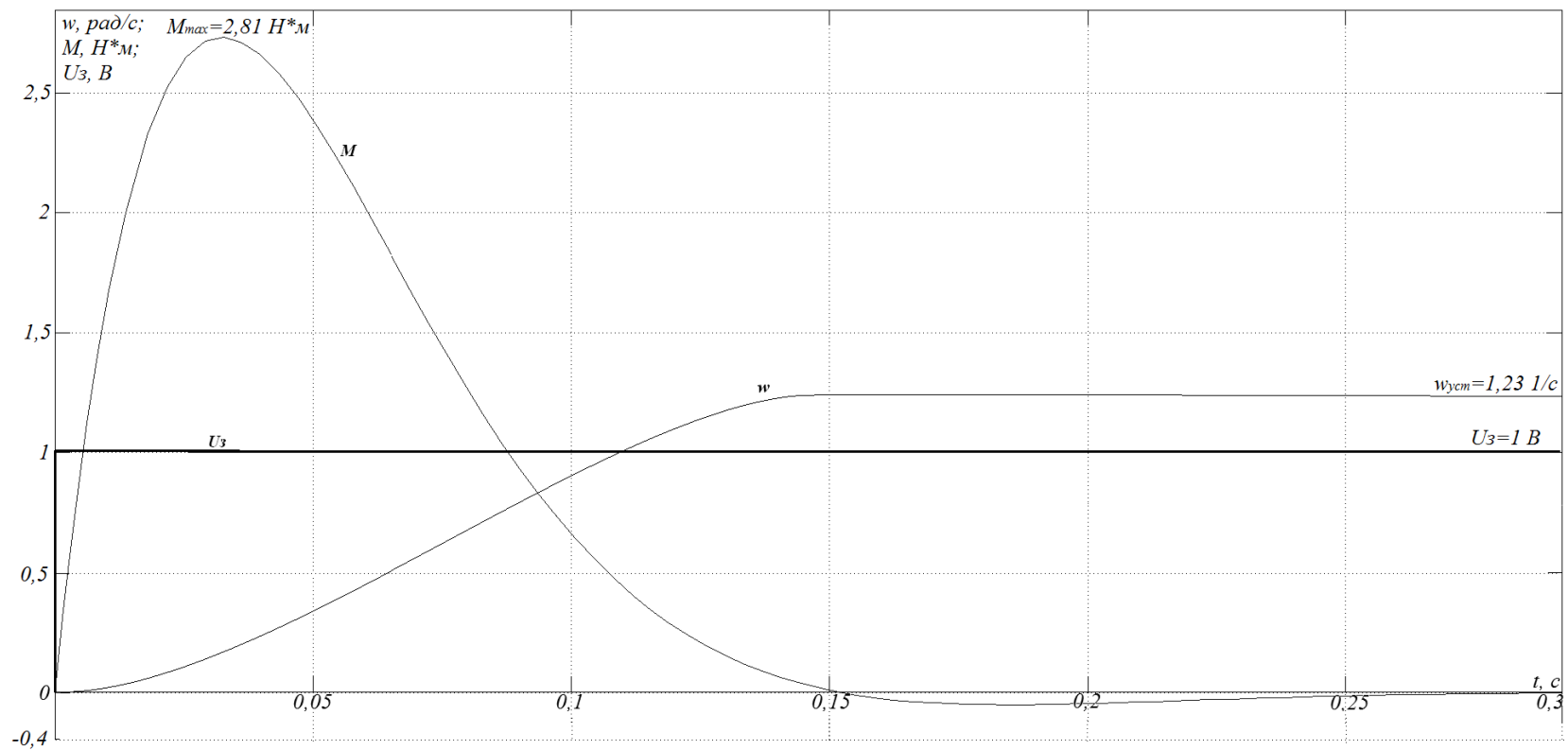


Рисунок 2.21 — Реакция машины на ступенчатое приращение добавочного напряжения на роторе величиной 1 В в асинхронном режиме. На рисунке приняты следующие обозначения: U_3 - задающее воздействие, M - переходный процесс момента, ω - переходный процесс скорости.

Также было проведено исследование режима МДП с частотной коррекцией. На Рисунке 2.22 приведены переходные процессы скорости и момента при приложении к ротору машины момента нагрузки с последующим введением частотной коррекции. После приложения нагрузки просадка скорости составила 17,5%. После увеличения частоты добавочного напряжения на 2% номинальной частоты напряжения на статоре просадка скорости составила 11,5% при неизменном моменте нагрузки. Таким образом, увеличение частоты добавочного напряжения на 2% ведет к увеличению скорости вращения ротора на 6%. При этом также экспериментально было определено, что при приращении $\Delta\omega$ более чем на 9,4% ($>4,7$ Гц) от номинальной частоты напряжения на статоре, в машине возникают колебательные переходные процессы скорости и момента, т.е. демпфирующих свойств обмотки ротора машины при таком приращении частоты оказывается недостаточно для гашения колебаний (Рисунок 2.23).

Исходя из проведенных исследований МДП: можно сделать следующие выводы:

- 1) При регулировании скорости изменением амплитуды добавочного напряжения на роторе под действием нагрузки происходит уменьшение скорости вращения, машина имеет перегрузочную способность не выше естественной.
- 2) Работа машины при скорости ниже $0,5\omega_0$ при регулировании скорости изменением амплитуды нецелесообразна из-за уменьшения развиваемого момента.
- 3) При регулировании скорости с частотной коррекцией машина поддерживает заданную скорость в пределах заданной перегрузочной способности, которая может изменяться в соответствии с величиной заданной частотной коррекции.

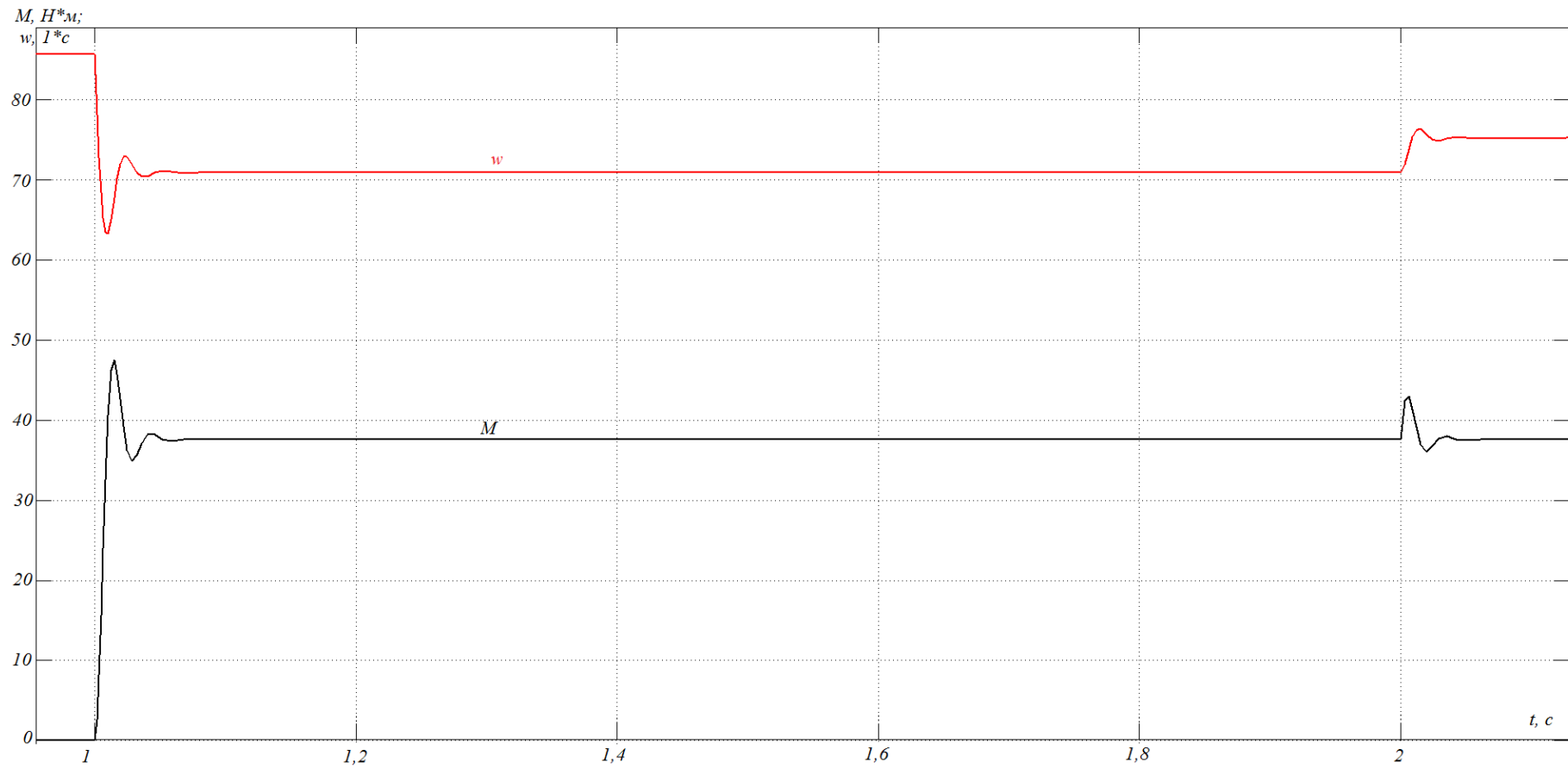


Рисунок 2.22 — Переходные процессы при частотной коррекции жесткости механической характеристики

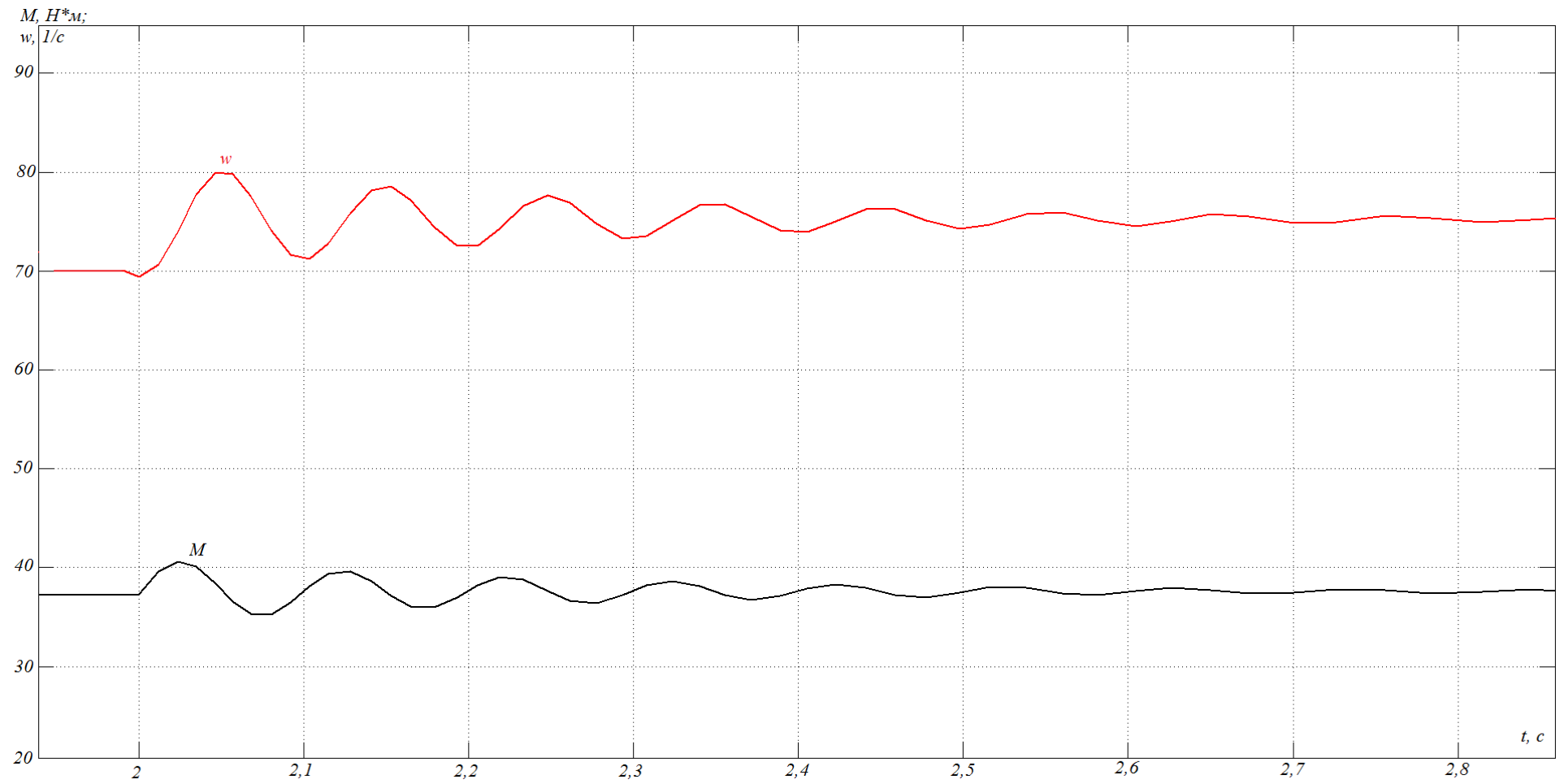


Рисунок 2.23 — Переходные процессы при превышении приращения частотой добавочного напряжения критического значения

Выводы по главе 2

1. При регулировании скорости МДП изменением частоты и фазы перегрузочная способность и жесткость искусственных механических характеристик уменьшаются со снижением скорости идеального холостого хода. При скорости $\omega < 0,5\omega_0$ критический момент МДП становится меньше номинального; по этой причине при таком регулировании скорости МДП диапазон регулирования скорости находится в пределах 2-2,5:1. Применение частотной коррекции, повышающей жесткость механических характеристик МДП и увеличивающей ее перегрузочную способность, позволяет увеличить диапазон регулирования скорости МДП. При этом реализация растормаживания невозможна даже при использовании частотной коррекции.

2. При регулировании скорости с частотной коррекцией машина поддерживает заданную скорость в пределах заданной перегрузочной способности, которая может изменяться в соответствии с величиной заданной частотной коррекции. Для сохранения жесткости механических характеристик машины амплитуду добавочного напряжения на роторе необходимо изменять совместно с частотной коррекцией. Однако в области малых скоростей и при растормаживании частотная коррекция оказывается неэффективна, в то время как регулирование скорости изменением активного сопротивления ротора является наиболее эффективным. В этой связи необходимо сочетать описанные в главе 2 способы регулирования скорости машины со способом, позволяющим реализовать управление скоростью, аналогичное таковому при изменении активного сопротивления ротора, но без рывков момента, присущих этому способу.

3. Разработанная математическая модель машины двойного питания адекватно описывает процессы электромеханического преобразования энергии в ней и пригодна для применения в системах управления электроприводом.

ГЛАВА 3. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ НА ОСНОВЕ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

3.1 Параметрическое регулирование момента и скорости машины двойного питания как способ реализации режимов растормаживания и движения на малой скорости

Как было показано выше, основной проблемой применения машины двойного питания в электроприводах ШПУ является реализация режима растормаживания и работа машины на малой скорости. Существующие реализации электроприводов на базе машины двойного питания предполагают использование для растормаживания роторной станции либо дополнительного частотного преобразователя в цепи статора, что усложняет схему управления и снижает надежность привода.

Однако схема электропривода с добавочными активными сопротивлениями в цепи ротора обладает оптимальными характеристиками в области низких скоростей, поскольку изменение активного сопротивления ротора не вызывает изменения критического момента, и, следовательно, перегрузочной способности, что позволяет реализовать режим растормаживания и устойчивого движения на малой скорости.

При включении в цепь ротора машины добавочного активного сопротивления уравнение механической характеристики имеет вид:

$$M = \frac{3U_S^2 k_T^2 R_{R\Sigma}}{\omega_0 s \left[\left(R_S + k_T^2 \frac{R_{R\Sigma}}{s} \right)^2 + X_K^2 \right]}, \quad (3.1)$$

где $R_{R\Sigma}$ — суммарное активное сопротивление роторной цепи;

k_T — коэффициент трансформации машины.

Поскольку на линейном участке механической характеристики машины влияние реактивной составляющей тока ротора мало, можно принять $X_K = 0$ и записать (3.1) в виде:

$$M = \frac{3U_S^2 k_T^2 R_{R\Sigma}}{\omega_0 s \left(R_S + k_T^2 \frac{R_{R\Sigma}}{s} \right)^2} = \frac{3U_S^2 k_T^2 R_{R\Sigma}}{(\omega_0 - \omega) \left(R_S + \omega_0 k_T^2 \frac{R_{R\Sigma}}{\omega_0 - \omega} \right)^2}. \quad (3.2)$$

Анализ выражения (3.2) показывает, что ступенчатое изменение активного сопротивления ротора МДП приводит к рывкам момента. Если изменять R_R плавно, то можно достигнуть переходных процессов без рывков с поддержанием постоянного динамического момента.

При включении в цепь ротора добавочного сопротивления R суммарное сопротивление цепи ротора определится как:

$$R_{R\Sigma} = R_R + R. \quad (3.3)$$

С учетом (3.3), выражение для механической характеристики машины определится следующим образом:

$$M = \frac{3U_S^2 k_T^2 [R_R + R]}{(\omega_0 - \omega) \left(R_S + \omega_0 k_T^2 \frac{[R_R + R]}{\omega_0 - \omega} \right)^2}. \quad (3.4)$$

Для определения динамических свойств машины в указанном режиме воспользуемся уравнениями системы (2.30) с учетом того, что в рассматриваемом режиме на ротор не подается добавочное напряжение:

$$\begin{cases} i_{Sg}(pL_S + R_S) = u_{Sg} + pL_\mu i_{Rg} + \omega_g L_\mu i_{Ri}, \\ i_{Rg}(pL_R + [R_R + R]) = 0 - pL_\mu i_{Sg} + \omega_g sL_R i_{Ri}, \\ i_{Ri}(pL_R + [R_R + R]) = 0 + \omega_g sL_R i_{Rg} - \omega_g sL_\mu i_{Sg}, \\ M = \frac{3}{2} z_{II} L_\mu i_{Sg} i_{Ri}. \end{cases} \quad (3.5)$$

Запишем систему (3.5), исключив из системы выражение для проекции тока, не формирующей момент:

$$\begin{cases} i_{Sg} = (u_{Sg} + pL_\mu i_{Rg} + \omega_g L_\mu i_{Ri}) \cdot \frac{1/R_S}{T_S p + 1}, \\ i_{Ri}(pL_R + [R_R + R]) = \omega_g sL_R i_{Rg} - \omega_g sL_\mu i_{Sg}, \\ M = \frac{3}{2} z_{II} L_\mu i_{Sg} i_{Ri}. \end{cases} \quad (3.6)$$

Преобразуем левую часть второго уравнения системы (3.6):

$$\begin{aligned} i_{Ri}(pL_R + [R_R + R]) &= i_{Ri} \left(p \frac{L_R}{R_R + R} + [R_R + R] \right) = \\ &= i_{Ri} \frac{1/(R_R + R)}{T_R p + 1}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Подставив (3.7) в (3.6), получим:

$$\begin{cases} i_{Sg} = (u_{Sg} + pL_\mu i_{Rg} + \omega_g L_\mu i_{Ri}) \cdot \frac{1/R_S}{T_S p + 1}, \\ i_{Ri} = (\omega_g sL_R i_{Rg} - \omega_g sL_\mu i_{Sg}) \frac{1/(R_R + R)}{T_R p + 1}, \\ M = \frac{3}{2} z_{II} L_\mu i_{Sg} i_{Ri}. \end{cases} \quad (3.8)$$

Пренебрегая противо-ЭДС обмоток, кроме собственной ЭДС ротора (2.38),

преобразуем (3.8) к виду:

$$M = \frac{3}{2} \cdot U_{Sg} \cdot \frac{z_{II} L_{\mu}}{R_S} \cdot \frac{1/(R_R + R)}{T_R p + 1} \cdot \left(\frac{U_S}{k_T} - \omega k_E \right), \quad (3.9)$$

где k_E — коэффициент внутренней обратной связи по ЭДС ротора.

Из уравнения (3.9) с помощью основного уравнения движения привода может быть выражена скорость машины:

$$\omega = \left\{ \left[\frac{3}{2} \frac{z_{II} L_{\mu}}{R_S} \cdot U_{Sg} \cdot \frac{1/(R_R + R)}{T_R p + 1} \cdot \left(\frac{U_S}{k_T} - \omega k_E \right) \right] - M_C \right\} \frac{1}{Jp}, \quad (3.10)$$

где M_C — момент нагрузки (статический момент);

J — суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции привода.

Уравнению (3.10) может быть поставлена в соответствие структурная схема, приведенная на Рисунке 3.1, которая эквивалентна схеме, приведенной на Рисунке 2.12 при условии $U_{Ri}=0$ и $R_R \neq \text{const}$.

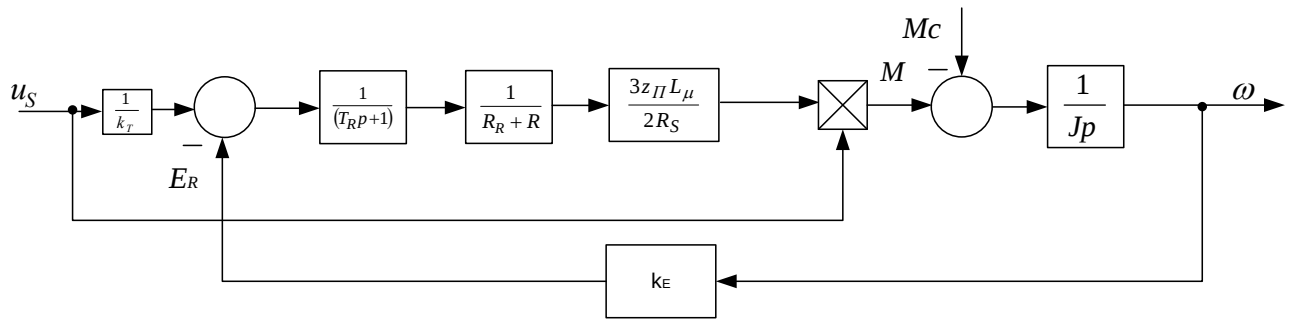


Рисунок 3.1 — Структурная схема машины при изменении активного сопротивления ротора на линейном участке механической характеристики

Если в выражении (3.10) принять $p=0$, то уравнение (3.10) опишет статический установившийся режим работы машины и примет вид:

$$M = \frac{3}{2} \frac{z_{II} L_{\mu}}{R_S} \cdot \frac{1}{R_R + R} \cdot U_{Sg} \cdot \left(\frac{U_S}{k_T} - \omega k_E \right) \quad (3.11)$$

Раскрыв в выражении (3.11) скобки и упростив полученное выражение с учетом $k_E = L_{\mu} \frac{U_{Sg}}{R_S}$ и $\omega = \frac{\omega_0}{z_{II}} (1-s)$, получим:

$$M = \frac{3}{2} U_{Sg}^2 \frac{k_T^2 (R_R + R)}{(\omega_0 - \omega) [R_S + k_T^2 (R_R + R)]^2 + \omega^2 L_{\mu}^2}. \quad (3.12)$$

Коэффициент пропорциональности напряжений и токов между двухфазной и трехфазной моделями машины равен $\sqrt{\frac{2}{3}}$ [6], следовательно, с учетом сдвига фаз в статоре, с учетом того, что момент формируется тремя фазами машины, а также соотношения $\omega^2 L_{\mu}^2 = X_K^2$, выражение (3.12) примет вид:

$$M = \frac{3 U_S^2 k_T^2 (R_R + R)}{\omega_0 s \left[\left(R_S + k_T^2 \frac{(R_R + R)}{s} \right)^2 + X_K^2 \right]}. \quad (3.13)$$

Выражение (3.13) эквивалентно известному выражению для механической характеристики асинхронного двигателя при параметрическом управлении [7]. Таким образом, выражение (3.10) описывает как динамическую, так и статическую механические характеристики машины.

Анализ выражения (3.13) показывает, что при соблюдении условия плавности изменения величины добавочного сопротивления в роторной цепи можно достигнуть перехода между механическими характеристиками без рывков и бросков тока, характерных для переключения ступеней роторной станции, с поддержанием постоянного динамического момента $M_{дин} = M - M_C$ (Рисунок 3.2). Показаны граничные механические характеристики для максимального R_{max}

и минимального R_{min} значений добавочного сопротивления, а заштрихованная область между ними — область рабочих характеристик. Видно, что в рассматриваемом режиме рабочими являются линейные участки механических характеристик, а участок с положительной жесткостью не учитывается, что справедливо для рассматриваемого диапазона скоростей и больших значений R .

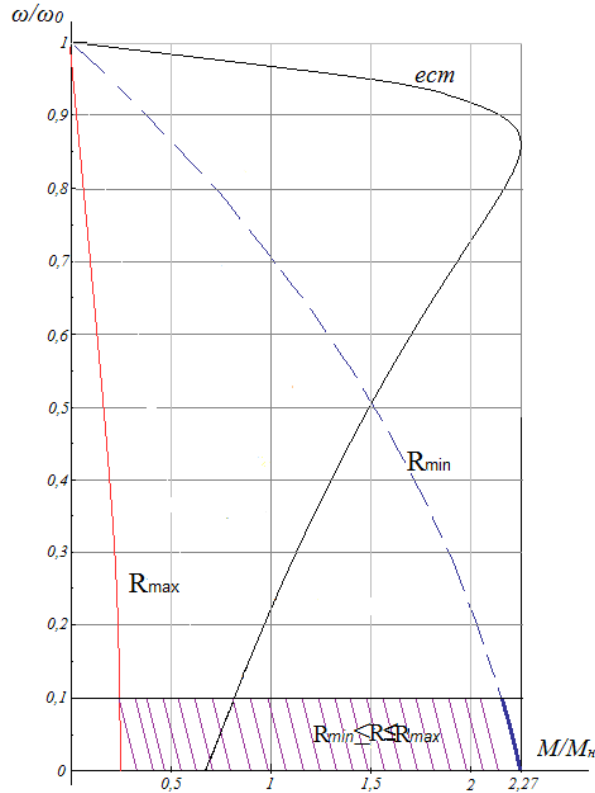


Рисунок 3.2 — Механические характеристики МДП с параметрическим регулированием

Реализация такого регулирования с помощью только добавочных резисторов предполагает наличие очень большого их количества с номиналами от 0 до R , что невозможно. Эффекта, аналогичного изменению активного сопротивления ротора, можно добиться регулированием активной составляющей тока ротора без изменения его активного сопротивления. Основным способом реализации такого подхода является регулирование выпрямленного тока ротора при включении в роторную цепь выпрямителя (подобный подход реализуется в схемах АВК). При этом во избежание рывков тока (момента) необходима

реализация скользящего регулирования активной составляющей тока ротора. Такое регулирование может быть осуществлено с помощью включения в цепь выпрямленного тока ротора силового ключа (транзистора или тиристора). Для реализации скользящего регулирования целесообразно использовать в качестве ключа IGBT с широтно-импульсной модуляцией отпирания, поскольку в этом случае максимально расширяется диапазон регулирования тока, протекающего через транзистор, а мощность коммутации минимальна. При использовании подобного подхода появляются высшие гармонические составляющие тока, обусловленные коммутацией в силовом вентиле, а, следовательно, несколько увеличивается реактивная составляющая тока ротора. Однако, поскольку в настоящей работе рассматриваются вопросы регулирования активной мощности машины (скорости и момента), этим увеличением можно пренебречь.

В представленной на Рисунке 3.3 схеме управляемого преобразователя тока (УПТ) происходит регулирование активной составляющей тока ротора, протекающего через сопротивление R , которое в этом случае выполняет функцию ограничения тока через транзистор.

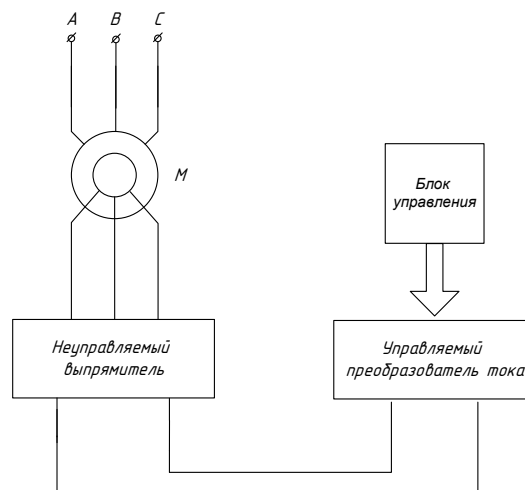


Рисунок 3.3 — Функциональная схема подключения управляемого преобразователя тока к ротору машины

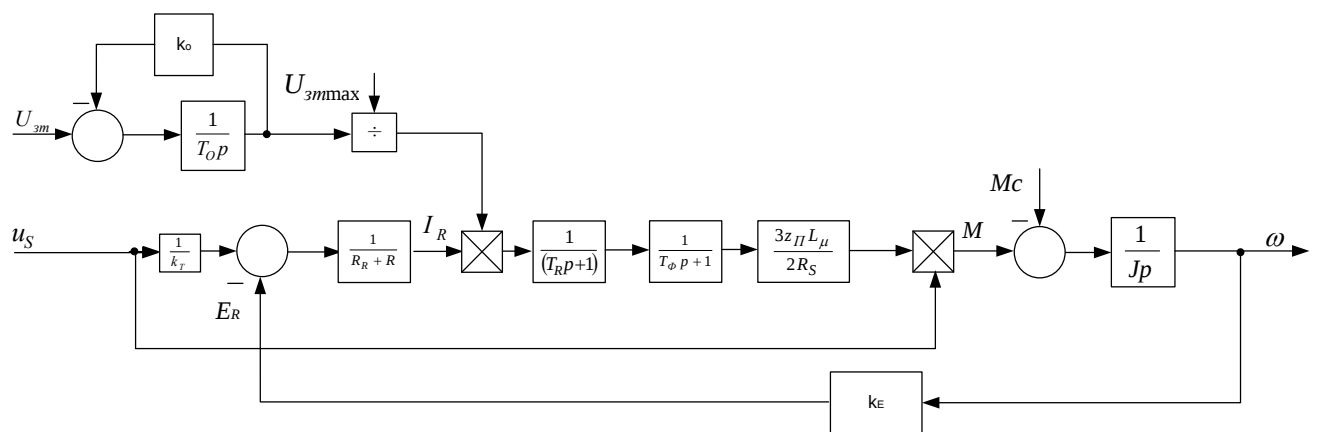
Если коэффициент заполнения ШИМ обозначить как γ , то ток, протекающий через сопротивление R , в данном случае определится как:

$$I_R = \frac{1}{T} \int_0^T i_R(t) dt, \quad (3.14)$$

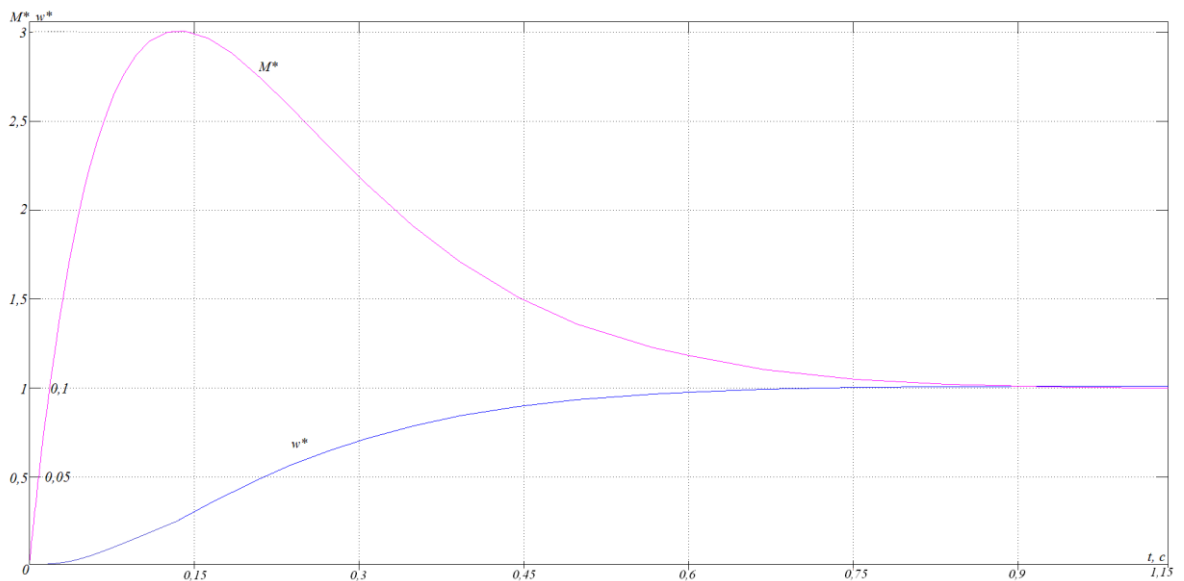
где T — период изменения тока.

В случае если $R=0$, диапазон изменения I_R составит $0 \leq I_R \leq I_{RH}$. При $R \neq 0$, диапазон изменения I_R составит $0 \leq I_R \leq 0,8..0,9 I_{RH}$.

На Рисунке 3.4 показана схема МДП совместно с УПТ.



а



б

Рисунок 3.4 а — Структурная схема регулирования тока ротора в схеме с УПТ

б — переходные процессы при регулировании тока в схеме с УПТ

Приняты следующие обозначения:

T_o, k_o — постоянная времени и коэффициент передачи УПТ;

T_ϕ — постоянная времени фильтра;

U_{zt}, U_{ztmax} — текущее и максимальное значения напряжения задания тока ротора.

При выполнении условия $T_\phi = T_R$ ток ротора будет изменяться непрерывно. Воспользовавшись приведенной на рисунке 3.4а структурной схемой, проведем моделирование работы привода при изменении активного сопротивления ротора. Для определенности рассмотрим разгон привода до скорости $0,1\omega_0$ под нагрузкой (режим растормаживания). Результаты моделирования приведены на рисунке 3.4б. Видно, что при управлении активной составляющей тока ротора обеспечивается больший момент, чем при изменении параметров добавочного напряжения на роторе, при этом скорость и момент изменяются непрерывно.

Исходя из вышеизложенного, можно сделать вывод о том, что комбинация регулирования скорости МДП с помощью УПТ с регулированием скорости МДП изменением амплитуды и частоты добавочного напряжения на роторе с помощью УПН позволяет реализовать регулирование скорости ШПУ в диапазоне $0 \leq \omega \leq \omega_0$ с сохранением перегрузочной способности на всем диапазоне регулирования. При этом при регулировании скорости машины с помощью УПН возможно дополнительно увеличить момент машины, регулируя не только амплитуду, но и фазу и частоту добавочного напряжения на роторе.

3.2 Оптимизация механических характеристик машины двойного питания

В главе 2 настоящей работы было показано, что вид механических характеристик машины определяется параметрами добавочного напряжения на роторе. Для определения значений амплитуды и фазы напряжения, подведенного к ротору, обеспечивающих наибольший момент машины, проанализируем выражение (2.16). В соответствии с (2.16) момент, развиваемый машиной, является функцией трех переменных: скорости, амплитуды напряжения на роторе

и фазового сдвига между добавочным напряжением на роторе и напряжением на статоре. Будем рассматривать скольжение s как параметр, и, соответственно, (2.16) как функцию двух переменных с параметром:

$$M = f(U_R^*, \delta) = \frac{2M_{KPe}}{s_{KPe}/s + s/s_{KPe}} \left[1 - \frac{U_R^*}{s} \left(\cos \delta + \frac{s}{s_{KPe}} \sin \delta \right) \right]. \quad (3.15)$$

Анализ (3.15) показывает, что данная функция является периодической по переменной δ (фазовому сдвигу между напряжением на роторе и статоре) с периодом 2π , что позволяет ограничиться при рассмотрении функции только одним периодом ее изменения. Из соображений физической реализуемости достаточно ограничиться рассмотрением интервала изменения фазы $[-\pi \leq \delta \leq \pi]$.

Для нахождения значений переменных U_R^* и δ , при которых значение (3.15) максимально, необходимо определить точки экстремума функции (3.15). При этом достаточно ограничиться рассмотрением множителя k_y , определяющего изменение характеристики при изменении параметров добавочного напряжения:

$$k_y = 1 - \frac{U_R^*}{s} \left(\cos \delta + \frac{s}{s_{KPe}} \sin \delta \right). \quad (3.16)$$

Найдем значения δ , при которых (3.16) принимает максимальные значения. Для этого найдем частную производную (3.16) по δ и приравняем ее к 0:

$$\begin{aligned} \frac{\partial k_y}{\partial \delta} &= 0, \\ \frac{\partial \left[1 - \frac{U_R^*}{s} \left(\cos \delta + \frac{s}{s_{KPe}} \sin \delta \right) \right]}{\partial \delta} &= 0, \\ -\frac{U_R^*}{s_{KPe}} \cos \delta + \frac{U_R^*}{s} \sin \delta &= 0. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Решив уравнение (3.17) относительно δ , получим условие, определяющее максимум (3.16) по фазовому сдвигу между напряжением на статоре и добавочным напряжением на роторе:

$$\delta = \arctg\left(\frac{s}{s_{KPe}}\right), \quad (3.18)$$

где s — текущее скольжение;

s_{KPe} — критическое скольжение на естественной механической характеристике.

Найдя производную (3.16) по амплитуде добавочного напряжения, можно прийти к выводу о том, что выражение не имеет экстремума по ней, т.к.

$$\frac{\partial k_y}{\partial U_R^*} = -\frac{\cos \delta + \frac{s}{s_{KPe}} \sin \delta}{s} = 0. \text{ Из этого следует, что максимум асинхронной}$$

составляющей момента определяется значением фазы напряжения на роторе (3.18), но его максимальное значение также зависит от амплитуды. Проведенный анализ подтверждает фазовая поверхность функции (3.15), приведенная на Рисунке 3.5.

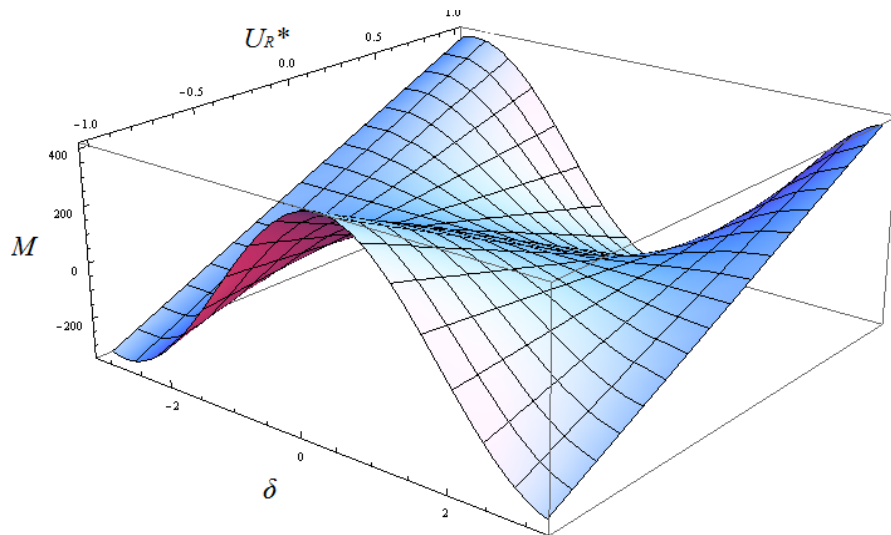


Рисунок 3.5 — Фазовая поверхность функции момента машины двойного питания

По приведенной на Рисунке 3.5 фазовой поверхности видно, что функция момента МДП имеет экстремум по фазе, в то время как величина момента зависит от амплитуды добавочного напряжения, но не имеет экстремума по ней.

Для проверки справедливости условия (3.18), обеспечивающего максимизацию момента по фазе добавочного напряжения на роторе, построим семейство механических характеристик двигателя при соблюдении условия (3.18). По характеристикам, приведенным на Рисунке 3.6, видно, что при максимизации момента по условию (3.18) рабочие участки механических характеристик машины практически параллельны и жесткость в их пределах сохраняется, в отличие от механических характеристик, исследованных в главе 2 настоящей работы.

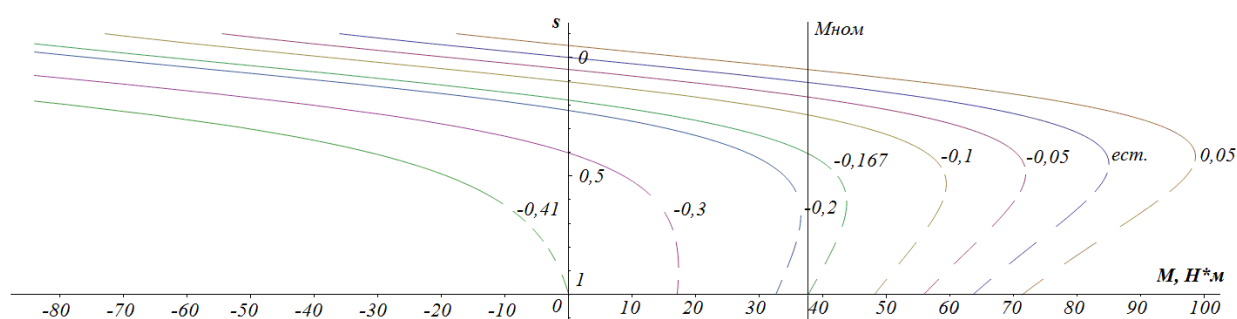


Рисунок 3.6 — Семейство механических характеристик МДП на базе двигателя МТФ-111-Н6 в асинхронном режиме при условии максимизации момента по фазовому сдвигу (числа у характеристик показывают относительное значение напряжения на роторе, соответствующее характеристике)

Также видно, что регулирование скорости МДП в асинхронном режиме даже при максимизации момента по фазе ограничивается падением критического момента машины и не превышает 2–2,5:1. В п. 2.4 было показано, что введение частотной коррекции момента увеличивает жесткость механической характеристики МДП. Для оценки этого влияния необходимо получить выражение для механической характеристики машины в этом случае. Для этого

необходимо исследовать статический режим работы схемы, приведенной на Рисунке 2.16 при условии $\Delta\omega_3 \neq 0$. Уравнение (3.15) в этом случае примет вид:

$$M = \frac{2M_{KPe}}{s_{KPe} / s_{\Delta\omega} + s_{\Delta\omega} / s_{KPe}} \left[1 - \frac{U_R^*}{s_{\Delta\omega}} \left(\cos \delta + \frac{s_{\Delta\omega}}{s_{KPe}} \sin \delta \right) \right], \quad (3.19)$$

$$\text{где } s_{\Delta\omega} = \frac{\omega_{03} - (\omega_3 \pm \Delta\omega_3)}{\omega_{03}}.$$

Найдя производную (3.19) по $\Delta\omega_3$ и приравняв ее к 0, получим критические значения $\Delta\omega_3$:

$$\Delta\omega_{3к} = \frac{\left\{ s_{KPe}(\omega - \omega_0) + U_R^* [s_{KPe}\omega_0 \cos \delta - \sin \delta(\omega + \omega_0)] \pm \sqrt{s_{KPe}^4 \omega_0^2 + U_R^{*2} s_{KPe}^2 \omega_0^2 - 2s_{KPe}^2 U_R^* \omega_0^2 \sin \delta} \right\}}{s_{KPe} - U_R^* \sin \delta}. \quad (3.20)$$

Подставив (3.20) в (3.19), получим выражение для критического момента машины при частотной коррекции:

$$M_{\Delta\omega} = \pm \frac{M_{KPe} \left(U_R^* \omega_0 s_{KPe} \cos \delta + \sqrt{\omega_0^2 s_{KPe}^2 (U_R^* + s_{KPe}^2 - 2U_R^* s_{KPe} \sin \delta)} \right)}{\omega_0^2 s_{KPe}}. \quad (3.21)$$

Таким образом, выполнение условий (3.18) и (3.20) позволяет увеличивать диапазон регулирования скорости машины.

Уравнение линейного участка механической характеристики машины может быть записано в виде:

$$\omega = \omega_0 - \beta M, \quad (3.22)$$

где β — жесткость рабочего участка характеристики.

С учетом изложенного в п. 2.4, (3.22) может быть записано как:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega - \beta M, \quad (3.23)$$

Выражение для жесткости с учетом изменения частоты $\Delta\omega$ может быть записано как:

$$\beta = \frac{M}{\omega_0 s + \Delta\omega}, \quad (3.24)$$

где $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ - скольжение.

Задачей изменения частоты добавочного напряжения на роторе является увеличение β до жесткости естественной механической характеристики. Жесткость естественной механической характеристики может быть найдена как:

$$\beta_e = \frac{M_{KPe}}{2\omega_0 s_{KPe}}. \quad (3.25)$$

Для того, чтобы выполнялось условие $\beta = \beta_e$, величина изменения добавочного напряжения на роторе должна быть равна:

$$\Delta\omega = \frac{M_n s_{KPe} \omega_0 - 0,5(\omega_0 - \omega) M_{KPe}}{2M_{KPe}}. \quad (3.26)$$

По выражению (3.26) может быть оценен предельный диапазон регулирования МДП с изменением частоты добавочного напряжения на роторе с сохранением жесткости рабочих участков механической характеристики равной

естественной. Максимальная скорость, при которой $\Delta\omega$ не превышает определенного выше предела в $0,094\omega_0$ для модельного двигателя МТФ-111Н6, составляет 5,2 рад/с ($0,049\omega_0$); при этом диапазон регулирования скорости составляет 20,2:1. Если допустить некоторое уменьшение жесткости механической характеристики МДП в диапазоне малых скоростей ниже жесткости естественной характеристики, то диапазон регулирования может быть расширен до 30-34:1. Поскольку рабочий участок естественной механической характеристики приводных двигателей шахтного подъема имеет большую жесткость, в отличие от модельной машины, то диапазон может быть оценен как 30:1–40:1.

Исходя из изложенного выше, можно сделать следующие выводы:

1) Для достижения большого диапазона регулирования скорости в электроприводе ШПУ следует комбинировать асинхронный режим с частотной коррекцией и режимом УПТ.

2) Для работы машины в диапазоне $0 \leq \omega \leq 0,1\omega_0$ целесообразно применение управляемого преобразователя тока в цепи ротора, поскольку он обеспечивает режим растормаживания и возможность работы с постоянными производными скорости и момента. Также указанный режим позволяет реализовать движение сосуда на малой скорости в режиме ревизии. Кроме того, поскольку УПТ является отдельным устройством, возможно его использование как резервного устройства (в соответствии с пп. 456, 458 «Федеральных норм и правил в области промышленной безопасности «Правила безопасности при ведении горных работ и переработке твердых полезных ископаемых»» [146]) для работы подъемной установки в аварийных режимах, что существенно повышает надежность установки в целом.

Таким образом, достижение требуемого для ШПУ диапазона регулирования скорости может быть достигнуто с помощью реализации системы управления с переменной структурой для электропривода на основе МДП. При этом должен изменяться способ задания параметров добавочного напряжения на роторе. В

асинхронном режиме амплитуда добавочного напряжения определяет момент и скорость машины, а частота — отслеживает изменение скорости машины. В режиме частотной коррекции вводится частотная добавка, повышающая жесткость и критический момент рабочего участка механической характеристики машины. В режиме УПТ ротор питается от управляемого преобразователя тока. Комбинирование асинхронного режима с частотной коррекцией и режима УПТ, позволяет управлять МДП в диапазоне скоростей от 0 до ω_0 с сохранением критического момента. Полученные выражения (3.18), (3.20) и (3.26), позволяют максимизировать момент машины и жесткость ее механических характеристик по фазовому сдвигу добавочного напряжения и его частоте.

Поскольку описанный подход предлагает переключение между УПН и УПТ в цепи ротора, необходимо разработать алгоритм логического управления электроприводом для обеспечения непрерывного изменения скорости и управления ее величиной.

3.3 Алгоритм функционирования электропривода шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания

Как было показано в предыдущих параграфах, необходимо разработать алгоритм функционирования, обеспечивающий режимов работы МДП с УПН и УПТ в роторе. Указанный алгоритм в дальнейшем будет использован в системе логического управления электроприводом для формирования задания на текущий режим работы машины.

Построим механические характеристики машины в рассмотренных выше режимах (Рисунок 3.8). На Рисунке 3.8 показаны переходы между механическими характеристиками, соответствующими разным скоростям привода. При торможении увеличением амплитуды добавочного напряжения на роторе в асинхронном режиме текущая скорость оказывается выше скорости идеального холостого хода на новой характеристике. При этом рабочая точка ω_n смещается во второй квадрант (точка ω'_n), и привод развивает тормозной момент, находясь в

режиме рекуперации. Под действием этого момента скорость машины уменьшается до заданной скорости ω_1 . Разгон машины в асинхронном режиме осуществляется аналогично. В режиме частотной коррекции при увеличении частоты и амплитуды добавочного напряжения уменьшается момент привода, и происходит торможение машины до заданной скорости по траектории ω_4 - ω'_4 - ω_5 .

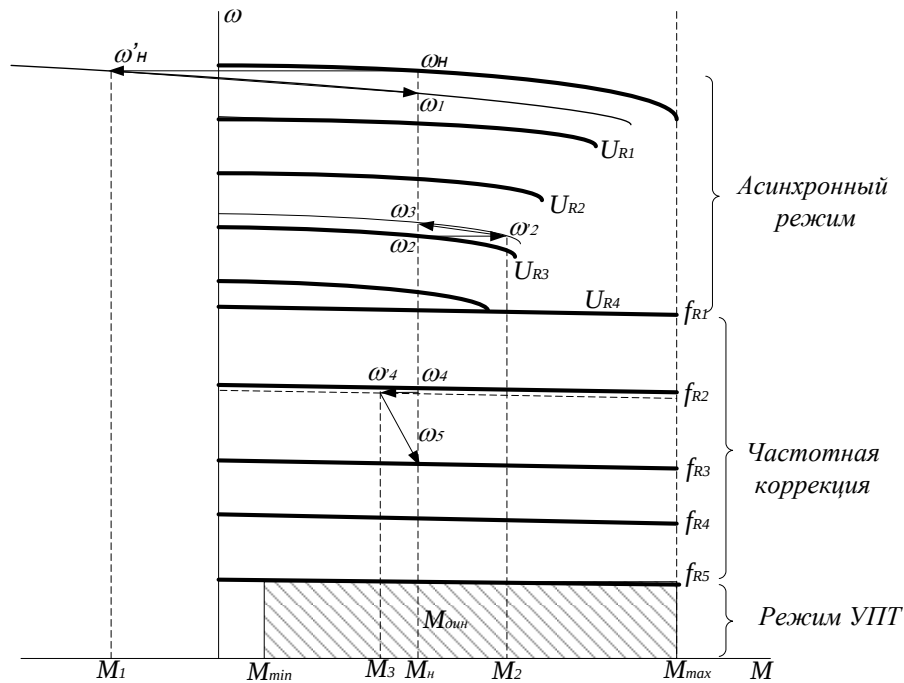


Рисунок 3.8 — Рабочие зоны механических характеристик МДП при сочетании режимов работы

В режиме УПТ достижим любой требуемый момент привода, поэтому заштрихованная на Рисунке 3.8 область соответствует области достижимых динамических моментов. По характеристикам также видно, что при комбинации режимов сохраняется приемлемая перегрузочная способность машины на всем диапазоне регулирования скорости.

Рассмотрев совместно приведенную на Рисунке 3.4а структурную схему машины при работе машины от УПТ со структурной схемой машины, приведенной на Рисунке 2.16 (с учетом того, что механическая часть привода является общей для всех схем), получим структурную схему электропривода с переменной структурой на основе МДП, приведенную на Рисунке 3.9.

Переключение между структурами цепи ротора в этих режимах показано на Рисунке 3.9 ключом K .

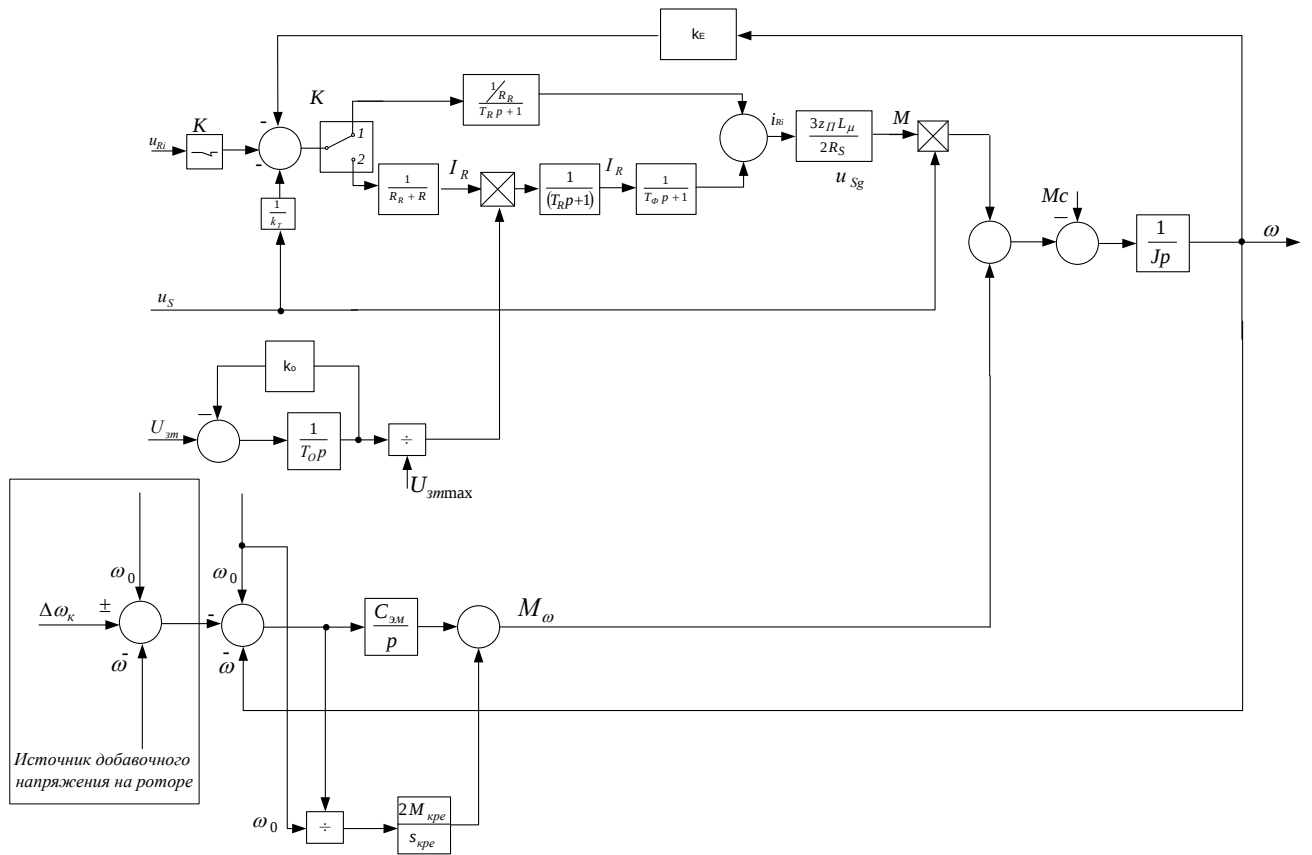


Рисунок 3.9 — Структурная схема МДП при питании ротора от УПН и УПТ

На Рисунке 3.9 приняты следующие обозначения:

- u_{Ri} — активная составляющая добавочного напряжения на роторе;
- R_R — собственное активное сопротивление ротора;
- T_R — электромагнитная постоянная времени цепи ротора;
- k_E — коэффициент внутренней обратной связи по ЭДС ротора;
- i_{Ri} — активная составляющая тока ротора;
- z_{II} — число пар полюсов на статоре машины;
- L_μ — взаимная индуктивность статора и ротора;
- R_S — активное сопротивление ротора;
- u_{Sg} — напряжение на статоре;
- U_{zm} — напряжение задания величины добавочного активного сопротивления в цепи ротора;

$C_{эм}$ — электромагнитная жесткость;

M_K — критический момент на естественной механической характеристике АД

ФР; s_K — критическое скольжение на естественной механической характеристике АД ФР;

k_0 — коэффициент двигателя;

k_T — коэффициент трансформации двигателя;

M — электромагнитный момент; M_c — момент нагрузки (статический момент);

J — приведенный к ротору подъемного двигателя суммарный момент инерции механической части ШПУ;

ω — угловая скорость вращения ротора;

ω_0 — синхронная скорость;

$\Delta\omega_K$ — приращение частоты;

K — логическая функция, определяющая, работает ли привод в режиме двойного питания или в режиме УПТ.

Примем, что положение 1 ключа K соответствует логической 0, а 2 — логической 1. При этом режимы работы двигателя определяются следующими выражениями:

$$\begin{cases} K = 0 - \text{режим УПН}; \\ K = 1 - \text{режим УПТ}. \end{cases} \quad (3.27)$$

Введем следующие обозначения:

ω_n — номинальная скорость машины на естественной характеристике;

ω_z — заданная системой управления скорость машины;

$\omega_{кр} = 0,5\omega_0$ — скорость, соответствующая переходу из асинхронного в синхронный режим;

A — максимальный темп изменения амплитуды добавочного напряжения на роторе, В/с;

U_R — действующее значение добавочного напряжения на роторе.

Исходя из анализа механических характеристик машины в различных

режимах, можно составить описание функционирования машины в различных режимах, которое предполагает разбиение рабочей зоны механических характеристик машины на участки, в пределах которых механические характеристики машины не изменяются качественным образом. Выделим следующие участки:

1. Растормаживание: к ротору подключен управляемый преобразователь тока (УПТ). УПТ плавно увеличивает активную составляющую тока машины до выравнивания момента машины и момента нагрузки. После снятия тормоза двигатель под действием динамического момента разгоняется до малой скорости ω_{II} . По достижении этой скорости УПТ отключается от ротора, подключается УПН.

2. Разгон с частотной коррекцией: при подключенном к ротору управляемом преобразователе напряжения уменьшается амплитуда добавочного напряжения на роторе при выполнении законов (3.18), (3.26), скорость вращения ротора увеличивается.

3. Работа на заданной скорости в двигательном режиме: на выходе преобразователя напряжения устанавливается напряжение с амплитудой, соответствующей требуемой механической характеристике машины, фаза задается в соответствии с (3.18). Частота добавочного напряжения постоянна и определяется по выражению $f_R = f_S \frac{\omega_0 - \omega}{\omega}$.

4. Торможение в рекуперативном режиме: на выходе преобразователя напряжения амплитуда добавочного напряжения непрерывно увеличивается до величины, соответствующей требуемой конечной механической характеристике. Частота добавочного напряжения увеличивается с уменьшением скорости.

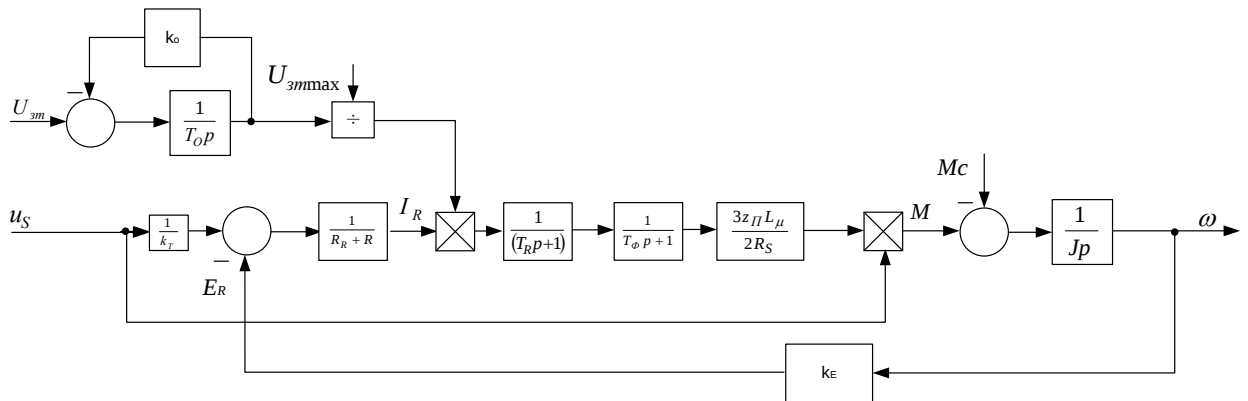
5. Работа в области малых скоростей: при снижении скорости машины до скорости $\omega_{кр}$ включается режим частотной коррекции с выполнением условий (3.18) и (3.26).

6. Останов привода: в режиме движения с малой скоростью к ротору подключается УПТ, уменьшается активная составляющая тока ротора, машина

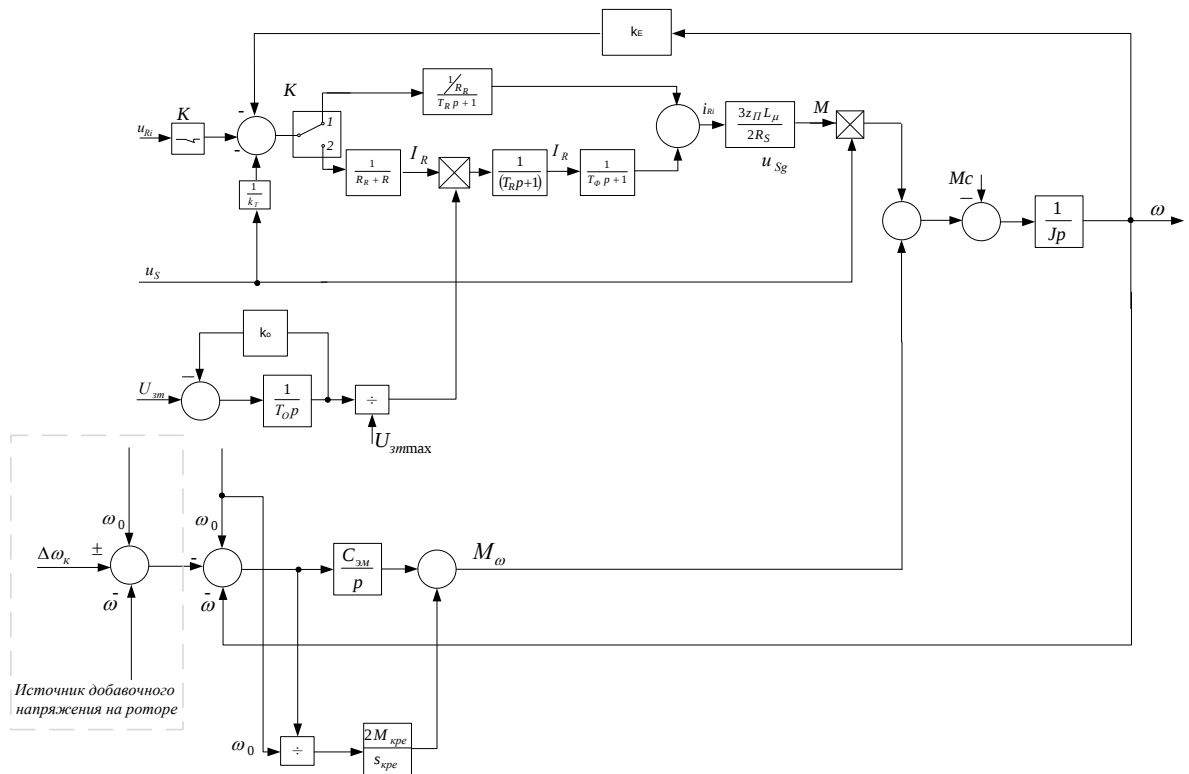
останавливается, после чего накладывается механический тормоз.

7. Реверсирование при нулевой скорости: на заторможенном приводе при нулевом токе ротора переключается реверсор в цепи статора.

Структура двигателя при переключении питания ротора от УПТ к УПН изменяется. Структурные схемы для каждого случая приведены на Рисунке 3.10.



а)



б)

Рисунок 3.10 а — структура двигателя при питании цепи ротора от УПТ; б — структура двигателя при питании цепи ротора от УПН

Как было показано в главе 1, особым режимом работы машины является растормаживание, в котором привод создает момент при заторможенном роторе. Этот режим возникает при наложении на барабан подъемной машины механического тормоза, что математически эквивалентно условию $J=\infty$. В этом случае система уравнений (2.39) примет вид:

$$\begin{cases} e_{SgRi} = u_S \frac{\cos \varphi_S}{k_T}, \\ \Delta u_{Ri} = u_{Ri} + e_{SgRi}, \\ i_{Ri} = \Delta u_{Ri} \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1}, \\ M_a = \frac{3z_{II} L_\mu}{2R_S} i_{Ri} u_{Sg}. \end{cases} \quad (3.28)$$

Системе уравнений (3.28) может быть поставлена в соответствие структурная схема машины с заторможенным ротором, приведенная на Рисунке 3.11.

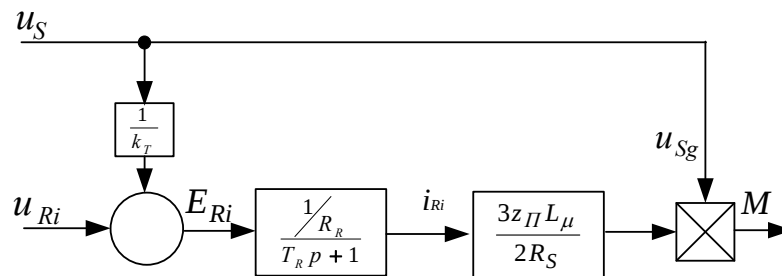


Рисунок 3.11— Структурная схема МДП при заторможенном роторе

Вышеприведенному описанию могут быть поставлены в соответствие следующие выражения с учетом (3.27):

1. Растормаживание:

$$\text{При } \omega = 0 : \begin{cases} K = 1, \\ \frac{dI'_R}{dt} > 0, \\ M > M_c. \end{cases} \quad (3.29)$$

2. Движение на малой скорости:

$$\begin{aligned} \text{При } 0 < \omega \leq 0,1\omega_0 : & \begin{cases} K = 1, \\ I'_R = \text{const.} \end{cases} \\ \text{При } 0,1\omega_0 < \omega \leq 0,5\omega_0 : & \begin{cases} K = 0, \\ U_R = \text{const}, \\ \Delta\omega = \frac{M_H s_{KPe} \omega_0 - 0,5(\omega_0 - \omega) M_{KPe}}{2M_{KPe}}, \\ \delta = \arctg\left(\frac{s}{s_{KPe}}\right). \end{cases} \end{aligned} \quad (3.30)$$

3. Разгон машины:

$$\begin{aligned} \text{При } 0 < \omega \leq 0,1\omega_0 : & \begin{cases} K = 1, \\ \frac{dR_{доф}}{dt} < 0. \end{cases} \\ \text{При } 0,1\omega_0 < \omega \leq \omega_0 : & \begin{cases} K = 0, \\ \Delta\omega = \frac{M_H s_{KPe} \omega_0 - 0,5(\omega_0 - \omega) M_{KPe}}{2M_{KPe}}, \\ -A \leq \frac{dU_R}{dt} < 0, \\ \delta = \arctg\left(\frac{s}{s_{KPe}}\right). \end{cases} \end{aligned} \quad (3.31)$$

4. Работа машины на заданной максимальной скорости ω_3 :

$$\text{При } \omega = \omega_3 : \begin{cases} K = 0, \\ \overline{U}_R = 0. \end{cases} \quad (3.32)$$

5. Замедление машины:

$$\text{При } 0 < \omega \leq \omega_0 : \begin{cases} K = 0, \\ 0 < \frac{dU_R}{dt} \leq A, \\ f_R = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} f_S, \\ \delta = \arctg\left(\frac{s}{s_{KPe}}\right). \end{cases} \quad (3.33)$$

Для перехода в III и IV квадранты координатной плоскости «момент — скорость» следует изменить направление вращения поля статора и осуществлять регулирование по указанным соотношениям.

По выражениям (3.29–3.33) в соответствии с выделенными участками рабочего цикла установки можно сформулировать правила переключения внутри них и между ними и сформулировать выражения, описывающие алгоритм функционирования системы логического управления приводом (СЛУ).

Дополнительно введем следующие переменные:

I_{Ra} — активная составляющая тока ротора;

$f(K)$ — переменная замыкания ключа в цепи ротора, описанная в п. 2.1 настоящей работы;

Π — переменная, принимающая значение 1 при наличии сигнала пуска привода из остановленного состояния и значение 0 при отсутствии этого сигнала;

T — переменная, принимающая значение 1 при наличии сигнала торможения привода и значение 0 при отсутствии этого сигнала;

O — переменная, принимающая значение 1 при наличии сигнала останова

привода и значение 0 при отсутствии этого сигнала;

$P_{ев}$ — переменная, принимающая значение 1 при наличии сигнала реверса привода и значение 0 при отсутствии этого сигнала;

$ПР$ — переменная, принимающая значение 1 при переключении реверсора;

$CЗ = \begin{cases} 1 \text{ при } \omega = \omega_3, \\ 0 \text{ при } \omega \neq \omega_3 \end{cases}$ — переменная, определяющая достижение машиной заданной скорости вращения ротора;

$ПТ = \begin{cases} 1 \text{ при } \frac{dI_{Ra}}{dt} = 0, \\ 0 \text{ при } \frac{dI_{Ra}}{dt} \neq 0. \end{cases}$ — переменная, определяющая равенство 0 производной по

времени активной составляющей тока ротора;

$3T = \begin{cases} 1 \text{ при } I_{Ra} > 0, \\ 0 \text{ при } I_{Ra} \leq 0. \end{cases}$ — переменная, определяющая знак активной составляющей

тока ротора;

$СК = \begin{cases} 1 \text{ при } \omega \leq \omega_{KP}, \\ 0 \text{ при } \omega > \omega_{KP}. \end{cases}$ — переменная, определяющая достижение машиной

критической скорости вращения ротора

$C0 = \begin{cases} 1 \text{ при } \omega = 0, \\ 0 \text{ при } \omega \neq 0. \end{cases}$ — переменная, определяющая достижение машиной нулевой

скорости вращения ротора;

С учетом введенных обозначений алгоритм функционирования электропривода ШПУ с переменной структурой может быть записан следующим образом:

1. Растормаживание и разгон:

а) Подключение к сети:

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{E}_S = \overline{E}_R + \overline{U}_R, \\ \delta = \psi_{E_R} + 180^\circ, \\ I_R' = 0, \\ f(K) = 1. \end{array} \right. \quad (3.34)$$

б) Растормаживание:

$$\text{При } (\omega = 0) \wedge (M = M_C) : \left\{ \begin{array}{l} K = 1, \\ TM = 0, \\ KP = 0, \\ KP = 1 \\ \frac{dI_R'}{dt} > 0, \\ M > M_c. \end{array} \right. \quad (3.35)$$

в) Разгон:

$$\begin{aligned} \text{При } 0 < \omega \leq 0,1\omega_0 : & \left\{ \begin{array}{l} K = 1 \\ I_R' = \text{const.} \end{array} \right. \\ \text{При } 0,1\omega_0 < \omega \leq \omega_0 : & \left\{ \begin{array}{l} K = 0, \\ \Delta\omega = \frac{M_{\text{н}} s_{KPe} \omega_0 - 0,5(\omega_0 - \omega) M_{KPe}}{2M_{KPe}}, \\ -A \leq \frac{dU_R}{dt} < 0, \\ \delta = \text{arctg} \left(\frac{s}{s_{KPe}} \right). \end{array} \right. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Условие окончания участка $C3 \wedge PT \wedge 3T = 1$.

2. Движение на малой скорости:

$$\begin{aligned}
 &\text{При } 0 < \omega \leq 0,1\omega_0 : \begin{cases} K = 1 \\ I'_R = \text{const.} \end{cases} \\
 &\text{При } 0,1\omega_0 < \omega \leq 0,5\omega_0 : \begin{cases} K = 0, \\ \Delta\omega = \frac{M_{\text{н}} s_{KPe} \omega_0 - 0,5(\omega_0 - \omega) M_{KPe}}{2M_{KPe}}, \\ U'_R = \text{const}, \\ \delta = \text{arctg} \left(\frac{s}{s_{KPe}} \right). \end{cases}
 \end{aligned} \quad (3.37)$$

Условие окончания участка $C3 = 0$.

3. Движение на максимальной скорости

$$\text{При } \omega = \omega_3 : \begin{cases} K = 0, \\ \bar{U}_R = 0. \end{cases} \quad (3.38)$$

Условие окончания участка — $T=1$.

4. Замедление

$$\text{При } 0 \leq \omega \leq \omega_0 : \begin{cases} K = 0, \\ 0 < \frac{dU_R}{dt} \leq A, \\ f_R = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} f, \\ \delta = \text{arctg} \left(\frac{s}{s_{KPe}} \right). \end{cases} \quad (3.39)$$

Условие окончания участка — $C3^{\wedge} IT = 1$.

5. Движение с малой скоростью

$$\text{При } 0 < \omega \leq 0,1\omega_0 : \begin{cases} K = 1 \\ I'_R = \text{const.} \end{cases} . \quad (3.40)$$

Условие окончания участка — $O=I$.

6. Останов:

$$\begin{cases} K = 1 \\ \frac{dI'_R}{dt} < 0. \end{cases} . \quad (3.41)$$

Условие окончания участка — $C0^3T = 1$.

7. Реверс: переключение реверсора при

$$\begin{cases} \overline{E}_S = \overline{E}_R + \overline{U}_R, \\ \delta = \psi_{E_R} + 180^\circ, \\ I'_R = 0, \\ f(K) = 1. \end{cases} \quad (3.42)$$

Сформируем алгоритм функционирования СЛУ, записав (3.34-3.42) таким образом, чтобы условием окончания участка было изменение введенных выше переменных. Введем также специальное состояние «стоп», означающее полную остановку привода и безусловный возврат к первому участку. Выражения, описывающие алгоритм функционирования, приведены в (3.32). Тогда (3.34-3.42) примут вид (3.43).

Граф переходов, описывающий алгоритм функционирования привода (3.32), приведен на Рисунке 3.13.

$$\begin{aligned}
f_0 &= \begin{cases} f(K)=0, \\ U_S = U_{SHOM}, ; \text{если } (\Pi=1) \rightarrow f_{11}, \\ I_{Ra} = 0. \end{cases} \\
f_{11} &= \left(\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} f(K)=1, \\ K=1, \\ TM=0, \\ KP=0, \quad , \text{если } (C3 \wedge \Pi T \wedge 3T=1) \rightarrow f_{12} \\ KP=1 \\ \frac{dI'_R}{dt} > 0. \end{array} \right) \end{array} \right) \\
f_{12} &= \left(\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} K=0, \\ -A \leq \frac{dU_R}{dt} < 0, \\ \Delta\omega = \frac{M_{\text{н}} s_{KPe} \omega_0 - 0,5(\omega_0 - \omega) M_{KPe}}{2M_{KPe}}, \\ \delta = \arctg\left(\frac{s}{s_{KPe}}\right) \end{array} \right) \end{array} \right) ; \text{если } (C3 \wedge \Pi T \wedge 3T=1) \rightarrow f_2 \\
f_2 &= \left(\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} K=0, \\ \Delta\omega = \frac{M_{\text{н}} s_{KPe} \omega_0 - 0,5(\omega_0 - \omega) M_{KPe}}{2M_{KPe}}, \\ U_R = \text{const}, \\ \delta = \arctg\left(\frac{s}{s_{KPe}}\right). \end{array} \right) \end{array} \right) ; \text{если } (C3=0) \rightarrow f_3 \\
f_3 &= \left(\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} K=0, \\ -A \leq \frac{dU_R}{dt} < 0, \\ \Delta\omega = \frac{M_{\text{н}} s_{KPe} \omega_0 - 0,5(\omega_0 - \omega) M_{KPe}}{2M_{KPe}}, \\ \delta = \arctg\left(\frac{s}{s_{KPe}}\right) \end{array} \right) \end{array} \right) , \\
f_4 &= \left(\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} K=0, \\ \overline{U}_R = 0. \end{array} \right) ; \text{если } (T=1) \rightarrow f_5 \end{array} \right) , \\
f_5 &= \left(\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} K=0, \\ 0 < \frac{dU_R}{dt} \leq A, \\ f_R = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} f, \\ \delta = \arctg\left(\frac{s}{s_{KPe}}\right). \end{array} \right) \end{array} \right) ; \text{если } (C3 \wedge \Pi T = 1) \rightarrow f_6, \\
f_6 &= \left(\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} K=1 \\ I'_R = \text{const}. \end{array} \right) ; \text{если } (O=1) \rightarrow f_7 \end{array} \right) , \\
f_7 &= \left(\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} K=1 \\ \frac{dI'_R}{dt} < 0. \end{array} \right) ; \text{если } (C0 \wedge 3T=1) \rightarrow 1a ; \text{если } (Pee=1) \rightarrow f_8 \end{array} \right) , \\
f_8 &= \left(\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} \overline{E}_S = \overline{E}_R + \overline{U}_R, \\ \delta = \psi_{E_R} + 180^\circ, \\ I'_R = 0, \\ f(K)=1, \\ TM=1. \end{array} \right) \wedge (\Pi P=1) \rightarrow f_{11} \end{array} \right)
\end{aligned}
\tag{3.43}$$

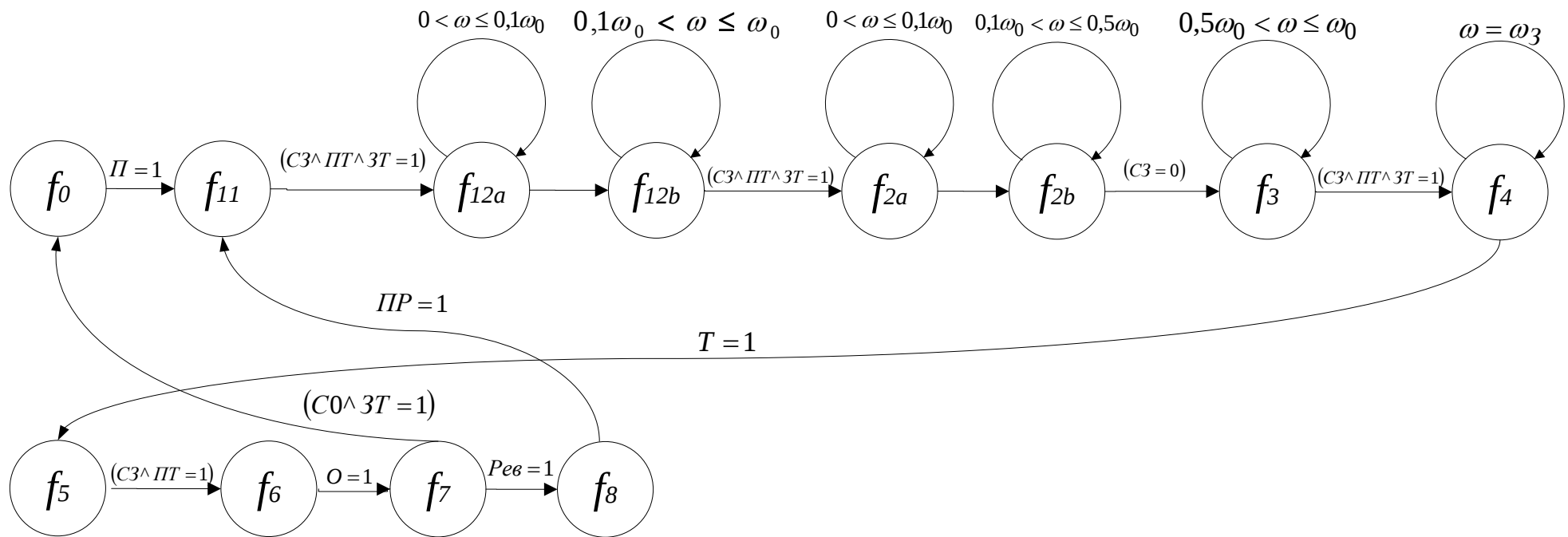


Рисунок 3.13 — Граф-схема алгоритма работы системы логического управления (СЛУ) для переключения режимов работы МДП в электроприводе шахтной подъемной установки

Предложенный алгоритм предполагает регулирование активной составляющей тока ротора как основы для регулирования момента двигателя и его максимизации. Для увеличения КПД привода и снижения потребляемой им полной мощности возможно также регулирование реактивной составляющей тока ротора или тока статора.

Таким образом, сформирован алгоритм работы системы логического управления электропривода подъемной установки, обеспечивающий диапазон регулирования скорости не менее 30:1 с сохранением перегрузочной способности машины двойного питания на всем диапазоне регулирования скорости за счет переключения между питанием ротора от УПН и УПТ.

3.4 Синтез системы автоматического регулирования скорости для электропривода подъемной установки на основе машины двойного питания

Разработанный в предыдущем параграфе алгоритм управления для своего осуществления должен быть реализован в системе управления электроприводом на основе машины двойного питания. Как было показано выше, при введении частотной коррекции синхронная составляющая момента играет роль добавки к асинхронной, повышающей жесткость механической характеристики. При этом канал частоты добавочного напряжения на роторе (Рисунок 2.16) компенсирует статическую ошибку, что следует из исследований, проведенных в п. 2.5 и согласуется с выводами, полученными в п. 2.1. При этом, как следует из исследований, проведенных в п. 2.5, частота изменяется в малых пределах, что обеспечивает линейность суммирования собственной ЭДС ротора и добавочного напряжения. Следует также иметь в виду, что большинство звеньев структурных схем машины при работе МДП от УПН и УПТ является общим, а, следовательно, регуляторы скорости и момента могут быть реализованы как одно устройство с изменяемыми в зависимости от режима работы параметрами.

Формирование амплитуды напряжения на выходе УПН, как показано в

[133], осуществляется в соответствии с выражением:

$$U_R = \frac{k_{\Pi}}{T_{\Pi}p + 1} U_{3U}, \quad (3.44)$$

где U_{3U} — напряжение задания амплитуды;

U_R — заданная амплитуда добавочного напряжения на роторе.

Изменение частоты на выходе УПН пропорционально напряжению задания:

$$\Delta\omega_K = U_{3\omega} k_{\omega}, \quad (3.45)$$

где $U_{3\omega}$ — напряжение задания частоты;

k_{ω} - коэффициент пропорциональности.

В этом случае частота ω_R определится как:

$$\omega_R = \omega + \Delta\omega_K. \quad (3.46)$$

В соответствии со схемой, приведенной на Рисунке 2.16:

$$\Delta\omega = \pm\Delta\omega_K - \omega + \omega_0. \quad (3.47)$$

Объединив выражения (3.45–3.47), получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} U_R = \frac{k_{\Pi}}{T_{\Pi}p + 1} U_{3U}, \\ \Delta\omega_K = U_{3\omega} k_{\omega}, \\ \omega_R = \omega + \Delta\omega_K \\ \Delta\omega = \pm\Delta\omega_K - \omega + \omega_0, \\ u_R(t) = U_R \sin(\omega_R t). \end{cases} \quad (3.48)$$

Системе уравнений (3.48) может быть поставлена в соответствие структурная схема УПН, приведенная на Рисунке 3.14.

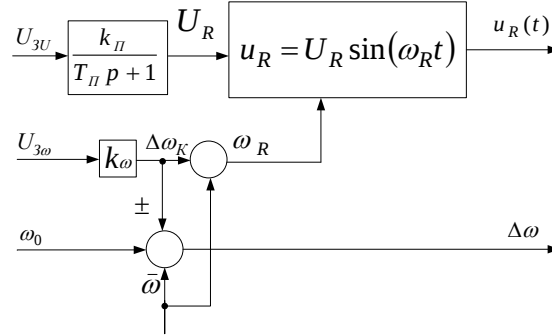


Рисунок 3.14 Структурная схема УПН

При работе МДП в электроприводе подъемной установки следует управлять не только скоростью машины, но и ее моментом. Однако прямая идентификация момента машины трудна в реализации. Момент может быть рассчитан на основании измеренного значения активной составляющей тока. В главе 2 показано, что момент и ток ротора связаны соотношением:

$$M = \frac{3}{2} L_{\mu} i_{Ri} i_S, \quad (3.49)$$

где i_S — ток статора машины;

i_{Ri} — активная составляющая тока ротора.

С учетом того, что применяемая в данной работе система координат связана с вектором тока статора, а добавочное напряжение на роторе сдвинуто относительно напряжения на статоре на угол δ , i_{Ri} может быть определен как:

$$i_{Ri} = i_R \cos(\delta - \varphi_S + \varphi_R) = i_R \cos\left(\arctg \frac{s}{s_{KPe}} - \arctg\left(\frac{X_S}{R_S}\right) + \arctg\left(\frac{X_R}{sR_R}\right)\right), \quad (3.50)$$

где i_R — ток ротора;

X_S, X_R — реактивные сопротивления статора и ротора соответственно;

R_S, R_R — активные сопротивления статора и ротора соответственно.

Значение тока статора, входящее в (3.50), может быть измерено непосредственно или рассчитано через значение напряжения на статоре u_S :

$$i_s = \frac{u_S}{\sqrt{R_S^2 + X_S^2}}. \quad (3.51)$$

С учетом (3.50) и (3.51) выражение (3.49) может быть записано как:

$$M = f(i_R) = \frac{3}{2} L_\mu \frac{u_S i_R \cos \left[\arctg \frac{s}{s_{KPe}} - \arctg \left(\frac{X_S}{R_S} \right) + \arctg \left(\frac{X_R}{s R_R} \right) \right]}{\sqrt{R_S^2 + X_S^2}}. \quad (3.52)$$

Вычисление момента в соответствии с выражением (3.52) осуществляется с помощью нелинейного функционального блока, структура которого приведена на Рисунке 3.15.

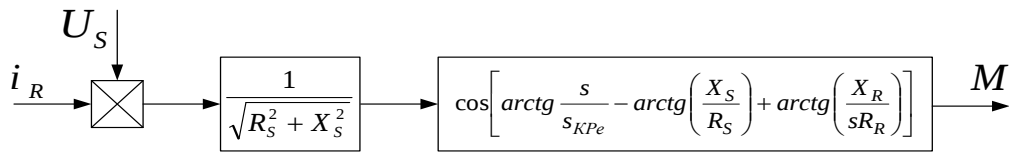


Рисунок 3.15 — Структура функционального блока вычисления момента

Как было показано в п. 3.2, помимо формирования амплитуды и частоты добавочного напряжения, УПН должен осуществлять коррекцию фазы добавочного напряжения в функции скорости для повышения жесткости механических характеристик привода и увеличения критического момента машины. Для этого необходимо устанавливать фазу добавочного напряжения на роторе в соответствии с условием (3.18). Для реализации коррекции фазы

необходимо вычислять текущее скольжение машины. При этом скорректированная фаза является внутренним параметром УПН, влияющим только на формирование заданного добавочного напряжения.

В пп. 2.1, 2.4, 2.5 и 3.2 было обосновано введение коррекции частоты добавочного напряжения для получения большого диапазона регулирования скорости с сохранением перегрузочной способности. Введение частотной коррекции предполагает изменение способа формирования электромагнитного момента, по этой причине в системе управления необходимо наличие регулятора момента, который учитывает особенности формирования момента машины в различных режимах.

Как следует из исследований, проведенных в п. 2.5 и 2.6 настоящей работы, а также структурной схемы машины, в асинхронном режиме МДП совместно с преобразователем представляют собой колебательное звено. Составим структурную схему контура момента в асинхронном режиме (Рисунок 3.16).,

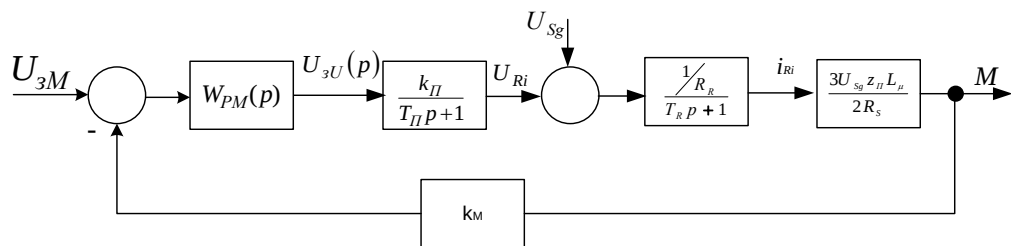


Рисунок 3.16 — Структурная схема формирования асинхронной составляющей момента (k_M — коэффициент обратной связи по моменту; U_{zM} — напряжение задания момента; $U_{зU}(p)$ — напряжение задания амплитуды добавочного напряжения на роторе)

Поскольку ШПУ имеют значительные инерционности, то обычно выполняется условие $T_M > 4T_R > 20T_{II}$, и при расчете контура момента можно пренебречь внутренней противо-ЭДС машины.

Для синтеза регуляторов скорости и тока ротора (момента) МДП в разрабатываемой системе управления будем использовать принцип структурно-

параметрической оптимизации с настройками контуров, соответствующими техническому оптимуму, поскольку полученная эквивалентная модель машины позволяет выполнить такой синтез без дополнительных преобразований.

Для показанной на Рисунке 3.16 схемы с учетом описанной выше связи тока ротора и момента передаточная функция регулятора тока для достижения в контуре технического оптимума определится как:

$$W_{PT}(p) = \frac{U_{3U}(p)}{U_{3M}(p)} = \frac{2R_S R_R (T_R p + 1)}{6U_S z_{\Pi} L_{\mu} k_{\Pi} k_M p}. \quad (3.53)$$

Как следует из приведенных выше результатов исследований, при введении частотной коррекции синхронная составляющая момента формируется в МДП таким образом, что канал частоты выполняет функцию ПИ-регулятора для канала амплитуды, внося в асинхронную составляющую момента добавку, устраняющую статическую ошибку по нагрузке и значительно увеличивающую жесткость механической характеристики машины. Сочетание этого режима с ПИ-регулированием момента по закону (3.53) дополнительно увеличивает жесткость механической характеристики машины.

При подключении ротора АД ФР к УПТ происходит коммутация в цепи ротора — отключается УПН и подключается УПТ, регулируемой выходной величиной которого является активная составляющая тока ротора. При этом в соответствии с Рисунком 3.10а регулирование активной составляющей тока ротора (момента) осуществляется изменением коэффициента в прямом канале управления, а сам УПТ имеет интегрирующие свойства. Для описываемых условий целесообразно иметь П-регулятор момента, работающий по закону:

$$U_{3i} = k_M U_{3M}, \quad (3.54)$$

где U_{3i} — напряжение задания тока УПТ;

k_M — коэффициент регулятора момента.

Объединив выражения (3.53), (3.54) и (3.18) с условиями переключения между режимами из п. 3.3, получим математическое описание состояний регулятора момента:

$$\begin{cases} U_{3U} = U_{3M} \frac{2R_S R_R (T_R p + 1)}{6U_S z_{\Pi} L_{\mu} k_{\Pi} k_M p}, 0,1\omega_0 < \omega \leq \omega_0; \\ U_{3i} = k_M U_{3M}, 0 \leq \omega \leq 0,1\omega_0. \end{cases} \quad (3.55)$$

Структура контура регулирования скорости МДП с учетом всех режимов ее работы, структур УПН и УПТ и регулятора момента, приведена на Рисунке 3.17.

На рисунке введены следующие дополнительные обозначения: k_{ω} — коэффициент обратной связи по скорости машины; U_{ω} — напряжение, пропорциональное скорости машины; стрелка с надписью «СЛУ» в элементах K означает, что коммутация K осуществляется под управлением СЛУ.

Исходя из динамических свойств машины, изученных в п. 2.4, 2.5 и 3.2, а также структуры контура скорости, приведенной на Рисунке 3.17, можно прийти к выводу, что целесообразно использовать пропорциональный регулятор скорости, поскольку при выполнении условия максимизации момента по фазе (3.18) в асинхронном режиме механические характеристики машины имеют приемлемую жесткость, а при введении частотной коррекции синхронная составляющая момента формирует требуемую добавку для обеспечения жесткости характеристик. При подключении машины к УПТ процессы принципиально не отличаются от асинхронного режима. Кроме того, в контуре скорости машины наибольшей постоянной времени является механическая, полная компенсация которой нецелесообразна.

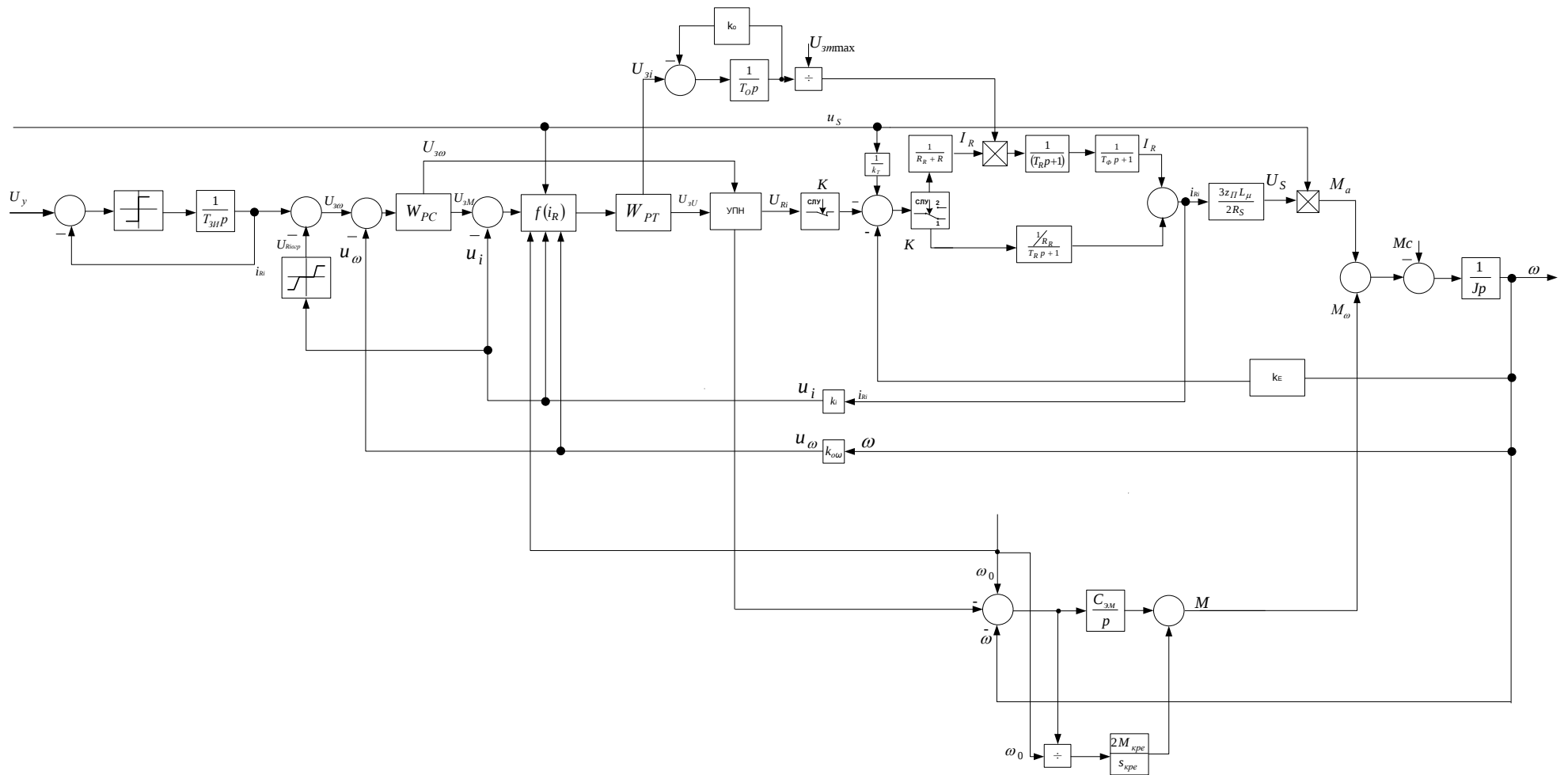


Рисунок 3.17 — Структурная схема контура скорости

В асинхронном режиме и при подключении к ротору машины УПТ динамические свойства машины не отличаются, поэтому целесообразно настроить регулятор скорости как П-регулятор. В соответствии с методикой расчета регуляторов при структурно-параметрической оптимизации и с учетом приведенного выше математического описания регулятора момента, получим:

$$W_{PC} = k_{PC} = \frac{Jk_M}{12T_{\Pi}k_{\omega}}. \quad (3.56)$$

При введении частотной коррекции, как следует из соображений, приведенных при синтезе регулятора момента, рабочий участок механической характеристики машины при введении синхронной составляющей момента по жесткости приближается к естественной характеристике. По этой причине регулятор скорости при введении частотной коррекции задает величину $\Delta\omega$. Таким образом, математическое описание регулятора скорости в этом случае также соответствует (3.56).

Для реализации требуемой диаграммы движения привода следует использовать задающее устройство в виде задатчика интенсивности (ЗИ), также показанного на Рисунке 3.17. В схеме задатчика интенсивности предусмотрено ограничение тока ротора машины, реализуемого нелинейным звеном, которое реализует режим токовой отсечки.

Таким образом, для обеспечения работы машины в соответствии с предложенным в п.3.2 сочетанием режимов и реализации алгоритма работы СЛУ, изложенного в п. 3.3, САРС должна обеспечивать введение корректирующей синхронной составляющей момента, коррекцию фазового сдвига добавочного напряжения на роторе при изменении скорости, а также прямое управления активной составляющей тока ротора.

Выводы по главе 3

1. Растормаживание машины и движение на малой скорости следует проводить при подключении ротора машины к УПТ, что позволяет сохранить перегрузочную способность машины и управляемость в зоне малых скоростей.

2. Режим работы МДП, при котором растормаживание осуществляется в режиме УПТ, в области высоких скоростей двигатель работает в асинхронном режиме, а в области низких — в асинхронном с коррекцией частоты и в режиме УПТ, позволяет достичь диапазона регулирования скорости до 30:1–40:1 с сохранением перегрузочной способности машины на всем диапазоне регулирования. При этом в синхронном режиме синхронная составляющая момента является корректирующей, обеспечивающей высокую жесткость механических характеристик.

3. Реализация управления обеспечивается разработанным алгоритмом функционирования системы логического управления приводом.

4. Система управления электроприводом ШПУ с переменной структурой на основе МДП должен содержать машину двойного питания с подключенными к ее ротору УПН и УПТ, регуляторы скорости и момента и задатчик интенсивности.

5. Использование коррекции фазы в соответствии с предложенным выражением позволяет дополнительно увеличить жесткость механических характеристик машины.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННОЙ СИСТЕМЫ

4.1 Реализация предлагаемой системы управления электроприводом подъемной установки

В главе 3 настоящей работы были приведены структурные схемы предлагаемой системы электропривода и граф-схемы алгоритма ее функционирования. Как было показано, электропривод подъемной установки на основе машины двойного питания состоит из асинхронного двигателя с фазным ротором, управляемого преобразователя напряжения, управляемого преобразователя тока, реверсора и системы управления приводом.

Управляемый преобразователь напряжения, как было показано в главах 2 и 3 настоящей работы, обеспечивает управление машиной в диапазоне скоростей $0,1\omega_0 \leq \omega \leq \omega_0$ при регулировании скорости вверх от нулевой и в диапазоне скоростей $0 \leq \omega \leq \omega_0$ при регулировании скорости вниз от номинальной. Управляемый преобразователь тока необходим для реализации режима растормаживания и разгона машины в диапазоне $0 \leq \omega \leq 0,1\omega_0$, а также как аварийный резерв. САРС, состоящая из регуляторов момента и скорости, задачика интенсивности и системы логического управления осуществляет управление приводом в соответствии с предложенным в п 3.3 алгоритмом.

Рассмотрим функциональную схему электропривода с переменной структурой на основе МДП, позволяющего реализовать способы управления, описанные в главах 2 и 3.

На Рисунке 4.1 приняты следующие условные обозначения:

M — асинхронный двигатель с фазным ротором;

Tr — трансформатор;

$БУРП$ — блок управления преобразователем, синхронизированным с

потом;

БУСП — блок управления преобразователем, синхронизированным с сетью;

БСП — блок синхронизации преобразователей;

БУН — блок управления нагрузкой;

ИУС — информационно-управляющая система;

$K1, K2$ — коммутационное устройство, осуществляющее подключение к цепи ротора УПН или УПТ.

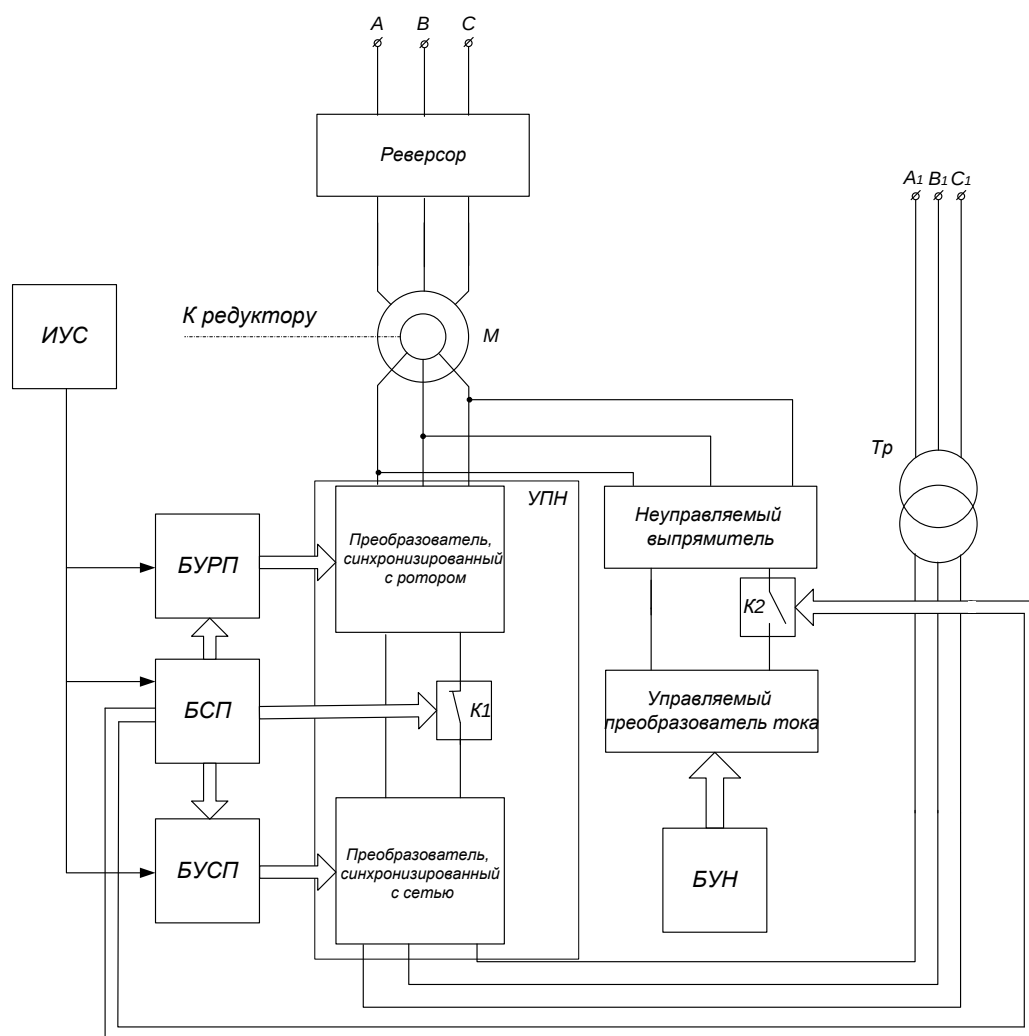


Рисунок 4.1 — Предлагаемая функциональная схема электропривода ШПУ на основе машины двойного питания

Приведенная на Рисунке 4.1 схема в соответствии с предложенным

алгоритмом функционирования работает следующим образом:

1) При заторможенном роторе $K1$ разомкнут, на ротор не подается добавочного напряжения. $K2$ замкнут, в цепь ротора включен управляемый преобразователь тока (УПТ). Ток увеличивается до тех пор, пока момент машины не станет равным статическому моменту.

2) При равенстве момента машины статическому моменту снимается тормоз. После снятия механического тормоза ток в цепи УПТ уменьшается, и машина начинает разгоняться. При выходе на заданную скорость $(0,1\omega_0)$ необходимо отключить от цепи ротора УПТ и подключить УПН. Для этого сетевой ПЧ переводится в выпрямительный режим, роторный ПЧ — в инверторный, частота напряжения на выходе роторного ПЧ устанавливается равной текущей частоте ЭДС ротора, амплитуда устанавливается на требуемом значении. По достижении заданной пороговой скорости $K2$ размыкается, $K1$ замыкается.

3) Амплитуда напряжения на выходе ПЧ ротора непрерывно уменьшается; частота уменьшается, при этом машина разгоняется до заданной скорости.

4) При начале замедления амплитуда напряжения на роторе начинает увеличиваться, машина начинает замедляться, частота добавочного напряжения на роторе равна частоте собственной ЭДС ротора.

5) После достижения машиной скорости $0,5\omega_n$ машина переводится в режим частотной коррекции. Замедление в таком режиме возможно до полного останова машины и наложения механического тормоза.

Упрощенная силовая схема, позволяющая реализовать описанное управление, приведена на Рисунке 4.2.

Приведенная схема работает следующим образом. При необходимости реализации режима прямого управления активной составляющей тока ротора в диапазоне скоростей $0 \leq \omega \leq 0,1\omega_0$ транзисторы VT13 и VT15 заперты, VT14 открыт.

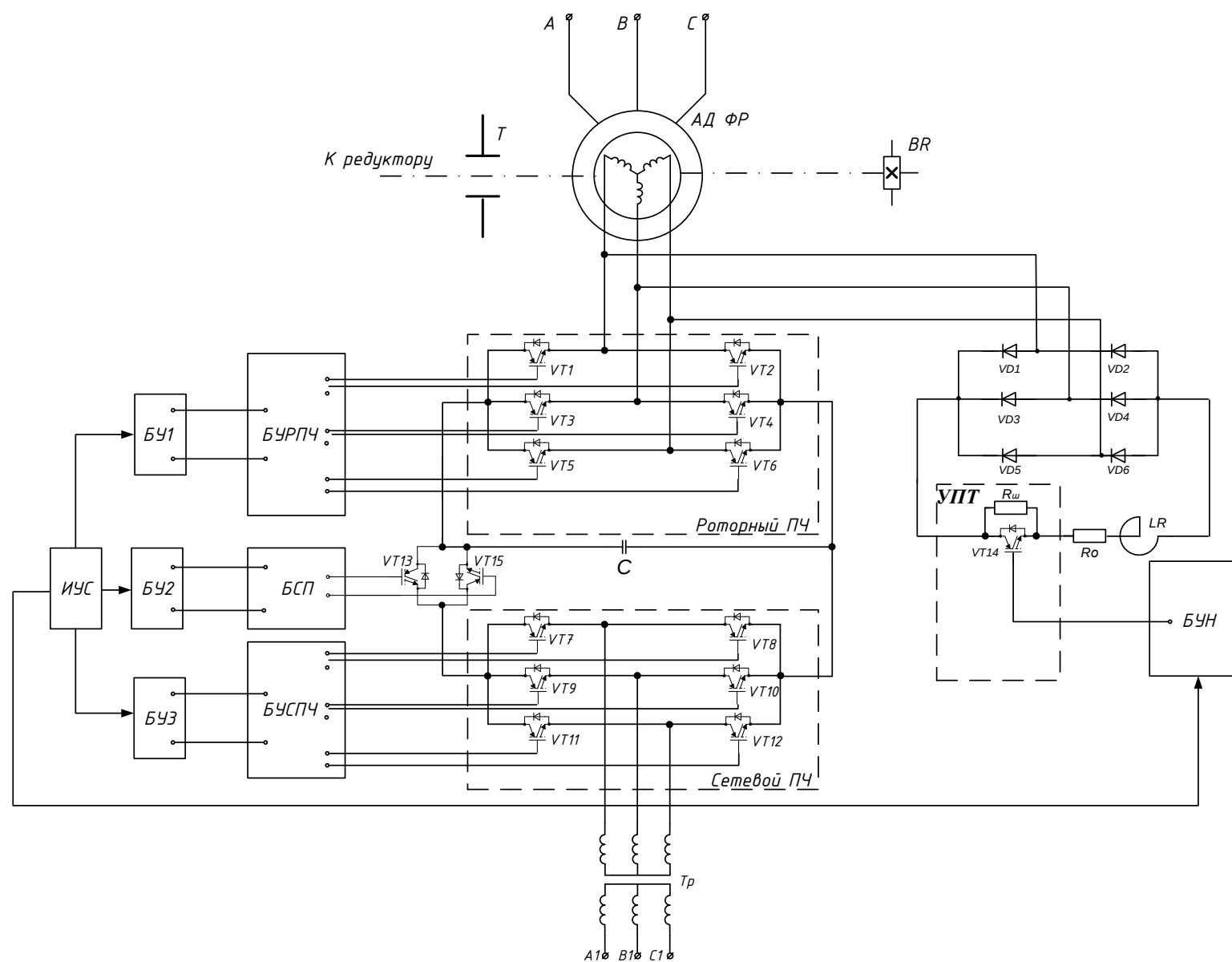


Рисунок 4.2 — Упрощенная схема электропривода ШПУ на основе МДП

Управляя продолжительностью импульсов на затворе VT14, можно добиться изменения активной составляющей тока ротора в соответствии с соображениями, изложенными в п.3.1. После достижения скорости $0,1\omega_0$ VT14 запирается, VT13 (VT15) отпирается, роторный ПЧ работает в инверторном режиме, сетевой — в выпрямительном, частота выходного напряжения роторного ПЧ устанавливается в соответствии с заданной величиной частотной коррекции, амплитуда напряжения на выходе роторного ПЧ уменьшается. При работе машины в установившемся режиме на заданной скорости роторный преобразователь переводится в выпрямительный режим, а сетевой — в инверторный. При этом мощность скольжения машины за вычетом потерь может быть рекуперирована в сеть *A1-B1-C1*. Торможение осуществляется увеличением амплитуды добавочного напряжения на роторе с последующим отключением УПН. При необходимости реализации торможения противовключением роторный преобразователь переключается в выпрямительный режим, а сетевой — в инверторный.

Таким образом, предлагаемая схема электропривода шахтной подъемной установки на основе МДП технически реализуется на основе асинхронного двигателя с фазным ротором, двух преобразователей (тока и напряжения) и системы управления преобразователями, работающей под контролем информационно-управляющей системы (ИУС).

4.2 Экспериментальные исследования электропривода подъемной установки на основе машины двойного питания

Воспользовавшись схемой привода, предложенной в п. 4.1 настоящей работы, а также составленными в гл. 2 и 3 структурными схемами машины, проведем экспериментальные исследования на компьютерной модели привода, реализующей модель технологического процесса подъема (Рисунок 4.3).

Схема, приведенная на Рисунке 4.3, работает следующим образом. Задающее устройство формирует задание на скорость в соответствии с заданной

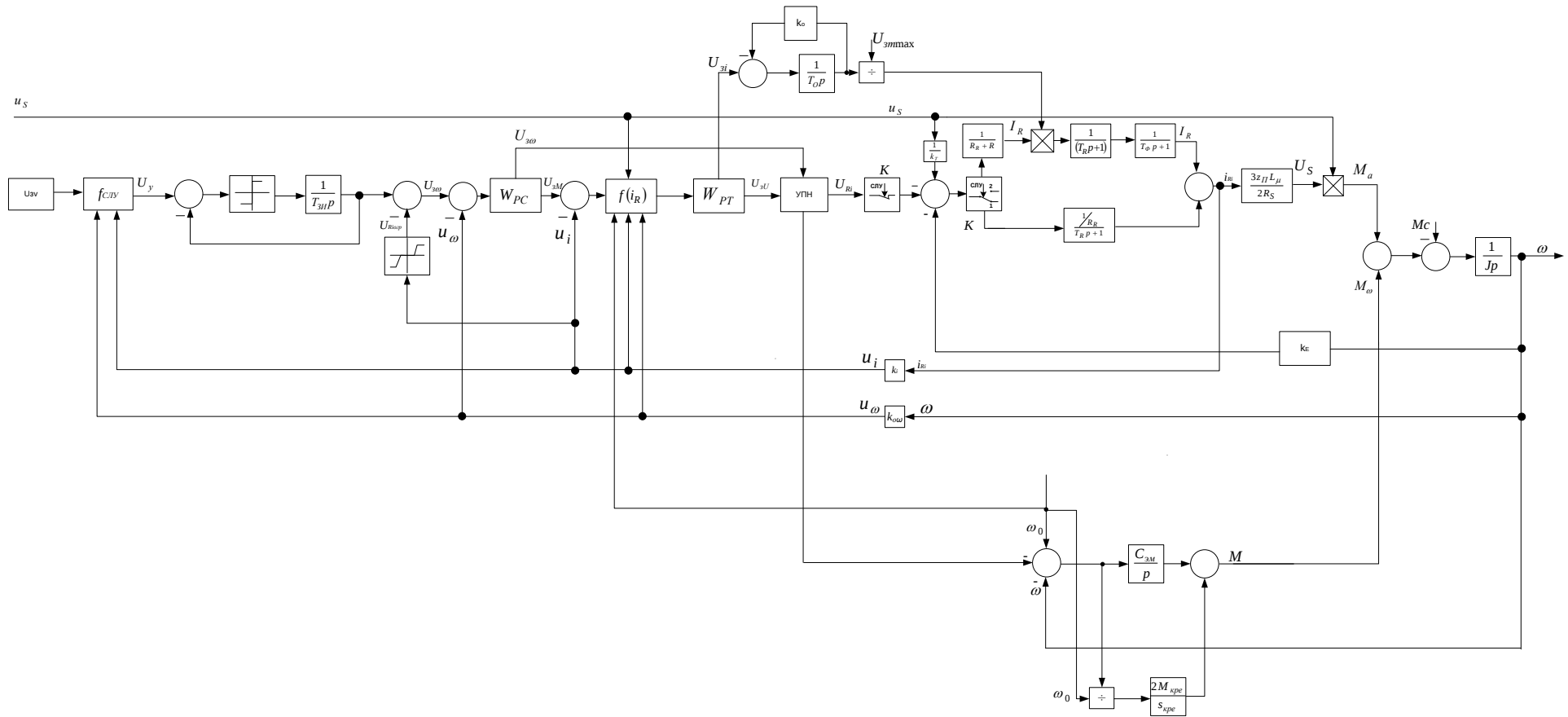


Рисунок 4.3 — Структурная схема компьютерной модели САРС электропривода ШПУ на основе МДП
(в соответствии с введенными ранее условными обозначениями)

тахограммой движения подъемного сосуда. Задание передается в систему логического управления, где, в соответствии с изложенными в пп 3.3 и 3.4 настоящей работы алгоритмами и уравнениями осуществляется выбор необходимого режима работы машины. Задание на режим работы поступает в управляюще-задающее устройство, которое на основании измеряемых координат привода и расчетов для математической модели машины осуществляет формирование задающего воздействия. Это воздействие подается на регуляторы, осуществляющие управление УПН и УПП.

Для осуществления компьютерного моделирования привода необходимо для элементов схемы приведенной на рисунке 4.3 записать их математические описания, которые были получены в главах 2 и 3. Записанным уравнениями в соответствии с правилами составления структурных схем можно поставить в соответствие структурную схему, которая будет основой для построения компьютерной модели привода. При этом компьютерная модель может быть реализована двумя путями:

1. Модель как совокупность дискретных представлений дифференциальных и логических уравнений, соответствующих элементам привода. Такой подход является наиболее гибким, так как позволяет реализовать моделирование практически любого привода. Недостатком данного способа является значительная сложность, связанная как с необходимостью написания модельной программы на языке высокого уровня, так и с необходимостью оперирования дискретными представлениями значительного числа дифференциальных уравнений.

2. Модель в системе визуального моделирования. В этом случае математическое описание элементов привода переносится в специализированную систему, в которой уже реализованы алгоритмы, позволяющие осуществить моделирование. Недостатком данного способа является меньшая, чем у предыдущего, универсальность, поскольку в данном случае разработчик модели ограничен особенностями системы моделирования и спецификой представления в ней различных элементов.

Модель может быть получена объединением выражений (2.47) и (3.43-3.56). В целях экономии места из-за значительного объема результирующего выражения оно не приводится.

Наиболее мощным пакетом для визуального моделирования систем управления является среда MATLAB Simulink. Модель системы в среде MATLAB Simulink будет составлена из элементарных блоков, моделирующих типовые динамические звенья. Кроме того, для реализации переменной структуры системы будем использовать блок переключения Switch, управляемый сигналом угловой скорости машины. В пакете Simulink в библиотеке SimPowerSystems присутствуют готовые модели асинхронного двигателя (с короткозамкнутым и фазным ротором), однако использование этой готовой модели для настоящей работы нецелесообразно. Исследование реализации указанной модели показывает, что используемая в пакете модель не рассчитана на подачу добавочного напряжения в ротор машины и не обрабатывает данный режим корректно.

Построение модели должно осуществляться на основе алгоритмической структуры привода, приведенной на Рисунке 4.3. Поскольку звенья алгоритмической структуры машины представлены как передаточные функции, то модель привода в системе Simulink будет составлена из низкоуровневых примитивов базовой библиотеки Simulink. Аналогичный подход применим к моделированию преобразователя напряжения в цепи ротора, поскольку «готовые» реализации таких преобразователей в библиотеке Simulink не позволяют реализовать алгоритм комбинированного управления преобразователем и машиной. С использованием структуры, приведенной на Рисунке 4.3, составим компьютерную модель привода, приведенную на Рисунке 4.4, а результаты моделирования приведены на Рисунках 4.5 и 4.6.

В модели, приведенной на Рисунке 4.4, не рассматриваются процессы, происходящие в преобразователе частоты: формирование напряжения, модуляция, изменение направления потока энергии (может быть определено косвенно по изменению знака напряжения на выходе канала амплитуды преобразователя).

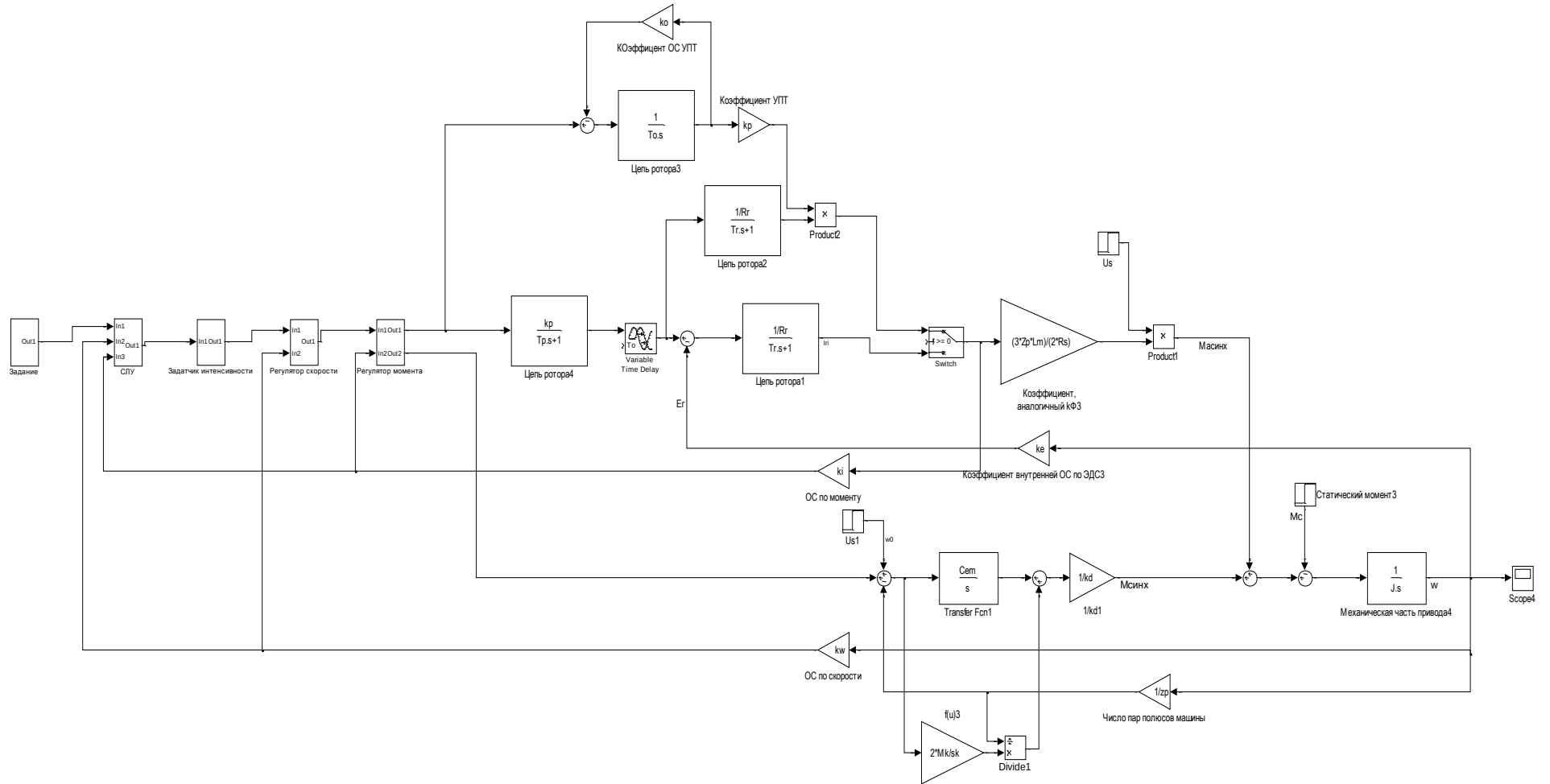


Рисунок 4.4 — Модель САРС ШТУ с комбинированным управлением и переменной структурой в среде MATLAB Simulink

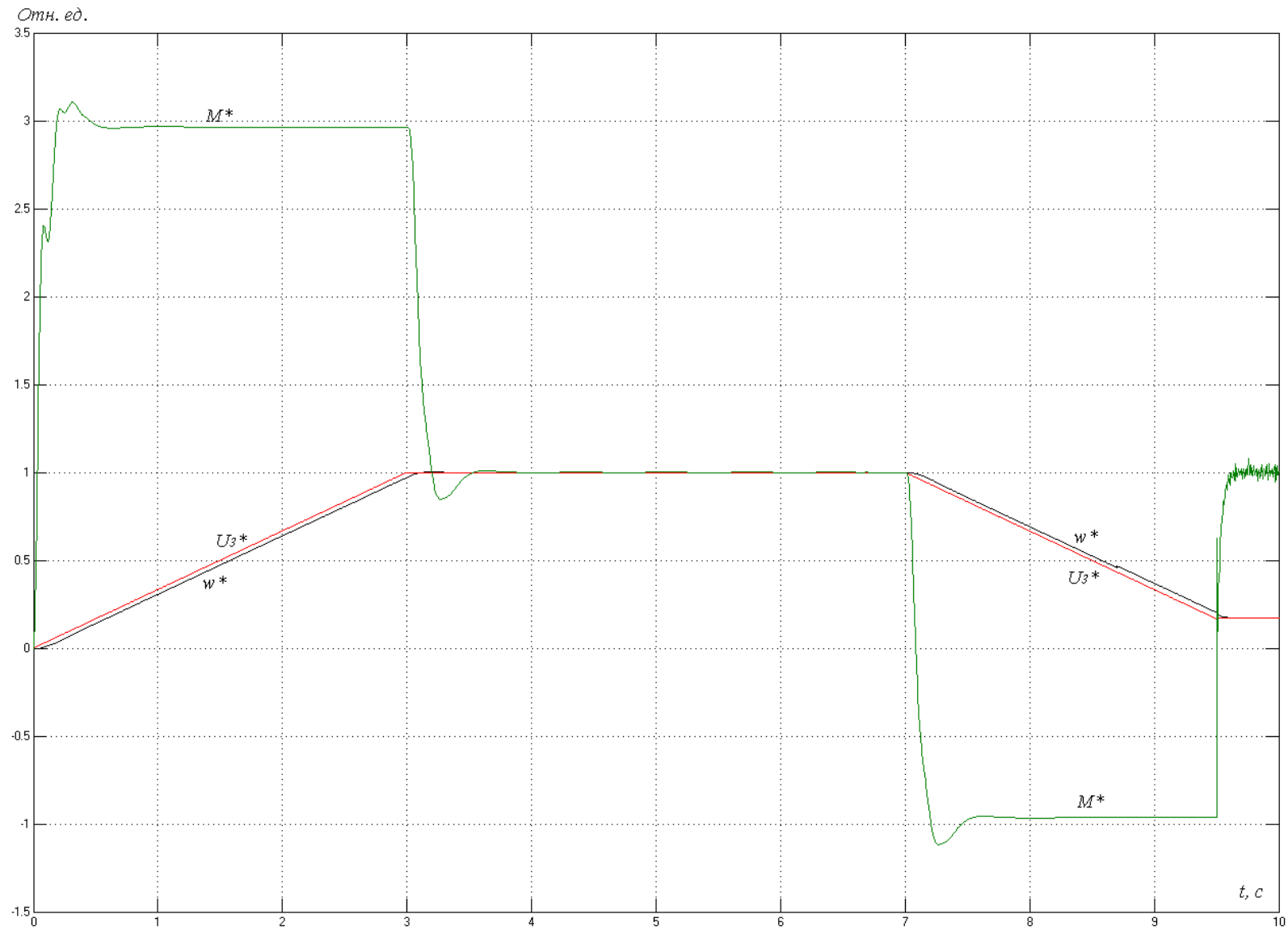


Рисунок 4.5 — Результаты моделирования работы электропривода на основе МДП (3-х периодная диаграмма скорости)

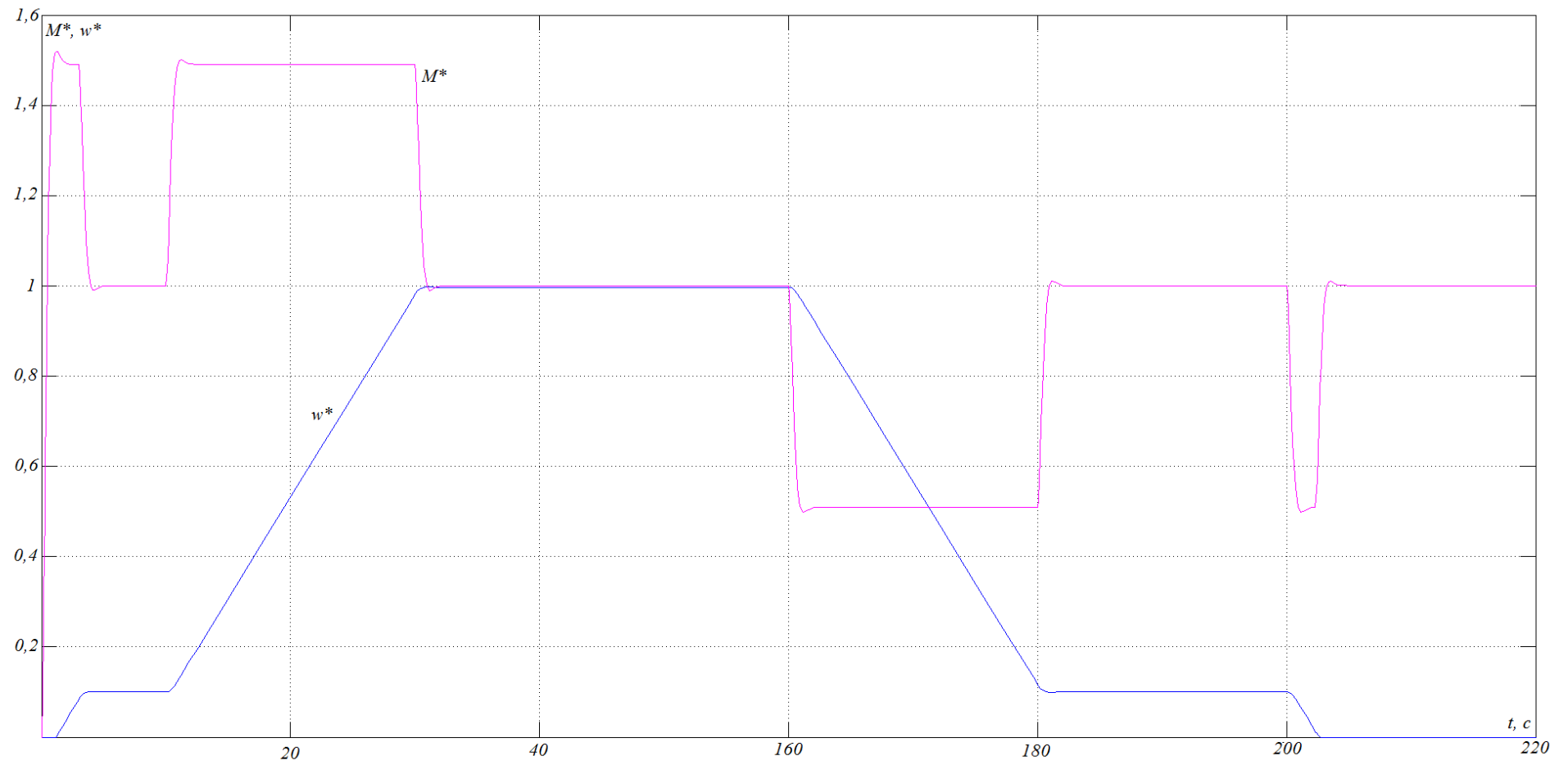
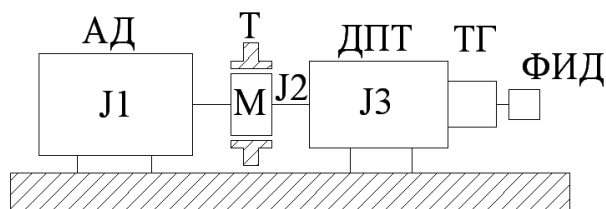


Рисунок 4.6 — Результаты моделирования работы электропривода на основе МДП (7ми-периодная диаграмма скорости)

Рассмотрение данных процессов требует отдельных исследований и выходит за рамки данной работы, в которой рассматриваются процессы, происходящие в электроприводе ШПУ в целом.

В ходе выполнения настоящей работы было проведено экспериментальное исследование, позволяющее проверить адекватность предложенной математической модели машины. Кинематическая схема экспериментальной установки (Приложение В) приведена на рисунке 4.7.



АД - асинхронный двигатель;
 ДПТ - двигатель постоянного тока;
 М - муфта;
 Т - тормоз;
 ТГ - тахогенератор;
 ФИД - фотоимпульсный датчик.

Рисунок 4.7 — Кинематическая схема установки

В качестве исполнительного двигателя в установке используется асинхронный двигатель МТФ 111-6 мощностью 3,5 кВт при номинальной скорости 895 об/мин. В качестве нагрузочного двигателя используется двигатель постоянного тока ПБСТ 43 мощностью 4,3кВт при скорости 3000 об/мин.

Осциллографирование основных координат привода осуществлялось с помощью регистрирующе-диагностического устройства шахтной подъемной машины (РДУ ПМ), разработанного в ООО «НИИ АЭМ СибГИУ» (Рисунок В.1).

Для оценки адекватности разработанной модели был проведен эксперимент пуска машины без нагрузки на валу. Затем осциллограмма скорости вращения ротора была передана в систему MATLAB, где сравнивалась с осциллограммами пуска предложенной модели и стандартной модели АД из системы MATLAB

Simulink. Результаты сравнения приведены на рисунке 4.8а. Для определения поведения машины при изменении напряжения на роторе и оценки адекватности как построенной модели, так и моделирования процессов на стенде сопоставим переходные процессы скорости модели и реальной машины при ступенчатом изменении напряжения на роторе и реальной машины при ступенчатом изменении активного сопротивления ротора. Результаты сопоставления приведены на рисунке 4.8б.

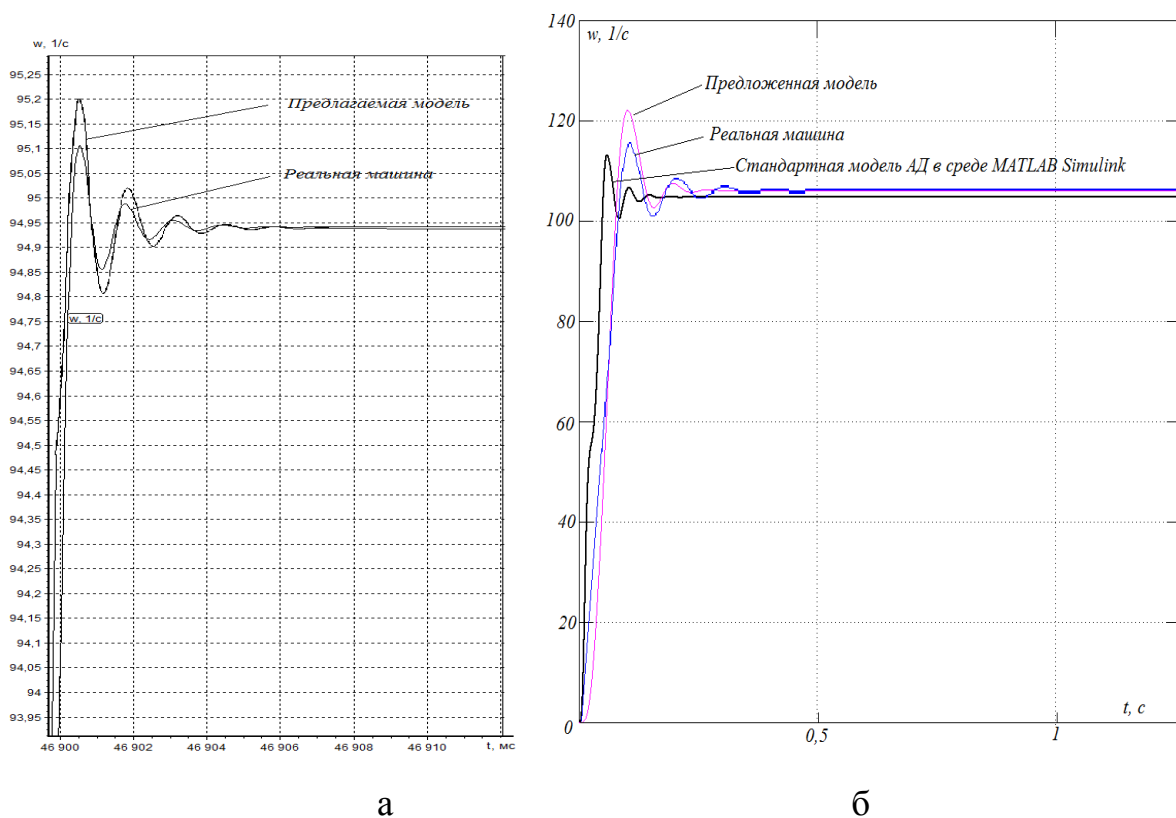


Рисунок 4.8 — Результаты экспериментального исследования

Переходный процесс предложенной модели более близок к переходному процессу реальной машины, чем переходный процесс стандартной модели библиотеки SimPowerSystems. Погрешность модели не превышает 5% в статическом и динамическом режиме, при этом форма переходных процессов не искажена, частоты и фаза колебаний совпадают.

Колебательность реальной машины и модели одинакова. Время переходного

процесса одинаково для реальной машины и предложенной модели (0,15 с) и превышает время переходного процесса для стандартной модели (0,1 с). Таким образом, предложенная модель адекватно описывает реальную машину.

На Рисунке 4.9 представлено сравнение переходных процессов модели с переходными процессами реального привода установки ЦРЗ,5х2,4. Выделяются следующие участки работы подъемной машины:

1. Режим растормаживания. Видно, что существующий привод с роторной станцией и предлагаемый привод с машиной двойного питания обеспечивают режим растормаживания, удерживая подъемный сосуд при нулевой скорости за счет формируемого электромагнитного момента.

2. Разгон до максимальной скорости. В существующем приводе после снятия тормоза возникают колебания момента, которые приводят к значительным колебаниям скорости с динамической просадкой скорости около 90%. Предлагаемый привод реализует растормаживание и движение на малой скорости корректно.

3. Движение на установившейся скорости. Предлагаемый привод поддерживает максимальную установившуюся скорость постоянной; в существующем приводе скорость также поддерживается постоянной с незначительными колебаниями. При этом на осциллограмме присутствуют колебания тока ротора (момента).

4. Торможение до малой скорости. Предлагаемый привод обеспечивает равномерное замедление подъемного сосуда, в то время, как в существующем из-за переключения ступеней роторной станции возникают значительные колебания момента, а скорость изменяется неравномерно, с участками с различным по модулю и знаку ускорениями.

5. Движение на малой скорости и останов. Режим аналогичен участку 2 с теми же замечаниями к реальному приводу.

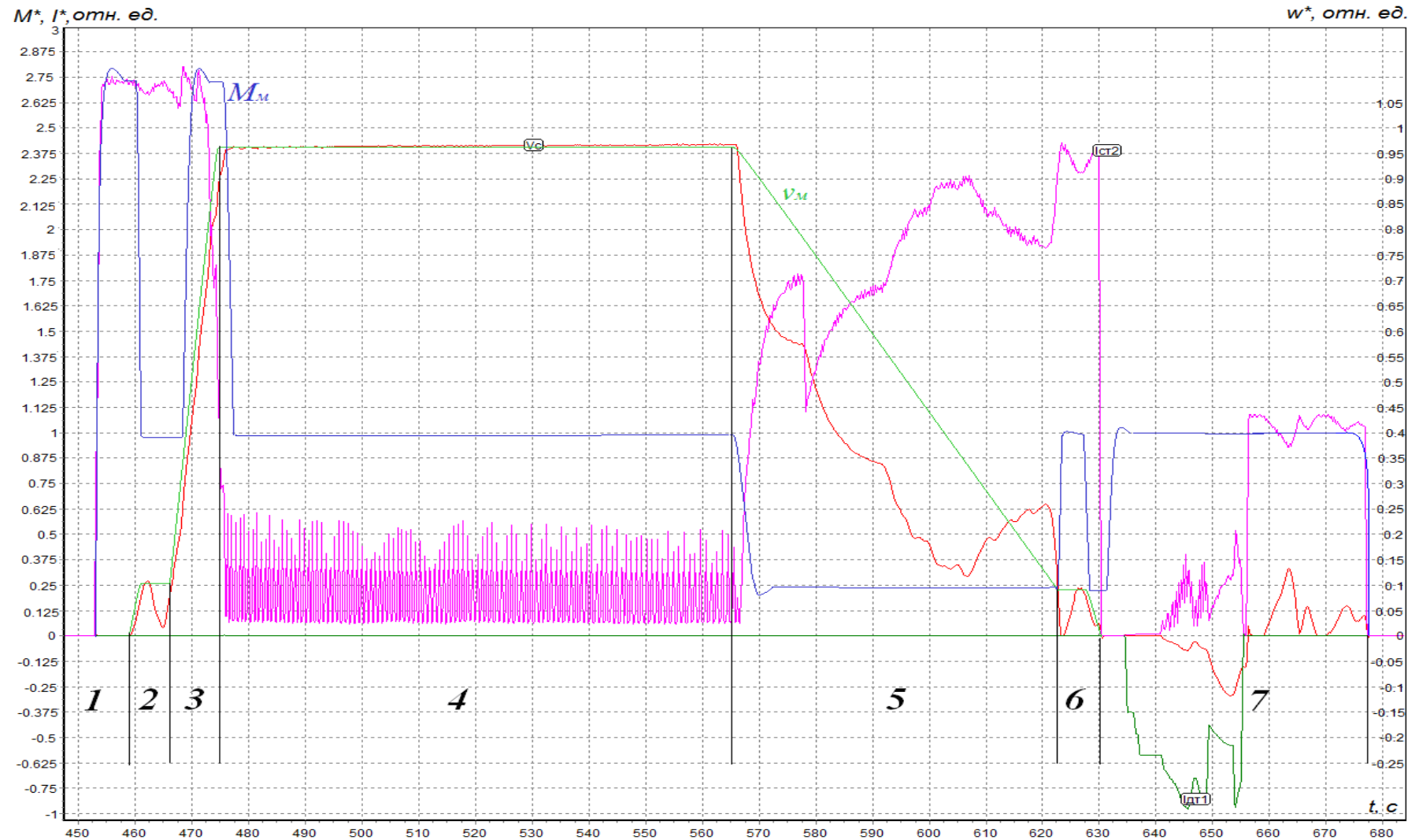


Рисунок 4.7 — Сравнение переходных процессов модели с переходными процессами реального привода установки ЦРЗ,5х2,4

6. Режим удержания сосуда до наложения механического тормоза. Предлагаемый привод обеспечивает сохранение нулевой скорости сосуда за счет развиваемого момента. В реальном приводе, по-видимому, из-за недостаточно точного останова сосуда скорость несколько раз менялась с колебаниями, в осциллограмме момента также присутствуют значительные колебания. После окончания движения привод удерживал сосуд до наложения тормоза.

Таким образом, проведенное моделирование показало реализуемость предложенного в главе 3 алгоритма функционирования привода и возможность управления МДП в функции скорости с переключением асинхронного и синхронного режимов работы. По приведенным на Рисунках 4.5, 4.6, 4.9 видно, что осуществляется глубокое регулирование скорости машины с сохранением перегрузочной способности машины и обеспечением необходимого по технологическим условиям динамического момента привода. Из изложенного в данном пункте материала следует, что алгоритм управления МДП, предложенный в главе 3 настоящей работы, обеспечивает регулирование скорости машины в диапазоне не менее 30:1 с сохранением перегрузочной способности машины. При этом переключения структуры САРС, соответствующие переходам между режимами работы машины, не вызывают колебаний скорости и момента машины. Таким образом, доказана работоспособность предложенного алгоритма управления. Предметом дальнейших исследований является ввод в модель описания механической части привода как двух- и трехмассовой механической системы и учет колебаний в канатах для более точной настройки регуляторов скорости и момента.

Также в рамках экспериментальных исследований была оценена потенциальная экономическая эффективность замены схемы электропривода ШПУ с роторной станцией на предлагаемую схему машины двойного питания на примере подъемной установки ЦЗ,5х2,4 Абаканского филиала ОАО «Евразруда». Для этого были рассмотрены диаграммы скорости и движущего усилия привода, приведенные на Рисунках 1.3 в п. 1.2. Воспользовавшись методом эквивалентного момента (усилия), рассчитаем эквивалентное движущее усилие привода по

диаграмме, приведенной на рисунке 1.3в:

$$F_{\text{Э}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n F_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}}, \quad (4.1)$$

где F_i — среднее движущее усилие привода на i -том участке диаграммы;

t_i — длительность i -го участка диаграммы;

n — количество участков.

$$F_{\text{Э}} = \sqrt{\frac{10^{10} \cdot \left(0,451^2 \cdot 3 + 0,331^2 \cdot 20 + 1,27^2 \cdot 3,5 + 1,14^2 \cdot 3 + 1,654^2 \cdot 2,5 + 1,262^2 \cdot 20,751 + \right.}{164,652}} =$$

$$\left. + 2,014^2 \cdot 11,763 + 1,107^2 \cdot 52,424 + 0,201^2 \cdot 11,763 + 0,937^2 \cdot 13,284 + \right. \\ \left. + 0,565^2 \cdot 2,5 \right) = 1,018 \cdot 10^5 \text{ Н}.$$

Аналогично рассчитав эквивалентную скорость движения, получим:

$$v_{\text{Э}} = \sqrt{\frac{0,15^2 \cdot 3 + 0,3^2 \cdot 25,167 + 0,15^2 \cdot 3 + 0,375^2 \cdot 2,5 + 0,75^2 \cdot 20,748 + 4,279^2 \cdot 11,763 +}{164,652}} =$$

$$\left. + 7,808^2 \cdot 52,424 + 4,279^2 \cdot 11,763 + 0,75^2 \cdot 13,284 + 0,375^2 \cdot 2,5 \right) =$$

$$= 4,707 \text{ м/с}.$$

Эквивалентная механическая мощность привода при подъеме груза:

$$P_{\text{мЭ}} = F_{\text{Э}} v_{\text{Э}} = 4,792 \cdot 10^5 \text{ Вт} = 479,2 \text{ кВт}.$$

Мощность привода при спуске порожнего сосуда может быть оценена как:

$$P_{nЭ} \approx 0,1P_{мЭ} = 47,92 \text{ кВт}.$$

Длительность одного цикла подъема или спуска составляет $t_{ц} = 164,652 \text{ с}$. Таким образом, механическая энергия, расходуемая приводом на один цикл спуска/подъема составляет:

$$W_{мех} = t_{ц}(P_{мЭ} + P_{nЭ}) = 86,786 \text{ МДж}.$$

Электрическая энергия, потребляемая приводом, может быть оценена с учетом КПД двигателя $\eta_д = 0,94$ и КПД механической передачи $\eta_n = 0,96$:

$$W_{эл} = \frac{W_{мех}}{\eta_д \eta_n} = 96,173 \text{ МДж} = 0,0267 \text{ МВт} \cdot \text{ч}.$$

Производительность рассматриваемой установки составляет 2,1 циклов подъема/спуска в час или 44,1 цикла в сутки (с учетом пересмен). Годовой расход электроэнергии составляет 439,78 МВт*ч, что с учетом среднесуточного тарифа на электроэнергию в Кемеровской области для предприятий, потребляющих мощность свыше 10 МВт по состоянию на август 2018 г., составляет 896821,34 руб на установку. С учетом того, что периодически осуществляется спуск груженных сосудов, минимальная оценка затрат на электроэнергию на одну установку составляет 1 056 000 руб. Поскольку роторная станция установки требует периодического обслуживания раз в квартал, стоимость которой составляет около 85000 руб., то ежегодные затраты на электроэнергию и обслуживание для существующей схемы составляют 1,306 млн. руб. без учета стоимости аварийных ремонтов установки.

По данным ООО «НИИ АЭМ СибГИУ», исходя из опыта обслуживания и

проектирования шахтных подъемных установок, экономия энергии за счет рекуперации энергии скольжения и снижения затрат на регулирование момента и скорости установки при применении электропривода на основе машины двойного питания, составляет около 30%. Таким образом, экономический эффект от внедрения предложенной схемы электропривода на установке ЦЗ,5х2,4 Абаканского филиала ОАО «Евразруда» за счет экономии электрической энергии составит 314 000 руб., за счет экономии на обслуживании роторной станции — 250 000 руб. Суммарный экономический эффект для рассматриваемой установки составит 564 000 руб/год. (43% от существующих затрат), а срок окупаемости при единовременных затратах на модернизацию привода 2 500 000 руб. составит 4,43 г. С учетом того, что при использовании электропривода ШПУ на основе МДП также возможно управление потребляемой установкой реактивной мощностью и ее компенсация, оценка экономической эффективности может быть повышена.

Таким образом, можно прийти к выводу о том, что предлагаемые СЛУ и САРС электропривода шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания обеспечивает формирование требуемых по технологии подъема диаграмм скорости и момента. Ее математическая модель, предложенная в данной работе адекватна реальной экспериментальной установке, а экономическая эффективность модернизации ШПУ на основе предложенной системы является удовлетворительной.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертация является научно-квалификационной работой, в которой содержится решение научной задачи, имеющей значение для развития соответствующей отрасли знаний, либо изложены новые научно обоснованные технические, технологические или иные решения и разработки, имеющие существенное значение для развития страны. Проведенные в данной диссертационной работе теоретические и экспериментальные исследования позволили сформулировать следующие результаты, имеющие значение для теории электропривода и горнодобывающей промышленности России:

1. Разработана и исследована математическая модель машины двойного питания при изменении амплитуды, частоты и фазы добавочного напряжения на роторе.

2. Получен закон, в соответствии с которым должен изменяться фазовый сдвиг напряжения на роторе для обеспечения максимальной жесткости механических характеристик машины.

3. Предложен и исследован способ увеличения жесткости механических характеристик машины двойного питания за счет изменения частоты добавочного напряжения на роторе.

4. Разработан алгоритм работы системы логического управления электроприводом подъемной установки, обеспечивающий регулирование скорости в диапазоне не менее 30:1 с сохранением перегрузочной способности машины двойного питания за счет управления амплитудой, частотой и фазой добавочного напряжения на роторе.

5. Разработана система автоматического регулирования скорости для электропривода подъемной установки на основе машины двойного питания, обеспечивающая регулирование скорости машины с сохранением ее перегрузочной способности за счет переключения между питанием ротора от управляемого преобразователя напряжения с коррекцией частоты и управляемым

преобразователем тока с прямым управлением активной составляющей тока ротора.

Разработанная математическая модель машины двойного питания адекватно описывает процессы электромеханического преобразования энергии в ней и пригодна для применения в системах управления электроприводом. Полученное уравнение взаимосвязи фазового сдвига добавочного напряжения на роторе с номинальной и текущей скоростями машины позволяет увеличить момент машины за счет коррекции фазового сдвига, что позволяет повысить жесткость ее механических характеристик и реализовать регулирование скорости в диапазоне не менее 30:1 с сохранением критического момента машины на требуемом уровне. Предложенный способ увеличения жесткости механических характеристик машины за счет изменения частоты добавочного напряжения на роторе позволяет увеличить диапазон регулирования скорости не менее чем до 30:1.

Предложенный алгоритм работы системы логического управления позволяет реализовать управление машиной с диапазоном изменения скорости не менее 30:1 за счет сочетания работы машины с управляемым преобразователем напряжения и управляемым преобразователем тока в цепи ротора.

Разработанная система автоматического регулирования скорости электропривода переменного тока на основе машины двойного питания позволяет реализовать режимы работы, характерные для электропривода подъемной установки, а также обеспечивает скользящее регулирование скорости машины в диапазоне не менее 30:1 с сохранением критического момента.

Были получены следующие результаты, имеющие теоретическую и практическую значимость: полученная математическая модель машины двойного питания при изменении амплитуды, фазы и частоты добавочного напряжения на роторе может быть использована при анализе и синтезе систем управления электроприводом на основе машины двойного питания, а также для изучения свойств электромеханического преобразования в ней. Полученные законы изменения фазы, амплитуды и частоты добавочного напряжения,

обеспечивающие максимизацию момента машины, могут быть использованы для управления электроприводами на основе машины двойного питания. Полученный алгоритм функционирования и структура электропривода подъемной установки на основе машины двойного питания могут быть использованы при модернизации электроприводов существующих подъемных установок и проектировании новых. Результаты работы могут быть использованы в учебном процессе при реализации подготовки обучающихся бакалавриата, магистратуры и аспирантуры по направлениям «Электроэнергетика и электротехника», «Электроника и нанoeлектроника», «Электро- и теплотехника».

.

Рекомендации и перспективы дальнейшей разработки темы:

Дальнейшие исследования электроприводов ШПУ на основе машины двойного питания могут проводиться в направлении реализации управления реактивной мощностью машины и возможности достижения ее компенсации, а также реализации синхронного режима работы МДП как основного для электропривода ШПУ.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

В настоящей работе приняты следующие сокращения:

АД — асинхронный двигатель;
АД КЗ — асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором;
АД ФР — асинхронный двигатель с фазным ротором;
АВК — асинхронно-вентильный каскад;
КПД — коэффициент полезного действия;
МДП — машина двойного питания;
САРС — система автоматического регулирования скорости;
ШПУ — шахтная подъемная установка;
ЭДС — электродвижущая сила;
ЭП — электропривод.

В настоящей работе приняты следующие индексы:

S — величина, относящаяся к статору;
 R — величина, относящаяся к ротору;
 g — проекция на ось системы вращающихся координат g ;
 i — проекция на ось системы вращающихся координат i ;
 x — проекция на ось x системы координат, связанной с полем статора;
 y — проекция на ось y системы координат, связанной с полем статора;
 α — проекция на ось α системы координат, связанной с фазой А статора;
 β — проекция на ось β системы координат, связанной с фазой А статора.

В настоящей работе приняты следующие обозначения:

e — мгновенное значение ЭДС;
 E — действующее значение ЭДС;
 f — линейная частота;

i — мгновенное значение тока;

I — действующее значение тока;

J — момент инерции;

M — электромагнитный момент;

M_c — момент нагрузки;

p — оператор дифференцирования;

R — активное сопротивление;

s — скольжение (относительная частота собственной ЭДС ротора);

t — время;

T — постоянная времени;

u — мгновенное значение напряжения;

U — действующее значение напряжения;

X — реактивное сопротивление;

Z — полное сопротивление;

z_{II} — число пар полюсов на статоре машины;

ω — угловая скорость вращения ротора;

ω_0 — синхронная скорость машины;

ω_k — угловая скорость вращения системы координат;

Φ — магнитный поток;

δ — угол сдвига между изображающими векторами напряжения на статоре и добавочного напряжения на роторе;

ψ — мгновенное значение потокоцепления

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шахтный подъем / В. Р. Бежок, В. И. Дворников, И. Г. Манец, В. А. Пристром; под общ. ред. Б. А. Грядущего и В. А. Корсуна. — Донецк : ООО «Юго-Восток ЛТД», 2007. — 624 с.
2. Руководство по ревизии и наладке шахтных подъемных установок / В. Р. Бежок, В. Г. Калинин, В. Д. Коноплянов, Е. М. Курченко; под общ. ред. В. А. Корсуна. — Донецк : Донеччина, 2009. — 672 с.
3. Datskovskii, L. Kh. Electric drives of mine-lifting machines / L. kh Datskovskii, V. I Rogovoi, I. S. Kuznetsov, I. A. Kuz'min, P. G. Vainstein, A. V. Biryukov // Russian Electrical Engineering. — 2010. — Vol 81. — No 1. — P. 15 – 30.
4. Ерофеев, Г. С. Проблемы безопасности шахтных подъемов Кузбасса / Г. С. Ерофеев, В. И. Завгородний // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной областях. Труды Третьей Всероссийской научно-практической конференции. — Новокузнецк : СибГИУ, 2006. — С. 7 – 11.
5. Стрелков, М. А. Тенденции развития современного горно-шахтного подъемного оборудования по итогам международной конференции Hoist & Haul 2015 / М. А. Стрелков, М. Г. Трифанов // Горное оборудование и электромеханика. — 2015. — №9 (118). — С. 40 – 45.
6. Ключев В. И. Теория электропривода / В. И. Ключев. — М. : Энергоатомиздат, 2001. — 704 с.
7. Основы автоматизированного электропривода / М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский. — М. : Энергия, 1974. — 568 с.
8. Островляничик, В.Ю. Асинхронный электропривод шахтной подъемной установки, построенный по схеме машины двойного питания с комбинированным управлением / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Наукоемкие технологии разработки и использования минеральных ресурсов. — 2016. — №3. — С. 303 – 309.
9. Островляничик, В.Ю. Способы управления асинхронным электроприводом шахтных подъемных установок / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Седьмой Всероссийской научно-практической конференции. — 2016. — С. 192 – 201.
10. Онищенко, Г. Б. Асинхронный вентильный каскад / Г. Б. Онищенко / М. : Энергия, 1967. — 152 с.

11. Kubota, H. Speed sensorless field-oriented control of induction machines with rotor resistance adaptation / H. Kubota, K. Matsuse // IEEE Transactions on Industry Application. — 1994. — Vol. 30. — No.5. — P. 1219 – 1224.
12. Островляничик, В.Ю. Исследование магнитной системы асинхронного двигателя при частотном управлении / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Вестник КузГТУ. — 2016. — №2(114). — С. 75-84.
13. Пентегов, И. В. Универсальная аппроксимация кривых намагничивания электротехнических сталей / И. В. Пентегов // Електротехніка і Електромеханіка. — 2006. — №1. — С. 66 – 70.
14. Бессонов, Л. А. Электрические цепи со сталью / Л. А. Бессонов. — М. : Госэнергоиздат, 1948. — 344 с.
15. Дружинин, В. В. Магнитные свойства электротехнической стали / В. В. Дружинин. — М. : Энергия, 1974. — 240 с.
16. Богуславский, И. З. Особенности расчета электромагнитных нагрузок машин двойного питания с учетом насыщения и высших гармоник / И. З. Богуславский, Я. Б. Данилевич, В. В. Попов, В. С. Рогачевский // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. — 2013. — № 1. — с. 67 – 73.
17. Иванов-Смоленский, А. В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах / А. В. Иванов-Смоленский. — М. : ВШ, 1989. — 312 с.
18. Булгаков, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / А. А. Булгаков. — М. : Энергоатомиздат, 1982. — 216 с.
19. Шрейнер, Р. Т. Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления / Р. Т. Шрейнер, А. В. Костылев, В. К. Кривовяз, С. И. Шилин. — Екатеринбург : РГПУ, 2008. — 361 с.
20. Голубов, Б. К. Векторные и топографические диаграммы в цепях переменного тока / Б. К. Голубов, Г. Б. Голубов. — Свердловск : 1967. — 75 с.
21. Усольцев, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / А. А. Усольцев. — СПб. : СПбГУ ИТМО, 2006. — 94 с.
22. Паюк, Л. А. Исследование влияния геометрии машины двойного питания на динамические характеристики электропривода колебательного движения : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 — «Электротехнические комплексы и системы» / Паюк, Любовь Анатольевна. — Томск : ТПУ, 2012. — 151 с.

23. Паюк, Л. А. Взаимосвязь параметров машины двойного питания с геометрическими размерами при колебательном режиме работы / Л. А. Паюк, А. В. Аристов // XV Международная научно-практическая конференция «Современные техника и технологии». Секция 5. Электромеханика. — 2009. — с. 458 – 460.
24. Справочник по наладке электроустановок. Под ред. А. С. Дорофеева и А. П. Хечумяна. — М. : Энергия, 1977. — 560 с.
25. Akagi, H. Control and performance of a doubly-fed induction machine intended for a flywheel energy storage system / H. Akagi, H. Sato // IEEE Transactions on Power Electronics. — January 2002. — Vol. 17. — №1. — P. 109 – 116
26. Barambones, O. A robust control of double-feed induction generator for wind power generation / O. Barambones, M. De La Sen, P. Alkorta // Industrial Electronics, 2009. — IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE. — 2009. — P. 94 – 99.
27. Chung, G.-B., Choi J. Application of Fuzzy PI Control Algorithm as Stator Power Controller of a Double-Fed Induction Machine in Wind Power Generation Systems / G.-B. Chung, J. Choi // Journal of Power Electronics, 2009. — Vol. 9. — No.1. — P. 109 – 116.
28. Joksimovic, G. Double-fed induction machine — dynamic modeling using winding function approach / G. Joksimovic // Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International, 2007. — P. 694 – 697.
29. Pena, R. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation / R. Pena, J. C. Clare, G. M. Asher // IEE Proceedings — Electric Power Applications, 1996. — Vol. 143. — Iss. 3. — P. 231 – 241.
30. Pena, R. Sensorless Control of Doubly-Fed Induction Generators Using a Rotor-Current-Based MRAS Observer / R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, G. M. Asher, J. Clare // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, Vol. 55, No. 1. — P. 330 – 339.
31. Roberts, P. A study of brushless doubly-fed (induction) machines. Contributions in machine analysis, design and control. A dissertation submitted for the degree of Doctor of Philosophy / Paul C. Roberts. — Cambridge: University of Cambridge, Emmanuel College, 2004. — 291 p.
32. Roberts P. Equivalent circuit for the brushless doubly fed machine (BDFM) including parameter estimation and experimental verification / P. C. Roberts, R. A. McMahon, P. J. Tavner, J. M. Maciejowski, T. J. Flack // IEE Proceedings — Electric Power Applications, 2005, Vol. 152, Iss. 4. — P. 933 – 942.
33. Roberts, P. Performance of Rotors in a Brushless Doubly-Fed Induction Machine (BDFM) [Электронный ресурс] / P. C. Roberts, R. A. McMahon, P.J. Tavner, J. M. Maciejowski, T. J. Flack, X. Wang // International Conference of Electrical Machines, 2004, Cracow, Poland. URL : <http://www.ime.pw.edu.pl/zme/pryw/bienpdf/dfim2.pdf>

34. Бертинов, А. И. Перспективы развития автономных систем генерирования переменного тока стабильной частоты / А. И. Бертинов, С. Р. Мизюрин, В. В. Бочаров, С. Б. Резников, С. В. Смирнов, Л. И. Кондаков, И. И. Токарь // Электричество. — 1988. — №10. — С.28 – 39.
35. Бобер, В.А. Математическая модель бесконтактной асинхронизированной машины с каскадным возбудителем в режимах генератора и двигателя / В. А. Бобер, А. М. Галиновский // Гірнична електромеханіка та автоматика: Наук.-техн. зб. — 2009. — № 83. — С. 95 – 104.
36. Галиновский, А. М. Непосредственные преобразователи частоты с искусственной и естественной коммутацией в бесконтактных асинхронизированных машинах / А. М. Галиновский, Е. А. Ленская, Н. П. Мельник // Електротехніка і Електромеханіка. — 2015. — №5. — С. 23 – 30.
37. Галиновский, А. М. Электромашино-вентильные преобразователи машин двойного питания. Часть 2 / А. М. Галиновский, Е. М. Дубчак, Е. А. Ленская // Гірнична електромеханіка та автоматика. — 2010. — №85. — С.159 – 169.
38. Галиновский, А. М. Режимы работы преобразователей частоты в бесконтактных асинхронизированных машинах с инфранизкими частотами возбуждения / А. М. Галиновский, В. А. Бобер, Е. М. Дубчак // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. — 2012. — Вып. 2(18). — С. 56 – 61.
39. Галиновский, А. М. Многофазно-однофазные реверсивные электромашино-вентильные преобразователи бесконтактных машин двойного питания [Электронный ресурс] / А. М. Галиновский, Е. А. Ленская // Гірнична електромеханіка та автоматика. — 2011. — № 87. URL : <http://ir.nmu.org.ua/handle/123456789/731>
40. Кобяков, И. К. Обоснование и разработка рациональной конструкции обмотки возбуждения асинхронизированных генератор-двигателей с целью повышения их энергоэффективности и эксплуатационной надежности / И. К. Кобяков, Б. В. Сидельников // Техничко-технологические проблемы сервиса. — 2014. — №4(30). — С. 30 – 37.
41. Мазалов, А. А. Адаптивная ветроустановка с машиной переменного тока двойного питания / А. А. Мазалов // Известия Южного федерального университета. Технические науки. — 2012. — Том 126. — №1. — С. 26 – 33.
42. Мустафаев, Р. И. Модель для исследования режимов работы ветроэлектрических установок с асинхронными машинами двойного питания в энергосистеме / Р. И. Мустафаев, Л. Г. Гасанова // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. — 2012. — №3. — С. 27 – 39.

43. Никишин, А. Ю. Современные ветроэнергетические установки на базе асинхронных машин / А. Ю. Никишин, В. П. Казаков // Современные проблемы науки и образования. — 2012. — №6. — С. 122 – 128.
44. Понкратов, А. С. Использование машины двойного питания в качестве генератора переменного тока / А. С. Понкратов, Д. Н. Мирошник // Инновационные перспективы Донбасса: материалы международной научно-практической конференции, г. Донецк, 20 – 22 мая 2015 г. Т. 2: Перспективы развития электротехнических, электромеханических и энергосберегающих систем. — 2015. — С. 12 – 21.
45. Datta, R. Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine - a comparison with alternative schemes / R. Datta, V. T. Ranganathan // IEEE Transactions on Energy Conversion, 2002. — Vol. 17. — Iss. 3 — P. 414 – 421
46. Диеров Р. Х. Построение САР активной мощности гидроагрегата мини-ГЭС на основе машины двойного питания : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 Электротехнические комплексы и системы. / Диеров, Рустам Хакималиевич. — Новосибирск : НГТУ, 2014. — 153 с.
47. Bojoi, R. Dual-Source Fed Multi-phase Induction Motor Drive for Fuel Cell Vehicles / R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, F. Farina // Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 3 – 6th. 2006. — P. 2676 – 2683.
48. Lecocq, D. Application of the double fed asynchronous motor (DFAM) in variable-speed drives / D. Lecocq, P. Lataire, W. Wymeersch // Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993. — P.419 — 423.
49. Jovanovic, M. Encoderless direct torque control for limited speed range applications of brushless doubly fed reluctance motor / M. Jovanovic, J. Yu, E. Levi // IEEE Transactions on Industry Applications, 2006. — Vol. 42. — No. 3. — P. 712 – 722.
50. Jovanovic, M. The use of doubly fed reluctance machines for large pumps and wind turbines / M. Jovanovic, R. E. Betz, J. Yu // IEEE Transactions on Industry Applications, 2002. — Vol. 38. — No. 6. — P. 1508 – 1516.
51. Leonhard, W. Control of Electrical Drives / Werner Leonhard. — Berlin : Springer-Verlag, 2001. — 458 p.
52. Онищенко, Г. Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г. Б. Онищенко, И. Л. Локтева. — М. : Энергия, 1979. — 200 с.
53. Hopfensperger, B. Field oriented control of single and cascaded doubly-fed induction machines. A thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy / Bernhard Hopfensperger. — University of Newcastle upon Tyne, 1998. — 321 p.

54. Hopfensperger, B. Vector control of cascaded induction motors / B. Hopfensperger, D. Atkinson // IEE Seminar Advances in Induction Motor Control, 2000. — P. 4/1 – 4/6.
55. Hopfensperger, B. Combined magnetising field oriented control of the cascaded doubly-fed induction machines / B. Hopfensperger, D. Atkinson, R. A. Lakin // IET Power Electronics, 2010. — Vol. 3. — Iss. 1. — P. 111 – 119.
56. Hopfensperger, B. Stator flux oriented control of a cascaded doubly-fed induction machine / B. Hopfensperger, D. Atkinson, R. A. Lakin // IEE Proceedings — Electric Power Applications, 1999. — Vol. 146. — Iss. 4. — P. 597 – 605
57. Hopfensperger, B. Steady state of the cascaded DFIM / B. Hopfensperger, D. Atkinson, R. A. Lakin // International Transactions on Electrical Energy Systems, 2002. — Vol. 12. — No. 6. — P. 427 – 437.
58. Hopfensperger, B. The application of field oriented control to a cascaded doubly-fed induction machines / B. Hopfensperger, D. Atkinson, R. A. Lakin // Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. — P. 262 – 267.
59. Безденежных, Д. В. Разработка и исследование электропривода на базе машины двойного питания с подключением обмоток статора и ротора к преобразователям частоты : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 Электротехнические комплексы и системы / Безденежных, Даниил Владимирович. — Липецк : Липецкий государственный технический университет, 2011. — 18 с.
60. Герман-Галкин, С. Г. Исследование электромагнитных и энергетических свойств машины двойного питания / С. Г. Герман-Галкин // Вестник Уральского государственного университета путей сообщения. — 2012. — № 3(15). — С. 24 – 34.
61. Глазырин, М. В. Построение систем векторного управления электроприводов на базе машины двойного питания : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 Электротехнические комплексы и системы / Глазырин, Михаил Владимирович. — Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 1997. — 19 с.
62. Гуляев, И. В. Системы векторного управления электроприводом на основе асинхронизированного вентильного двигателя : монография. / И. В. Гуляев, Г. М. Тутаев. — Саранск : Издательство Мордовского университета, 2010. — 200 с.
63. Ломакин, А. Н. Разработка и исследование математических моделей электромеханической системы на основе асинхронизированного вентильного двигателя : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.13.18 Математическое моделирование, численные методы и

- комплексы программ / Ломакин, Алексей Николаевич. — Саранск : Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарева, 2009. — 18 с.
64. Мещеряков, В. Н. Синхронизированный асинхронный электропривод с частотным управлением / В. Н. Мещеряков, А. А. Соломатин // Электротехнические комплексы и системы управления. — 2006. — №2. — С. 11–16.
 65. Панкратов, В. В. Общепромышленный асинхронный электропривод двойного питания с векторным управлением / В. В. Панкратов, Д. А. Котин // Известия ТулГУ. Технические науки. — 2010. — Вып. 3. — Ч. 3. — С. 113 – 118.
 66. Peresada, S. Indirect stator flux-oriented output feedback control of a doubly fed induction machine / S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli // IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2003. — Vol. 11. — No. 6. — P. 875 – 888.
 67. Peresada, S. Power control of a doubly fed induction machine via output feedback / S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli // Control Engineering Practice, 2004. — No. 12. — P. 41 – 57.
 68. Drid, S. Double flux oriented control for the doubly fed induction motor / S. Drid, M-S. Nait-Said, M. Tajine // Electric Power Components and Systems, 2005. — Vol. 33. — Iss. 10. — P. 1081 – 1095.
 69. Drid, S. Nonlinear feedback control and torque optimization of a doubly fed induction motor / S. Drid, M.-S. Nait-Said, M. Tajine // Journal of Electrical Engineering, 2005. — Vol. 56, No 3 – 4. — P. 57 – 63.
 70. Drid, S. Robust backstepping vector control for the doubly fed induction motor / S. Drid, M.S. Nait-Said, M. Tajine // IET Control Theory Applications, 2007. — Vol. 1. — No 4. — P. 861 – 868.
 71. Аристов, А. В. Рабочие характеристики электропривода колебательного движения с машиной двойного питания / А. В. Аристов // Известия Томского политехнического университета. — 2003. — Т. 306. — №3. — с. 101 – 107.
 72. Аристов, А. В. Современное состояние и перспективы развития МДП в составе ЭП колебательного движения / А. В. Аристов // Известия Томского политехнического университета. — 2004. — Т. 307. — №6. — с. 135 – 139.
 73. Аристов, А. В. Управление переходными процессами в электрических машинах периодического движения / А. В. Аристов, Л. А. Паюк // Известия Томского политехнического университета. — 2004. — Т. 314. — №4. — с. 59 – 64.
 74. Паюк, Л. А. Исследование динамических показателей машины двойного питания в составе электропривода колебательного движения / Л. А. Паюк, А. В. Аристов // XVIII Международная научно-практическая конференция «Современные техника и технологии». Секция 5. Электромеханика. — 2012. — с. 383 – 384.

75. Гельвер, Ф. А. Алгоритмы оптимального управления гребной электрической установкой с машиной двойного питания : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.13.06. Автоматизация и управление технологическими процессами и производствами (по отраслям) / Гельвер, Фёдор Андреевич. — СПб. : Санкт-Петербургский государственный университет водных коммуникаций, 2009. — 19 с.
76. Аргентов, С. Г. Система асинхронного электропривода на базе машины двойного питания для конвейеров подачи сыпучих грузов : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 Электротехнические комплексы и системы / Аргентов, Сергей Геннадьевич. — Липецк : ЛГТУ, 2002. — 205 с.
77. Панкратов, В. В. Электропривод подъемно-транспортных механизмов (состояние и перспективы совершенствования) [Электронный ресурс] / В. В. Панкратов // Новосибирск: ЗАО «ЭРАСИБ». — URL : <http://www.erasib.ru/filedownload.php?file=583> .
78. Иванцов, В. В. Машина двойного питания в электроприводе шахтных подъемных установок [Электронный ресурс] / В. В. Иванцов // Новосибирск: ЗАО «ЭРАСИБ». — URL : <http://www.erasib.ru/staty/hoist-MDP-fr-NPCh/> .
79. Иванцов, В. В. Электропривод «ЭРАТОН» — эффективный инструмент модернизации шахтных подъемных машин с приводными высоковольтными асинхронными электродвигателями с фазным ротором [Электронный ресурс] / В. В. Иванцов // Новосибирск: ЗАО «ЭРАСИБ». — URL : <http://www.erasib.ru/staty/hoist-eratonfr-reversor/> .
80. Иванцов, В. В. Повышение энергоэффективности и производительности клетевой шахтной подъемной установки с использованием роторного частотного электропривода «ЭРАТОН-ФР» [Электронный ресурс] / В. В. Иванцов // Новосибирск: ЗАО «ЭРАСИБ». — URL : <http://www.erasib.ru/staty/hoist-eratonfr-efficiency/> .
81. Ardjoun, S. A. E. M. A robust fuzzy sliding mode control applied to the double fed induction machine / S. A. El Mahdi Ardjoun, M. Abid, A. G. Aissaoui, A. Naceri // International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing, 2011. — Issue 4. — Volume 5. — P. 315 – 321
82. Cardenas, R. MRAS Observers for Sensorless Control of Doubly-Fed Induction Generators / R. Cardenas, R. Pena, J. Clare, G. Asher, J. Proboste // IEEE Transactions on Power Electronics. May 2008. — Vol. 23. — №3. — P. 1075 – 1084.
83. Carmeli, M. S. A MRAS observer applied to sensorless doubly fed induction machine drives / M. S. Carmeli, F. Castelli-Dezza, M. F. Iacchetti, R. Perini // 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2010. — P. 3077 – 3082.

84. Carmeli, M. S. A speed sensorless control based on a MRAS applied to a double fed induction machine drive / M. S. Carmeli, F. Castelli-Dezza, M. F. Iacchetti, R. Perini // *Electrical Engineering*, 2010. — №91. — P. 337 – 345
85. Carmeli, M. S. Effect of the inverter non-linearities compensation on a MRAS speed estimator in a double fed induction motor drive / M. S. Carmeli, F. Castelli-Dezza, M. F. Iacchetti, R. Perini // *Electrical Engineering*, 2008. — №90. — P. 283 – 291
86. Carmeli, M. S. Effects of Mismatched Parameters in MRAS Sensorless Doubly Fed Induction Machine Drives / M. S. Carmeli, F. Castelli-Dezza, M. F. Iacchetti, R. Perini // *IEEE Transactions on Power Electronics*. November 2010. — Vol. 24. — №11. — P. 2842 – 2851
87. Iacchetti, M. F. Adaptive tuning of the stator inductance in a rotor-current-based MRAS observer for sensorless doubly fed induction-machine drives / M. F. Iacchetti // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011. — Vol. 58. — No. 10. — P. 4683 – 4692.
88. Marino, R. On-line stator and rotor resistance estimation for induction motors / R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2000, Vol. 8, No. 3. — P. 570 – 579.
89. Мещеряков, В. Н. Наблюдатель потокосцепления для машины двойного питания, управляемой по статорной и роторной цепям / В. Н. Мещеряков, Д. В. Безденежных // *Вестник Воронежского государственного технического университета*. — 2010. - №11. — с. 170 – 173.
90. Островляничик, В.Ю. Модель асинхронного двигателя для бездатчиковых информационно-управляющих систем автоматизированного электропривода / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // *Вестник КузГТУ*. — 2016. — №1(113). — с. 110 – 119.
91. Abad, G. Two-level VSC based predictive direct torque control of the doubly fed induction machine with reduced torque and flux ripples at low constant switching frequency / G. Abad, M. A. Rodriguez, J. Poza // *IEEE Transactions on Power Electronics*. May 2008. — Vol. 23. — №3. — P. 1050 – 1061.
92. Morel, L. Double-fed induction machine converter optimization and field oriented control without position sensor / L. Morel, H. Godfroid, A. Mirzaian, J.-M. Kauffmann // *IEE Proceedings — Electric Power Applications*, 1998. — Vol. 145. — Iss. 4. — P. 360 – 368.
93. Datta, R. Decoupled control of active and reactive power for a grid-connected doubly-fed wound rotor induction machine without position sensors / R.Datta, V. T. Ranganathan // *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting*, 1999. — Vol. 4 — P. 2623 – 2630.

94. Jovanovic, M. Introduction to the space vector modeling of the brushless doubly-fed reluctance machine / M. Jovanovic, R. E. Betz // *Electric Power Components and Systems*, 2003. — No. 31. — P.729 – 755.
95. Jovanovic, M. The brushless doubly fed reluctance machine and the synchronous reluctance machine — a comparison / M. Jovanovic, R. E. Betz // *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000. — Vol. 36. — No. 4. — P.1103 – 1110.
96. Jovanovic, M. Theoretical analysis of control properties for the brushless doubly fed reluctance machine / M. Jovanovic, R. E. Betz // *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2002. — Vol. 17. — No. 3. — P.332 – 339.
97. Poddar, G. Sensorless double-inverter-fed wound-rotor induction-machine drive / G. Poddar, V. T. Ranganathan // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006. — Vol. 53. — No. 1. — P. 86 – 95.
98. Poddar, G. Sensorless field-oriented control for double-inverter-fed wound-rotor induction motor drive / G. Poddar, V. T. Ranganathan // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004. — Vol. 51. — No. 5. — P. 1089 – 1096.
99. Poza, J. New vector control algorithm for brushless doubly-fed machines / J. Poza, E. Oyarbide, D. Roye // *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON 02*. — P. 1138 – 1143.
100. Sarasola, I. Direct torque control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine / I. Sarasola, J. Poza, M. A. Rodriguez, G. Abad // *Energy Conversion and Management*, 2011. — No. 52. — P. 1226 – 1234.
101. Sarasola, I. Direct Torque Control for Brushless Doubly Fed Induction Machines / I. Sarasola, J. Poza, M. A. Rodriguez, G. Abad // *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, 2007. — Vol. 2. — P. 1496-1501.
102. Sediki, H. Steady-state analysis and control of double feed induction motor / H. Sediki, D. O. Abdeslam, T. Otmane-cherif, A. Bechouche, K. Mesbah // *International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering*, 2012. — Vol. 6. — No.1. — P.34 – 42.
103. Зеленов, А. Б. Практическая реализация асинхронных, управляемых по ротору, электроприводов с векторным управлением / А. Б. Зеленов, Е. В. Полилов, И. С. Шевченко, Д. И. Морозов // *Вісник КДПУ*. — 2006. — Вып. 3(38). — Ч. 2. — с. 8 – 12.
104. Ляпин, А. С. Модельное исследование машины двойного питания с токовым управлением / А. С. Ляпин // *Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики*. — 2016. — Том 16. - №4. — с. 731 – 737.

105. Ляпин, А. С. Структурная модель, модельное исследование динамики электропривода с машиной двойного питания и прямым управлением моментом / А. С. Ляпин // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. — 2012. — №4(80). — с. 60 – 64.
106. Мещеряков, В. Н. Возможности машины двойного питания в отношении двухзонного регулирования / В. Н. Мещеряков, Д. В. Безденежных // Электротехнические комплексы и системы управления. — 2010. - №1. — с. 26 – 29.
107. Мещеряков, В. Н. Электропривод на базе машины двойного питания с минимизацией потерь электроэнергии / В. Н. Мещеряков, Д. В. Безденежных // Известия Тульского государственного университета. Серия: Технические науки. — 2010. — №3. — Ч. 4 — с. 108 – 114.
108. Мещеряков, В. Н. Система АВК с последовательным возбуждением / В. Н. Мещеряков, Д. И. Шишлин, М. В. Шкарин // Электротехнические комплексы и системы управления. — 2008. — №4. — с. 32-34.
109. Садовой, А. В. Об одном способе управления машиной двойного питания / А. В. Садовой, Ю. Ю. Шрамко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. — 2011. — № 3. — С. 54 – 55.
110. Семькина, И. Ю. Многокритериальное управление машиной двойного питания с оптимизацией по энергетическим критериям / И. Ю. Семькина, С. Г. Нехлебова // Вестник Кузбасского государственного технического университета. — 2011. — №6. — с. 40 – 44.
111. Тутаев, Г. М. Варианты векторного управления электроприводом с асинхронизированным вентильным двигателем / Г. М. Тутаев // Электротехнические комплексы и системы управления. — 2009. — №3. — с. 11 – 15.
112. Тутаев, Г. М. Энергоэффективное управление машиной двойного питания в установившихся режимах / Г. М. Тутаев // Электротехнические комплексы и системы управления. — 2011. — №2. — с. 52 – 58.
113. Тутаев, Г. М. Исследование энергетических характеристик асинхронизированного вентильного двигателя на статической модели / Г. М. Тутаев, И. В. Гуляев, И. В. Маняев // Электротехнические комплексы и системы управления. — 2010. — №4. — с. 2 – 7.
114. Тутаев, Г. М. Аппаратная реализация системы управления электроприводом с асинхронизированным вентильным двигателем [Электронный ресурс] / Г. М. Тутаев, И. В. Гуляев // Электронное научное издание «Электроника и информационные

- технологии». — 2009. — №1. — URL : http://fetmag.mrsu.ru/2009-1/pdf/Tutaev_Lomakin.pdf
115. Перельмутер, В. М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / В. М. Перельмутер. — Харьков : Основа, 2004. — 210с.
 116. Фираго, Б. И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. — Минск : ЗАО «Техноперспектива», 2006. — 363 с.
 117. Панкратов, В. В. Векторное управление асинхронными электроприводами / В. В. Панкратов. — Новосибирск : Издательство НГТУ, 1999. — 66 с.
 118. Панкратов, В. В. Адаптивные алгоритмы бездатчикового векторного управления асинхронными электроприводами подъемно-транспортных механизмов / В. В. Панкратов, Д. А. Котин. — Новосибирск : НГТУ, 2012. — 143 с.
 119. Островляничик, В.Ю. Исследование механических характеристик электропривода переменного тока на основе машины двойного питания в асинхронном режиме / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Седьмой Всероссийской научно-практической конференции. — 2016. — С. 55 – 66.
 120. Островляничик В.Ю. Исследование механических характеристик машины двойного питания в синхронном режиме / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Седьмой Всероссийской научно-практической конференции. — 2016. — с. 66 – 78.
 121. Poza, J. Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine / J. Poza, E. Oyarbide, I. Sarasola, M. Rodriguez // IET Power Applications, 2009. — Vol. 3. — Iss. 4. — P. 247 – 256.
 122. Математические основы теории автоматического управления : Том 1 / Под ред. Б. А. Чемоданова. — М. : ВШ, 1977. — 366 с.
 123. Аксенов, А. П. Математика. Теория функций комплексной переменной / А. П. Аксенов. — СПб. : СПбГПУ, 2004. — 632 с.
 124. Чиликин, М. Г. Общий курс электропривода / М. Г. Чиликин, А. С. Сандлер. — М. : Энергоиздат, 1981. — 576 с.
 125. Песвианидзе, А. В. Расчет шахтных подъемных установок / А. В. Песвианидзе. — М. : Недра, 1992. — 250 с.
 126. Сиротин, С. С. Шахтные подъемные установки / С. С. Сиротин. — Алчевск : ДГМИ, 1997. — 174 с.
 127. Соколовский, Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г. Г. Соколовский. — М. : Академия, 2006. — 265 с.

128. Копылов, И. П. Математическое моделирование электрических машин / И. П. Копылов. — М. : ВШ, 2001. — 327 с.
129. Круг, К. А. Основы электротехники. Том 2. Теория переменных токов / К. А. Круг. — М., Л. : Государственное энергетическое издательство, 1946. — 634 с.
130. Багаев, А. А. Динамические характеристики тиристорных преобразователей частоты / А. А. Багаев // Ползуновский альманах. — 2004. — №1. — С. 134 – 138.
131. Слежановский, О. В. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О. В. Слежановский. — М. : Энергоатомиздат, 1983. — 256 с.
132. Островляничик, В. Ю. Автоматический электропривод постоянного тока горно-металлургического производства / В. Ю. Островляничик. — Новокузнецк : СибГИУ, 2004. — 382 с.
133. Терехов, В.М. Элементы автоматизированного электропривода / В. М. Терехов. — М. : Энергоатомиздат, 1987. — 224 с.
134. Ковач К. П. Переходные процессы в машинах переменного тока : пер. с нем. / К. П. Ковач, И. Рац. — М.: Госэнергоиздат, 1963..
135. Островляничик, В.Ю. Обобщенный алгоритм управления электроприводом шахтной подъемной установки с машиной двойного питания / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Седьмой Всероссийской научно-практической конференции. — 2016. — С. 201 – 213.
136. Островляничик, В.Ю. Математическая модель машины двойного питания в подвижной самоориентирующейся системе координат / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Седьмой Всероссийской научно-практической конференции. — 2016. — С. 79 – 87.
137. Островляничик, В.Ю. Измерение координат асинхронного двигателя в цифровых информационно-управляющих системах / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Вестник НГТУ. — 2015. - №4(61). — С. 7 – 20.
138. Островляничик, В.Ю. Определение коэффициента мощности, КПД и электромагнитного момента асинхронной машины / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Научные технологии разработки и использования минеральных ресурсов. — 2015. - №2. — с. 246 – 253.
139. Островляничик, В.Ю. Измерение и цифровая обработка переменных параметров асинхронного двигателя / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин //

- Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Шестой Всероссийской научно-практической конференции. — 2014. — с. 183 – 192.
140. Островляничик, В.Ю. Определение КПД и коэффициента мощности асинхронного двигателя / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Шестой Всероссийской научно-практической конференции. — 2014. — с. 97 – 108.
 141. Островляничик, В.Ю. Задачи измерения и идентификации в информационно-управляющих системах автоматизированных электроприводов горно-металлургического комплекса / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Metallurgy: technologies, management, innovation, quality proceedings of XVII All-Russian scientific-practical conference. — 2013. — с. 360-363.
 142. Островляничик, В.Ю. Метод измерения параметров в информационно-управляющей системе автоматизированного электропривода / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Пятой Всероссийской научно-практической конференции. — 2012. — с. 190 – 201.
 143. Островляничик, В.Ю. Метод измерения массы поднимаемого груза в двухскиповых шахтных подъемных установках / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин, Т. В. Богдановская // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Шестой Всероссийской научно-практической конференции. — 2014. — с. 295 – 300.
 144. Островляничик, В.Ю. К вопросу об измерении электромагнитного момента асинхронного двигателя / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин, Т. В. Богдановская // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника Труды Шестой Всероссийской научно-практической конференции. — 2014. — с. 86 – 96.
 145. Островляничик, В.Ю. Определение электромагнитного момента и коэффициента мощности асинхронного двигателя / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин, Т. В. Богдановская // Энергетика и энергосбережение: теория и практика. Сборник материалов I всероссийской научно-практической конференции. — 2014. — с. 84.
 146. Приказ от 11 декабря 2013 г. № 599 об утверждении Федеральных норм и правил в области промышленной безопасности «Правила безопасности при ведении горных работ и переработке твердых полезных ископаемых» : в ред. Приказа Ростехнадзора от 21.11.2018 №580 // Справочно-правовая система «Консультант-плюс». — URL: https://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_165992/.
 147. Управляемый преобразователь тока для электропривода шахтной подъемной

- установки на основе машины двойного питания / В.Ю. Островляничик, И.Ю. Поползин, Д.А. Маршев, А.В. Толстых, А.В. Дроздова // Горное оборудование и электромеханика. — 2019. — №1. — С. 40 – 46.
148. Ostrovlyanchik, V. Yu. Mechanical characteristics of a double-fed machine in asynchronous mode and prospects of its application in the electric drive of mining machines / V.Yu. Ostrovlyanchik, I. Yu. Popolzin, V. A. Kubarev, D. A. Marshev // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. — 2017 . — Vol. 84. — P. 1 – 9 (012030). — DOI: 10.1088/1755-1315/84/1/012030.
 149. Ostrovlyanchik, V.Yu Equivalent model of a dually-fed machine for electric drive control systems / V.Yu. Ostrovlyanchik, I. Yu. Popolzin // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. — 2018 . — Vol. 354. — P. 1 – 7 (012017). — DOI: 10.1088/1757-899X/354/1/012017.
 150. Ostrovlyanchik, V.Yu. Operation algorithm of the hoist electric drive based on a doubly-fed machine with combined control / V.Yu. Ostrovlyanchik, I. Yu. Popolzin, V. A. Kubarev // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. — 2018. — Vol. 206. — P. 1 – 9 (012040). — DOI: 10.1088/1755-1315/206/1/012040.
 151. Ostrovlyanchik, V.Yu. Mechanical characteristics of the doubly-fed machine and its use in the hoist electric drive / V.Yu. Ostrovlyanchik, I. Yu. Popolzin, D. A. Marshev // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. — 2018. — Vol. 206. — P. 1 – 8 (012028). — DOI: 10.1088/1755-1315/206/1/012028.
 152. Островляничик, В. Ю. Эквивалентная структура асинхронного двигателя с двойным питанием с изменением частоты добавочного напряжения для систем электропривода шахтных подъемных установок / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Научные технологии разработки и использования минеральных ресурсов : научный журнал. — 2019. — № 5. — С. 302 – 307.
 153. Островляничик, В. Ю. Алгоритмическая структура системы управления электроприводом подъемной машины с двигателем двойного питания / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Научные технологии разработки и использования минеральных ресурсов : научный журнал. — 2019. — № 5. — С. 307 – 312.
 154. Ostrovlyanchik, V. Y. Algorithmic structure of control system of mine winder electric drive with a doubly-fed motor / V. Yu. Ostrovlyanchik, I. Yu. Popolzin // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. — 2019. — Vol. 377. [012042, 8 p.]. — DOI: 10.1088/1755-1315/377/1/012042.
 155. Ostrovlyanchik, V. Y. Equivalent structure of a double-fed induction motor with a change in frequency of additional voltage for electric drive systems of mine winders / V. Yu. Ostrovlyanchik, I. Yu. Popolzin // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. — 2019. — Vol. 377. [012041, 9 p.]. — DOI: 10.1088/1755-1315/377/1/012041.

Приложение А

(справочное)

Дипломы выставок «Уголь России и майнинг»



Рисунок А.1 — Диплом к Золотой медали выставки «Уголь России и майнинг— 2016» за разработку на материале диссертации



Рисунок А.2 — Диплом к Золотой медали выставки «Уголь России и майнинг–2017» за разработку на материале диссертации



Рисунок А.3 — Диплом к Серебряной медали выставки «Уголь России и майнинг–2019» за разработку на материале диссертации

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(справочное)

Акты о внедрении результатов диссертационного исследования

УТВЕРЖДАЮ:

Проректор по учебной работе

ФГБОУ ВО «Сибирский государственный
индустриальный университет», к.т.н., доцент

И. В. Зоря

« 22 » 2020 г.

АКТ

о внедрении в учебный процесс кафедры электротехники, электропривода и промышленной электроники (ЭЭ и ПЭ) Сибирского государственного индустриального университета результатов кандидатской диссертационной работы Поползина Ивана Юрьевича на тему: «Автоматизированная система управления электроприводом переменного тока шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания»

Комиссия в составе: председателя комиссии — директора института информационных технологий и автоматизированных систем, д.т.н. доцента Павловой Ларисы Дмитриевны, членов комиссии — заведующего кафедрой ЭЭ и ПЭ к.т.н., доцента Кубарева Василия Анатольевича, доцента кафедры ЭЭ и ПЭ, к.т.н., доцента Рыбакова Анатолия Ивановича, ученого секретаря кафедры Игнатенко Оксаны Александровны составили настоящий акт в том, что результаты кандидатской диссертационной работы Поползина Ивана Юрьевича на тему: «Автоматизированная система управления электроприводом переменного тока шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания» внедрены в учебный процесс кафедры ЭЭ и ПЭ, в период с 2015 по 2019 годы, в частности при изучении дисциплин «Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и комплексов», «Специальные системы автоматического управления электроприводом» и «Основы регулирования в электроприводах постоянного и переменного тока».

Форма внедрения:

1. Материалы исследований включены в тематический план лекций, по курсам «Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и комплексов», «Специальные системы автоматического управления электроприводом» и «Основы регулирования в электроприводах постоянного и переменного тока».
2. Материалы исследования включены в методические разработки кафедры:
 - 1) Современные системы автоматического управления электроприводом [Электронный ресурс]: методические указания к практическим занятиям и самостоятельной работе. — Новокузнецк: Издательский центр СибГИУ, 2018 г.,
 - 2) Основы регулирования в электроприводах [Электронный ресурс]: методические указания к практическим занятиям и самостоятельной работе. — Новокузнецк: Издательский центр СибГИУ, 2018 г. сост.: А. И. Рыбаков, И. Ю. Поползин.
 - 3) Современные системы управления электроприводами горно-металлургического комплекса [Электронный ресурс]: методические материалы и указания к практическим занятиям и самостоятельной работе. — Новокузнецк: Издательский центр СибГИУ, 2018 г. сост.: А. И. Рыбаков, И. Ю. Поползин.
 - 4) Электротехника : методические указания по организации самостоятельной работы : для обучающихся направления подготовки 11.02.16 Монтаж, техническое обслуживание и ремонт электронных приборов и устройств, изучающих дисциплину «Электротехника» / Министерство науки и высшего образования

Рисунок Б.1 — Акт о внедрении результатов диссертационного исследования в учебный процесс

Российской Федерации, Сибирский государственный индустриальный университет, Кафедра электротехники, электропривода и промышленной электроники; сост. И. Ю. Поползин. - Новокузнецк : Издательский центр СибГИУ, 2019. - Текст : электронный.

- 5) Электронные промышленные устройства: методические указания к практическим занятиям для обучающихся направления подготовки 11.03.04 Электроника и наноэлектроника / Министерство науки и высшего образования Российской Федерации, Сибирский государственный индустриальный университет, Кафедра электротехники, электропривода и промышленной электроники; сост.: И. Ю. Поползин, В. А. Кубарев. - Новокузнецк : Издательский центр СибГИУ, 2019. - Текст: электронный.
- 6) Управление техническими системами = Ч. 3 : методические указания к практическим занятиям и самостоятельной работе : для обучающихся направлений подготовки 11.03.04 Электроника и наноэлектроника и 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника всех форм обучения, изучающих дисциплину "Управление техническими системами". Ч. 3 : Логарифмические характеристики линейных САУ. Устойчивость линейных САУ / Сиб. гос. индустр. ун-т ; сост.: А. И. Рыбаков, И. Ю. Поползин. - Новокузнецк : Издательский центр СибГИУ, 2019. - Текст : электронный.
3. Разработанные алгоритмы используются в лабораторных стендах: «Исследование электропривода скоростного лифта» и «Исследование системы автоматики подъемной установки на базе контроллера Fastwel», используемых при проведении практических и лабораторных работ по вышеуказанным дисциплинам.

Эффект внедрения:

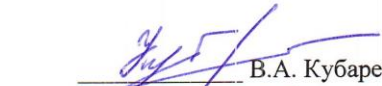
1 Использование материалов исследования позволило на высоком научно-техническом уровне подготовить учебно-методические комплексы дисциплин «Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и комплексов», «Специальные системы автоматического управления электроприводом» и «Основы регулирования в электроприводах постоянного и переменного тока».

2. Научно-технические результаты по проблеме исследования принципов работы и алгоритмов управления машинами двойного питания имеют важное значение при создании новых систем управления автоматизированными электроприводами, что позволяет значительно улучшить качество подготовки специалистов по направлению подготовки 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника.

Директор института ИТ и АС
д.т.н., доцент

 Л. Д. Павлова

Заведующий кафедрой ЭЭ и ПЭ
к.т.н., доцент

 В.А. Кубарев

Доцент кафедры ЭЭ и ПЭ
к.т.н., доцент

 А.И. Рыбаков

Ученый секретарь
кафедры ЭЭ и ПЭ

 О.А. Игнатенко

Рисунок Б.1 — Акт о внедрении результатов диссертационной работы в учебный процесс

УТВЕРЖДАЮ:

Заведующий ЛАЭП ТП

ООО «НИИ АЭМ СибГИУ»

Кубарев В.А.

2020 г.

АКТ

о практическом использовании результатов диссертационной работы Поползина Ивана Юрьевича на тему: «Автоматизированная система управления электроприводом переменного тока шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания»

Комиссия в составе:

Председатель:

Боршинский М.Ю. — ведущий инженер ООО «НИИ АЭМ СибГИУ»;

Члены комиссии:

Маршев Д.А. — инженер ООО «НИИ АЭМ СибГИУ»;

Веригин Н.В. — инженер ООО «НИИ АЭМ СибГИУ».

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы на тему «Автоматизированная система управления электроприводом переменного тока шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания», выполненной на кафедре электротехники, электропривода и промышленной электроники ФГБОУ ВО «Сибирский государственный индустриальный университет», старшим преподавателем Поползиным Иваном Юрьевичем, и представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, внедрены в работу ООО «НИИ АЭМ СибГИУ» в виде алгоритмов, применяемых при проектировании систем управления подъёмными установками с асинхронным электроприводом и рекомендаций по расчёту систем управления подъёмных установок переменного тока.

Использование материалов указанной диссертационной работы позволило повысить эффективность разрабатываемых систем управления подъёмными установками.

Председатель комиссии

Члены комиссии:

Боршинский М.Ю.

Маршев Д.А.

Веригин Н.В.



Рисунок Б.2 — Акт о практическом использовании результатов диссертационной работы

ПРИЛОЖЕНИЕ В

(справочное)

Фотографии экспериментальной установки по исследованию электропривода подъемной установки ООО «НИИ АЭМ СибГИУ»

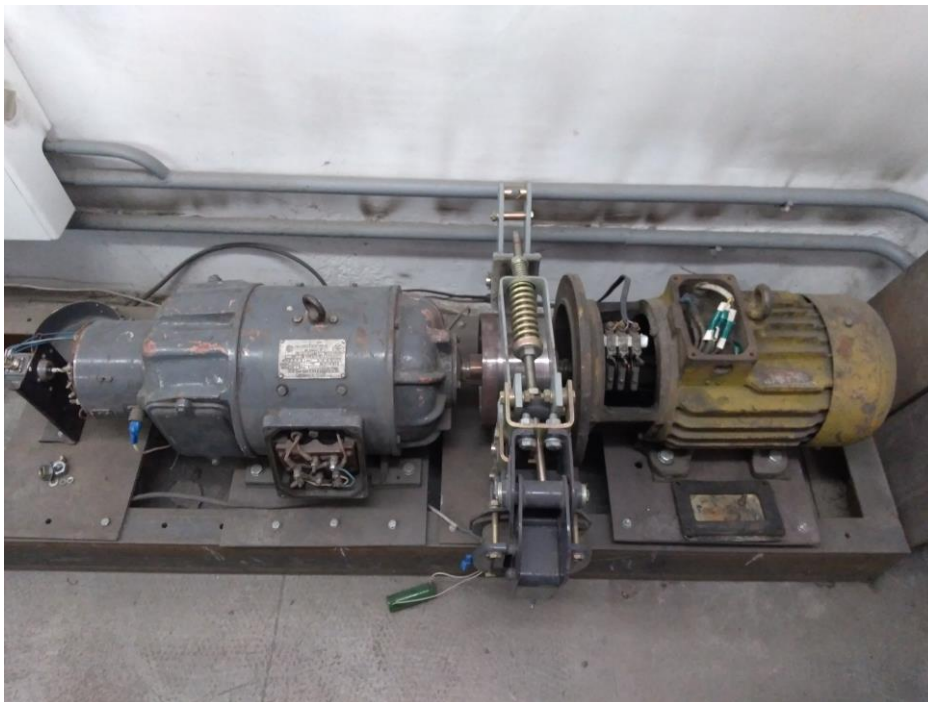


Рисунок В.1 — Фотографии экспериментальной установки