

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Ульяновский государственный технический университет»

На правах рукописи

МУРЗАКОВ ДМИТРИЙ ГЕННАДЬЕВИЧ

**УЛУЧШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК
ЭЛЕКТРОПРИВОДА ГРУЗОПОДЪЕМНОГО МЕХАНИЗМА**

Специальности 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук,
доцент Доманов В.И.

Ульяновск 2022

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ	4
1 ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕШЕНИЙ	13
1.2 Электроприводы с асинхронным двигателем	15
1.2.1 Управление АД изменением напряжения статора.....	16
1.2.2 Изменение сопротивления роторной цепи	21
1.2.3 Вентильные каскадные схемы	23
1.3 Электроприводы с двухканальным управлением	25
1.3.1 Управление АД по схеме машины двойного питания	26
1.4 Возможности улучшения динамических характеристик ЭП подъема	28
1.5 Выводы по первой главе.....	34
2 РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА ГРУЗОПОДЪЕМНОГО МЕХАНИЗМА НА БАЗЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ.....	35
2.1 Теория двухканальной системы управления АДФР.....	36
2.2 Определение передаточной функции линеаризованного АДФР	43
2.3 Механическая часть привода подъема.....	57
2.4 Элементы регулятора – коммутатора.....	60
2.5 Компьютерное моделирование электротехнического комплекса грузоподъёмного механизма	63
2.6 Выводы по второй главе	69
3 СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ	70
3.1 Синтез структуры двухканальной системы управления АДФР.....	70
3.2 Синтез параметров ЭТК грузоподъёмного механизма в режиме удержания...	72
3.3 Расчет регулятора момента в контуре ротора	75
3.4 Расчет регулятора момента в контуре статора.....	78
3.5 Расчет регулятора скорости	80
3.6 Компьютерное моделирование электропривода грузоподъемного механизма в режиме удержания	82
3.7 Компьютерное моделирование электропривода грузоподъемного механизма в режиме регулирования скорости	85

3.8 Компьютерное моделирование электропривода грузоподъемного механизма с подавлением колебаний.....	89
3.9 Компьютерное моделирование электропривода грузоподъемного механизма с упреждающей коррекцией.....	94
3.10 Моделирование электропривода грузоподъемного механизма с учётом нелинейных свойств.....	98
3.11 Выводы по третьей главе.....	104
4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ	105
4.1 Описание экспериментальной установки	105
4.2 Исследование регулятора-коммутатора.....	110
4.3 Определение координат исследуемого электропривода.....	119
4.3.1 Построение измерителя электромагнитного момента	119
4.3.2 Синтез и исследование измерителя скорости	122
4.3.3 Перестраиваемый регулятор момента для работы в режиме удержания и регулирования.....	125
4.4 Исследование ЭТК грузоподъемного механизма	127
4.5 Выводы по четвертой главе.....	129
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	131
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	133
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	146

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Минпромторг России приказом от 9 декабря 2010 г. N 1150 утвердил Стратегию развития тяжелого машиностроения на перспективу до 2030 года, в которой раскрываются основные проблем в числе которых: «Острый недостаток создания новых образцов оборудования из-за низкого уровня инвестиций в НИОКР» [89].

«Для тяжелого машиностроения одной из ключевых отраслей является подъемно-транспортная. По подъемно-транспортному оборудованию ожидается рост рынка за счет развития портово-перегрузочной инфраструктуры, переоборудованию предприятий промышленности, развитию транспортной инфраструктуры России, а также необходимостью модернизации и замены текущего парка подъемно-транспортного оборудования» [89].

Подъемно-транспортное оборудование, а именно крановое, является неотъемлемой частью большинства технологических процессов, а также активно используется в транспортно-логистических процессах.

Электроприводы подъёма кранового оборудования в большинстве случаев, с момента их производства оборудованы асинхронными двигателями с фазным ротором и имеют соответствующий износ, но не выработали свой ресурс, при этом системы управления такими приводами морально устарели. Модернизация путем полной замены привода является затратной, поэтому более целесообразным является замена системы управления.

Большой вклад в развитие грузоподъемных электроприводов внесли ученые Р.П. Герасимьяк, И.И. Петров, В.И. Ключев, В.М. Терехов, С.А. Ковчин, А.Е. Козярук, В.Н. Мещеряков, Ю.В. Алексеев, А.Б. Масандилов, М. Шеффлер, А.Г. Яуре, Е.М. Певзнер, Р.Шёнфельд и др.

К современному технологическому оборудованию предъявляются требования по улучшению качества управления параметрами технологического процесса. В электроприводах грузоподъемного оборудования для улучшения

качества управления возможно применение двухканальных систем управления с асинхронным двигателем с фазным ротором (АДФР).

Принцип двухканального управления при соответствующем его использовании способен обеспечить высокое качество функционирования системы и, что особенно важно, позволяет решать задачи оптимизации. В данной работе рассматривается двухканальная система на основе АДФР, так как асинхронный двигатель с фазным ротором широко применяется в промышленности в различных схемах включения.

Существуют двухканальные системы управления, в которых на обмотки статора и ротора подается напряжение питания.

Применение такого управления АДФР позволяет реализовывать разнообразные схемы построения и добиться желаемых параметров электропривода.

В связи с этим задачи данной работы можно сформулировать следующим образом: создание эффективных систем управления АДФР грузоподъемных механизмов, обеспечивающих повышение производительности, ограничение рывка и возможности электромеханического удержания.

Поэтому одним из важных вопросов является изучение свойств двухканальных систем управления с применением современных компьютерных средств моделирования для понимания процессов, происходящих в электроприводе при двухканальном управлении.

Объектом исследования является электротехнический комплекс грузоподъемного механизма на основе АДФР с подачей напряжения питания на обмотки статора и ротора.

Предмет исследования – двухканальный электропривод АДФР с улучшенными динамическими характеристиками и возможностью электромеханического удержания.

Цель диссертационной работы – структурно-параметрический синтез электропривода грузоподъемного механизма, позволяющий улучшить его динамические характеристики.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе были поставлены следующие **задачи**:

- создание модели электротехнического комплекса грузоподъемного механизма на основе АДФР при двухканальном управлении;
- структурный синтез электропривода грузоподъемного механизма с ограничением рывка и обеспечением режима удержания;
- параметрический синтез регуляторов электропривода, обеспечивающий требуемые переходные процессы;
- разработка измерителей координат, позволяющих применять предлагаемый электропривод на существующих ЭТК без изменений в конструкции механической части;
- разработка и исследование элементов электротехнического комплекса.

Методы исследования

Для решения поставленных задач применялась теория электрических машин переменного тока, теория электропривода, теория автоматического управления, а также методы математического и компьютерного моделирования. Моделирование режимов работы двухканальной системы на основе АДФР производилось с применением системы модельно-ориентированного проектирования систем автоматического управления SimInTech. Экспериментальные исследования проводились на физической модели.

Достоверность полученных результатов подтверждается математическим моделированием переходных процессов, проведенными экспериментами с использованием физической модели, сопоставлением результатов математического моделирования и экспериментальных исследований.

Научная новизна

1) Разработана линеаризованная математическая модель электротехнического комплекса, отличающаяся учетом двухканального управления и режимом удержания.

2) Предложен способ структурного построения электропривода грузоподъемного механизма с ограничением рывка и обеспечением режима удержания.

3) Разработана методика синтеза регуляторов электропривода, позволяющая получить требуемые переходные процессы, отличающаяся выбором желаемых передаточных функций разомкнутых контуров и обеспечивающая монотонный характер переходных процессов.

Практическая значимость результатов работы

1) Разработанный электропривод на основе АДФР позволяет выполнить модернизацию грузоподъемного механизма без изменений механической части ЭТК.

2) Использование разработанной системы управления АДФР грузоподъемных механизмов позволяет повысить производительность, ограничить рывки и обеспечить электромеханическое удержание.

3) Разработаны элементы электропривода.

4) Разработанное устройство управления асинхронным двигателем с фазным ротором может быть применено при создании новых систем автоматизированного электропривода грузоподъемных механизмов.

Реализация результатов работы

Результаты диссертационной работы использованы при выполнении исследований по гранту №12943ГУ/2018 по теме «Разработка системы управления на основе асинхронного двигателя с использованием транзисторного регулятора напряжения для применения в грузоподъемных механизмах», в учебном процессе на кафедре «Электропривод и автоматизация промышленных установок» УлГТУ, при выполнении работ по модернизации системы управления мостового крана.

Положения, выносимые на защиту

1) Математическая модель АДФР, учитывающая режим удержания.

2) Структурные схемы электропривода грузоподъемного механизма.

3) Методика синтеза регуляторов электропривода грузоподъемного механизма, обеспечивающая требуемые переходные процессы.

4) Результаты экспериментальных исследований подтверждающие основные положения диссертационной работы и адекватность математических моделей.

Апробация работы

Материалы диссертационной работы докладывались на следующих научно-технических конференциях: международная научно-техническая конференция «Состояние и перспективы развития электро- и теплотехнологии XVIII Бенардосовские чтения» [67], г. Иваново, 2015 г.; международная научно-техническая конференция «Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах» [73], г. Севастополь, 2015 г.; международная научно-техническая конференция «Автоматизация: проблемы, идеи, решения» [68], г. Севастополь, 2015 г.; XXX - Международная научная конференция «Математические Методы в Технике и Технологиях. ММТТ- 30» [74], Санкт-Петербург, 2017 г.

Публикации

По теме диссертационного исследования опубликовано 13 печатных работ, в том числе 5 статей в изданиях из перечня ВАК РФ, 5 статей в материалах научных конференций и других изданий, 1 патента РФ на изобретение, 1 статья в журнале, рецензируемом базами данных Scopus, 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад автора. Все представленные в диссертации результаты получены лично автором.

Соответствие паспорту научной специальности

Диссертационная работа выполнена в соответствии со следующими пунктами Паспорта научной специальности 2.4.2 «Электротехнические комплексы и системы»:

- «Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, анализ системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и

систем, включая электромеханические преобразователи энергии, системы электропривода.

- Разработка, структурный и параметрический синтез, оптимизация электротехнических комплексов, систем и их компонентов, разработка алгоритмов эффективного управления.
- Исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов, систем и их компонентов в различных режимах, при разнообразных внешних воздействиях» [88].

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, четырех глав, библиографического списка и приложений. Основная часть работы изложена на 148 страницах машинописного текста, иллюстрирована 97 рисунками и 6 таблицами. Библиографический список содержит 125 наименований на 13 страницах.

Краткое содержание работы

Во введении обоснована актуальность темы диссертационного исследования, поставлены цели и задачи диссертационной работы, определены рассматриваемые вопросы, изложена краткая характеристика работы в целом.

В первой главе проведен обзор основных существующих электроприводов грузоподъемных-механизмов. Рассмотрены режимы работы используемых электроприводов, описаны способы управления, особенности построения и характерные звенья. Обосновываются возможность повышения качественных показателей систем при двухканальном управлении.

Наиболее распространёнными, среди существующих электроприводов грузоподъемных механизмов, является электропривод переменного тока на основе асинхронного двигателя. Это связано с простотой конструкции в случае с АД с короткозамкнутым ротором и относительно простым способом регулирования скорости через цепь ротора в случае с АД с фазным ротором.

Во второй главе проведена разработка математической модели электропривода подъема электротехнического комплекса грузоподъемного механизма.

Выбрана кинематическая схема грузоподъемного механизма, содержащая асинхронный двигатель с фазным ротором, электромагнитный тормоз, редуктор, шкив намотки троса, трос, груз.

Составлена расчетная схема кинематической цепи грузоподъемного механизма.

Выполнено математическое описание работы асинхронном двигателе с фазным ротором при питании по цепи статора и ротора в системе координат $x-y$ с учетом режима удержания. Получена нелинейная модель асинхронного двигателя с фазным ротором и его структурная схема.

Выполнена линеаризация структурной схемы в рабочей точке. Получены передаточные функции, характеризующие: изменение частоты вращения ω при изменении напряжения ротора U_R ; изменение частоты вращения ω при изменении момента сопротивления M_{ct} .

Выполнено компьютерное моделирование и сравнение переходных процессов, полученных на основании нелинейной и линеаризованной модели асинхронного двигателя.

Разработаны компьютерные модели: механической части привода подъема, регулятора – коммутатора совместно с блоком формирования сигналов управления.

Выполнено компьютерное моделирование электропривода с изменением напряжения ротора и наложением тормоза.

В третьей главе выполнен синтез системы управления электропривода грузоподъемного механизма.

Разработана структурная схема системы подчиненного регулирования АДФР с внутренним контуром момента и внешним контуром скорости, содержащая преобразователи в цепях статора и ротора.

Выполнен синтез параметров корректирующего устройства в режиме удержания. Выполнен синтез регуляторов момента и скорости в режиме регулирования скорости.

Проведено компьютерное моделирование режимов удержания и регулирования скорости.

Выполнен синтез корректирующего устройства: обеспечивающего подавление колебаний в режиме регулирования скорости; обеспечивающего частичную инвариантность к изменению момента инерции ЭП.

Проведено компьютерное моделирование разработанного двухконтурного электропривода грузоподъемного механизма с учетом нелинейной модели асинхронного двигателя. Получены графики переходных процессов перемещения, скорости и ускорения груза подтверждающие возможность регулирования и перехода в режим удержания с ограничением ускорения груза.

В четвертой главе выполнены экспериментальные исследования на физической установке.

Экспериментальные исследования проводились на двухмашинном агрегате (АДФР-МПП), со включенными в цепи статора и ротора АДФР регуляторами-коммутаторами.

Выполнено моделирование работы регулятора – коммутатора совместно с асинхронным двигателем. Получены графики динамических и статических механических характеристик асинхронного двигателя при изменении напряжения регулятором – коммутатором.

Предложен измеритель электромагнитного момента асинхронного двигателя на основании полученных зависимостей токов статора и ротора от момента двигателя.

Предложен измеритель скорости асинхронного двигателя на основании полученных зависимостей тока и напряжения ротора.

Получены графики переходных процессов скорости вращения двигателя и перехода в режим удержания в разомкнутой системе.

Получены графики переходных процессов скорости вращения двигателя и перехода в режим удержания в системе: с одной обратной связью по скорости вращения двигателя; в двухконтурной системе с обратными связями по скорости вращения и моменту двигателя.

В заключении сформулированы основные результаты исследований, выполненных в рамках диссертационной работы.

В приложении представлены акты о внедрении результатов диссертационного исследования.

1 ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕШЕНИЙ

Грузоподъемные механизмы, в частности электрические краны оснащаются электроприводами постоянного и переменного тока. Как правило мощности электроприводов таких механизмов находятся диапазоне от сотен ватт до сотен киловатт. Эти электроприводы работают в специфических условиях, определяемых климатическими и эксплуатационными особенностями работы крановых установок. «Приводные двигатели крановых механизмов работают в повторно-кратковременном режиме с относительно не продолжительным регулированием скорости в широком диапазоне и значительными перегрузками по моменту, с частыми пусками и торможениями. Они используются в условиях повышенной влажности, запыленности, вибрации и ударов.» [59]. Глубокое регулирование требуется для механизмов подъема кранов, применяемых при ответственных монтажных работах машиностроительной, судостроительной, энергетической и других отраслях промышленности. Особенностью работы электроприводов подъема является наложение тормоза для его полной остановки, что в свою очередь приводит к большим динамическим нагрузкам.

Для грузоподъемные механизмов используют следующие типы электродвигателей:

- 1) постоянного тока с последовательно или независимым возбуждением;
 - 2) асинхронные с короткозамкнутым и фазным ротором, многоскоростные.
- [112, 118].

Электроприводы постоянного тока в грузоподъемных механизмах применяют редко и только при необходимости глубокого и плавного регулирования скорости. Электропривода постоянного тока обычно выполнены по системе ТП-Д и диапазон регулирования как правило до 20:1. Такие электроприводы нашли применение в кранах с большой высотой подъема и самоходных кранах [9].

В электроприводах кранов основную долю, более 95% от общего числа, занимают асинхронные двигатели. При этом, при мощностях до десятков киловатт,

применяются двигатели с короткозамкнутым ротором, при большей мощности асинхронные двигатели с фазным ротором.

АД с короткозамкнутым ротором с управление при помощи магнитных пускателей используют в ГПМ с небольшими тяговыми усилиями, например лебедки, тельферы, так как имеют повышенные динамические нагрузки [9]. Такой тип ЭП далее не рассматриваем.

Электроприводы на основе АД с КЗ ротором с тиристорными преобразователями напряжения в цепях статора применяются относительно редко [9, 82, 84, 115]. Такой способ регулирования в основном применяется для обеспечения необходимых пусковых режимов.

Электроприводы на основе асинхронного двигателя с фазным ротором с реостатным регулированием имеют широкое распространение. Управление происходит кулачковыми или магнитными контроллерами. Такие схемы обеспечивают ступенчатый пуск, регулирование скорости, торможение. Качество регулирования такого электропривода не высокое. Пониженные скорости возможно получить только в двигательном режиме с нагрузкой. При малых нагрузках и тормозном режиме пониженные скорости возможно получить только при периодическом наложении тормоза. Диапазон регулирования 4:1 [58, 59].

Большее распространение получили электроприводы кранов на основе АДФР с тиристорными преобразователями напряжения в цепях статора и добавочными сопротивлениями в цепях ротора. При этом для регулирования скорости необходим датчик скорости. Диапазон регулирования таких электроприводов 8:1. Энергетически показатели таких ЭП несколько хуже, чем при реостатном регулировании, связано это с необходимостью формирования тормозных характеристик противовключением, ухудшением $\cos \varphi$, наличием высших гармоник [115].

Асинхронные вентильные каскады не получили широкого распространения. Такой электропривод имеет высокий КПД так как энергия скольжения передается обратно в сеть. Для согласования уровней напряжений роторной цепи и сети используется трансформатор что увеличивает его стоимость и габариты. В таком

включении двигателя снижается критический момент на 17% относительно схемы с естественным включением и обусловлено несинусоидальностью тока ротора. Диапазон регулирования составляет 10:1 [76, 77].

В таблице 1.1 приведены основные технические показатели крановых электроприводов.

Таблица 1.1

Тип электропривода	Р, кВт	Диапазон регулирования	
		ниже $n_{ном.}$	выше $n_{ном.}$
Реостатное регулирование АДФР	2-30	4:1	–
Асинхронный с тиристорным регулятором напряжения в статоре и резисторами в роторе	2-180	8:1	–
Асинхронный с импульсно-ключевым управлением	2-30	10:1	–
Постоянного тока с реостатным регулированием магнитными контроллерами	3-180	6:1	2:1
Постоянного тока с тиристорными преобразователями	50-300	20:1	2,5:1
Асинхронные вентильные каскады	10-1000	10:1	–

1.2 Электроприводы с асинхронным двигателем

Способы регулирования координат асинхронного можно поделить на параметрическое которое основанное на изменении параметров электрической машины, например включением добавочного сопротивления в статор и/или ротор, сопровождаемое значительными потерями в цепях двигателя [14, 41-43, 45, 75], частотные методы основанные на изменении амплитуды и частоты напряжения

питания, методы изменения числа пар полюсов, например переключение обмоток, обеспечивающее ступенчатое регулирование скорости двигателя, каскадные способы регулирования, и машины двойного питания [79]. Наиболее массовыми в крановых электроприводах является параметрические способы регулирования в связи относительной простотой их реализации.

Особенностью большинства крановых приводов является их работа в повторно-кратковременных режимах и относительно непродолжительное регулирование скорости, производимое при запуске или остановке механизма. Из этого следует что потери энергии за цикл работы при параметрическом управлении как правило не существенны [85, 115].

1.2.1 Управление АД изменением напряжения статора

При изменении подводимого к статору асинхронного двигателя напряжения происходит изменение критического момента, при этом скорость холостого хода и критическое скольжение остаются неизменными. При условии изменения напряжения статора ниже номинального происходит снижение момент пропорционально квадрату питающего напряжения [111]. На рисунке 1.1 приведена схема электропривода с тиристорным преобразователем в цепи статора и добавочным сопротивлением в цепи ротора.

На рисунке 1.2 приведены статические механические характеристики асинхронного двигателя при изменении подводимого напряжения к статору. Снижение напряжения статора приводит к снижению жесткости механических характеристик. В следствии чего при уменьшении скорости также снижается допустимый момент (штриховые линии на рисунке 1.2). Вычисление момента в таком случае выполняется аналогично случаям параметрического регулирования изменением сопротивления в цепи статора или индуктивного сопротивления в цепи ротора.

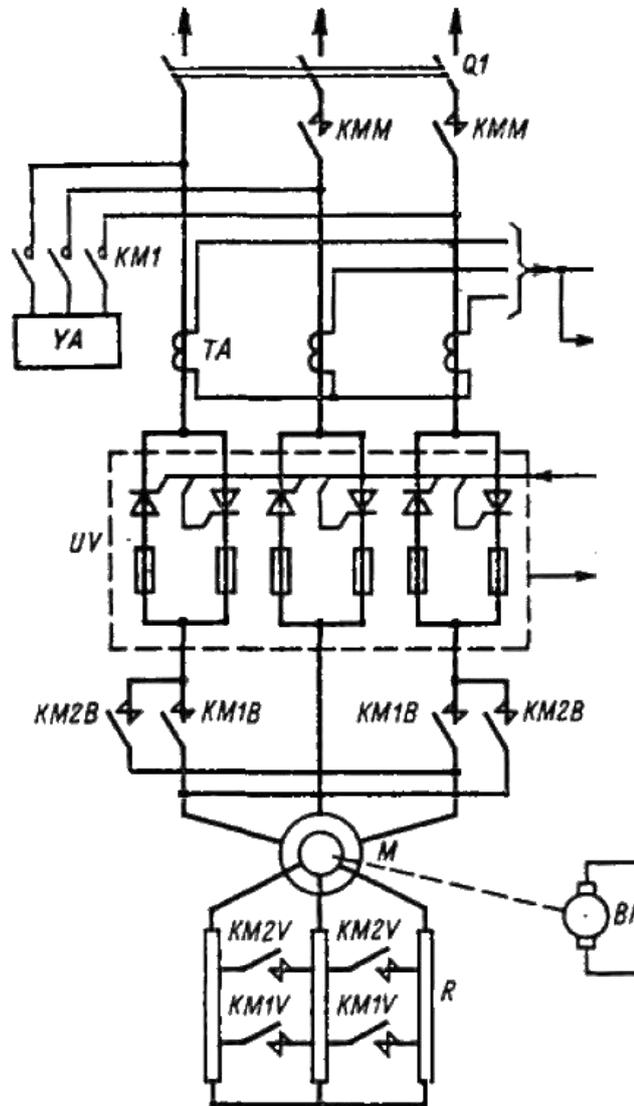


Рисунок 1.1 – Схемы асинхронного электропривода, с тиристорным преобразователем и добавочным сопротивлением в роторе

При таком способе регулирования допустимый момент при понижении скорости двигателя возможно увеличить введением в цепь ротора добавочного сопротивления. В таком случае механические характеристики будут иметь вид приведенных на рисунке 1.2, б [58, 115].

Асинхронный двигатель при регулировании скорости изменением напряжения статора будет иметь энергетические характеристики приблизительно, как при регулировании изменением сопротивления цепи статора. При уменьшении скорости двигателя снижается к.п.д. и $\cos(\varphi)$.

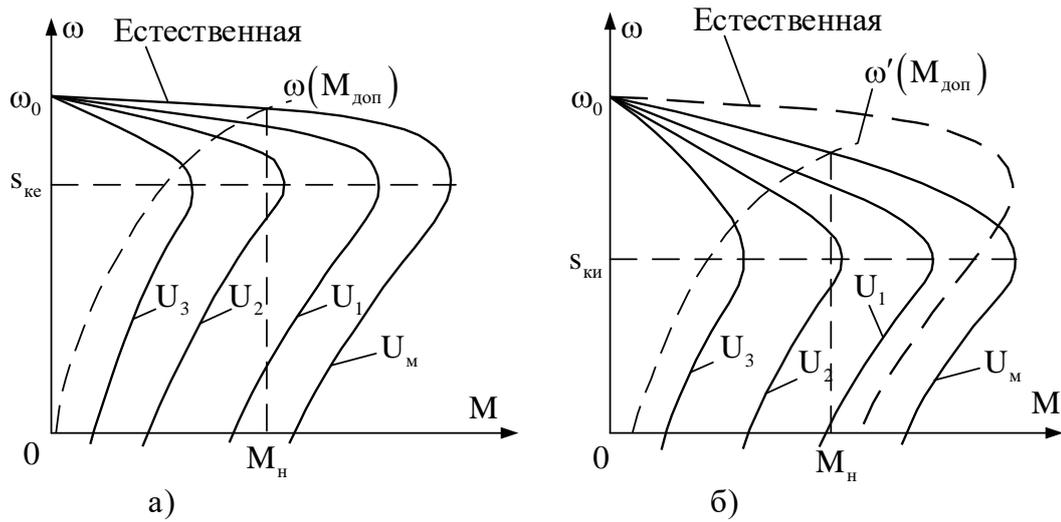


Рисунок 1.2 – Механические характеристики асинхронного электродвигателя при снижении напряжения статора.

$$U_H > U_1 > U_2 > U_3.$$

а – при короткозамкнутом роторе; б – с добавочным сопротивлением в цепи ротора.

Возможно регулирование скорости изменением напряжения с помощью автотрансформатора в цепи статора. Механические характеристики при таком способе регулирования имеют вид, показанный на рисунке 1.3.

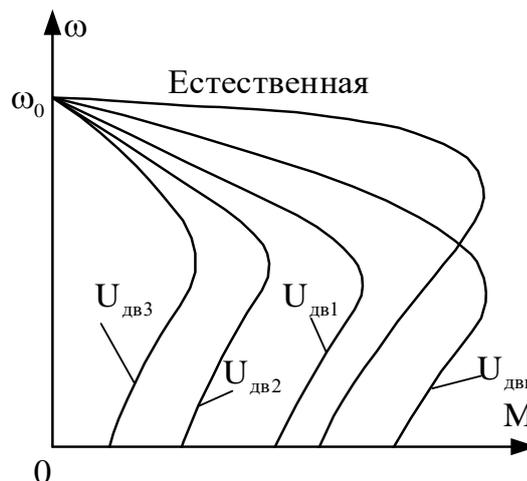


Рисунок 1.3 – Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании скорости с помощью автотрансформатора в цепи статора;

$$U_{дв.н} > U_{дв1} > U_{дв2} > U_{дв3}.$$

Регулирование напряжения тиристорным регулятором осуществляется изменением угла управления тиристорами относительно точки перехода фазного напряжения через нулевое значение. Увеличение угла управления приводит к уменьшению напряжения действующего напряжения на обмотках двигателя [104].

Выражение, определяющее механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании напряжения тиристорным регулятором, имеет следующий вид

$$M(s) = \left(\frac{U_1}{U_{с.н}} \right)^2 M_{гр}(s) = U_{1*}^2 M_{гр}(s) \quad (1.1)$$

где $M_{гр}$ – момент на граничной механической характеристике, соответствующей углу $\alpha = 0$:

$$M_{гр} = \frac{2M_{к.гр}(1 + a's_{к.гр})}{s/s_{к.гр} + s_{к.гр}/s + 2a's_{к.гр}}; \quad (1.2)$$

На практике небольшое распространение получили способы регулирования скорости АД, осуществляемые путем несимметричного изменения напряжения на зажимах его статора [45]. Линейные напряжения, приложенные к зажимам статора, в общем случае не равны друг другу: $|\bar{U}_{ab}| \neq |\bar{U}_{bc}| \neq |\bar{U}_{ca}|$.

Для реализации рассматриваемого способа регулирования асинхронного двигателя используются разнообразные схемы несимметричного включения активных и реактивных сопротивлений в цепи обмоток статора двигателя, а также схема, представленная на рисунке 1.4, а. В этой схеме степень асимметрии напряжений на зажимах двигателя изменяется путем изменения коэффициента трансформации автотрансформатора AT . Выводы обмотки статора ab подключены непосредственно к зажимам сети AB и, следовательно, $\bar{U}_{ab} = \bar{U}_{AB}$. Если пренебречь падением напряжения на AT , то

$$\bar{U}_{bc} = k_{ат} \bar{U}_{BC}, \text{ где } k_{ат} \text{ – коэффициент трансформации } AT.$$

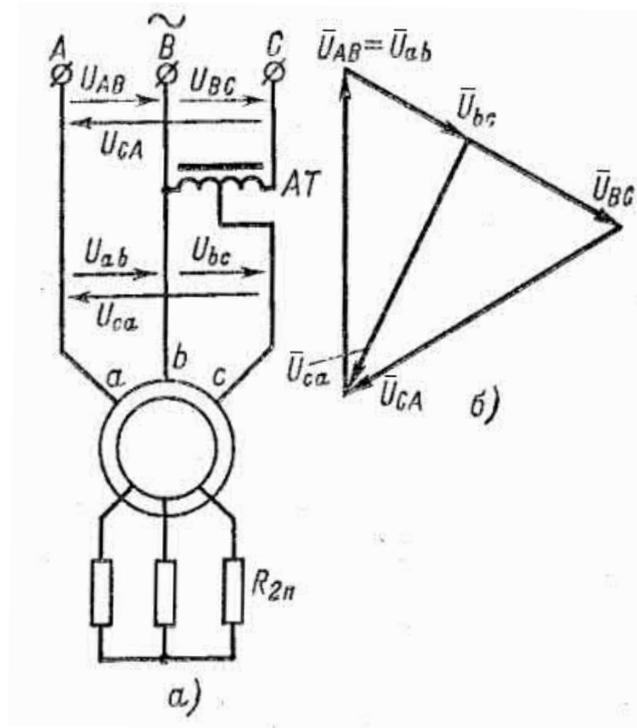


Рисунок 1.4 – Схема для регулирования скорости асинхронного двигателя путем несимметричного изменения напряжения: а – при включении одного зажима обмотки статора через автотрансформатор, б – векторная диаграмма напряжений на зажимах статора.

Из векторной диаграммы на рисунке 1.4, б следует:

$$\bar{U}_{ca} = -(\bar{U}_{ab} + \bar{U}_{bc}) = -(\bar{U}_{AB} + k_{ат} \bar{U}_{BC}).$$

Если принять вектор \bar{U}_{AB} за основной и обозначить $\bar{U}_{AB} = \bar{U}_л$, то $\bar{U}_{BC} = a^2 \bar{U}_л$ и $\bar{U}_{CA} = a \bar{U}_л$.

Отсюда

$$\bar{U}_{bc} = k_{ат} a^2 \bar{U}_л;$$

$$\bar{U}_{ca} = -(1 + k_{ат} a^2) \bar{U}_л.$$

При $k_{ат} = 1$, когда отсутствует асимметрия напряжений сети, при $k_{ат} = 0$ при коротком замыкании зажимов bc статора происходит однофазное включение двигателя.

1.2.2 Изменение сопротивления роторной цепи

В электроприводах, оснащенных асинхронным двигателем с фазным ротором, широкое распространение получил способ реостатного регулирования. В таком случае в цепь ротора включают добавочное сопротивление [81].

Энергия скольжения при этом выделяется в виде тепла. Такой способ является неэффективным и при модернизации оборудования заменяется на более энергоэффективные.

«Введение добавочно активного сопротивления не изменяет максимального момента двигателя (1.3), а изменяет только величину критического скольжения (1.4).» [76]

$$M_k = \frac{3 \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot \left(r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_k^2} \right)} \quad (1.3)$$

$$s_k = \frac{r_2' + R_{R\partial}}{x_k} \quad (1.4)$$

«Добавочное активное сопротивление увеличивает полное сопротивление роторной цепи, в результате этого уменьшается пусковой ток и увеличивается $\cos(\varphi)$ роторной цепи, вследствие этого увеличивается активная составляющая тока ротора и следовательно пусковой момент двигателя.

Обычно в роторную цепь вводится сопротивление ступенями. Ступени сопротивлений обычно коммутируются контакторами.» [76]. Схема такого включения показана на рисунке 1.5 [31].

«Механические характеристики будут иметь одинаковую скорость идеального холостого хода, равную скорости электромагнитного поля статора ω_0 (рисунок 1.6). Жесткость характеристик в рабочей части уменьшается при возрастании суммарного сопротивления роторной цепи $(r_R + R_D)$.» [76].

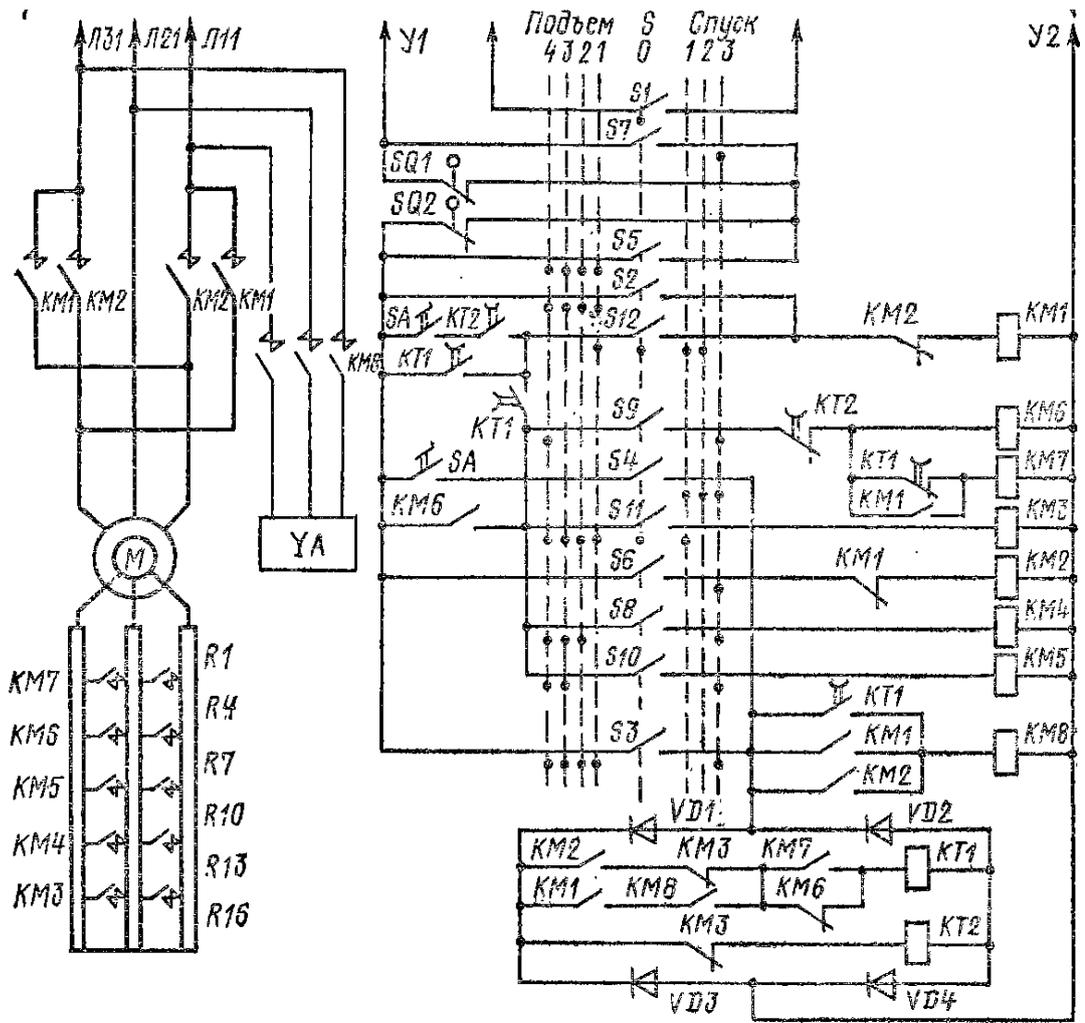


Рисунок 1.5 – Схема электропривода с магнитным контроллером ТСА

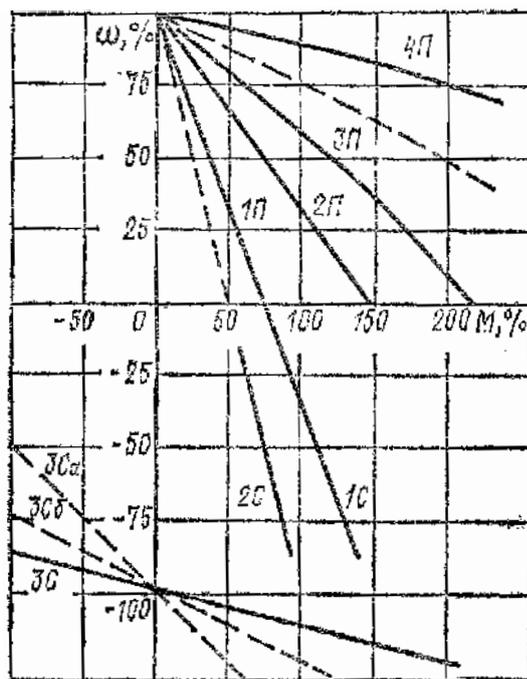


Рисунок 1.6 – Реостатные механические характеристики АДФР

Величина момента в таком случае будет определяться выражением:

$$M = \frac{2 \cdot M_K \cdot \left(1 + \frac{r_1}{r_2'} \cdot s_K \right)}{\frac{s_K}{s} + \frac{s}{s_K} + 2 \cdot \frac{r_1}{r_2'} \cdot s_K} \quad (1.5)$$

1.2.3 Вентильные каскадные схемы

С целью повышения эффективности регулирования и использования энергии скольжения ротора разработаны различные схема вентильного каскада [30, 50, 77].

«Вентильные каскады являются частным случаем машины двойного питания. В каскадных схемах питание со стороны ротора вводится в цепь выпрямленного тока ротора. Схема такого включения приведена на рисунке 1.7. Преимущество применения вентильного каскада заключается в повышении КПД электропривода, за счет преобразования мощности скольжения и возврата ее в сеть.

В каскадных схемах на напряжение, подводимое ко вторичной цепи, накладываются определенные ограничения, обусловленные наличием вентильного выпрямителя между двигателем и источником напряжения со стороны ротора. При таком способе регулирования невозможно независимое регулирование активной и реактивной составляющей мощности, осложнено получение тормозных режимов, в связи с этим вентильные каскады относят к частично управляемым двигателям двойного питания.

Целесообразность применения вентильных каскадов для механизмов, требуемых регулирования в ограниченном диапазоне, следует из самого принципа, в котором преобразовывается только часть энергии – энергия скольжения, пропорциональная глубине регулирования.» [77].

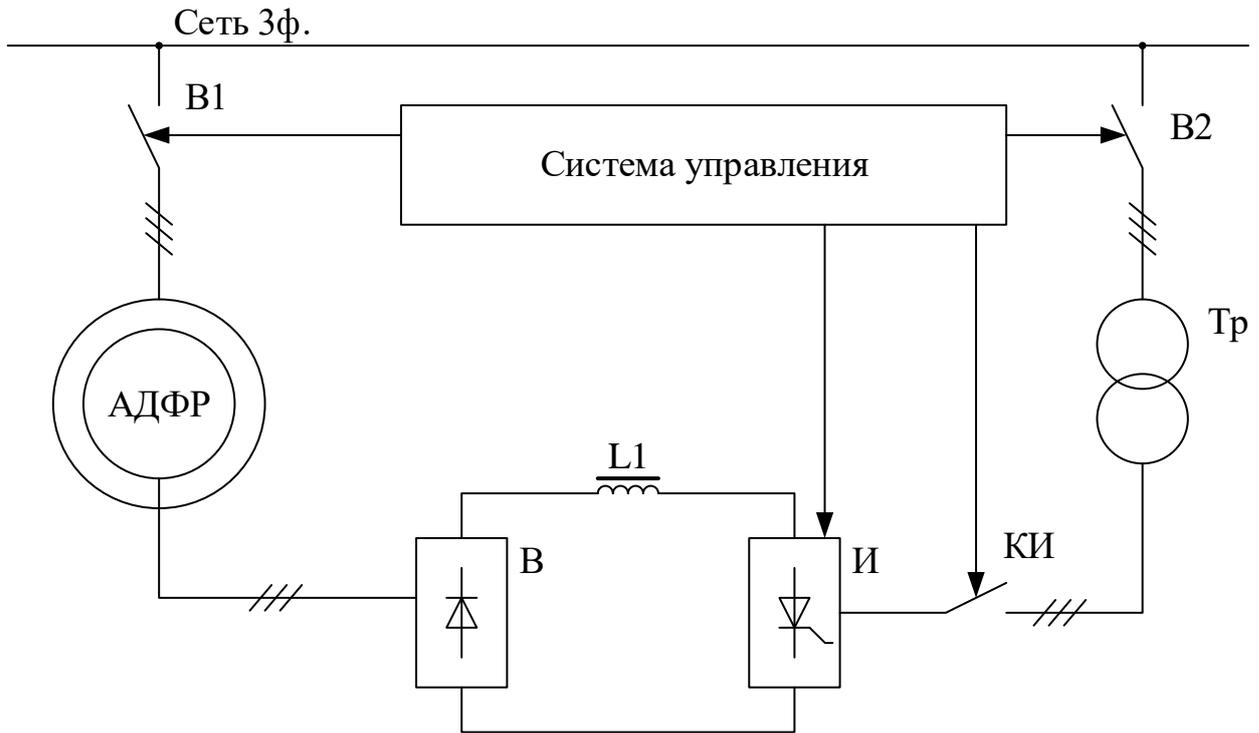


Рисунок 1.7 – Схема включения асинхронного вентильного каскада,

где $B1$, $B2$ – выключатели, B – трехфазный выпрямитель, $L1$ – дроссель, I – инвертор, $KИ$ – коммутатор в цепи инвертора, Tr – трансформатор, служащий для согласования уровней напряжений ротора и сети.

Мощность скольжения в асинхронных вентильных каскадах определяется выражением:

$$P_s = 1,35 \cdot s \cdot \left(E_{2H} \cdot I_{Rd} - \frac{I_{Rd}^2 \cdot x_R}{\sqrt{2}} \right), \quad (1.6)$$

где E_{2H} – номинальная ЭДС ротора, I_{Rd} – выпрямленный ток ротора, x_R – индуктивное сопротивление ротора.

Момент двигателя определяется как:

$$M = \frac{P_s}{\omega_0 \cdot s} \quad (1.7)$$

«Механические характеристики (рисунок 1.8) имеют относительно высокую жесткость и перемещаются практически параллельно друг другу вдоль оси ординат по мере увеличения противо-э.д.с. инвертора E_{di} . Так как ток ротора

имеет не синусоидальную форму, то M_K в схеме каскада не достигается и максимальный момент составляет $M_{\max} = 0.83 \cdot M_{KP}$, т.е. перегрузочная способность АД в схеме каскада снижается на 17% по сравнению с нормальной схемой включения.» [79].

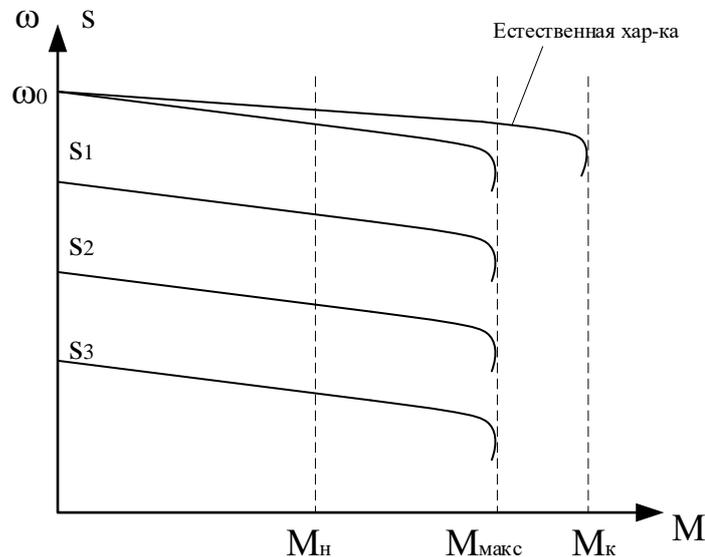


Рисунок 1.8 – механические характеристики АДФР с вентильным каскадом

1.3 Электроприводы с двухканальным управлением

Принцип двухканального управления при соответствующем его использовании способен обеспечить высокое качество функционирования системы и, что особенно важно, позволяет решать задачи оптимизации [78].

Одним из примеров двухканального управления является машина постоянного тока. В такой машине управление скоростью возможно в широком диапазоне. Возможно управление изменением напряжения питания якоря при скорости ниже номинальной, и изменением силы тока в обмотке возбуждения при скорости выше номинальной. Такие машины удобны для построения регулируемого электропривода, однако имеют и ряд недостатков [1, 18, 125].

Так же существуют двухканальные системы управления, в которых на обмотки статора и ротора подается напряжение питания. Если частоты подаваемых напряжений равны, то возможна реализация режимов синхронного стояния (режим

удержания) либо режим двойной синхронной скорости. Если частоты напряжений различаются, то реализуется схема двигателя двойного питания [50, 61, 62].

Применение двухканального управления по статору и ротору асинхронного двигателя с фазным ротором позволяет реализовывать разнообразные способы управления двигателем и добиться желаемых параметров электропривода.

Изучение свойств двухканальных систем управления с применением современных компьютерных средств моделирования чрезвычайно важно для понимания процессов, происходящих в электроприводе при двухканальном управлении, и построения эффективных систем регулирования.

1.3.1 Управление АД по схеме машины двойного питания

Для построения регулируемых электроприводов на базе АДФР применяется схема машины двойного питания (МДП), обеспечивающая одновременную подачу напряжения на обмотки статора и ротора. Применение такого подхода позволяет получить полностью управляемую электрическую машину, с возможностью регулирования всех характеристик АДФР [24, 25, 40, 50, 52, 53, 63, 64, 69, 74, 77, 105, 119, 125].

Наиболее общим случаем регулирования скорости вращения АДФР является включение его по схеме машины двойного питания. Обмотки статора и ротора подключаются к источнику переменного напряжения, имеющего возможность менять амплитуд и частоту (преобразователю частоты). Также возможен вариант включения, когда одна из обмоток подключается напрямую в сеть переменного тока, а другая к преобразователю частоты. Такая машина обладает одновременно свойствами синхронной и асинхронной машины.

В общем виде схема включения машины при двойном питании показана на рисунке 1.9.

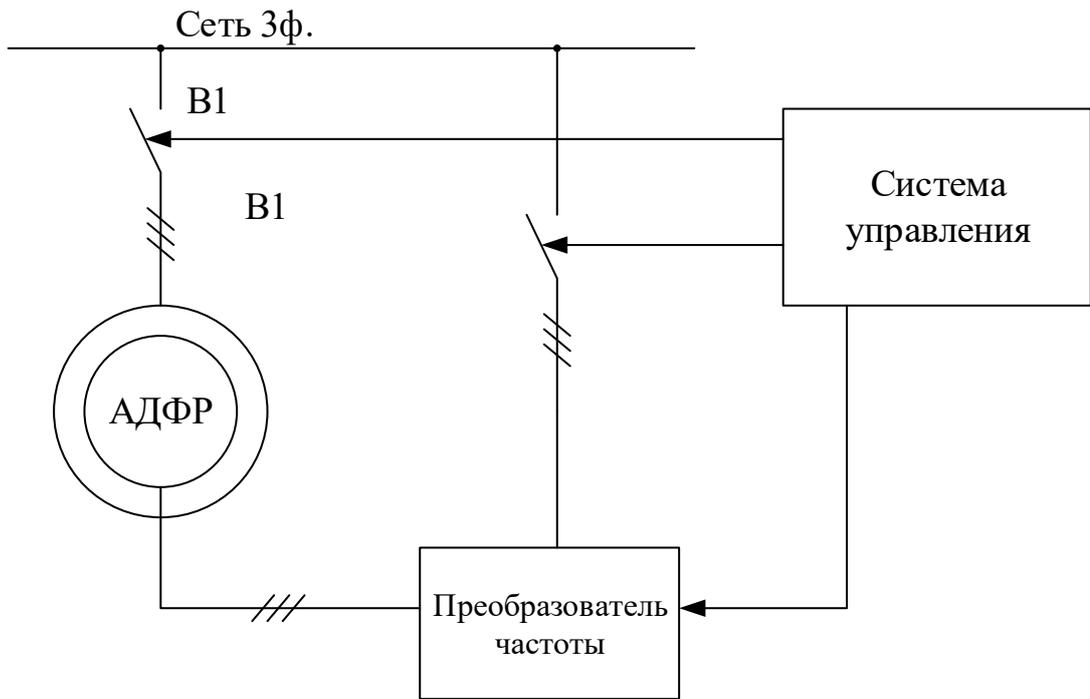


Рисунок 1.9 – Схема включения МДП

Механические характеристики при управлении двигателе двойного питания определяются возможностями преобразователей частоты, обеспечивающих питание цепей двигателя (рисунок 1.10).

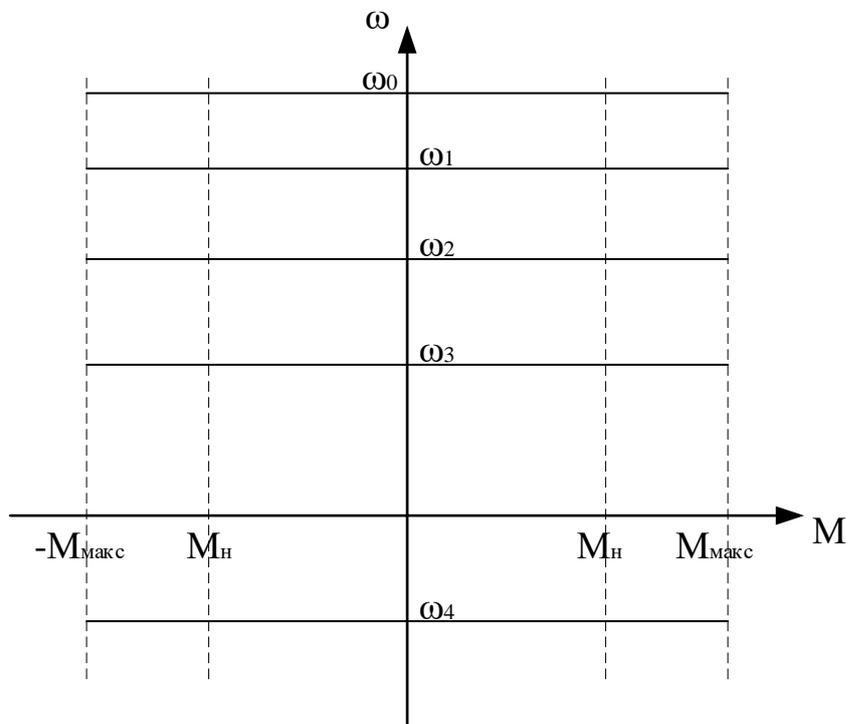


Рисунок 1.10 – Механические характеристик двигателя, по схеме МДП

«Поскольку при преобразовании энергии поля должны быть неподвижны относительно друг друга, должны выдерживаться следующие соотношения скоростей и частот:

$$\omega = \omega_1 - \omega_2 \quad (1.8)$$

$$f = f_1 - f_2 \quad (1.9)$$

где ω_1, ω_2 – угловые скорости поля статора и поля ротора; f_1, f_2 – частоты напряжения статора и ротора; f – частота, соответствующая угловой скорости ротора.

Если частота f_2 задается независимо то механические характеристики представляются горизонтальными линиями (рисунок 1.10), и в таком режиме машина подобна синхронной. При изменении момента нагрузки меняется угол θ между осями полей статора и ротора. Наибольший момент M_{\max} определяется предельной силой магнитной связи статора и ротора. При превышении M_{\max} поля перестают быть неподвижными относительно друг друга, машина не развивает среднего момента и либо останавливается при реактивном M_C , либо вращается со скоростью, определяемой активным M_C , данный режим аварийный.

Возможно и другое построение системы: частота f_2 может быть связана со скоростью ротора. В этом случае характеристики будут похожи на характеристики машины постоянного тока – будут иметь наклон, который можно трактовать как скольжение; видом связи можно формировать характеристики любого вида.» [36].

1.4 Возможности улучшения динамических характеристик ЭП подъема

В современных условиях возникает задача улучшения эксплуатационных качеств кранов, для более полного удовлетворения требований производственного процесса.

К задачам улучшения эксплуатационных качеств относится управление ускорением механизмов, то есть снижение динамических нагрузок на механизм и уменьшение рывков груза, обусловленных особенностями технологических процессов, в которых применяются краны, а также обеспечением нормальной работы самих механизмов.

В таблице 1.2 приведены типовые значения скоростей крановых механизмов подъема [58, 59].

Таблица 1.2 – Номинальные скорости механизмов подъёма

Наименование (тип крана)	Скорость подъема, м/с
Кран-балки	0,10-0,15
Мостовые	0,10-0,40
Козловые	0,10-0,40
Портальные	1,00-1,25
Башенные	0,10-1,00
Перегружные	0,40-1,40

Рекомендуемые средние значения ускорения механизмов подъема кранов приведено в таблице 1.3 [59, 85, 115].

Таблица 1.3 – Среднее значение ускорений

Тип крана	Ускорение, м/с ²
Монтажные	0,1
Для расплавов металла	0,1
Для складские цехов	0,2
Металлургические	0,5
Для насыпных грузов	0,6
Строительные	0,4-0,6

«Для снижения динамических нагрузок механизма подъема имеются следующие пути:

– уменьшение жесткости упругой связи. Для этого в подвесах или конструкциях механизмов устанавливают пружины. Такой способ является механическим и не очень эффективен;

– уменьшение скорости груза при его отрыве от поверхности. Данный способ может быть реализован электрически средствами электропривода. В таком случае желаемые механические характеристики электропривода должны иметь вид, показанный на рисунке 1.11. Мягкая характеристика 1 должна иметь пусковой момент $M_{II} \approx (0,7 - 0,8)M_{ном}$, может быть обеспечена простыми методами, например реостатным регулированием. Характеристика 2 обеспечивает понижение скорости в широком диапазоне момента нагрузки и является более предпочтительной т.к. имеет большие возможности по ограничению динамических нагрузок, однако при этом требуется более сложная схема управления.» [58, 59].

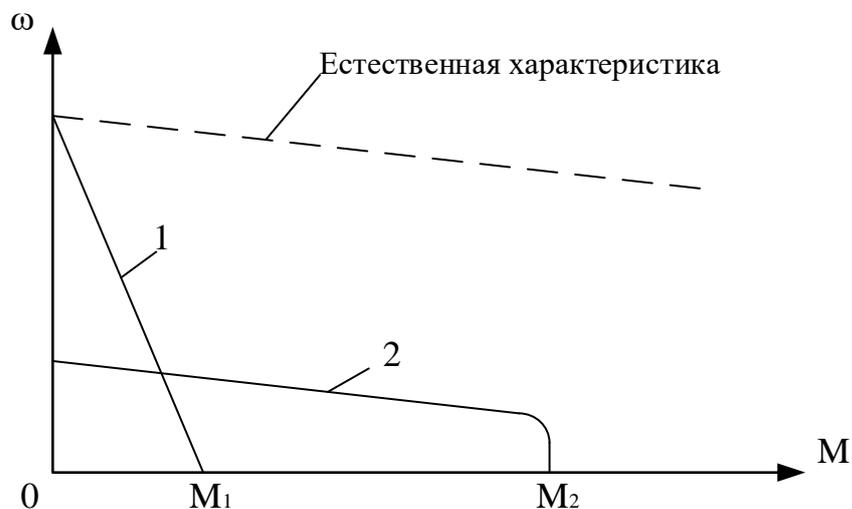


Рисунок 1.11 – Желаемые механические характеристики электроприводов

Существующие крановое оборудование, а именно электроприводы подъема в большинстве случаев с момента производства оборудованы асинхронными двигателями с фазным ротором и имеют при этом ступенчатое регулирование скорости. Такое регулирование приводит к увеличению динамических нагрузок при переключении ступеней.

Выявлено что около 80% отказов в грузоподъемных механизмах в основном связано с динамическими нагрузками [58]. Одной из причин, вызывающих высокую динамическую нагрузку, является наложение тормоза на привод.

Увеличение динамических нагрузок вызывает наложение тормоза при небольшой скорости для полной остановки электропривода подъема. В этом случае величина динамических нагрузок зависит от скорости, на которой производится наложение тормоза. Следовательно, для снижения нагрузок, оптимальным условием перед наложением электромагнитного тормоза будет снижение скорости до $\omega = 0$ при наличии момента нагрузки.

На рисунке 1.12 показана желаемая диаграмма работы привода подъема. Плавный разгон и плавное торможение позволяют ограничить ускорение груза, тем самым снизить динамические нагрузки. Наложение тормоза при нулевой скорости так же позволит минимизировать либо полностью исключить динамические нагрузки.

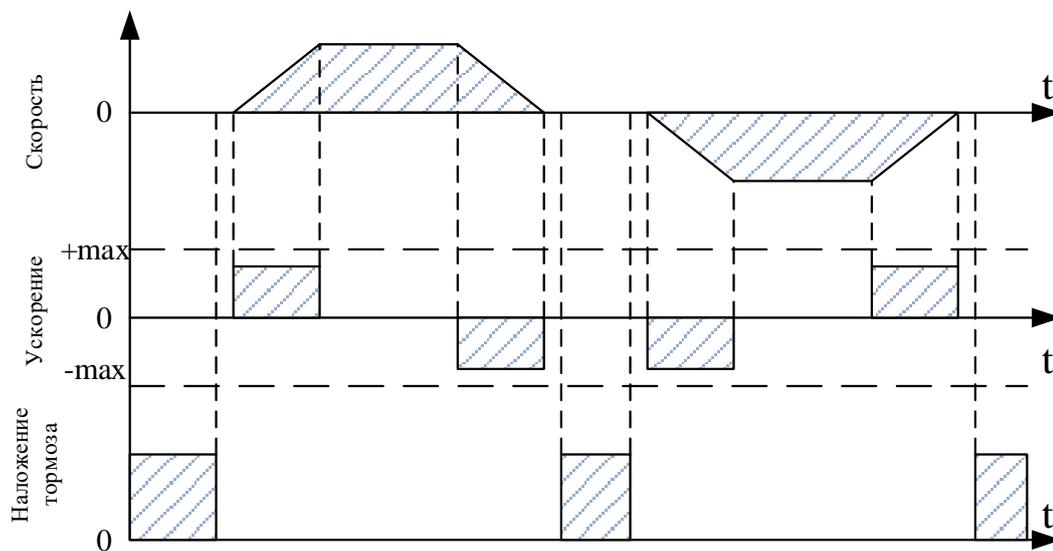


Рисунок 1.12 – Желаемая диаграмма работы привода подъема

В электроприводах подъёма с асинхронным двигателем с фазным ротором обеспечить плавный разгон и торможение с переходом в нулевую скорость при наличие нагрузочного момента (режим удержания, $\omega = 0$ при $M_{нагр.} \neq 0$) возможно

при одновременной подаче напряжения с частотой сети в статор и ротор ($f_S = f_R$) [13, 48].

Для создания вращающего момента поля статора и ротора должны быть неподвижны относительно друг друга, из этого следует что при $\omega = 0$ направление вращения электромагнитного поля, создаваемого статором должно совпадать с направлением вращения электромагнитного поля ротора. Если направления вращений электромагнитных полей не совпадают, то частота вращения двигателя примет значение двойной синхронной скорости $\omega = 2\omega_C$.

Управление частотой вращения двигателя возможно выполнить с помощью изменения напряжения в цепи ротора [77, 110]. При равенстве частот напряжений статора и ротора скольжение двигателя будет определяться главным образом амплитудой напряжения подводимого в цепь ротора.

Обеспечить указанные режимы в электроприводе с асинхронной машиной с фазным ротором возможно с применением двухканального управления. При этом задача двухканального управления решается относительно простыми средствами, применением в цепях статора и ротора регулятора – коммутатора [29, 80].

Управление с применением регулятора-коммутатора

Для реализации регулирования напряжения либо тока ротора/статора возможно применение регулятора – коммутатора (РК). Упрощенная схема силовой части электропривода представлена на рисунок 1.13.

Основными элементами силовой части электропривода является асинхронный двигатель с фазным ротором, регулятор-коммутатор статора и ротора.

Регулятор-коммутатор состоит из транзисторного регулятора напряжения, состоящего из транзисторов Т1-Т3 (Т5-Т7) и коммутатора обмоток, состоящего из трехфазного выпрямительного моста В1(В2) и транзистора Т4(Т8), подключенного

к его полярным выводам. Коммутация транзисторов регулятора напряжения и транзистора коммутатора обмоток производится в противофазе [80].

В отличие от тиристорного регулятора напряжения регулятор-коммутатор обеспечивает режим короткого замыкания обмоток, что является необходимым при переходе в режим работы с короткозамкнутым ротором.

По сравнению со схемами управления по цепи ротора предлагаемый способ управления с помощью РК имеет следующими преимуществами:

- снижение потерь энергии в сравнении с реостатным регулированием;
- простая конструкции в сравнении с асинхронными вентильными каскадами и схемами машин двуного питания;
- в следствии простоты конструкции РК имеет более высокую надежность.

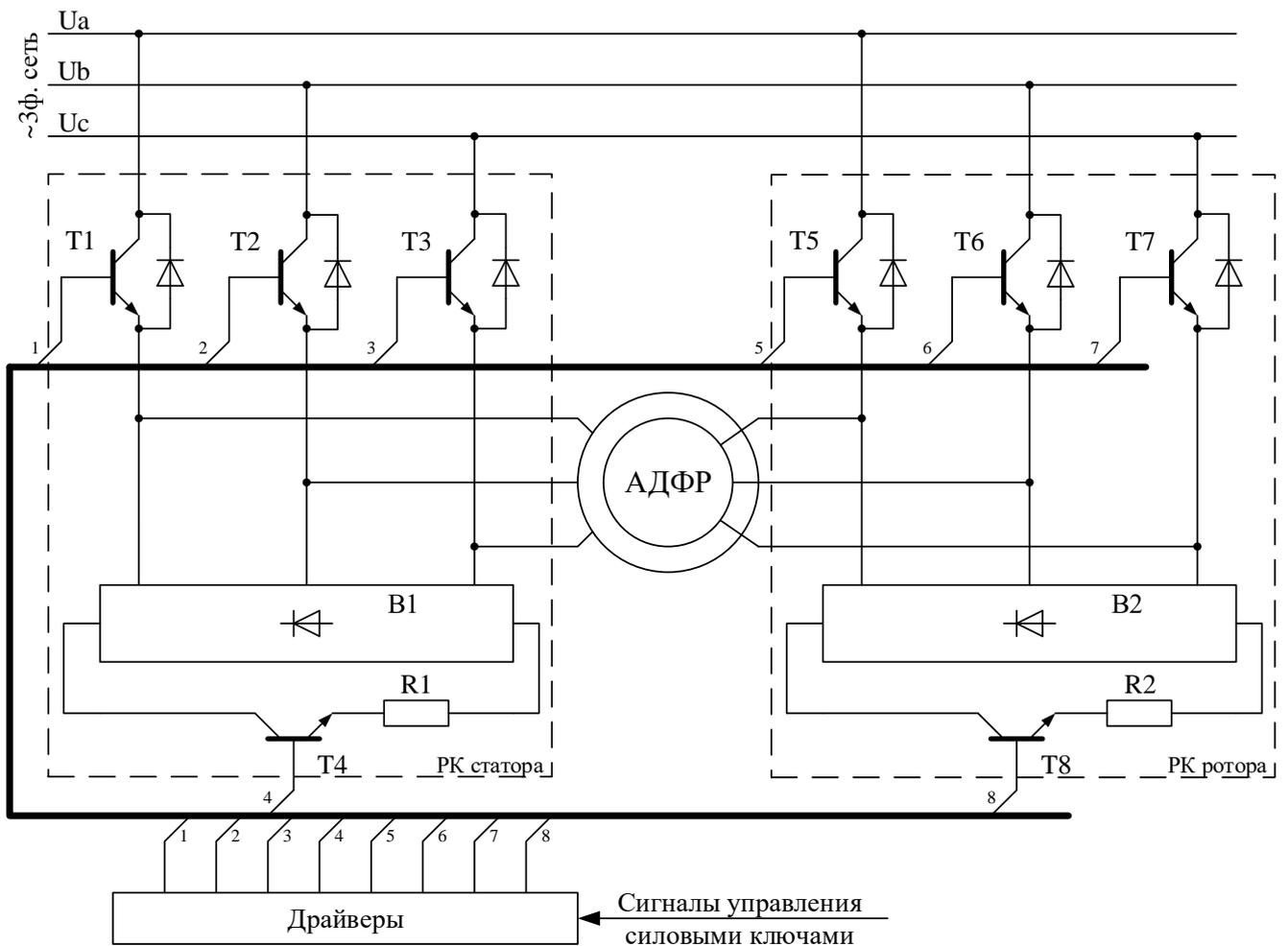


Рисунок 1.13 – Упрощенная схема силовой части ЭП

Далее в работе рассматривается построение электропривода электротехнического комплекса грузоподъемных механизмов с применением регуляторов-коммутаторов в цепях статора и ротора.

1.5 Выводы по первой главе

На основании проведенного анализа существующих решений и возможностей улучшения характеристик ЭП можно сделать следующие выводы:

- Большинство электроприводов грузоподъемных механизмов выполнены на основе асинхронных двигателей с фазным ротором;

- К электроприводам подъема предъявляются возрастающие требования по ограничению ускорения грузов (рывку);

- Существующие электроприводы подъема с известными способами управлением, к которым относятся электроприводы с реостатным регулированием, регулированием переключением обмоток и т.д. не обеспечивают плавное регулирование;

- Наложение электромагнитного тормоза на электропривод подъема вызывает динамические нагрузки, негативно сказывающиеся как на ресурсе самого механизма, так и на сохранности поднимаемого груза;

- Имеются возможности улучшения динамических характеристик ЭП подъема, к которым относится обеспечение плавного, без рывков, разгона и торможения механизма;

- Возможно обеспечение режима «удержания» с помощью асинхронного двигателя без изменения кинематической цепи и применения дополнительных датчиков. Режим «удержания» позволяет остановить электропривод ($\omega = 0$) при наличии груза ($M_{нагр.} \neq 0$) перед наложением электромагнитного тормоза, что позволяет исключить ударные нагрузки.

- Реализация режимов позволяющих улучшить динамические характеристики ЭП возможна с применением двухканального управления АДФР.

2 РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА ГРУЗОПОДЪЕМНОГО МЕХАНИЗМА НА БАЗЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ

При разработке моделей элементов электротехнического комплекса используем упрощенную кинематическую схему грузоподъемного механизма на базе АДФР приведена на рисунке 2.1

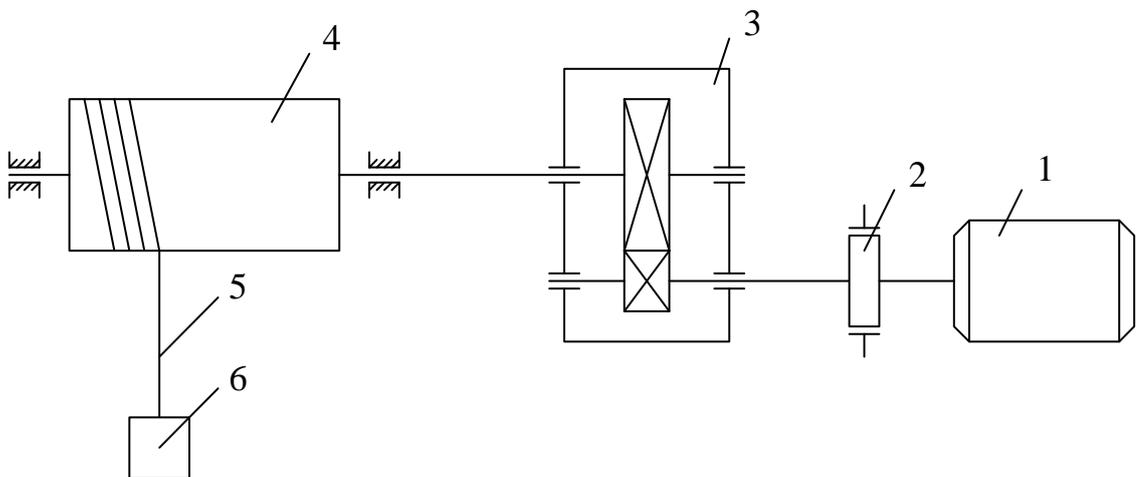


Рисунок 2.1 – Упрощенная кинематическая схема грузоподъемного
механизма, где

1 – двигатель, 2 – электромагнитный тормоз, 3 – редуктор, 4 – шкив, 5 – трос,
6 – груз

Особенностью электромеханических систем, и, в частности, грузоподъемных механизмов является то, что в процессах кроме электрической части чувствует кинематическая цепь от двигателя к грузу.

Для исследования электротехнического комплекса механическая часть механизма подъема может быть представлена расчетной схемой [17, 22, 39, 86], представленной на рисунке 2.2. Здесь $J_{дв}$ – момент инерции ротора двигателя, $M_{дв}$ – момент двигателя, i_p – передаточное число редуктора, $J_{ш}$ – момент инерции шкива намотки троса, $i_{ш}$ – коэффициент определяемый радиусом шкива намотки троса, C_T – сосредоточенная жесткость троса, D_T – коэффициентом рассеяния

энергии, m – масса груза, $F_{гр}$ – сила создаваемая грузом, F_T – сила действующая на трос, S, V, a – перемещение, скорость и ускорение груза.

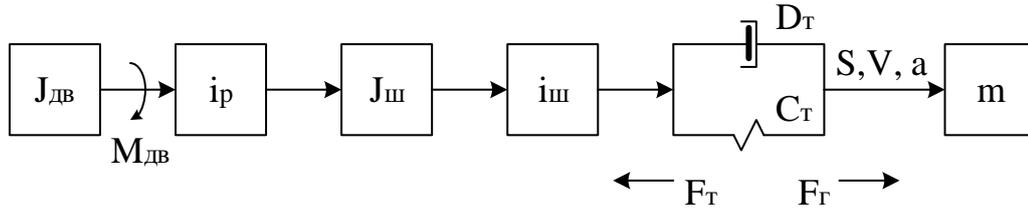


Рисунок 2.2 – Упрощенная расчетная схема кинематической цепи ГПМ

При составлении схемы были приняты следующие допущения:

- трос представляется упругим звеном с сосредоточенной жесткостью C_T и коэффициентом рассеивания энергии D_T ;
- все остальные элементы цепи считаются абсолютно жесткими;
- состояние груза (m) характеризуется его перемещением (S), скоростью перемещения (V), ускорением (рывком ($a = \dot{V}$)).

2.1 Теория двухканальной системы управления АДФР

Объектом управления является АДФР. Его работу можно описать, используя дифференциальные уравнения [47, 93, 113, 114].

Теория электрических машин дает представление о физических процессах, происходящих в асинхронных двигателях в установившихся и переходных режимах работы. Общая теория машин переменного тока и ее приложения к асинхронным машинам хорошо изучены и описаны [19 - 21, 23 - 25, 34, 37, 44, 51, 53, 70, 83, 90, 87].

Динамические модели асинхронных машин основываются на дифференциальных уравнениях, которые характеризуются большим

разнообразием, и могут быть описаны в различных системах координат [4, 7, 10, 44, 46, 93, 95, 106, 107, 113].

Модель асинхронного двигателя в фазной системе координат имеет следующие преимущества:

- все величины уравнений имеют реальные значения и физический смысл;
- можно проводить исследования электромагнитных и механических процессов в статических и динамических режимах при питании асинхронной машины от источников стабильного и регулируемого напряжения, учитывать все виды несимметрии фаз обмоток и питающего напряжения, осуществлять расчеты переходных процессов с различной формой и частотой переменного напряжения.

При этом трехфазная модель с учетом всех нелинейностей и несимметрии сложна для описания. Для упрощения анализа электрической машины принимают общепринятые допущения [47, 93, 113]:

- параметры обмоток статора/ротора идентичны;
- питание двигателя происходит от симметричной системы напряжений;
- величина воздушного зазора постоянна;
- магнитная система машины не насыщена;
- потери в стали отсутствуют;
- м.д.с. в воздушном зазоре двигателя синусоидальна;
- обмотки статора и ротора строго симметричны со сдвигом осей обмоток на 120° .

Для упрощения системы дифференциальных уравнений АМ искомые переменные статора и ротора заменяют их проекциями на взаимно перпендикулярные оси координат, вращающиеся вокруг оси с некоторой скоростью ω_k . Такое преобразование координат соответствует приведению реальной АМ к эквивалентной двухфазной машине.

При это может существовать множество систем координат, однако при синтезе систем управления в основном применяются три координатные системы:

– неподвижная относительно ротора – $d, q, 0, \omega_k = \omega_r$, наиболее распространена при анализе асинхронных и синхронных машин при несимметрии ротора. Электрическая машина в магнитном отношении оказывается симметричной независимо от углового положения ротора;

– неподвижная относительно статора – $\alpha, \beta, 0, \omega_k = 0$, применяется при анализе асинхронных машин в симметричных режимах работы [47];

– система координат, неподвижная относительно поля – $x, y, 0, \omega_k = \omega_s$, позволяет привести АД к аналогу двигателя постоянного тока, при этом направление оси x совпадает с направлением опорного вектора, ось y в свою очередь перпендикулярна оси x и опережающем ее на 90° . При условии совпадения направления опорного вектора и оси x системы координат получаем что его проекция на ось y равна нулю.

Исходные уравнения, описывающие электромагнитные процессы в пространственных векторах, вращающихся с синхронной скоростью вместе с вращающейся системой координат имеют вид: [6, 47, 95, 111]

$$\begin{cases} \bar{U}_S = \frac{d\bar{\Psi}_S}{dt} + \bar{I}_S R_S + j\omega_S \bar{\Psi}_S \\ \bar{U}_R = \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} + \bar{I}_R R_R + j\omega_R \bar{\Psi}_R \\ \bar{\Psi}_S = L_S \bar{I}_S + L_m \bar{I}_R \\ \bar{\Psi}_R = L_R \bar{I}_R + L_m \bar{I}_S \end{cases} \quad (2.1)$$

Для АДФР с преобразователем в цепи ротора статорные обмотки подключаются к питающей сети без преобразователя.

В этом случае принимаются допущения о неизменности напряжения статора ($U_S = const$) и потокосцепления ($\bar{\Psi}_S = const$). Для дальнейших рассуждений принимаем что система координат $x-y$ вращается синхронно с полем статора ω_S и вектор напряжения сети направлен по оси x ($U_{Sx} = 1, U_{Sy} = 0$).

Учитывая свойства приведенные выше и выразив пространственные векторы системы (2.1) через их проекции на оси системы координат, получим уравнения равновесия статора и ротора в системе $x - y$:

$$\begin{cases} U_{Sx} = \frac{d\psi_{Sx}}{dt} + I_{Sx}R_S - \omega_S\psi_{Sy} \\ U_{Sy} = \frac{d\psi_{Sy}}{dt} + I_{Sy}R_S + \omega_S\psi_{Sx} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} U_{Rx} = \frac{d\psi_{Rx}}{dt} + I_{Rx}R_R - \omega_R\psi_{Ry} \\ U_{Ry} = \frac{d\psi_{Ry}}{dt} + I_{Ry}R_R + \omega_R\psi_{Rx} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} \psi_{Sx} = L_S I_{Sx} + L_m I_{Rx} \\ \psi_{Sy} = L_S I_{Sy} + L_m I_{Ry} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} \psi_{Rx} = L_R I_{Rx} + L_m I_{Sx} \\ \psi_{Ry} = L_R I_{Ry} + L_m I_{Sy} \end{cases} \quad (2.5)$$

Если рассматривается случай с накоротко замкнутой роторной цепью, то частота роторной ЭДС является функцией частоты напряжения питания статора и скорости вращения ротора двигателя $\omega_R = \omega_S - Z_p\omega$. Если на роторную цепь воздействует напряжение U_R то частота роторной ЭДС ω_R равна частоте питающего напряжения U_R .

Из уравнения системы (2.4) выразим проекции токов статора:

$$\begin{cases} I_{Sx} = \frac{1}{L_S} \psi_{Sx} - \frac{L_m}{L_S} I_{Rx} \\ I_{Sy} = \frac{1}{L_S} \psi_{Sy} - \frac{L_m}{L_S} I_{Ry} \end{cases} \quad (2.6)$$

Из уравнения системы (2.5) выразим проекции токов ротора:

$$\begin{cases} I_{Rx} = \frac{1}{L_R} \Psi_{Rx} - \frac{L_m}{L_R} I_{Sx} \\ I_{Ry} = \frac{1}{L_R} \Psi_{Ry} - \frac{L_m}{L_R} I_{Sy} \end{cases} \quad (2.7)$$

Выразив потокосцепление статора из (2.2), получим:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{Sx}}{dt} = U_{Sx} - I_{Sx} R_S + \omega_S \Psi_{Sy} \\ \frac{d\Psi_{Sy}}{dt} = U_{Sy} - I_{Sy} R_S - \omega_S \Psi_{Sx} \end{cases} \quad (2.8)$$

Выразив потокосцепление ротора из (2.3), получим:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{Rx}}{dt} = U_{Rx} - I_{Rx} R_R + \omega_R \Psi_{Ry} \\ \frac{d\Psi_{Ry}}{dt} = U_{Ry} - I_{Ry} R_R - \omega_R \Psi_{Rx} \end{cases} \quad (2.9)$$

Если рассматривать электромагнитный момент АД, как результат взаимодействия векторов тока статора и тока ротор, то формула для вычисления момента выглядит так:

$$M_{эм} = \frac{3}{2} Z_p L_m (I_{Sy} I_{Rx} - I_{Sx} I_{Ry}) \quad (2.10)$$

Сведем в единую систему уравнения (2.10) – (2.9) и получим описание модели электромагнитных процессов АД:

$$\left\{ \begin{array}{l}
\frac{d\Psi_{Sx}}{dt} = U_{Sx} - I_{Sx}R_S + \omega_S \Psi_{Sy} \\
\frac{d\Psi_{Sy}}{dt} = U_{Sy} - I_{Sy}R_S - \omega_S \Psi_{Sx} \\
\frac{d\Psi_{Rx}}{dt} = U_{Rx} - I_{Rx}R_R + \omega_R \Psi_{Ry} \\
\frac{d\Psi_{Ry}}{dt} = U_{Ry} - I_{Ry}R_R - \omega_R \Psi_{Rx} \\
I_{Sx} = \frac{1}{L_S} \Psi_{Sx} - \frac{L_m}{L_S} I_{Rx} \\
I_{Sy} = \frac{1}{L_S} \Psi_{Sy} - \frac{L_m}{L_S} I_{Ry} \\
I_{Rx} = \frac{1}{L_R} \Psi_{Rx} - \frac{L_m}{L_R} I_{Sx} \\
I_{Ry} = \frac{1}{L_R} \Psi_{Ry} - \frac{L_m}{L_R} I_{Sy} \\
M_{эм} = \frac{3}{2} Z_p L_m (I_{Sy} I_{Rx} - I_{Sx} I_{Ry})
\end{array} \right. \quad (2.11)$$

При одновременном питании АДФР по цепям статора и ротора появляется момент удержания [95]. В этом режиме будет действовать статический момент удержания $M_{удерж}$ [13, 70]:

$$M_{удерж} = M_{max} \sin \theta$$

Статический момент удержания – действующий на вал неподвижного ротора электромагнитный момент, вызванный поворотом ротора на угол θ .

В динамическом режиме в случае $\omega = const$ или $\omega = var$ будет действовать динамический момент удержания [13, 70]:

$$M_{удерж.д} = M_{удерж} \cos \frac{\omega}{4f} \quad (2.12)$$

где: ω – угловая частота вращения ротора; f – частота сети.

Уравнение движения в таком случае примет вид:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{эм} + M_{удерж.д} - M_{ст}. \quad (2.13)$$

Для описания работы АДФР в режиме «удержания» необходимо дополнить систему (2.11) уравнением динамического момента удержания (2.12) и уравнением движения (2.13):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\psi_{Sx}}{dt} = U_{Sx} - I_{Sx} R_S + \omega_S \psi_{Sy} \\ \frac{d\psi_{Sy}}{dt} = U_{Sy} - I_{Sy} R_S - \omega_S \psi_{Sx} \\ \frac{d\psi_{Rx}}{dt} = U_{Rx} - I_{Rx} R_R + \omega_R \psi_{Ry} \\ \frac{d\psi_{Ry}}{dt} = U_{Ry} - I_{Ry} R_R - \omega_R \psi_{Rx} \\ I_{Sx} = \frac{1}{L_S} \psi_{Sx} - \frac{L_m}{L_S} I_{Rx} \\ I_{Sy} = \frac{1}{L_S} \psi_{Sy} - \frac{L_m}{L_S} I_{Ry} \\ I_{Rx} = \frac{1}{L_R} \psi_{Rx} - \frac{L_m}{L_R} I_{Sx} \\ I_{Ry} = \frac{1}{L_R} \psi_{Ry} - \frac{L_m}{L_R} I_{Sy} \\ M_{эм} = \frac{3}{2} Z_p L_m (I_{Sy} I_{Rx} - I_{Sx} I_{Ry}) \\ M_{удерж.д} = M_{удерж} \cos \frac{\omega}{4f} \\ J \frac{d\omega}{dt} = M_{эм} + M_{удерж.д} - M_{ст}. \end{array} \right. \quad (2.14)$$

На основе системы уравнений (2.14) можно построить структурную схему АДФР (рисунок 2.3)

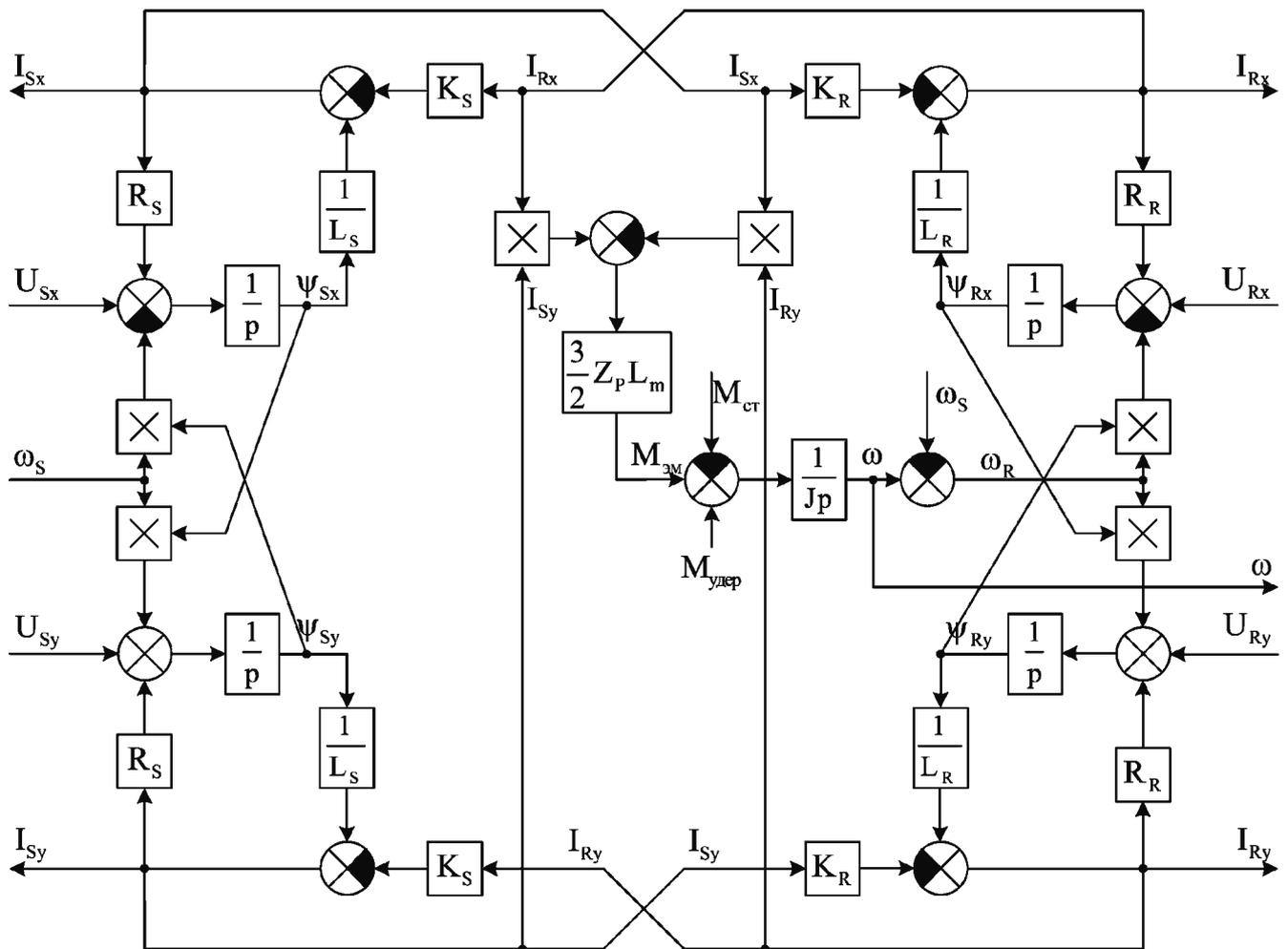


Рисунок 2.3 – Структурная схема АДФР при управлении со стороны ротора

2.2 Определение передаточной функции линеаризованного АДФР

Из структуры рисунка 2.3 видно, что АДФР является нелинейной системой. Нелинейность прежде всего связана с наличием звеньев перемножения в структуре. Для решения задачи синтеза системы управления и расчёта корректирующих звеньев необходимо провести линеаризацию математической модели и структуры рисунка 2.3 [3, 99 - 101, 120].

В результате линеаризации необходимо получить передаточные функции, характеризующие:

- изменение частоты вращения ω при изменении напряжения ротора U_R ;

– изменение частоты вращения ω при изменении момента сопротивления M_{cm} .

Полная линеаризация уравнений асинхронного двигателя приводит к получению передаточной функции высокого порядка. Однако асинхронный двигатель с фазным ротором как объект управления при малом изменении напряжения питания можно считать линейным. Для этого выполним линеаризацию вблизи рабочей точки [117, 3]. В связи с этим можно использовать метод приближенной линеаризации и провести следующие замены в системе (2.14)

$$\begin{cases} i_{Sx} \cdot i_{Ry} = i_{Sx0} \cdot i_{Ry} \\ i_{Sy} \cdot i_{Rx} = i_{Sy0} \cdot i_{Rx} \\ \omega_R \cdot \Psi_{Rx} = \omega_R \cdot \Psi_{Rx0} \\ \omega_R \cdot \Psi_{Ry} = \omega_R \cdot \Psi_{Ry0} \end{cases} \quad (2.15)$$

где $i_{Sx0}, i_{Sy0}, \Psi_{Rx0}, \Psi_{Ry0}$ – проекции тока статора и потокосцепления ротора в рабочей точке.

Кроме того, необходимо учесть, что напряжение статора U_S и частота ω_S являются постоянными величинами, поэтому

$$\begin{cases} U_{Sx} = U_{Sx0} = const \\ U_{Sy} = U_{Sy0} = const \\ \omega_S = \omega_{S0} = const \end{cases} \quad (2.16)$$

Подставляя формулы (2.15) и (2.16) в систему (2.14) получим следующую систему уравнений, описывающую АДФР с учетом указанных допущений

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \Psi_{Sx} = \frac{1}{p} [U_{Sx0} + \Psi_{Sy} \omega_{S0} - i_{Sx} R_S] \\
 \Psi_{Sy} = \frac{1}{p} [U_{Sy0} - \Psi_{Sx} \omega_{S0} - i_{Sy} R_S] \\
 i_{Sx} = \frac{\Psi_{Sx}}{L_S} - K_S i_{Rx} \\
 i_{Sy} = \frac{\Psi_{Sy}}{L_S} - K_S i_{Ry} \\
 \Psi_{Rx} = \frac{1}{p} [U_{Rx} + \Psi_{Ry} \omega_R - i_{Rx} R_R] \\
 \Psi_{Ry} = \frac{1}{p} [U_{Ry} - \Psi_{Rx} \omega_R - i_{Ry} R_R] \\
 i_{Rx} = \frac{\Psi_{Rx}}{L_R} - K_R i_{Sx} \\
 i_{Ry} = \frac{\Psi_{Ry}}{L_R} - K_R i_{Sy} \\
 M_{эм} = \frac{3}{2} Z_P L_m (i_{Rx} i_{Sy0} - i_{Ry} i_{Sx0}) \\
 \omega_R = \omega_{S0} - \frac{1}{Jp} (M_{эм} - M_{cm})
 \end{array} \right. \quad (2.17)$$

На основании системы уравнений (2.17) получим следующую структурную схема АДФР (рисунок 2.4). Значения сигналов в рабочей точке при этом принимается постоянным коэффициентом.

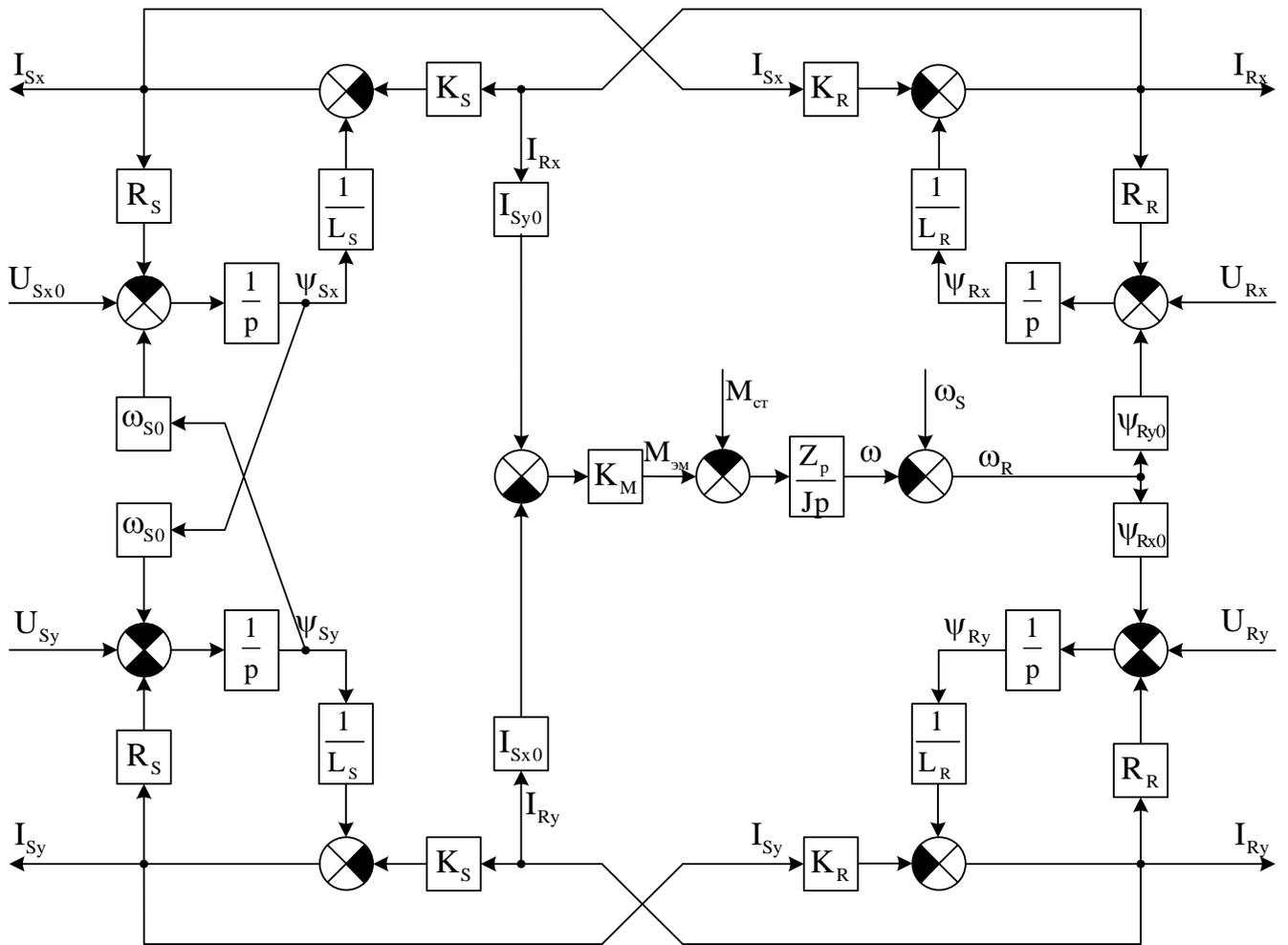


Рисунок 2.4 – Структурная схема АДФР

Произведя подстановку первого уравнения системы (2.17) в третье уравнение системы (2.17) получим уравнение проекции тока статора

$$i_{Sx} = \frac{1}{L_S p} [U_{Sx0} + \psi_{Sy} \omega_{S0} - i_{Sx} R_S] - K_S i_{Rx}$$

Выполним преобразование

$$i_{Sx} \left[1 + \frac{R_S}{L_S p} \right] = \frac{1}{L_S p} [U_{Sx0} + \psi_{Sy} \omega_{S0}] - K_S i_{Rx}$$

Принимаем что $T_S = \frac{L_S}{R_S}$ и поделив обе части уравнения на $1 + \frac{R_S}{L_S p}$,

получим выражение

$$i_{Sx} = \frac{\frac{1}{L_S p} [U_{Sx0} + \Psi_{Sy} \omega_{S0}] - K_S i_{Rx}}{\left[1 + \frac{T_S}{p}\right]} . \quad (2.18)$$

Произведя подстановку пятого уравнения системы (2.17) в седьмое уравнение системы (2.17), получим

$$i_{Rx} = \frac{1}{L_R p} [U_{Rx} + \Psi_{Ry0} \omega_R - i_{Rx} R_R] - K_R i_{Sx}$$

$$i_{Rx} \left[1 + \frac{R_R}{L_R p}\right] = \frac{1}{L_R p} [U_{Rx} + \Psi_{Ry0} \omega_R] - K_R i_{Sx}$$

принимая $T_R = \frac{L_R}{R_R}$, поделив обе части уравнения на $1 + \frac{R_S}{L_S p}$, получим

выражение

$$i_{Rx} = \frac{\frac{1}{L_R p} [U_{Rx0} + \Psi_{Ry0} \omega_R] - K_R i_{Sx}}{\left[1 + \frac{R_R}{L_R p}\right]} =$$

$$= \frac{[U_{Rx0} + \Psi_{Ry0} \omega_R] - K_R i_{Sx} \cdot L_R p}{L_R p + R_R} =$$

$$= \frac{1}{R_R} \frac{[U_{Rx0} + \Psi_{Ry0} \omega_R]}{T_R p + 1} - \frac{K_R i_{Sx} T_R p}{T_R p + 1}$$

Проведя аналогичные преобразования для четвертого и восьмого уравнений системы уравнений (2.17) получим выражения проекций токов статора и ротора:

$$i_{Rx} = \frac{1}{R_R} \frac{[U_{Rx0} + \Psi_{Ry0} \omega_R]}{T_R p + 1} - \frac{K_R i_{Sx} T_R p}{T_R p + 1} \quad (2.19)$$

$$i_{Ry} = \frac{1}{R_R} \frac{[U_{Ry} - \Psi_{Rx0} \omega_R]}{T_R p + 1} - \frac{K_R i_{Sy} T_R p}{T_R p + 1} \quad (2.20)$$

$$i_{Sx} = \frac{1}{R_S} \frac{[U_{Sx0} + \Psi_{Sy0} \omega_{S0}]}{T_S p + 1} - \frac{K_S i_{Rx} T_S p}{T_S p + 1} \quad (2.21)$$

$$i_{Sy} = \frac{1}{R_S} \frac{[U_{Sy0} - \Psi_{Sx0} \omega_{S0}]}{T_S p + 1} - \frac{K_S i_{Ry} T_S p}{T_S p + 1} \quad (2.22)$$

Учитывая принятое постоянство напряжения статора (2.16) можно считать выражения постоянными:

$$\frac{1}{R_S} \frac{[U_{Sx0} + \Psi_{Sy0} \omega_{S0}]}{T_S p + 1} = \alpha$$

$$\frac{1}{R_S} \frac{[U_{Sy0} - \Psi_{Sx0} \omega_{S0}]}{T_S p + 1} = \beta ,$$

тогда выражения статорных токов примут вид:

$$i_{Sx} = \alpha - \frac{K_S T_S p}{T_S p + 1} i_{Rx} \quad (2.23)$$

$$i_{Sy} = \beta - \frac{K_S T_S p}{T_S p + 1} i_{Ry} \quad (2.24)$$

Выполнив подстановку уравнения (2.23) в выражение (2.19) получим

$$i_{Rx} = \frac{1}{R_R} \cdot \frac{U_{Rx} + \Psi_{Ry0} \omega_R}{T_R p + 1} - \frac{K_R T_R p}{T_R p + 1} \left[\alpha - \frac{K_S T_S p}{T_S p + 1} i_{Rx} \right]$$

$$i_{Rx} \left[1 - \frac{K_S T_S p}{T_S p + 1} \right] = \frac{1}{R_R} \cdot \frac{U_{Rx} + \Psi_{Ry0} \omega_R}{T_R p + 1} - \frac{K_R T_R p}{T_R p + 1} \alpha$$

$$i_{Rx} \left[\frac{T_S p + 1 - K_S T_S p}{T_S p + 1} \right] = \frac{1}{R_R} \cdot \frac{U_{Rx} + \Psi_{Ry0} \omega_R}{T_R p + 1}$$

выражения проекций токов примут вид

$$i_{Rx} = \frac{1}{R_R} \cdot \frac{(T_S p + 1)(U_{Rx} + \Psi_{Ry0} \omega_R)}{T_R p + 1} \quad (2.25)$$

$$i_{Ry} = \frac{1}{R_R} \cdot \frac{(T_S p + 1)(U_{Ry} - \Psi_{Rx0} \omega_R)}{T_R p + 1} \quad (2.26)$$

Выполнив подстановку уравнений (2.25) и (2.26) в уравнение момента системы (2.17) получим

$$\begin{aligned}
 M_{эм} &= \frac{3}{2} Z_p L_m (i_{Rx} i_{Sy0} - i_{Ry} i_{Sx0}) = \\
 &= \frac{1}{R_R} \cdot \frac{T_S p + 1}{(T_R p + 1) [(1 - K_S) T_S p + 1]} \cdot \left[(U_{Rx} + \Psi_{Ry0} \omega_R) i_{Sy0} - (U_{Ry} - \Psi_{Rx0} \omega_R) i_{Sx0} \right] = \\
 &= \frac{1}{R_R} \cdot \frac{T_S p + 1}{(T_R p + 1)} \left[(U_{Rx0} i_{Sy0} - U_{Ry0} i_{Sx0}) + \omega_R (\Psi_{Rx0} i_{Sx0} + \Psi_{Ry0} i_{Sy0}) \right]
 \end{aligned}$$

Выражение электромагнитного момента получим следующего вида

$$M_{эм} = \frac{1}{R_R} \cdot \frac{T_S p + 1}{(T_R p + 1)} \left[(U_{Rx0} i_{Sy0} - U_{Ry0} i_{Sx0}) + \omega_R (\Psi_{Rx0} i_{Sx0} + \Psi_{Ry0} i_{Sy0}) \right] \quad (2.27)$$

Выполнив подстановку (2.27) в последнее уравнение системы (2.17) получим

$$\begin{aligned}
 \omega_R &= \omega_{S0} - \frac{1}{Jp} (K_M M_{эм} - M_{cm}) \\
 \omega_R &= \omega_{S0} - \frac{1}{Jp} [-W_1 U_R K_R K_M + \omega_R K_\omega K_M W_1 - M_{cm} + K_{снх}] \\
 \omega_R \left[1 + \frac{1}{Jp} W_1 K_\omega K_M \right] &= \omega_{S0} + \frac{1}{Jp} [W_1 U_R K_R K_M + M_{cm} - \frac{1}{p} \omega K_{снх} - K_{TP} \omega] \\
 \omega_R \left[1 + \frac{1}{Jp} \frac{K_\omega K_M T_S p + 1}{R_R T_R p + 1} \right] &= \omega_{S0} + \frac{1}{Jp} [U_R K_R W_1 K_M + M_{cm}] \\
 \omega_R &= \frac{\frac{1}{Jp} [U_R K_R W_1 K_M + M_{cm}]}{JR_R p (T_R p + 1) + K_\omega K_M (T_S p + 1)} = \frac{\frac{1}{Jp} \cdot \frac{1}{R_R} \cdot \frac{T_S p + 1}{T_R p + 1} K_R U_R K_M}{JR_R p (T_R p + 1) + K_\omega K_M (T_S p + 1)} = \\
 &= \frac{K_R (T_S p + 1) U_R K_M}{JR_R p (T_R p + 1) + K_\omega K_M (T_S p + 1)} + \frac{R_R (T_R p + 1) \cdot M_{cm}}{JR_R p (T_R p + 1) + K_\omega K_M (T_S p + 1)}
 \end{aligned}$$

Для упрощения записи представим в виде

$$\omega_R = W_{01} U_R + W_{02} M_{cm}, \text{ где}$$

$$W_{01} = \frac{K_R(T_S p + 1)K_M}{JR_R p(T_R p + 1) + K_\omega K_M(T_S p + 1)},$$

$$W_{02} = \frac{R_R(T_R p + 1)}{JR_R p(T_R p + 1) + K_\omega K_M(T_S p + 1)}.$$

На основании полученного выражения составим структурную схему

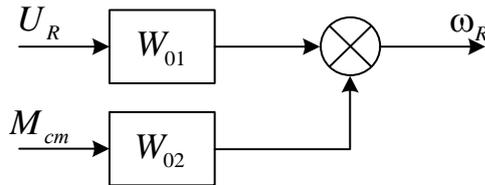


Рисунок 2.5 – Линеаризованная структурная схема АДФР

Такая форма представления не удобна для дальнейшего синтеза системы. Произведем структурные преобразования перенеся W_{02} за знак сумматора, для чего необходимо выполнить

$$W_1 = \frac{W_{01}}{W_{02}} = \frac{\frac{K_R(T_S p + 1)K_M}{JR_R p(T_R p + 1) + K_\omega K_M(T_S p + 1)}}{\frac{R_R(T_R p + 1)}{JR_R p(T_R p + 1) + K_\omega K_M(T_S p + 1)}}$$

Упростив выражение, получаем

$$W_1 = \frac{K_R K_M (T_S p + 1)}{R_R (T_R p + 1)}, \quad (2.28)$$

$$W_2 = W_{02} = \frac{R_R (T_R p + 1)}{JR_R p(T_R p + 1) + K_\omega K_M (T_S p + 1)}. \quad (2.29)$$

На основании полученных выражений (2.28) и (2.29) составим структурную схему (рисунок 2.7).

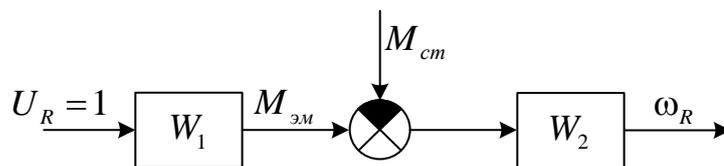


Рисунок 2.6 – Линеаризованная структурная схема

С учетом режима удержания получим следующую структурную схему (рисунок 2.7)

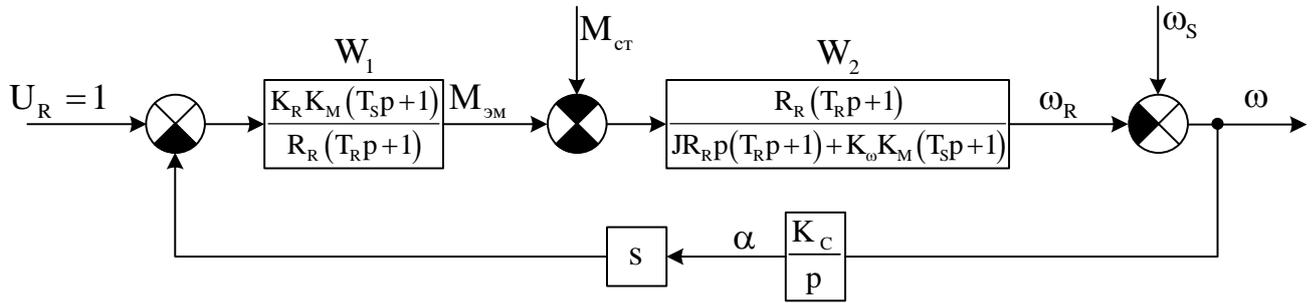


Рисунок 2.7 – Линеаризованная структурная схема с учетом режима удержания

где s – скольжение, α – угол поворота ротора.

Передаточная функция разомкнутой системы при этом определяется как

$$W_{\text{отк}} = \frac{\omega_R}{U_R} = W_1 \cdot W_2.$$

С учетом режима удержания

$$\begin{aligned} W_{\text{удер}} &= \frac{\omega_R(p)}{M_{\text{эм}}(p)} = \frac{W_2}{1 + \frac{K_C}{p} W_1 W_2} = \\ &= \left[\frac{R_R (T_R p + 1) \cdot R_R (T_R p + 1) p}{R_R J p^2 (T_R p + 1) R_R (T_R p + 1) + K_\omega K_M p (T_S p + 1) R_R (T_R p + 1) + R_R K_C (T_R p + 1) K_R K_M (T_S p + 1)} \right] = \\ &= \frac{R_R (T_R p + 1) p}{R_R J p^2 (T_R p + 1) + K_\omega K_M p (T_S p + 1) + K_C K_R K_M (T_S p + 1)} = \\ &= \frac{R_R (T_R p + 1) p}{R_R J p^2 (T_R p + 1) + K_M (T_S p + 1) (K_\omega p + K_C K_R)} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Анализ $W_{\text{удер}}$ показал, что звено является колебательным.

Введен переменную γ – относительный сигнал управления. И принимаем условия что при $\gamma = 0$ напряжение $U_R = 0$, а при $\gamma = 1$ напряжение $U_R = U_H$ и угловая частота $\omega_R = \omega_{S0}$.

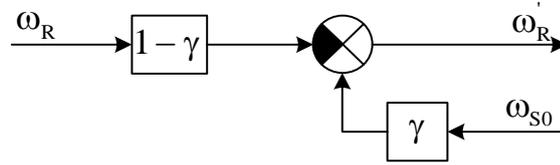


Рисунок 2.8 – Формирование частоты ротора при изменении сигнала задания

Учитывая сигнал управления γ для пятого уравнения системы (2.17) получим выражение

$$\Psi_{Rx} = \frac{1}{p} \left(U_{Rx0} + \Psi_{Ry0} [\omega_R (1-\gamma) + \omega_S \gamma] - I_{Rx} R_R \right) \quad (2.31)$$

Аналогичные преобразования выполнены для пятого уравнения системы (2.17)

$$\Psi_{Ry} = \frac{1}{p} \left(U_{Ry0} - \Psi_{Rx0} [\omega_R (1-\gamma) + \omega_S \gamma] - I_{Ry} R_R \right) \quad (2.32)$$

Произведя подстановку выражения (2.31) в седьмое уравнение системы (2.17) и принимая $T_R = \frac{L_R}{R_R}$, получим

$$I_{Rx} = \frac{1}{L_R p} \left(U_{Rx0} \gamma + \Psi_{Ry0} [\omega_R (1-\gamma) + \omega_S \gamma] - I_{Rx} R_R \right) - K_R I_{Sx} \quad (2.33)$$

$$I_{Rx} \left[1 + \frac{1}{T_R p} \right] = \frac{1}{L_R p} \left(U_{Rx0} \gamma + \Psi_{Ry0} [\omega_R (1-\gamma) + \omega_S \gamma] \right) - K_R I_{Sx}$$

$$I_{Rx} = \frac{1}{R_R} \frac{\left(U_{Rx0} \gamma + \Psi_{Ry0} [\omega_R (1-\gamma) + \omega_S \gamma] \right)}{T_R p + 1} - \frac{K_R I_{Sx} T_R p}{T_R p + 1} \quad (2.34)$$

Выполнив аналогичные преобразования подставив выражение (2.32) в восьмое уравнение системы (2.17) и принимая $T_R = \frac{L_R}{R_R}$, получим

$$I_{Ry} = \frac{1}{R_R} \frac{(U_{Ry0}\gamma - \psi_{Rx0}[\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma])}{T_R p + 1} - \frac{K_R I_{Sy} T_R p}{T_R p + 1} \quad (2.35)$$

Учитывая выражения (2.23) и подставив в выражения (2.34) получим

$$I_{Rx} = \frac{1}{R_R} \frac{(U_{Rx0}\gamma + \psi_{Ry0}[\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma])}{T_R p + 1} - \frac{K_R T_R p}{T_R p + 1} \left(\alpha - \frac{K_S T_S p}{T_S p + 1} I_{Rx} \right)$$

$$I_{Rx} = \frac{1}{R_R} \frac{(T_S p + 1)(U_{Rx0}\gamma + \psi_{Ry0}[\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma])}{T_R p + 1} \quad (2.36)$$

Учитывая выражения (2.24) и подставив в выражения (2.35) получим

$$I_{Ry} = \frac{1}{R_R} \frac{(U_{Ry0}\gamma - \psi_{Rx0}[\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma])}{T_R p + 1} - \frac{K_R T_R p}{T_R p + 1} \left(\beta - \frac{K_S T_S p}{T_S p + 1} I_{Ry} \right)$$

$$I_{Ry} = \frac{1}{R_R} \frac{(T_S p + 1)(U_{Ry0}\gamma - \psi_{Rx0}[\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma])}{T_R p + 1} \quad (2.37)$$

Произведя подстановку выражений (2.36) и (2.37) в девятое уравнение системы (2.17), получим

$$M_{эм} = I_{Rx} I_{Sy0} - I_{Ry} I_{Sx0} =$$

$$= \frac{1}{R_R} \frac{T_S p + 1}{T_R p + 1} \cdot \left[\begin{aligned} & (U_{Rx0}\gamma + \psi_{Ry0}[\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma]) - \\ & - (U_{Ry0}\gamma - \psi_{Rx0}[\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma]) \end{aligned} \right]$$

Принимая $\frac{1}{R_R} \frac{T_S p + 1}{T_R p + 1} = W_X$ получаем выражение

$$M_{эм} = W_X \cdot \left[\begin{aligned} & (U_{Rx0}\gamma + \psi_{Ry0}[\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma]) - \\ & (U_{Ry0}\gamma - \psi_{Rx0}[\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma]) \end{aligned} \right] =$$

$$= \left[(\psi_{Rx0} I_{Sx0} + \psi_{Ry0} I_{Sx0}) [\omega_R(1-\gamma) + \omega_S\gamma] + (U_{Rx0} I_{Sy0} - U_{Ry0} I_{Sx0}) \gamma \right]$$

Произведем замену выражений коэффициентами

$$(U_{Rx0}I_{Sy0} - U_{Ry0}I_{Sx0}) = K'_R$$

$$(\Psi_{Rx0}I_{Sx0} + \Psi_{Ry0}I_{Sy0}) = K_\omega$$

получаем выражение

$$M_{эм} = W_X [K_\omega [\omega_R(1-\gamma) + \omega_{S0}\gamma] - K'_R\gamma] \quad (2.38)$$

Полученное выражение электромагнитного момента (2.38) подставим в уравнение движения системы (2.17) получим выражение

$$\omega_R = \omega_{S0} - \frac{1}{Jp} [K_M M_{эм} - M_{cm}] =$$

$$= \omega_{S0} - \frac{1}{Jp} [K_M W_X (K_\omega [\omega_R(1-\gamma) + \omega_{S0}\gamma] - K'_R\gamma) - M_{cm}]$$

$$\omega_R = \omega_{S0} - \frac{1}{Jp} [K_M W_X (K_\omega [\omega_R(1-\gamma) + \omega_{S0}\gamma] - K'_R\gamma) - M_{cm}] \quad (2.39)$$

Для оценки адекватности полученных передаточных функций были созданы компьютерные модели асинхронного двигателя (рисунок 2.9 и 2.10) на основании нелинейной структуры (рисунок 2.3) и линеаризованной структуры (рисунок 2.7) которые позволили получить графики изменения частоты вращения при приращении напряжения ротора в момент времени $t = 0.5c$ и момента нагрузки в момент времени $t = 1c$ (рисунок 4 и рисунок 5).

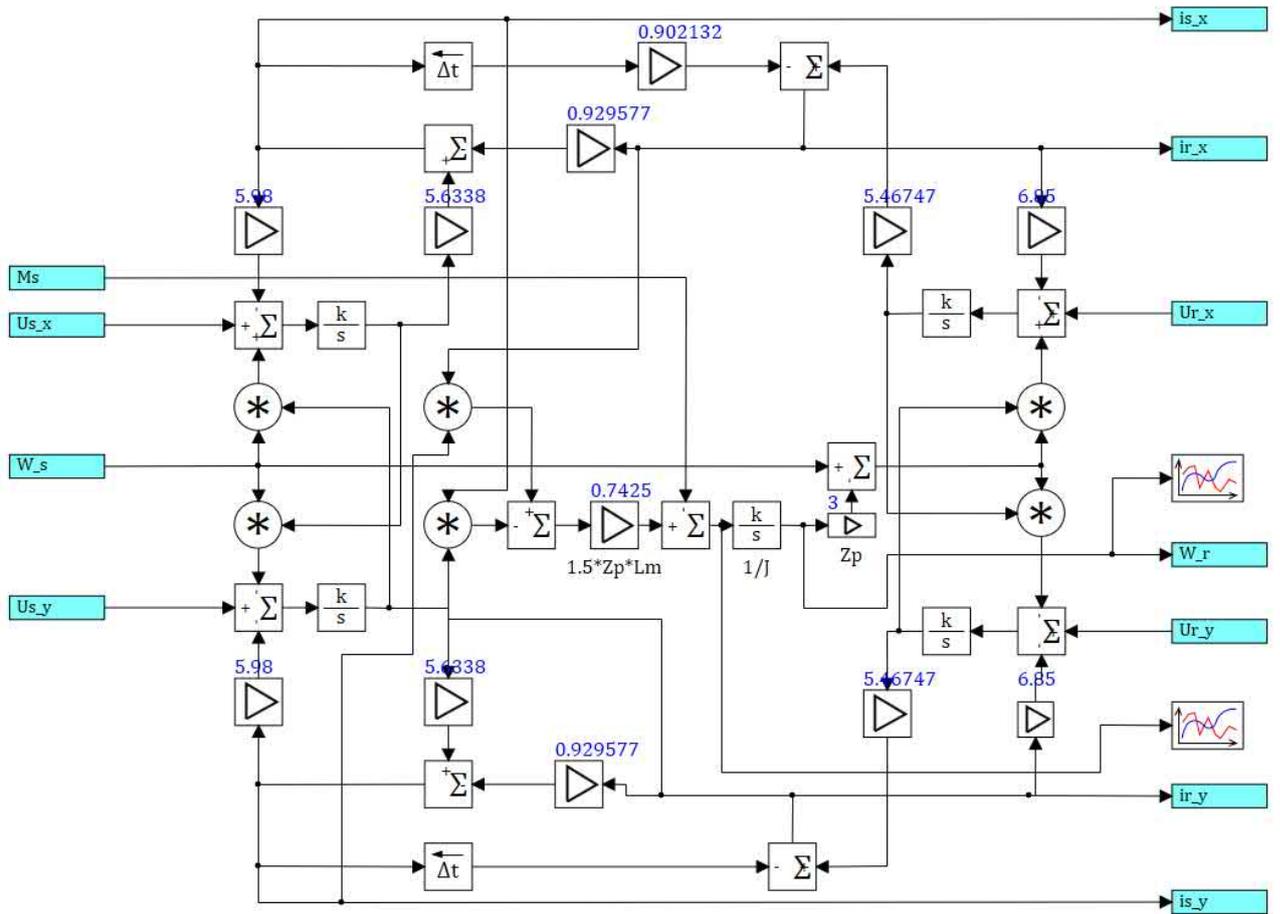


Рисунок 2.9 – Расчетная нелинейная модель АДФР

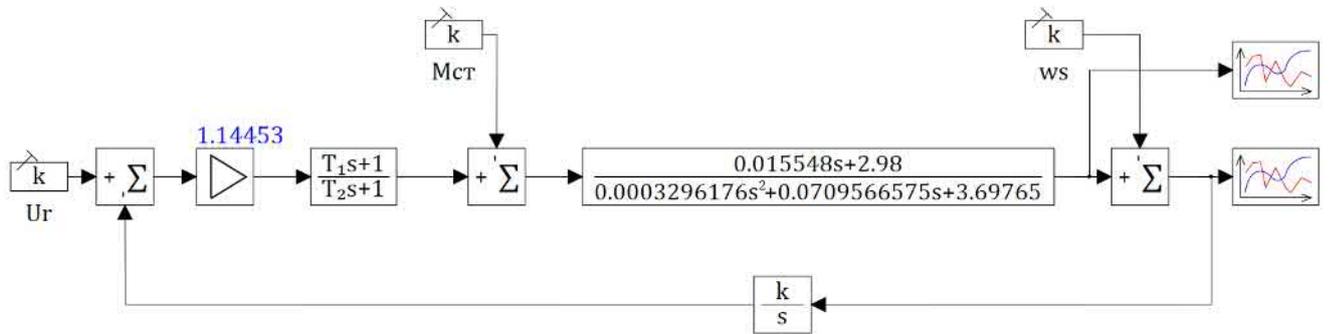


Рисунок 2.10 – Расчетная линеаризованная модель АДФР

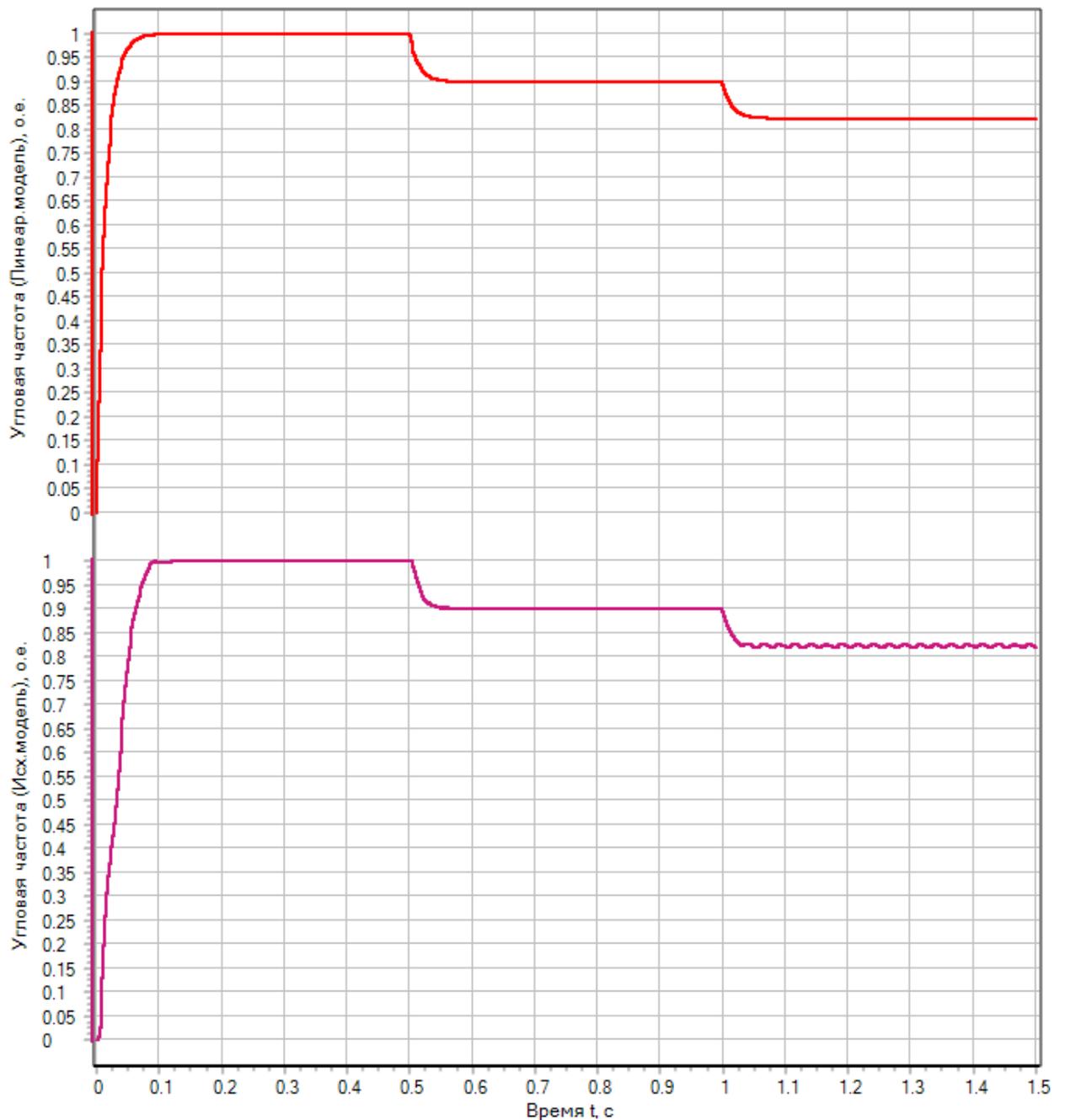


Рисунок 2.11 – Переходные процессы угловой частоты линейризованной и исходных нелинейной моделей АДФР

Сравнение графиков (рисунок 2.11) показывает, что переходные процессы угловой частоты вращения линейризованной модели двигателя и исходной нелинейной модели при малом изменении напряжении ротора близки. Время переходного процесса линейризованной модели составляет $t = 0.055$ с, нелинейной модели $t = 0.051$ с. Относительная погрешность при этом составляет $\delta_{\omega} = 7,8$ %.

При изменении частоты вращения более 10% в нелинейной модели возникают колебания, которые отсутствуют в линеаризованной модели.

На основании полученных данных можно сделать вывод что предложенная линеаризованная модель асинхронного двигателя с фазным ротором имеет приемлемую точность и может быть применена при создании системы управления электротехническим комплексом.

2.3 Механическая часть привода подъема

На рисунке 2.1 приведена кинематическая схема механизма подъема, состоящая из двигателя 1, электромагнитного тормоза 2, редуктора 3, барабана 4, на который наматывается канат с грузом 5.

Для осуществления безопасной работы механизмы подъема оснащаются электромагнитным тормозом. С целью уменьшения тормозного момента тормоз располагают на быстроходном валу механизма.

Статический момент механизма M_c приведенный к валу двигателя можно представить в виде суммы момента создаваемого груза и моментом трения:

$$M_c = M_G + M_{TP} , \quad (2.40)$$

M_G – момент от веса груза, не зависящий от трения (активная составляющая M_c); M_{TP} – момент от сил трения в механизме (реактивная составляющая M_c).

Значение M_G определяется по формуле [58]

$$M_G = \frac{G_G \cdot D_B}{2 \cdot i_p} , \quad (2.41)$$

где D_B – диаметр барабана, G_G – вес груза, i_p – передаточное число редуктора.

В данной работе при компьютерном моделировании элементов кинематической схемы будем применять библиотечные модели системы модельно-

ориентированного проектирования систем автоматического управления SimInTech [20, 98].

Тормоз

Тормоз представляет собой шкив относительно которого диаметрально расположены колодки, которые приводятся в движение системой рычагов. Торможение происходит за счет создания силы трения между тормозным шкивом, связанным с валом механизма и тормозными колодками, соединёнными рычажной системой с неподвижными элементами конструкции (рисунок 2.12).

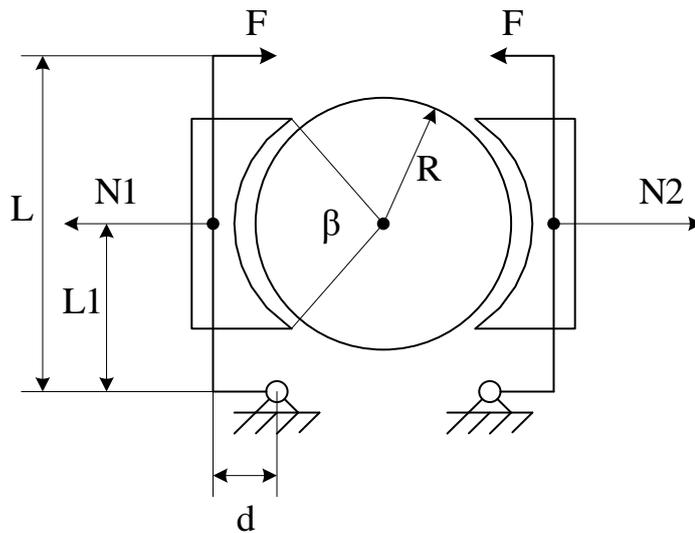


Рисунок 2.12 – схема тормоза

«Общий тормозной момент представим выражением:

$$M_T = \frac{2 \cdot F \cdot R \cdot L \cdot \mu}{L_1^2 - \mu^2 \cdot d^2} \quad (2.42)$$

где: M_T – тормозной момент; F – внешняя сила, замыкающая тормоз; R – радиус шкива; L – длина тормозного рычага; L_1 – расстояние от поверхности трения до оси колодки; d – плечо тормоза; μ – коэффициент контактного трения.

Для исключения численной неустойчивости коэффициент трения вычисляют следующим образом: $\mu = \mu_0 \cdot \tanh\left(\frac{4 \cdot \omega}{\omega_{th}}\right)$, где μ_0 – заданное значение коэффициента контактного трения; ω – пороговое значение угловой скорости.

Дополнительно в модели может быть задано вычисления момента трения в подшипниках: $M_n = B \cdot \omega$, где: M_n – момент трения в подшипниках; B – коэффициент трения в подшипниках.» [98].

Редуктор

«Редуктор реализован моделью, характеризуемый передаточным числом:

$$i = \frac{N_F}{N_B} \quad (2.43)$$

Уравнения модели имеют следующий вид:

Угловая частота вращения вала редуктора:

$$\omega_B(t) - i \cdot \omega_F(t) = 0 \quad (2.44)$$

Момент вала редуктора:

$$M_B(t) = -\frac{M_F(t) \cdot \eta}{i} \gg [98]. \quad (2.45)$$

Барабан намотки троса

«Барабан для намотки каната является преобразователем вращательного движения в поступательное, и наоборот. Математическая модель блока описывается следующими уравнениями:

$$M(t) = r \cdot F(t) , \quad (2.46)$$

где $M(t)$ – момент на оси; $F(t)$ – сила на окружности барабан; r – радиус барабана.

$$v(t) = r \cdot \omega(t) \quad (2.47)$$

$\omega(t)$ – угловая скорость на оси; $v(t)$ – линейная скорость на окружности ворота.» [98].

Трос

Трос в системе может быть представлен в виде пружины поступательного движения и демпфера поступательного движения, описываемых следующими выражениями:

«пружина:

$$F = k \cdot S(t) \quad (2.48)$$

$$\frac{dS}{dt} = V_C - V_R, \quad (2.49)$$

где: $F(t)$ – сила пружины; k – коэффициент жесткости; $S(t)$ – деформация пружины; $V_C(t)$ скорость порта С; $V_R(t)$ скорость порта R;

демпфер:

$$F = D \cdot (V_R - V_C) \quad (2.50)$$

где: $F(t)$ – сила демпфирования; D – коэффициент демпфирования; $V_R(t)$ – скорость порта R; $V_C(t)$ – скорость порта С.» [98].

Груз

«Груз представляет собой тело поступательного движения, имеющего определенную массу, и может быть описан следующими выражениями:

$$m \cdot \frac{dV}{dt} = F \quad (2.51)$$

где: m – масса; $V(t)$ – скорость; $F(t)$ – сила; t – время.» [98].

2.4 Элементы регулятора – коммутатора

В качестве ключевых элементов в регуляторе коммутаторе используются силовые биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT ИНW30N160R2). Модель такого транзистора является составной и включает в себя модель полевого n-канального транзистора (MOSFET), модель биполярного транзистора с p-n-p структурой (BJT) и модели сопротивления эмиттера. Структура модели IGBT транзистора представлена на рисунке 2.13.

«В динамических параметрах IGBT-транзистора учитывается конечное время его выключения. Процесс выключения разбит на два участка (рисунок 2.14) и характеризуется, соответственно, временем спада (T_f), при котором ток коллектор - эмиттер уменьшается до 0.1 от тока в момент выключения (I_{\max}), и временем затягивания (T_t), при котором ток уменьшается до нуля.» [20].

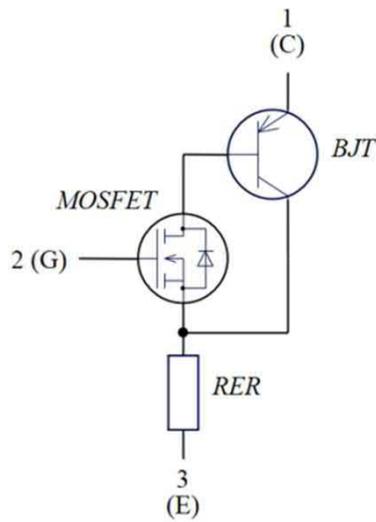


Рисунок 2.13 – Структура биполярного транзистора с изолированным затвором

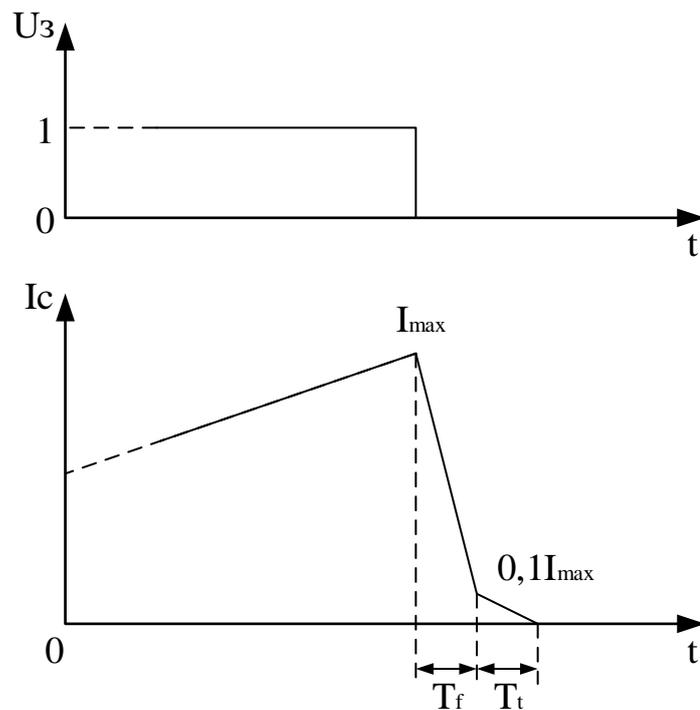


Рисунок 2.14 – Динамический процесс выключения IGBT транзистора

«Используется упрощенная модель диода со спрямленной вольт-амперной характеристикой, структура которой представлена на рисунке 2.15. Данная модель пригодна для расчетов в схемах силовой электроники, в которых напряжение питания существенно превышает падение напряжения на полупроводниковых коммутационных элементах.» [20].

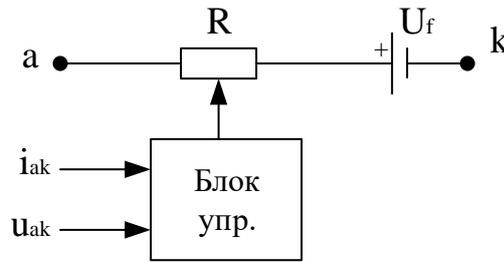


Рисунок 2.15 – Структурная схема диода,

где i_{ak} , u_{ak} – значение тока и напряжения диода; R – сопротивление диода; U_f – падение напряжения в прямом направлении.

«Вольт-амперную характеристику диода (рисунок 2.16) в открытом состоянии можно аппроксимировать двумя отрезками прямых, что позволяет определить необходимые параметры (U_f – пороговое напряжение, R_{on} – динамическое сопротивление) для анализа, расчета и моделирования. При прямом напряжении на диоде и $U_{ak} < U_f$ ток через диод равен нулю. Для $U_{ak} > U_f$ диод аппроксимируется сопротивлением R_{on} . Таким образом, модель диода в открытом состоянии описывается линейным уравнением $U_{ak} = U_f + R_{on} I_{ak}$.» [20, 98].

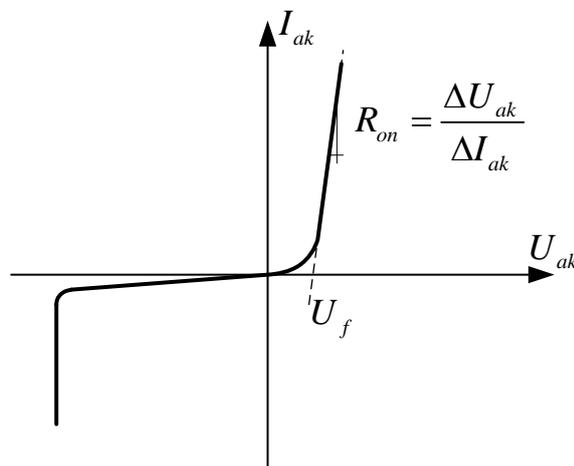


Рисунок 2.16 – Вольтамперная характеристика диода

«В закрытом состоянии сопротивление диода принимается бесконечным, а ток через диод – равным нулю. Силовые диоды обычно характеризуют набором статических, предельно допустимых и динамических параметров. К статическим

параметрам диода относятся рассмотренные выше пороговое напряжение и сопротивление в проводящем состоянии, а также:

- падение напряжения U_{np} на диоде при некотором значении прямого тока;
- обратный ток $I_{обб}$ при некотором значении обратного напряжения;
- среднее значение прямого тока $I_{np\ ср}$.

В качестве предельно допустимых параметров в паспортных данных на диоды приводятся следующие:

- максимальный прямой ток $I_{np\ max}$;
- максимальное обратное напряжение $U_{обр\ max}$;
- импульсное обратное напряжение $U_{обр\ имп}$;
- прямой импульсный ток $I_{np\ имп}$, при оговоренной длительности импульса.

К динамическим параметрам диода относятся его временные и частотные характеристики:

- время восстановления $t_{вост}$ обратного напряжения;
- время нарастания прямого тока $t_{нар}$;
- предельная частота без снижения режимов диода f_{max} .» [20, 98].

2.5 Компьютерное моделирование электротехнического комплекса грузоподъемного механизма

На основании ранее полученного математического описания АДФР (2.14) и элементов грузоподъемного ЭТК (2.42) – (2.51) разработана компьютерная модель, соответствующая структуре, приведенной на рисунке 2.17. Входной координатой является напряжение ротора U_R , а выходной – перемещение груза S_2 .

Схема (рисунок 2.17) реализуется следующими блоками: задатчик напряжения; модель регулятора – коммутатора; модель АДФР; модель кинематической цепи электропривода.

Модели вышеуказанных блоков приведены на рисунках 2.18 – 2.21.

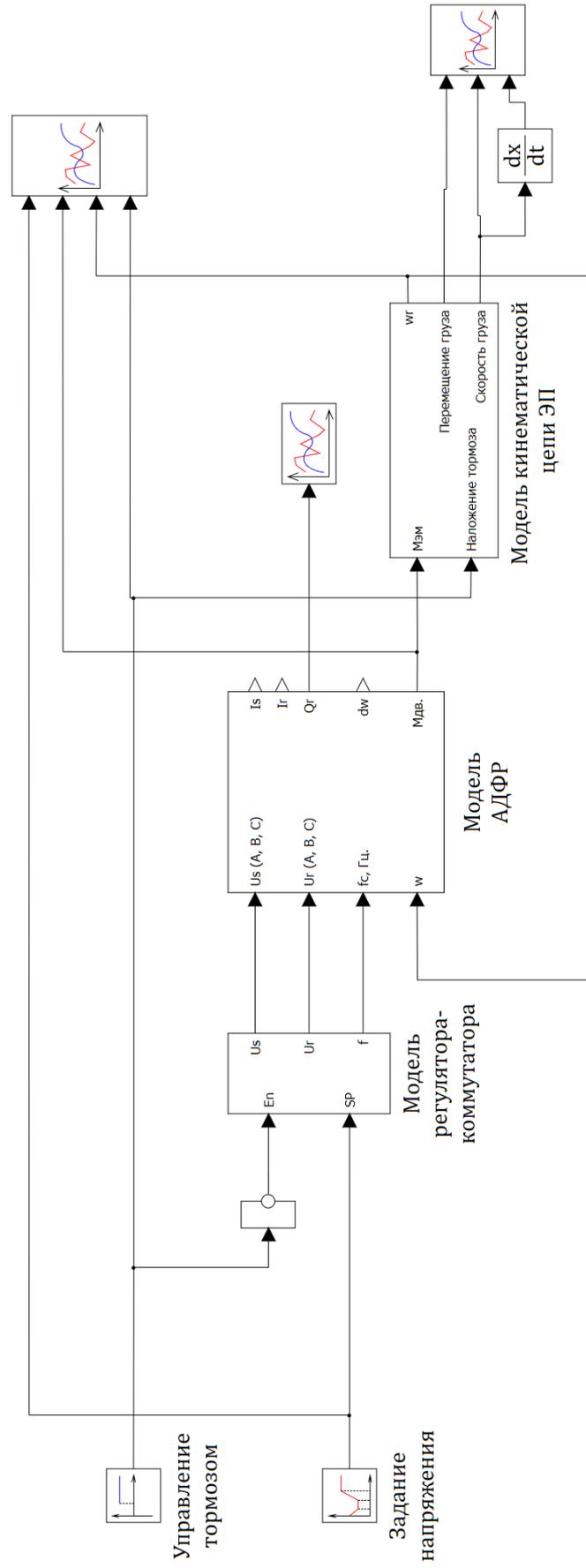


Рисунок 2.17 – Компьютерная модель электротехнического комплекса грузоподъемного механизма

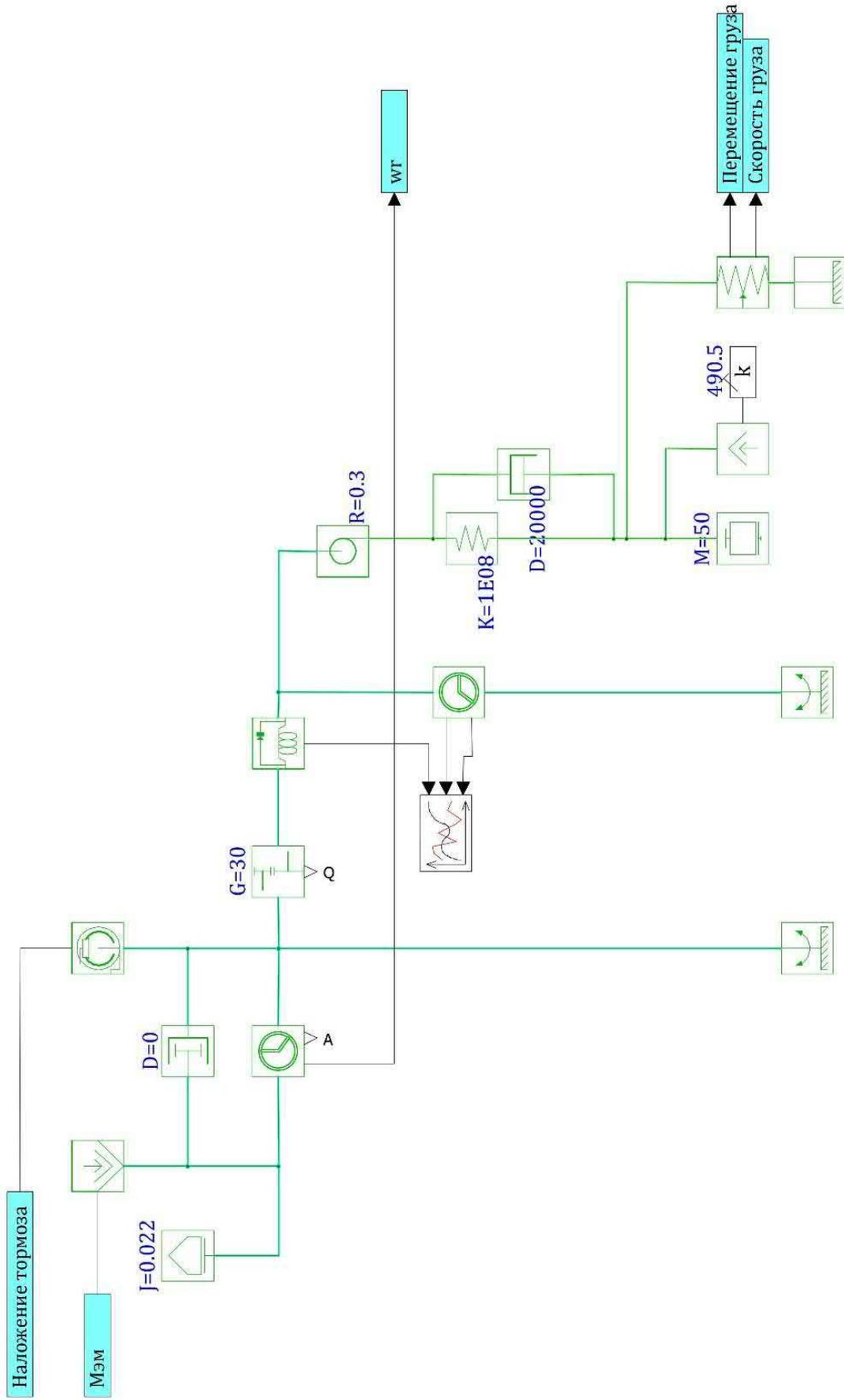


Рисунок 2.18 – Модель кинематической цепи ЭП

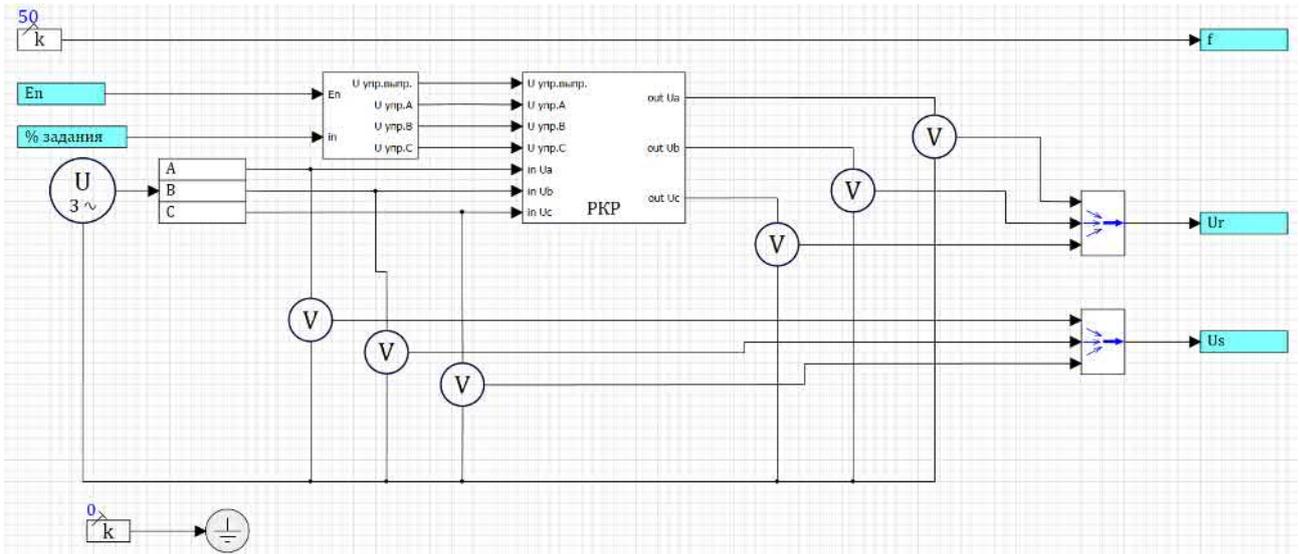


Рисунок 2.19 – Модель РК совместно с блоком логики формирования сигналов управления РК

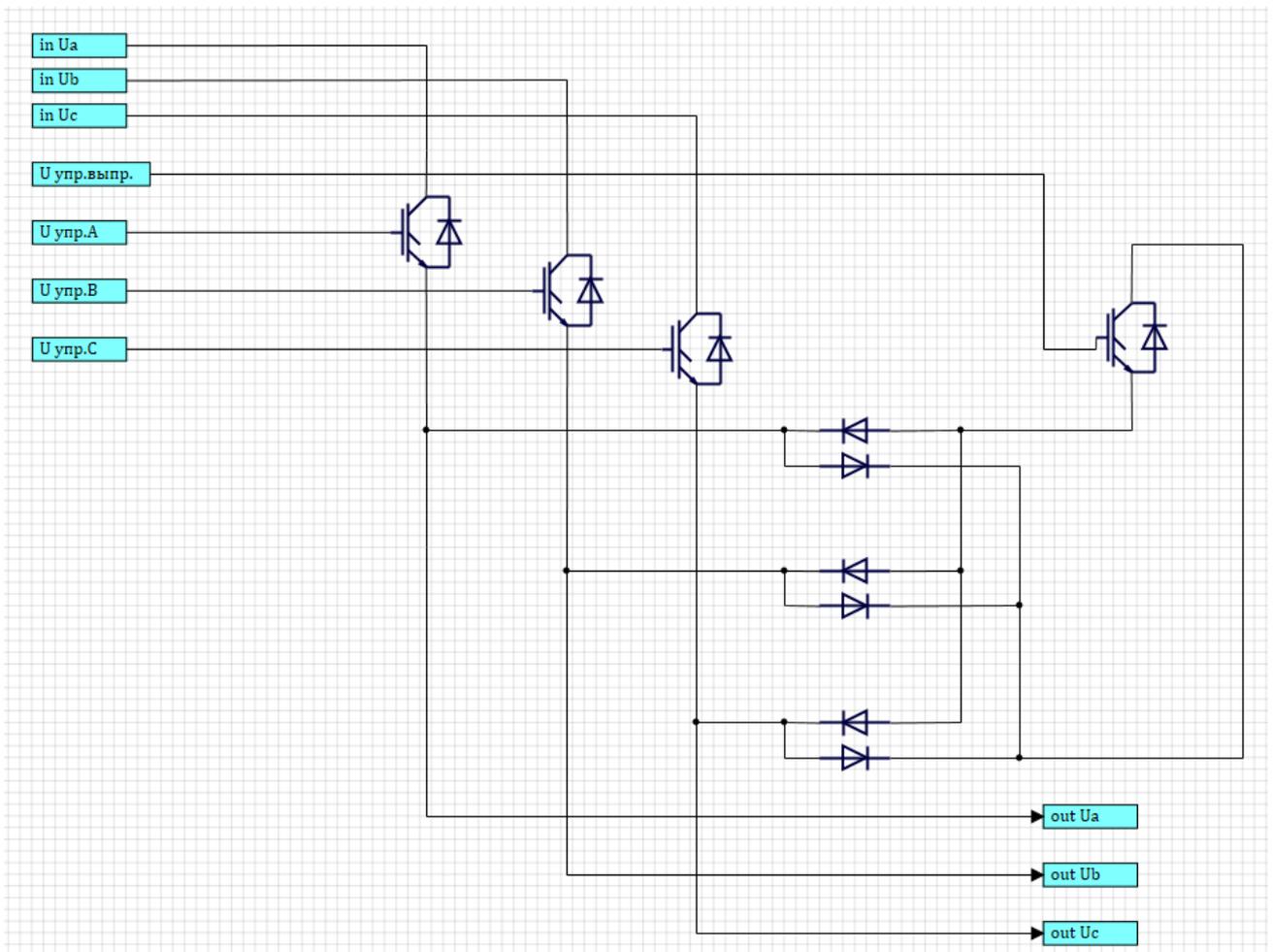


Рисунок 2.20 – Модель регулятора-коммутатора

Логика управления ключами регулятора-коммутатора (схема на рисунке 2.20) должна обеспечивать регулирование напряжения на обмотках ротора, а также обеспечивать режим КЗ ротора при снижении напряжения ротора до нуля [92].

Для обеспечения необходимых режимов работы и исключения режима короткого замыкания сети через диодный выпрямитель логика работы ключей должна соответствовать схеме рисунке 2.21.

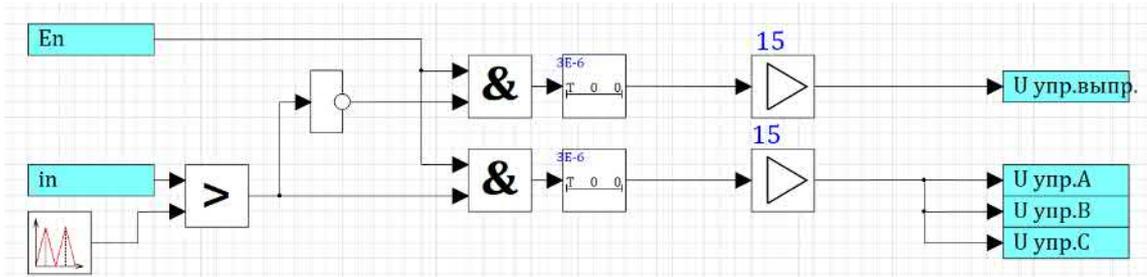


Рисунок 2.21 – Логика управления ключами РК

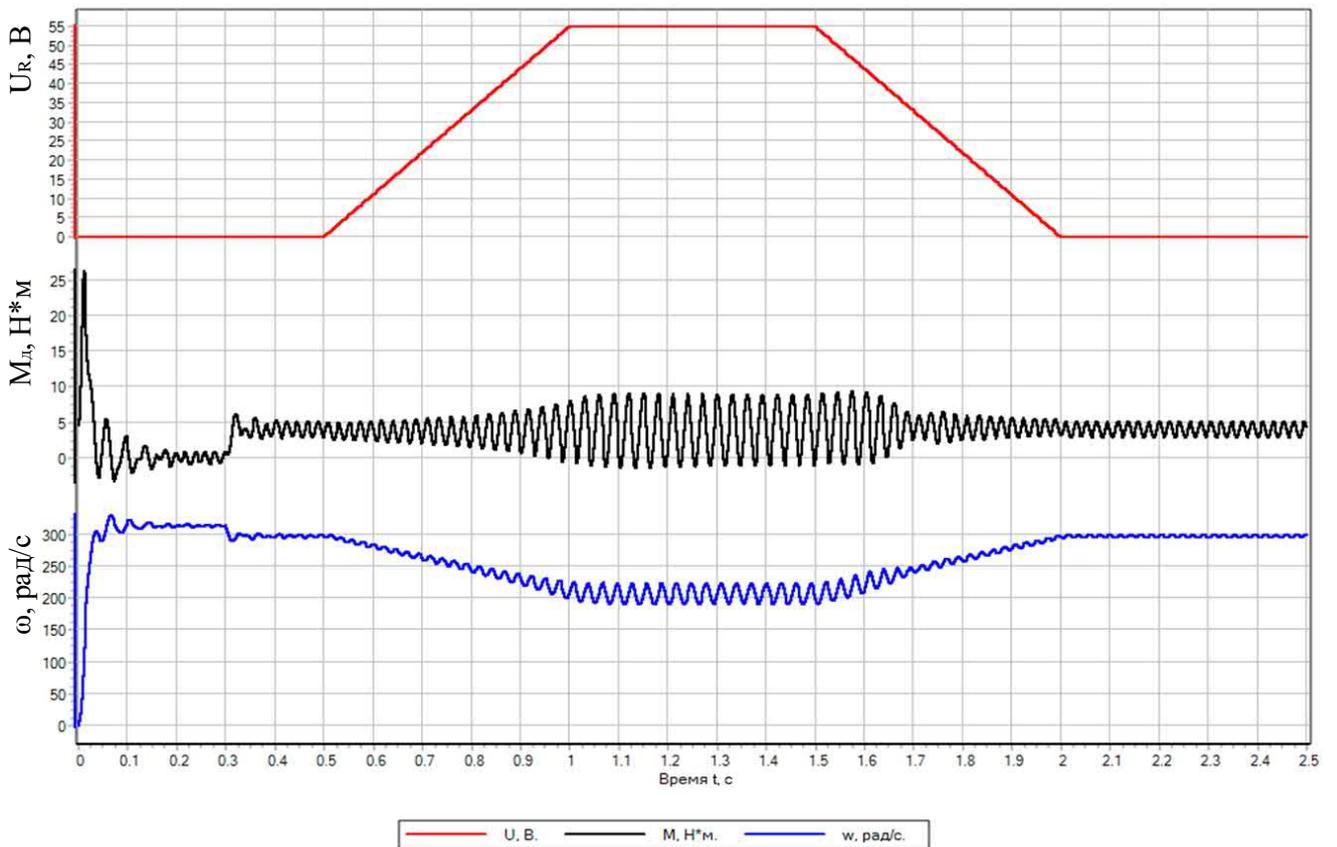


Рисунок 2.22 – Переходные процессы при изменении напряжения ротора (напряжение ротора, электромагнитный момент, угловая частота)

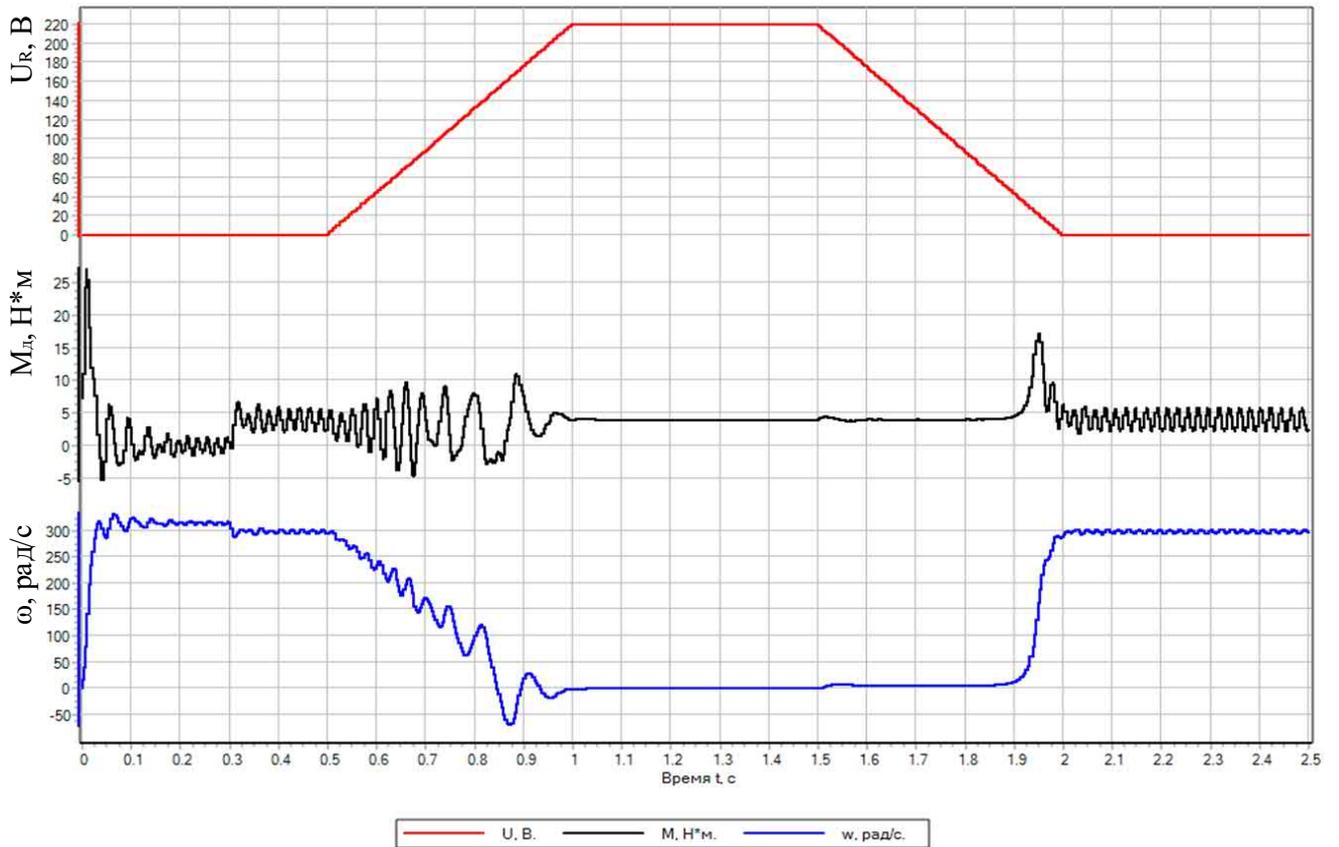


Рисунок 2.23 – Переходные процессы при изменении напряжения ротора и переходе в режим удержания (напряжение ротора, электромагнитный момент, угловая частота)

В результате компьютерного моделирования схемы (рисунок 2.17) грузоподъемного механизма, получены графики изменения скорости и ускорения груза при переходе в режим удержания (рисунок 2.24).

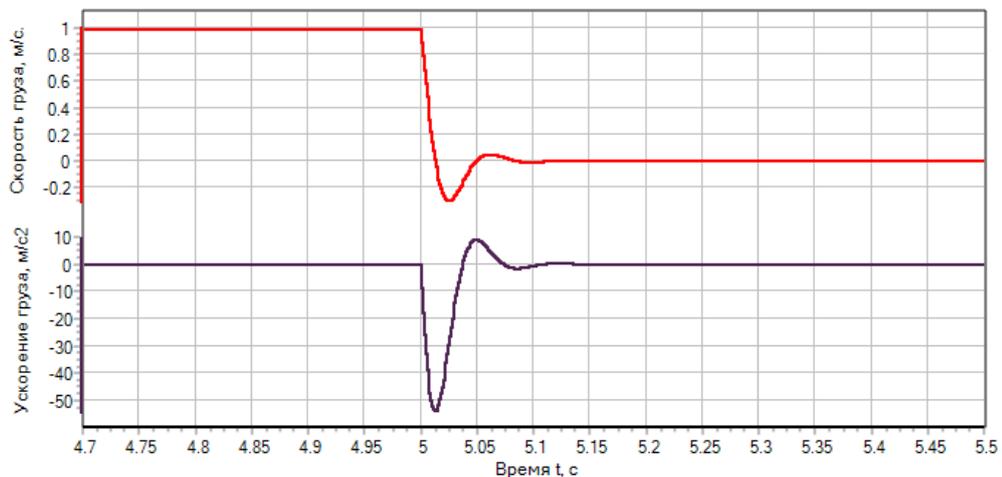


Рисунок 2.24 – Скорость и ускорение груза в случае включения тормоза не регулируемого ЭП

2.6 Выводы по второй главе

- 1) Разработаны математические модели элементов электротехнического комплекса ГПМ:
 - АДФР с учетом общепринятых допущений в системе координат $x - y$ при двухканальном управлении;
 - кинематической цепи: редуктор, барабан, трос, груз.
- 2) Проведена линеаризация исходных уравнений АДФР в рабочей точке;
- 3) Получены передаточные функции изменение частоты вращения ω при изменении напряжения ротора U_R ; изменение частоты вращения ω при изменении момента сопротивления M_{ct} ;
- 4) Проведено моделирование исходной и линеаризованной модели, показано совпадение результатов с погрешностью 7,8 %;
- 5) При двухканальном управлении появляется момент удержания;
- 6) Показано что момент удержания приводит к колебательным процессам при регулировании скорости;
- 7) При нерегулируемом ЭП наложение тормоза приводит к большим рывкам.

3 СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

3.1 Синтез структуры двухканальной системы управления АДФР

По условиям работы электропривода ГПМ должен быть регулируемым с ограничением рывка (ускорения) и обладать режимом удержания [33, 59]. Эти условия в большинстве случаев обеспечиваются ступенчатым регулированием (переключение секций сопротивлений в роторной цепи) или существенным снижением скорости вертикального перемещения. Это приводит к снижению производительности работы такого электропривода.

Предлагаемая схема управления АДФР (рисунок 3.1) содержит два регулятора-коммутатора, в цепи ротора и статора и позволяет обеспечить указанные условия работы ГПМ [69, 80]. Основное преимущество схемы заключается в создании режима удержания. Он обеспечивает безударную остановку и пуск электропривода в отличие от применения электромеханического тормоза.

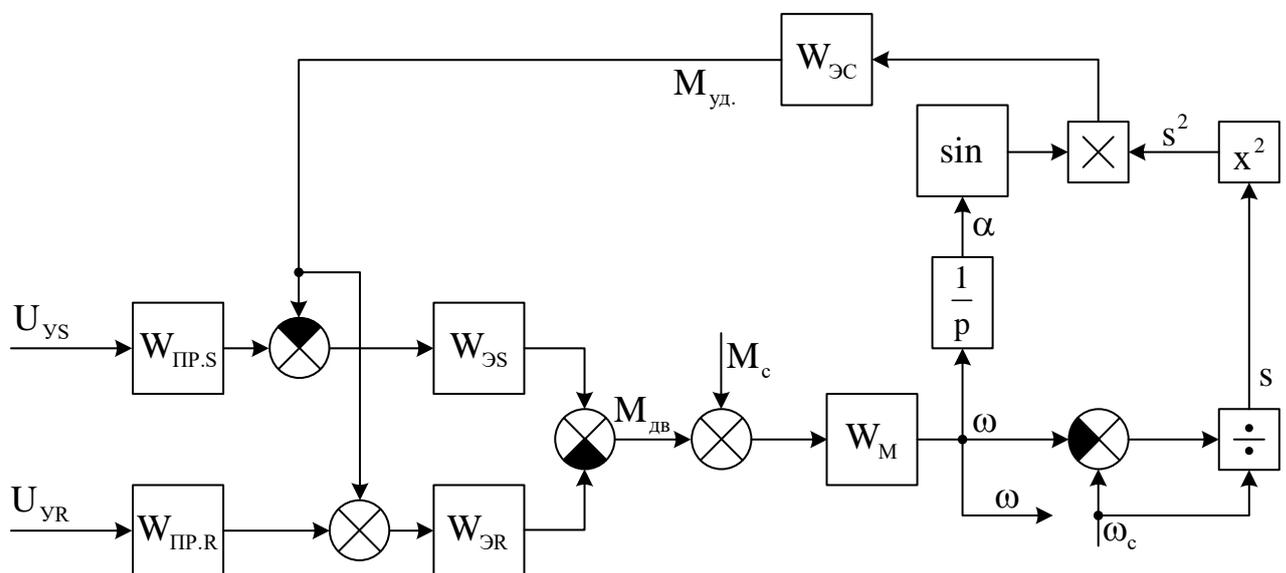


Рисунок 3.1 – Структурная схема реверсивного АДФР

где U_{YS} , U_{YR} – напряжения управления по цепям статора и ротора,

$W_{IP.S}$, $W_{IP.R}$ – передаточные функции преобразователей в цепях статора и ротора,

$W_{\Sigma S}$, $W_{\Sigma R}$ – передаточные функции электромеханических звеньев в цепях статора и ротора,

W_M – передаточная функция механической части двигателя,

$$M_{уд.} = W_{\Sigma C} \cdot s^2 \cdot \sin \left[\frac{\omega}{p} \right] - \text{момент удержания,}$$

$W_{\Sigma C}$ – передаточная функция электромеханического формирования момента,

s – скольжение.

В соответствии с ранее приведенной линеаризацией

$$W_{\Sigma S}(p) \approx \frac{K_S(T_S p + 1)}{T_{\Sigma} p + 1} \quad (3.1)$$

$$W_{\Sigma R}(p) \approx \frac{K_R(T_R p + 1)}{T_{\Sigma} p + 1} \quad (3.2)$$

$$W_M(p) \approx \frac{1/Jp}{1 + K_{TP}/Jp} = \frac{K_M}{T_M p + 1}, \quad (3.3)$$

где $K_M = \frac{1}{K_{TP}}$, $T_M = \frac{J}{K_{TP}}$.

Видно, что момент удержания пропорционален квадрату скольжения. Поэтому $M_{снх} = \max$ при $\omega = 0$, и $M_{снх} = 0$ при $\omega = \omega_c$. Эксперимент, проведенный на АДФР, показал, что нагрузка (и момент удержания) влияет на ток статора или ротора в зависимости от знака.

Ранее была получена структурная схема линеаризованного АДФР при управлении по цепи ротора. Будем считать, что для реверса двигателя используется аналогичный преобразователь в цепи статора. Кроме того, необходимо учесть влияние момента удержания. В результате этого структурная схема реверсивного электропривода на основе АДФР примет вид (рисунок 3.2),

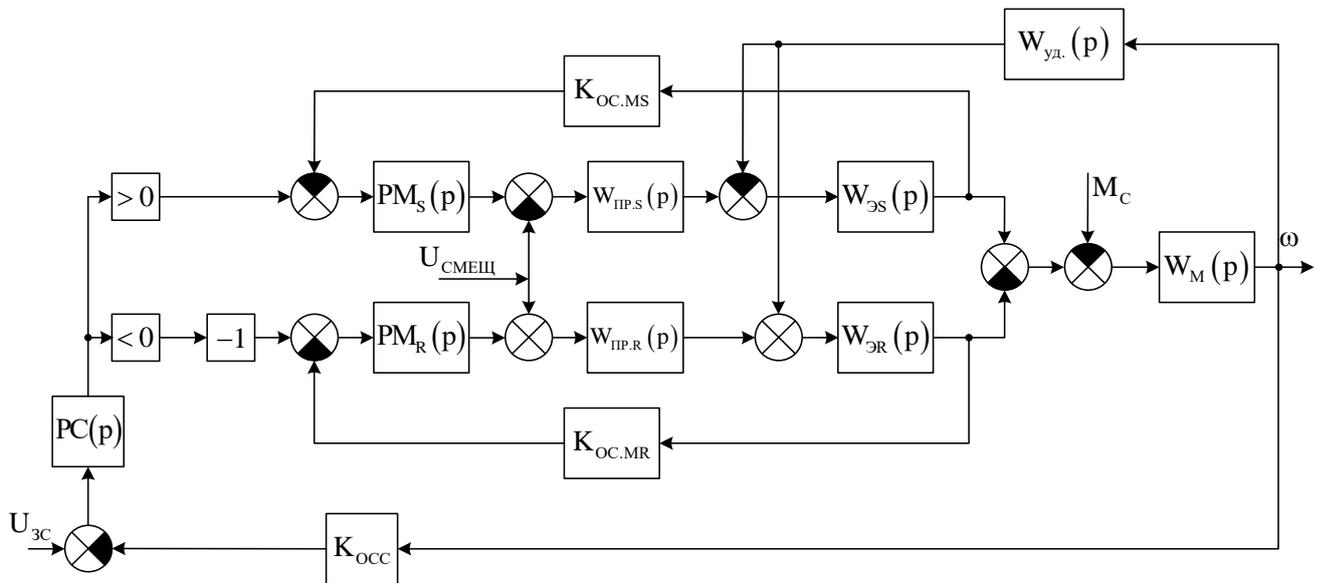


Рисунок 3.2 – Структурная схема реверсивного электропривода на основе АДФР,

где PM_S , PM_R – регуляторы момента в цепях статора и ротора, PC – регулятор скорости, $K_{OC.MS}$, $K_{OC.MR}$ – коэффициенты обратных связей по моменту (выпрямленному току) статора и ротора, K_{OCC} – коэффициент передачи обратной связи по скорости вращения.

3.2 Синтез параметров ЭТК грузоподъемного механизма в режиме удержания

В настоящее время большинство регулируемых общепромышленных электроприводов строятся по структуре подчиненного регулирования [15, 32, 49, 55, 56, 57, 65, 91, 96, 97, 102, 103, 108-111, 116, 120-122, 124]. Предлагаемый электропривод ГПМ можно построить по этой схеме (рисунок 3.2).

Однако наличие существенно различных режимов (регулирование скорости и удержание) требуют использования дополнительных узлов для обеспечения требуемых режимов работы.

В режиме удержания U_S и U_R равны номинальному значению, при этом угловая частота двигателя равна нулю. Принимаем что $M_C < M_{y\delta.max}$. При таких допущения структурная схема (рисунок 3.2) упрощается и принимает вид

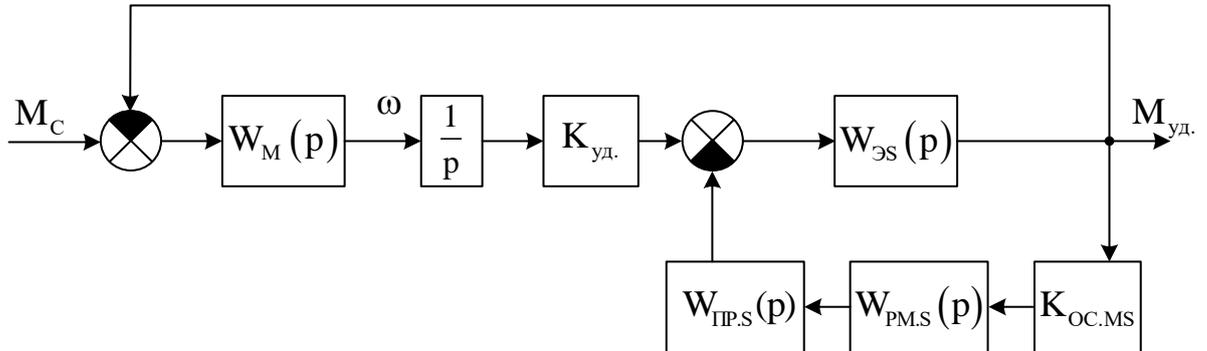


Рисунок 3.3 – Структурная схема электропривода в режиме удержания

Без учета регуляторов момента статора передаточная функция

$W_{y\delta}(p) = \frac{M_{y\delta}(p)}{M_C(p)}$ будет иметь вид

$$W_{y\delta}(p) = \frac{\frac{K_M}{T_M p + 1} \cdot \frac{1}{p} \cdot K_{y\delta} \cdot \frac{K_S (T_S p + 1)}{T_\Sigma p + 1}}{1 + \frac{K_M}{T_M p + 1} \cdot \frac{1}{p} \cdot K_{y\delta} \cdot \frac{K_S (T_S p + 1)}{T_\Sigma p + 1}} =$$

$$= \frac{K_M K_{y\delta} K_S (T_S p + 1)}{(T_M p + 1) p (T_\Sigma p + 1) + K_M K_{y\delta} K_S (T_S p + 1)}$$

Характеристическое уравнение имеет вид

$(T_M p + 1) p (T_\Sigma p + 1) + K_M K_{y\delta} K_S (T_S p + 1) = 0$ и приближённо равно

$$\frac{T_M + T_\Sigma}{\bar{K}} p^2 + \frac{1 + \bar{K} T_S}{\bar{K}} p + 1 = 0, \text{ где } \bar{K} = K_M K_{y\delta} K_S.$$

Из полученного можно определить коэффициент демпфирования

$$\xi = \frac{1 + \bar{K} T_S}{2\sqrt{(T_M + T_\Sigma) \bar{K}}} \quad (3.4)$$

Для устранения колебаний необходимо соблюдение условия $\xi < 1$.

Анализ выражения (3.4) показывает что одним из возможных путей снижения коэффициента демпфирования ξ является снижение \bar{K} , этого можно достичь увеличением $K_{PM.S}$.

Найдем значение $K_{PM.S}$ для обеспечения отмеченного условия. В большинстве случаев $T_M \gg T_\Sigma = T_S + T_R$ с учетом этого выражение

$$\frac{1 + \bar{K} T}{2\sqrt{(T_M + T_\Sigma) \bar{K}}} = \xi = 1 \text{ можно упростить до вида}$$

$$\frac{1 + \bar{K} T}{2\sqrt{T_M \bar{K}}} \leq 1 \quad (3.5)$$

Уравнение (3.5) преобразуем к виду $T_S^2 \bar{K}^2 + [2T_S - 4T_M] \bar{K} + 1 = 0$

$$\bar{K}_{1,2} = \frac{-[2T_S - 4T_M] \pm \sqrt{4T_S^2 - 16T_S T_M + 16T_M^2 - 4T_S^2}}{2T_S^2} \approx \frac{4T_M \pm 4T_M}{2T_S^2} = \frac{4T_M}{T_S^2} = \bar{K}_{\text{гранич.}}$$

С учетом обратной связи и регулятора момента \bar{K} принимает вид

$$\bar{K} = K_{\text{уд}} K_M \frac{K_S}{1 + K_{\text{пр.с}} K_{PM.S} K_{\text{ос.мс}}} \approx \frac{4T_M}{T_S^2} \quad (3.6)$$

Из выражения (3.6) найдем искомое значение $K_{PM.S}$

$$K_{PM.S} \approx \frac{K_{\text{уд}} K_M K_S T_S^2 - 4T_M}{4T_M K_{\text{пр.с}} K_{\text{ос.мс}}} \quad (3.7)$$

Условие (3.7) должно соблюдаться для достижения аperiodического процесса в режиме удержания. Необходимо учитывать, что увеличение $K_{PM.S}$ снижает \bar{K} в тоже время в соответствии со структурой рисунка 3.3

$$M_{\text{уд}} = \frac{\bar{K}}{1 + \bar{K}} M_{\text{comp.}} \quad (3.8)$$

Таким образом с ростом $K_{PM.S}$ снижается влияние момента удержания $M_{\text{уд}}$.

В связи с этим значение $K_{PM.S}$ должно быть близко к граничному.

Преобразуем уравнение (3.8) к виду

$$\frac{M_{уд}}{M_{сop.}} = \mu = \frac{\bar{K}}{1 + \bar{K}} = \frac{4T_M}{T_S^2 + 4T_M} \quad (3.9)$$

На основании выражения (3.9) можно построить график $\mu = f(T_M)$.

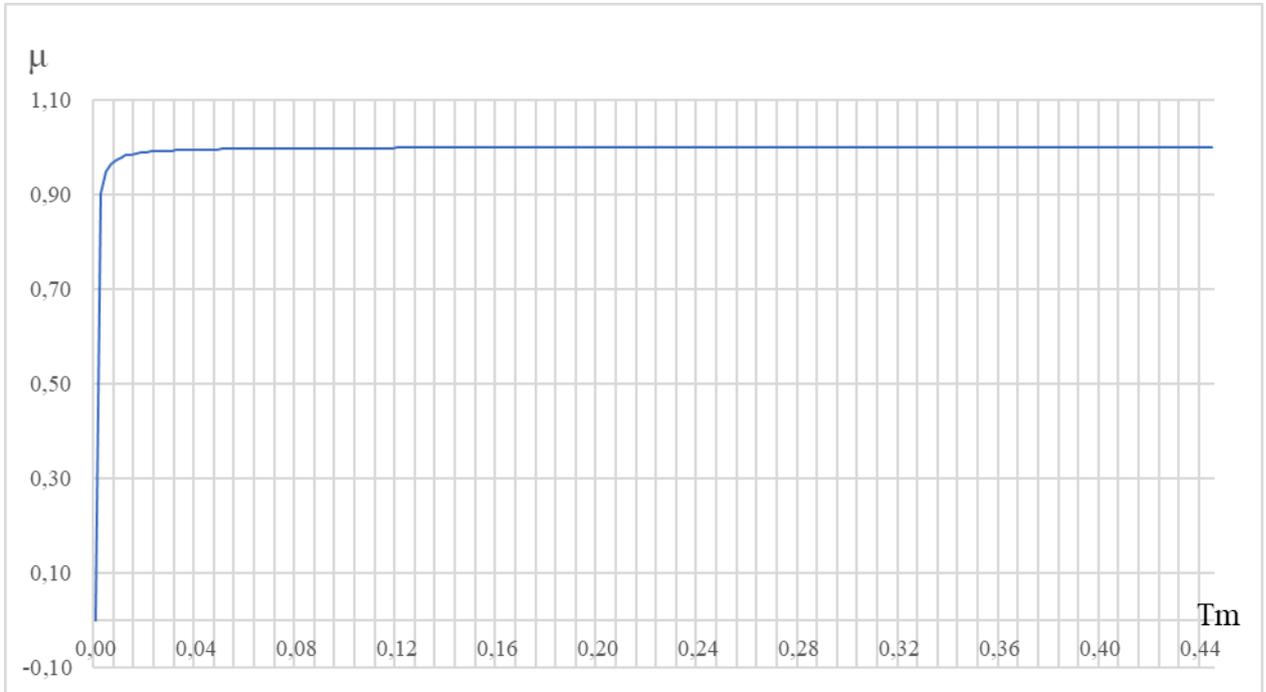


Рисунок 3.4 – Зависимость $\mu = f(T_M)$

3.3 Расчет регулятора момента в контуре ротора

Замкнутый контур регулирования момента подразумевает применение обратной связи. Формирование сигнала обратной связи обеспечивается соответствующим датчиком. Коэффициент обратной связи по моменту обозначим $K_{OC.M}$. Контур регулирования момента будет включать в себя датчик момента, регулятор момента с передаточной функцией $W_{PM}(p)$, силовой преобразователь (регулятор-коммутатор) и обмотка ротора с передаточной функцией (3.2).

Силовой преобразователь можно в первом приближении описать аperiodическим звеном с передаточной функцией

$$W_{ПР}(p) = \frac{K_{np}}{T_{np}p + 1}, \quad (3.10)$$

где K_{np} – коэффициент передачи регулятора-коммутатора, T_{np} – постоянная времени регулятора-коммутатора. Постоянную времени T_{np} принимаем равной периоду широтно-импульсной модуляции силовых ключей преобразователя. Выделив контур момента из структурной схемы (рисунок 3.2) получим

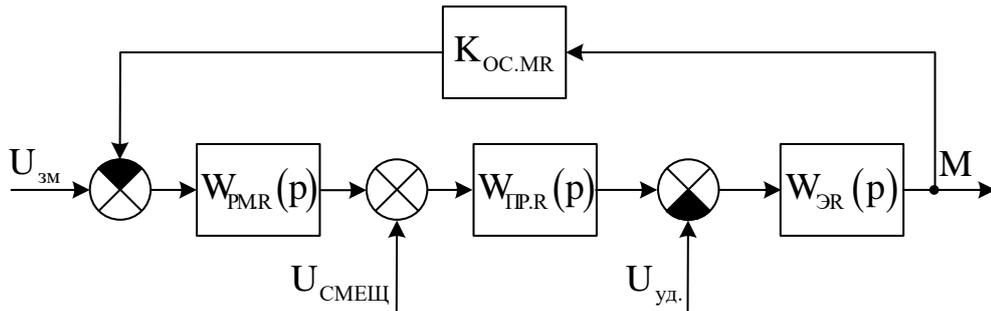


Рисунок 3.5 – Структурная схема контура момента

Выбор параметров регулятора в системе подчиненного регулирования выполняется с учетом сформированных характеристик системы. Как правило в электроприводе выполняется настройка контура на технический или симметричный оптимум. Ранее было показано что электропривод ГПМ должен обеспечивать минимизацию рывков (ускорения), для выполнения чего необходимо обеспечить аperiodичность переходного процесса. В таком случае желаемую передаточную функцию разомкнутого контура момента можно выбрать следующего вида

$$W_{Р.ж.м} = \frac{1}{2T_{\mu}p(0.5T_{\mu}p + 1)} \quad (3.11)$$

где T_{μ} – некомпенсируемая малая постоянная времени. При этом показатель колебательности $\xi = 1$.

Для разомкнутого контура регулирования момента передаточная функция будет иметь вид

$$W_{раз.м}(p) = W_{PM.R}(p) \cdot \frac{K_{np.R} K_R K_{OC.MR} (T_R p + 1)}{(T_{np.R} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1)} \quad (3.12)$$

Для получения передаточной функции регулятора приравняем (3.12) к (3.11). В качестве малой некомпенсируемой постоянной времени примем удвоенную постоянную времени регулятора-коммутатора $T_{\mu} = 2T_{np}$

$$W_{PM.R}(p) \cdot \frac{K_{np.R} K_R K_{OC.MR} (T_R p + 1)}{(T_{np.R} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1)} = \frac{1}{4T_{np.R} p (T_{np.R} p + 1)} \quad (3.13)$$

Из полученного равенства (3.13) определяем передаточную функция регулятора момента

$$W_{PM.R}(p) = \frac{T_{\Sigma} p + 1}{4T_{IP.R} K_{IP.R} K_R K_{OC.MR} p (T_R p + 1)} \quad (3.14)$$

Из полученного выражения (3.14) следует что регулятор момента позволяющий обеспечить апериодический переходный процесс в контуре момента включает в себя фильтр (апериодическое звено) и пропорционально-интегральный регулятор (ПИ). Пропорциональная составляющая регулятора будет определяться коэффициентом усиления

$$K_{PI.PM.R} = \frac{T_{\Sigma}}{4T_{IP.R} K_{IP.R} K_R K_{OC.MR}} \quad (3.15)$$

интегральная составляющая будет определяться постоянной времени интегрирования

$$T_{II.PM.R} = 4T_{IP.R} K_{IP.R} K_R K_{OC.MR}, \quad (3.16)$$

а постоянная времени фильтра определяющая его инерционность равна

$$T_{\Phi} = T_R. \quad (3.17)$$

Тогда передаточную функцию регулятора (3.14) преобразуем к следующему виду

$$W_{PM.R}(p) = \frac{1}{(T_{\Phi} p + 1)} \left(K_{PI.PM.R} + \frac{1}{T_{II.PM.R} p} \right). \quad (3.18)$$

Полученная передаточная функция регулятора может быть реализована.

Учитывая выражения (3.14) – (3.18), полученные для регулятора момента, передаточная функция замкнутого контура равна

$$W_{3M}(p) = \frac{W_{PM}(p) \cdot \frac{K_{np} K_R (T_R p + 1)}{(T_{np} p + 1)(T_\Sigma p + 1)}}{1 + W_{PM}(p) \cdot \frac{K_{np} K_R K_{OC.M} (T_R p + 1)}{(T_{np} p + 1)(T_\Sigma p + 1)}} \quad (3.19)$$

$$W_{3M}(p) = \frac{\frac{T_\Sigma p + 1}{4T_{IP} K_{IP} K_R K_{OC.M} p (T_R p + 1)} \cdot \frac{K_{np} K_R (T_R p + 1)}{(T_{np} p + 1)(T_\Sigma p + 1)}}{1 + \frac{T_\Sigma p + 1}{4T_{IP} K_{IP} K_R K_{OC.M} p (T_R p + 1)} \cdot \frac{K_{np} K_R K_{OC.M} (T_R p + 1)}{(T_{np} p + 1)(T_\Sigma p + 1)}}$$

Выполнив упрощение выражения, получим

$$W_{3M.R}(p) = \frac{1}{K_{OC.MR} (4T_{IP.R}^2 p^2 + 4T_{IP.R} p + 1)} \quad (3.20)$$

3.4 Расчет регулятора момента в контуре статора

Методика расчета корректирующего звена в контуре момента статорной цепи аналогична п.3.2.1. Силовой преобразователь в цепи статора идентичен преобразователю в цепи ротора.

Выделив контур момента из структурной схемы (рисунок 3.2) получим

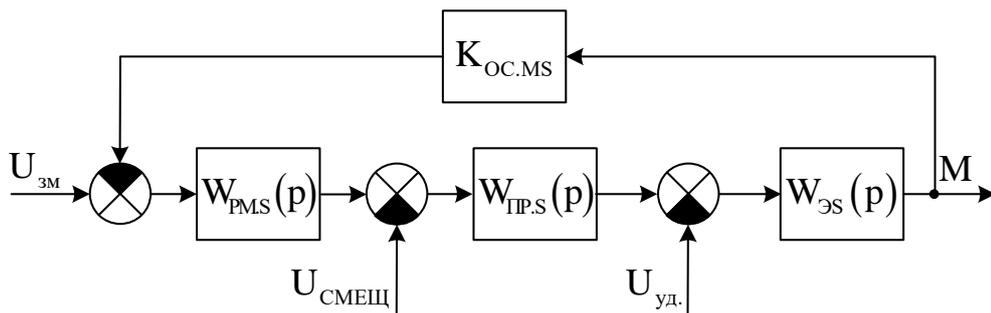


Рисунок 3.6 – Структурная схема контура момента

Желаемую передаточную функцию разомкнутого контура момента обеспечивающую апериодичность процесса принимаем следующего вида

$$W_{P_{ж.м}} = \frac{1}{2T_{\mu}p(0.5T_{\mu}p+1)} \quad (3.21)$$

где T_{μ} – некомпенсируемая малая постоянная времени.

Для разомкнутого контура регулирования момента передаточная функция будет иметь вид

$$W_{раз.мс}(p) = W_{PM.S}(p) \cdot \frac{K_{np.S} K_S K_{OC.MS} (T_S p + 1)}{(T_{np.S} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1)} \quad (3.22)$$

Для получения передаточной функции регулятора приравняем (3.22) к (3.21). В качестве малой некомпенсируемой постоянной времени примем удвоенную постоянную времени регулятора-коммутатора $T_{\mu} = 2T_{np.S}$

$$W_{PM.S}(p) \cdot \frac{K_{np.S} K_S K_{OC.MS} (T_S p + 1)}{(T_{np.S} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1)} = \frac{1}{4T_{np.S} p (T_{np.S} p + 1)} \quad (3.23)$$

Выражение (3.23) позволяет определить искомую передаточную функцию регулятора момента

$$W_{PM.S}(p) = \frac{T_{\Sigma} p + 1}{4T_{np.S} K_{np.S} K_S K_{OC.MS} p (T_S p + 1)} \quad (3.24)$$

Из полученного выражения (3.24) следует что регулятор момента позволяющий обеспечить апериодический переходный процесс в контуре момента включает в себя фильтр (апериодическое звено) и пропорционально-интегральный регулятор (ПИ). Пропорциональная составляющая регулятора будет определяться коэффициентом усиления

$$K_{П.ПМ.С} = \frac{T_{\Sigma}}{4T_{np.S} K_{np.S} K_S K_{OC.MS}} \quad (3.25)$$

интегральная составляющая будет определяться постоянной времени интегрирования

$$T_{И.ПМ.С} = 4T_{np.S} K_{np.S} K_S K_{OC.MS} \quad (3.26)$$

а постоянная времени фильтра определяющая его инерционность равна

$$T_{\phi} = T_S \quad (3.27)$$

Тогда передаточную функцию регулятора (3.24) преобразуем к следующему виду

$$W_{PM.S}(p) = \frac{1}{(T_{\phi}p + 1)} \left(K_{II.PM.S} + \frac{1}{T_{II.PM.S}p} \right) \quad (3.28)$$

Полученная передаточная функция регулятора может быть реализована.

Учитывая выражения (3.24) – (3.28), полученные для регулятора момента, передаточная функция замкнутого контура равна

$$W_{3M.S}(p) = \frac{W_{PM.S}(p) \cdot \frac{K_{np.S} K_S (T_S p + 1)}{(T_{np.S} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1)}}{1 + W_{PM.S}(p) \cdot \frac{K_{np.S} K_S K_{OC.MS} (T_S p + 1)}{(T_{np.S} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1)}} \quad (3.29)$$

$$W_{3M}(p) = \frac{\frac{T_{\Sigma} p + 1}{4T_{II.P} K_{II.P} K_R K_{OC.M} p (T_R p + 1)} \cdot \frac{K_{np} K_R (T_R p + 1)}{(T_{np} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1)}}{1 + \frac{T_{\Sigma} p + 1}{4T_{II.P} K_{II.P} K_R K_{OC.M} p (T_R p + 1)} \cdot \frac{K_{np} K_R K_{OC.M} (T_R p + 1)}{(T_{np} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1)}}$$

Выполнив упрощение выражения, получим

$$W_{3M.S}(p) = \frac{1}{K_{OC.MS} (4T_{II.P.S}^2 p^2 + 4T_{II.P.S} p + 1)} \quad (3.30)$$

3.5 Расчет регулятора скорости

Для расчета параметров регулятора контура скорости $W_{PC}(p)$ передаточную функцию замкнутого контура момента второго порядка (3.20) аппроксимируем апериодическим звеном первого порядка

$$W_{3M}(p) = \frac{1}{K_{OC.M} (4T_{II.P} p + 1)} \quad (3.31)$$

Для разомкнутого контура скорости передаточная функция будет определяться выражение

$$W_{раз.с}(p) = W_{PC}(p) W_{3M}(p) W_M(p) K_{OC.C} \quad (3.32)$$

Для снижения рывков в ЭП необходимо исключить перерегулирование скорости поэтому желаемую передаточную функцию контура скорости необходимо принять соответствующего виду

$$W_{PЖС}(p) = \frac{1}{2T_{\mu 2}p(0,5T_{\mu 2}p+1)} \quad (3.33)$$

Для получения передаточной функции регулятора приравняем (3.32) к (3.33). В качестве малой некомпенсируемой постоянной времени контура скорости принимаем $T_{\mu 2} = 8T_{ПР}$. В результате получаем выражение

$$W_{PC}(p)K_{OC.C} \frac{1}{K_{OC.M}(4T_{ПР}p+1)(T_M p+1)} \frac{K_M}{16T_{ПР}p(4T_{ПР}p+1)} = \frac{1}{16T_{ПР}p(4T_{ПР}p+1)} \quad (3.34)$$

Выполнив преобразования (3.34) получим передаточную функцию регулятора скорости

$$W_{PC}(p) = \frac{(T_M p+1)K_{OC.M}}{16T_{ПР}K_{OC.C}K_M p} \quad (3.35)$$

Такой регулятора скорости является пропорционально-интегральным (ПИ) регулятором. Техническая реализация такого регулятора принципиально возможна.

Полученную передаточную функцию (3.35) преобразуем к виду

$$W_{PC}(p) = K_{П.РС} + \frac{1}{T_{И.РС}p} \quad (3.36)$$

где

$$K_{П.РС} = \frac{K_{OC.M}T_M}{16T_{ПР}K_{OC.C}K_M} \quad (3.37)$$

$$T_{И.РС} = \frac{16T_{ПР}K_{OC.C}K_M}{K_{OC.M}} \quad (3.38)$$

Составим передаточную функцию электропривода с учетом полученной передаточной функции (3.35) регулятора скорости

$$\begin{aligned}
 W_{3.c}(p) &= \frac{\frac{(T_M p + 1) K_{OC.M}}{16 T_{IP} K_{OC.C} K_M p} \cdot \frac{1}{K_{OC.MS} (4 T_{IP.S}^2 p^2 + 4 T_{IP.S} p + 1)} \cdot \frac{K_M}{T_M p + 1} K_{OC.C}}{1 + \frac{(T_M p + 1) K_{OC.M}}{16 T_{IP} K_{OC.C} K_M p} \cdot \frac{1}{K_{OC.MS} (4 T_{IP.S}^2 p^2 + 4 T_{IP.S} p + 1)} \cdot \frac{K_M}{T_M p + 1} K_{OC.C}} = \\
 &= \frac{\frac{1}{16 T_{IP} p} \cdot \frac{1}{(4 T_{IP.S}^2 p^2 + 4 T_{IP.S} p + 1)}}{1 + \frac{1}{16 T_{IP} p} \cdot \frac{1}{(4 T_{IP.S}^2 p^2 + 4 T_{IP.S} p + 1)}} = \frac{1}{16 T_{IP} p (4 T_{IP.S}^2 p^2 + 4 T_{IP.S} p + 1) + 1} = \\
 &= \frac{1}{64 T_{IP.S}^3 p^3 + 64 T_{IP.S}^2 p^2 + 16 T_{IP} p + 1} \\
 W_{3.c}(p) &= \frac{1}{64 T_{IP.S}^3 p^3 + 64 T_{IP.S}^2 p^2 + 16 T_{IP} p + 1} \tag{3.39}
 \end{aligned}$$

Полученная передаточная функция (3.39) замкнутого электропривода позволяет проводить анализ динамических характеристик электропривода подъема ГПМ.

3.6 Компьютерное моделирование электропривода грузоподъемного механизма в режиме удержания

Для моделирования структуры (рисунок 3.3) построена расчетная модель в режиме удержания (рисунок 3.7) позволяющая получить графики переходных процессов для системы без регулятора $W_{PM.S}$ и с учетом включения $W_{PM.S} = K_{PM.S} \cdot$

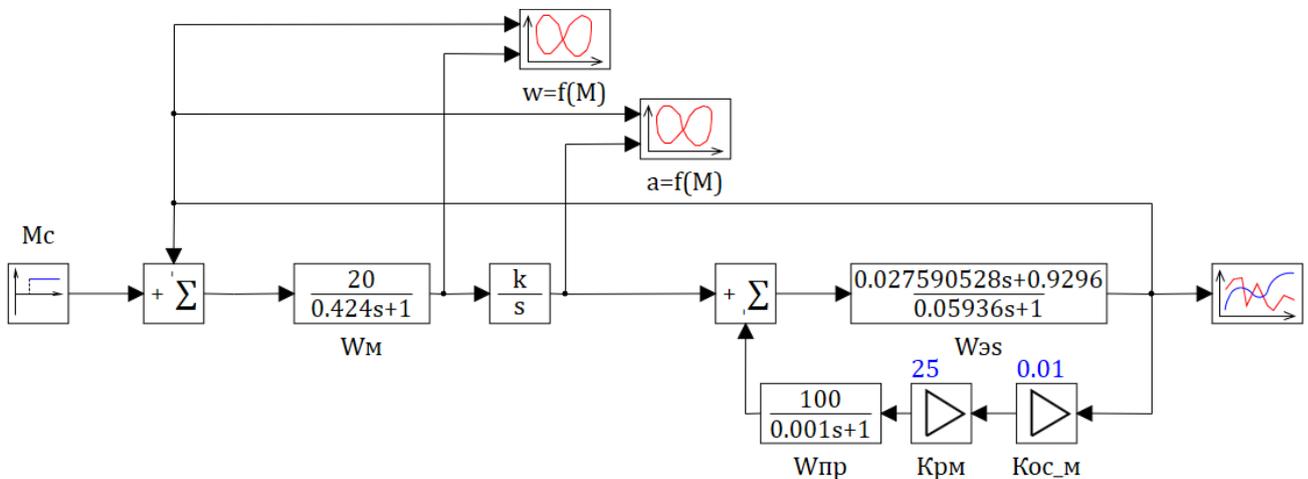


Рисунок 3.7 – Расчетная модель в режиме удержания

Проведем моделирование с отключенной цепью регулятора момента. Получим графики переходного процесса динамической механической характеристики в режиме удержания (рисунок 3.8) и зависимости угла поворота ротора (рисунок 3.9) при изменении момента нагрузки в $t = 1$ с.

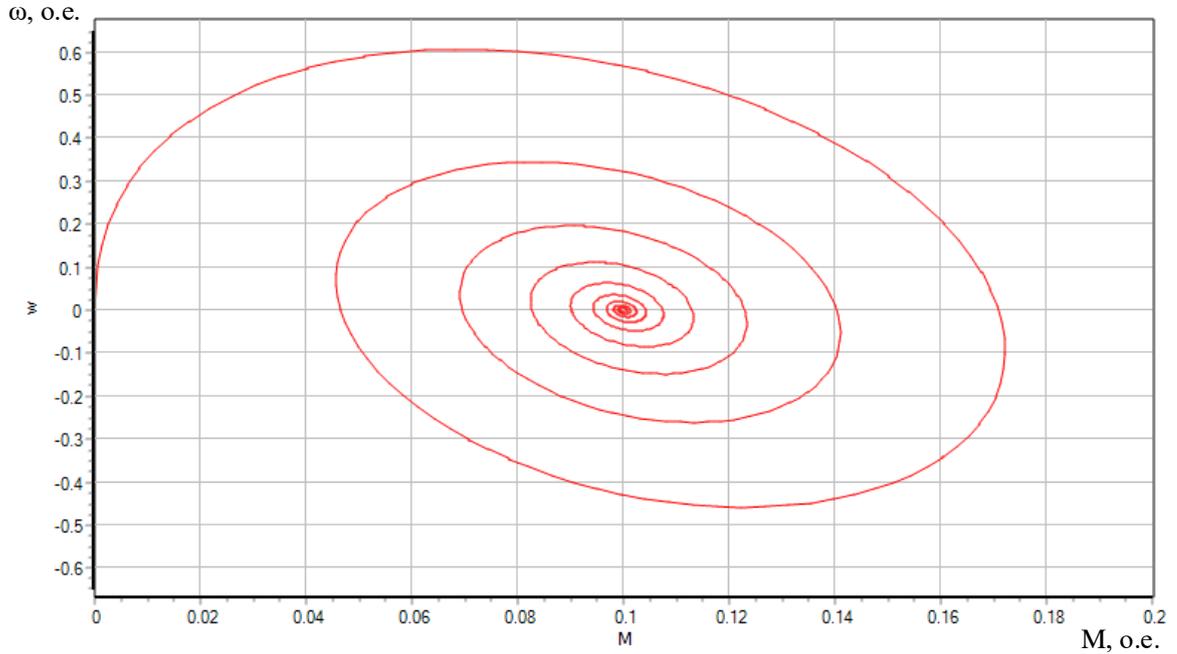


Рисунок 3.8 – Динамическая механическая характеристика в режиме удержания при изменении момента нагрузки (при $\xi > 1$)

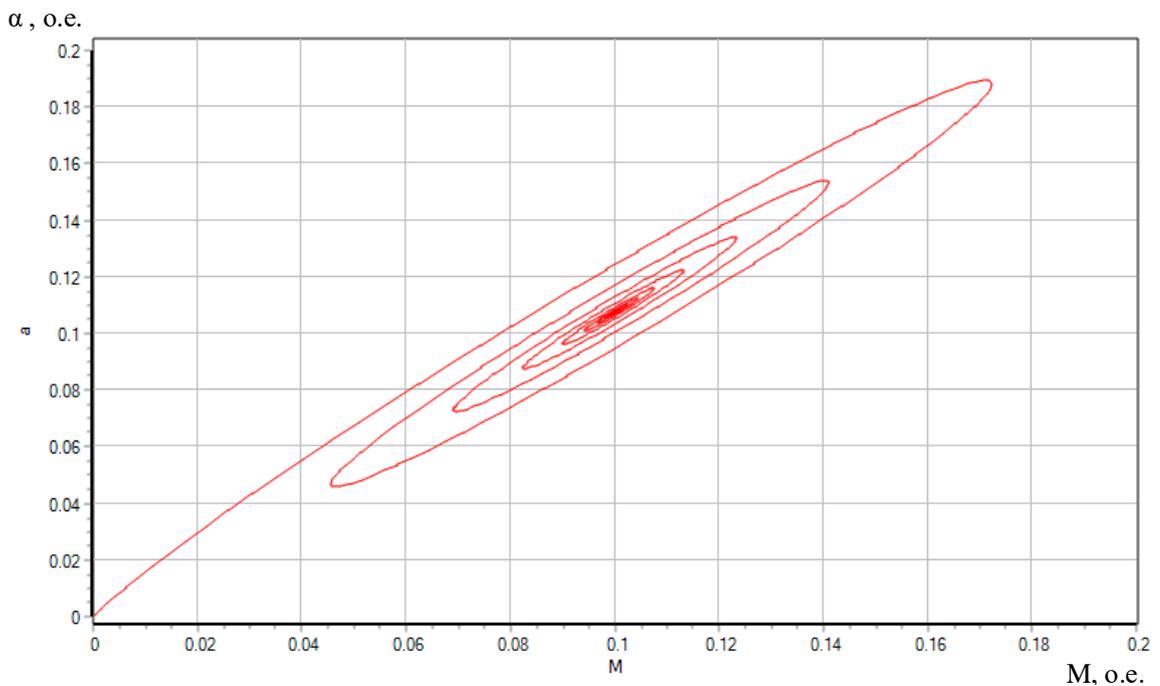


Рисунок 3.9 – Угол поворота ротора при изменении момента удержания (при $\xi > 1$)

Из полученных графиков видно, что при изменении момента нагрузки возникают колебания момента двигателя.

Аналогично проведем моделирование со включенной цепью регулятора момента и получим графики переходного процесса динамической механической характеристики в режиме удержания (рисунок 3.10) и зависимости угла поворота ротора (рисунок 3.11) при изменении момента нагрузки в $t = 1$ с.

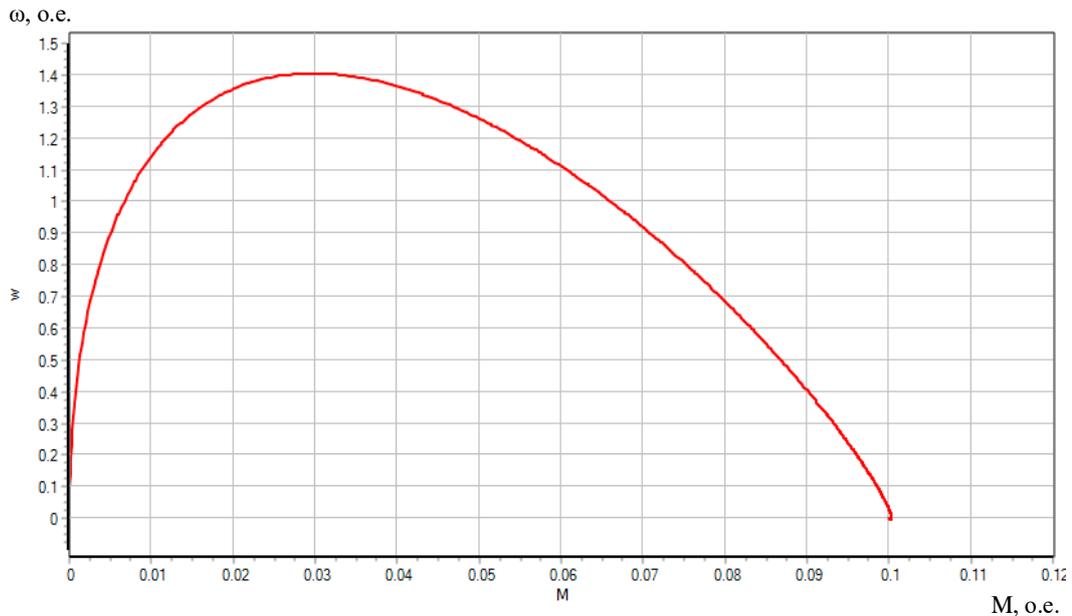


Рисунок 3.10 – Динамическая механическая характеристика в режиме удержания при изменении момента нагрузки (при $\xi < 1$)

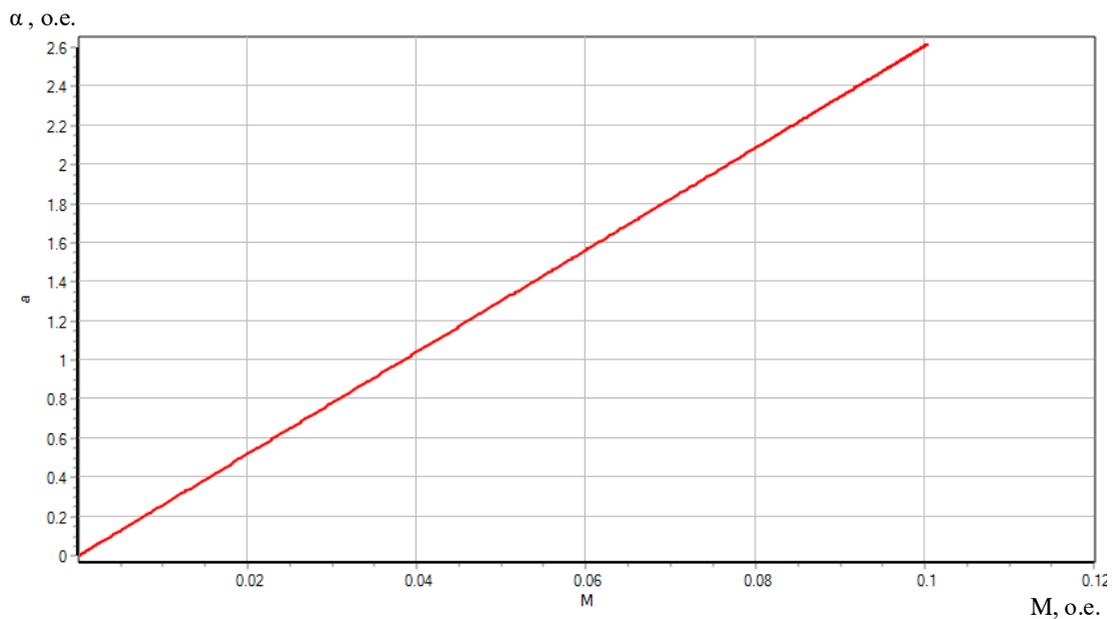


Рисунок 3.11 – Угол поворота ротора при изменении момента удержания (при $\xi < 1$)

3.7 Компьютерное моделирование электропривода грузоподъемного механизма в режиме регулирования скорости

Моделирование электропривода в системе модельно-ориентированного проектирования SimInTech позволяет получить графики переходных процессов скорости. На рисунке 3.12 приведена модель замкнутого электропривода в соответствии с (3.39). На рисунке 3.13 – график переходного процесса при изменении частоты вращения.

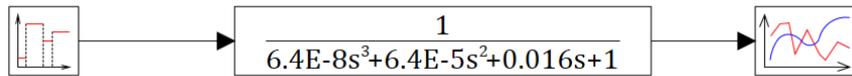


Рисунок 3.12 – Модель электропривода, полученная в соответствии с передаточной функцией (3.39)

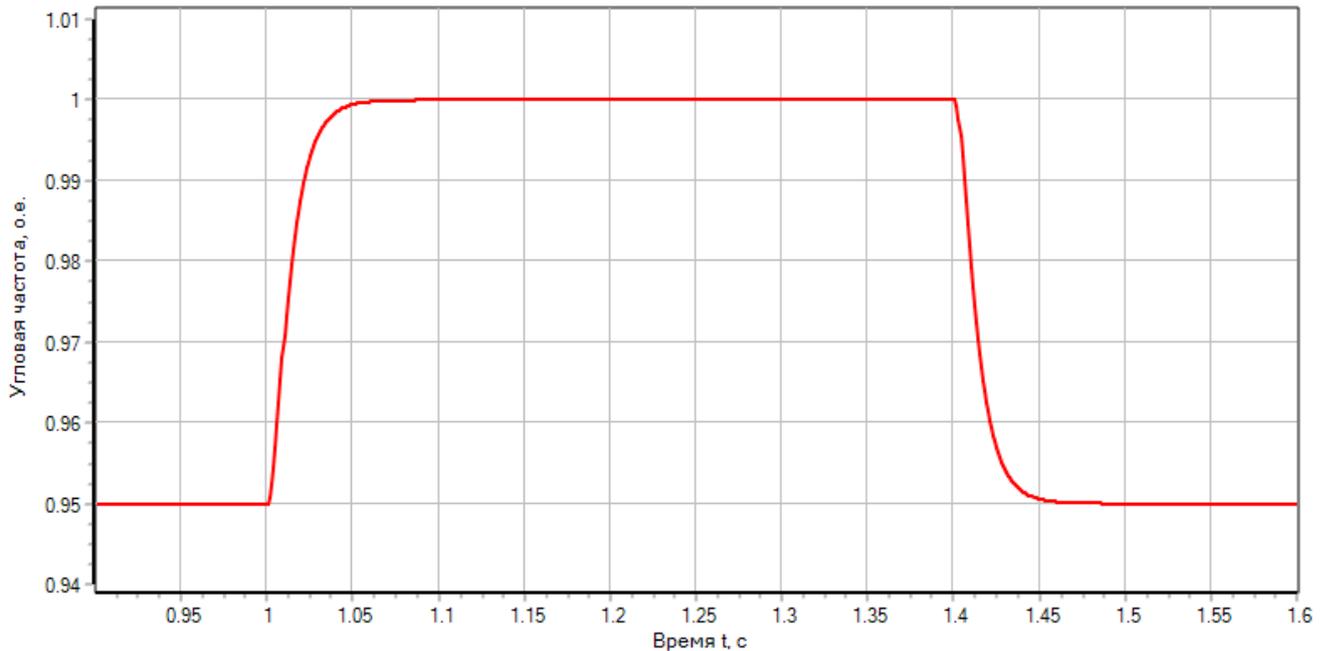


Рисунок 3.13 – График переходного процесса при изменении частоты вращения на 5%., построенный по передаточной функции (3.39)

Из полученного графика следует что изменение угловой частоты имеет аperiodический характер. Так же из графика определим время регулирования (переходного процесса) $t_m = 0.05$ с.

Для подтверждения правильности полученной передаточной функции (3.39) разработаем модель системы подчиненного регулирования параметров электропривода с учетом полученных передаточных функций регуляторов скорости, момента, преобразователя, двигателя и датчиков обратной связи (рисунок 3.14).

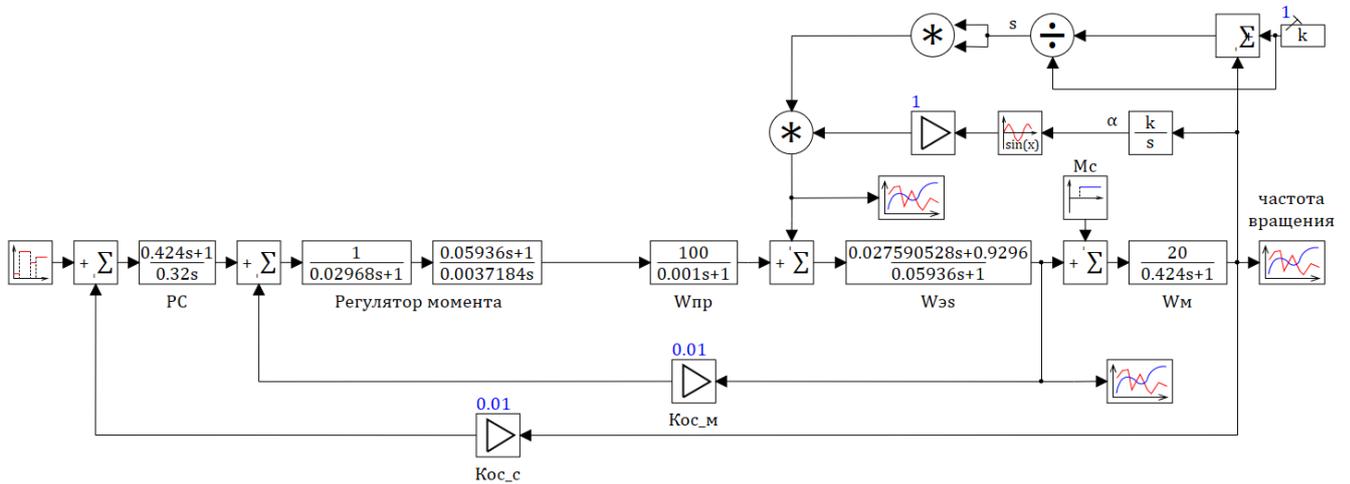


Рисунок 3.14 – Линеаризованная модель разработанного электропривода стабилизации частоты вращения

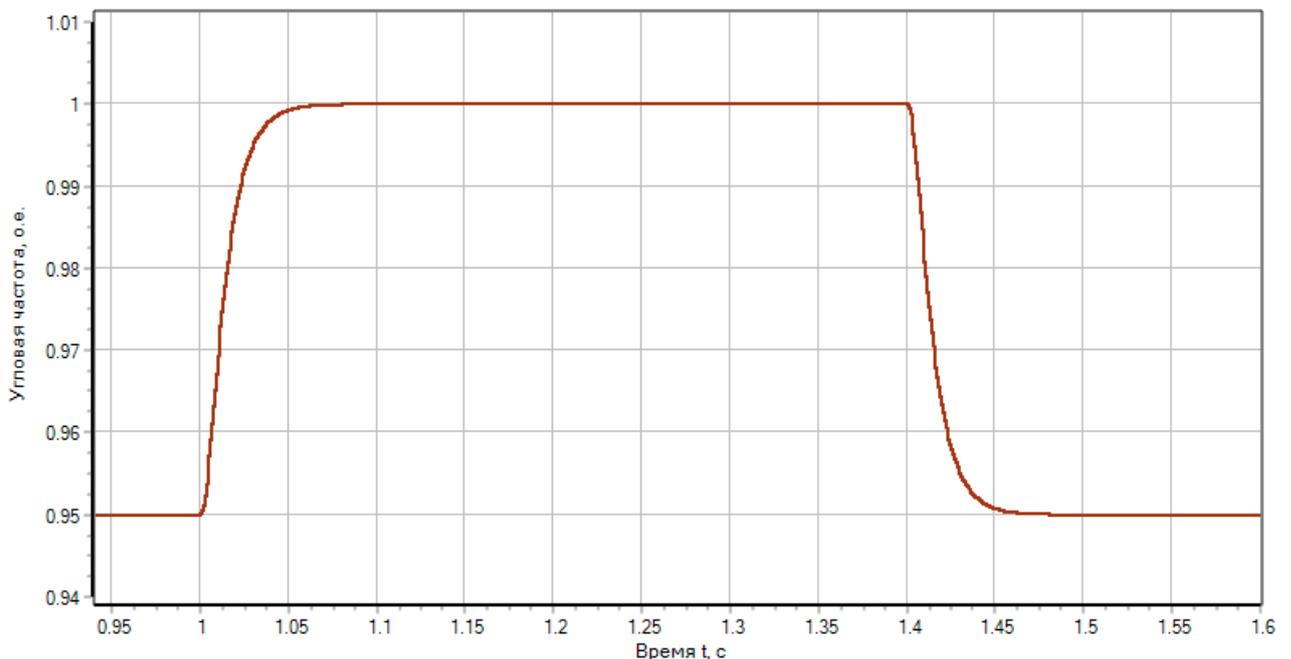


Рисунок 3.15 – График переходного процесса при изменении частоты вращения на 5%., построенный по модели двухконтурного электропривода (рисунок 3.14)

Из графиков рисунков 3.14 и 3.15 видно, что переходные процессы совпадают с погрешностью, не превышающую 0,05%. Такие результаты подтверждают адекватность полученной передаточной функции двухконтурного электропривода. При этом методика расчета параметров регуляторов с учетом выбора желаемых передаточных функций контуров позволяет достичь требуемых переходных процессов.

На рисунке 3.16 приведены результаты моделирования электропривода ГПМ с полученными настройками подтверждающие аperiodичность процессов.

Механическая характеристика при приращении частоты вращения на 5% (переход от частоты $0,95\omega$ к $1,0\omega$ и от $1,0\omega$ к $0,95\omega$) показана на рисунке 3.17.

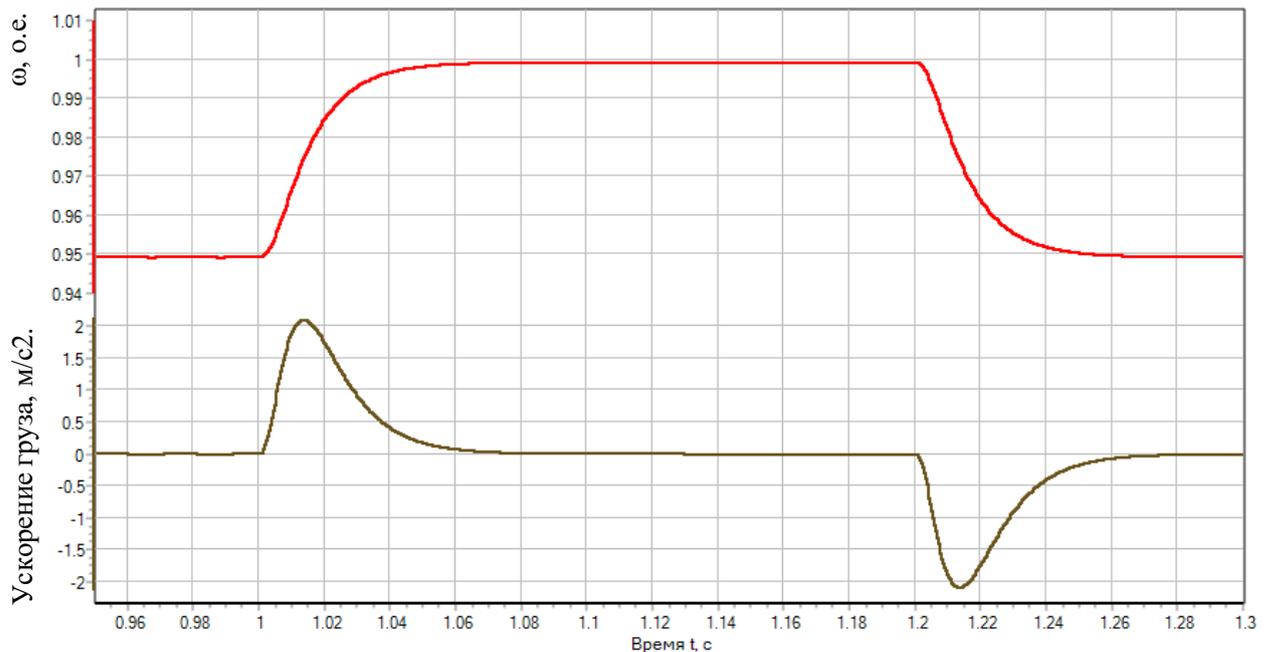


Рисунок 3.16 – График переходных процессов при приращении частоты вращения на 5%.

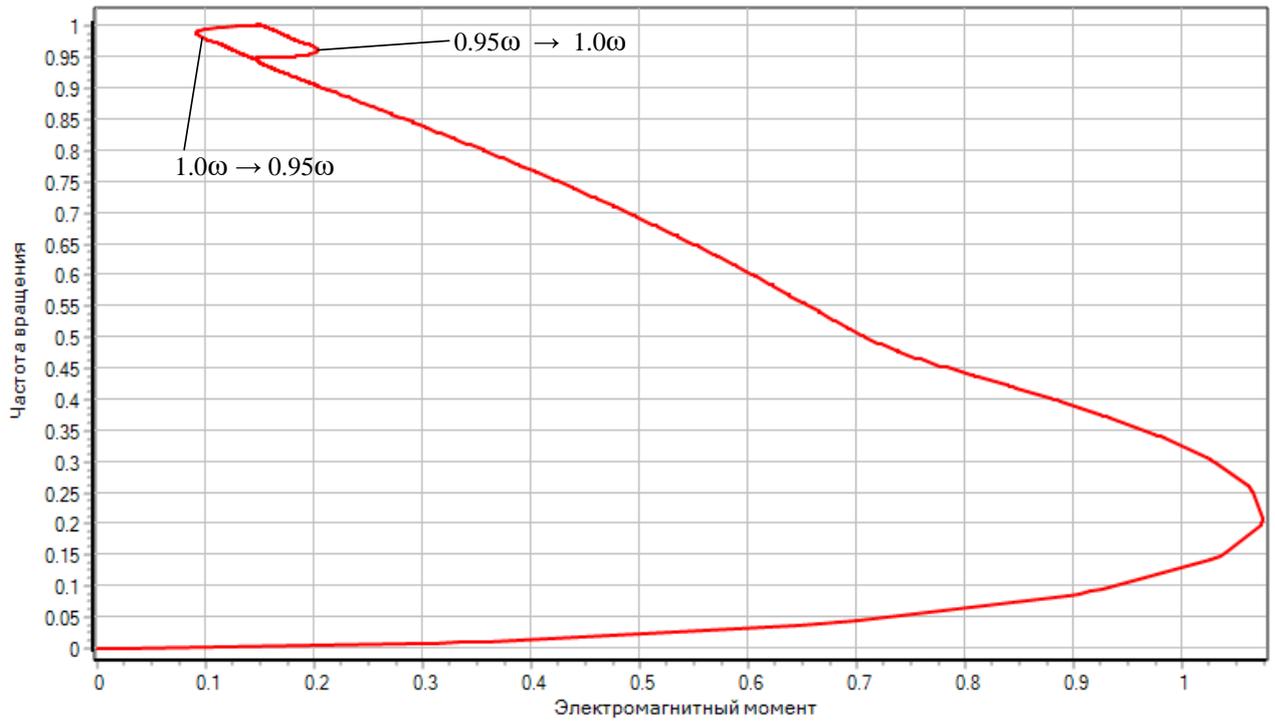


Рисунок 3.17 – Механические характеристики при пуске и изменении частоты вращения

Снижение частоты вращения двигателя при двухканальном управлении приводит к возникновению колебаний (рисунок 3.18) вызванных влиянием моментом удержания.

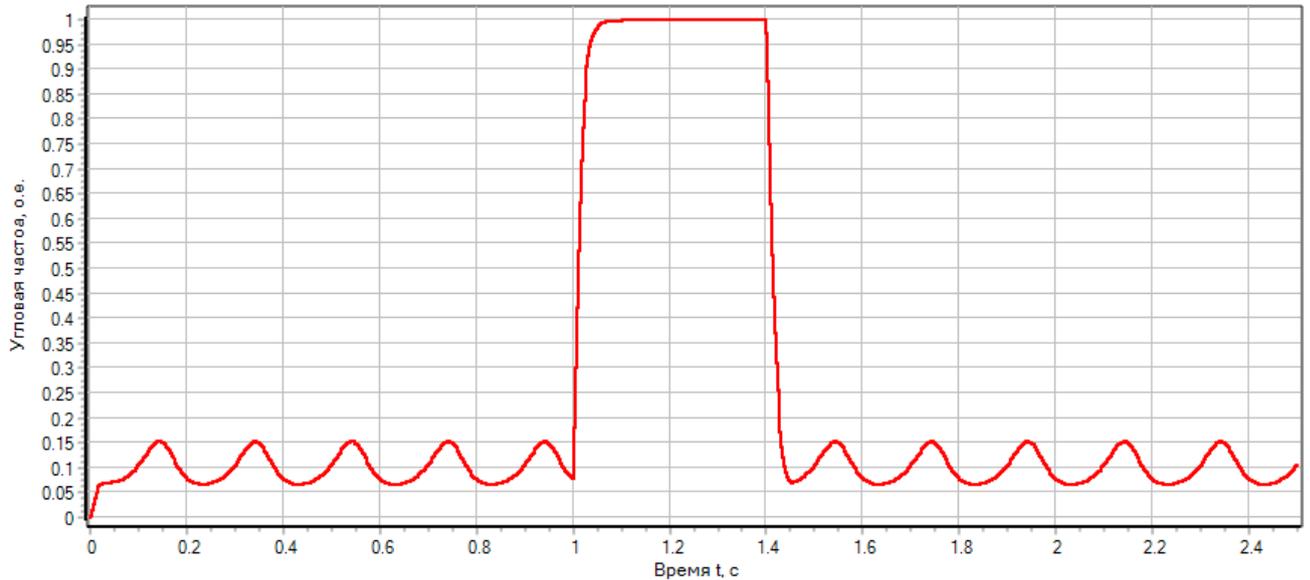


Рисунок 3.18 – График переходного процесса при частоте вращения 10%, построенный по модели двухконтурного электропривода

3.8 Компьютерное моделирование электропривода грузоподъемного механизма с подавлением колебаний

Если считать момент удержания внутренним возмущением, действующим на двигатель, то возможно выполнить полную или частичную компенсацию введением обратной компенсирующей связи [60]. В этом случае измерение возмущения возможно выполнить косвенно.

Корректирующие цепи позволяющие устранить колебания при снижении частоты вращения предлагается выполнить как показано на рисунке 3.19.

Корректирующая цепь включает в себя элемент, выполняющий сравнение однородных величин. Поэтому необходимо выполнить предварительное преобразование выбранной координаты. Для этого в схеме предусмотрена измерительная связь. Корректирующая цепь для статора будет состоять из

измерительной связи с передаточной функцией $W_{изм1} = \frac{1}{W_{\varepsilon S}(p)}$ и обратной

компенсирующей связи с передаточной функцией $W_{K1} = \frac{K_1}{W_{ПП.S}(p)}$.

Для ротора соответственно звенья будут иметь передаточные функции

$$W_{изм2} = \frac{1}{W_{\varepsilon R}(p)} \text{ и } W_{K2} = \frac{K_2}{W_{ПП.R}(p)}.$$

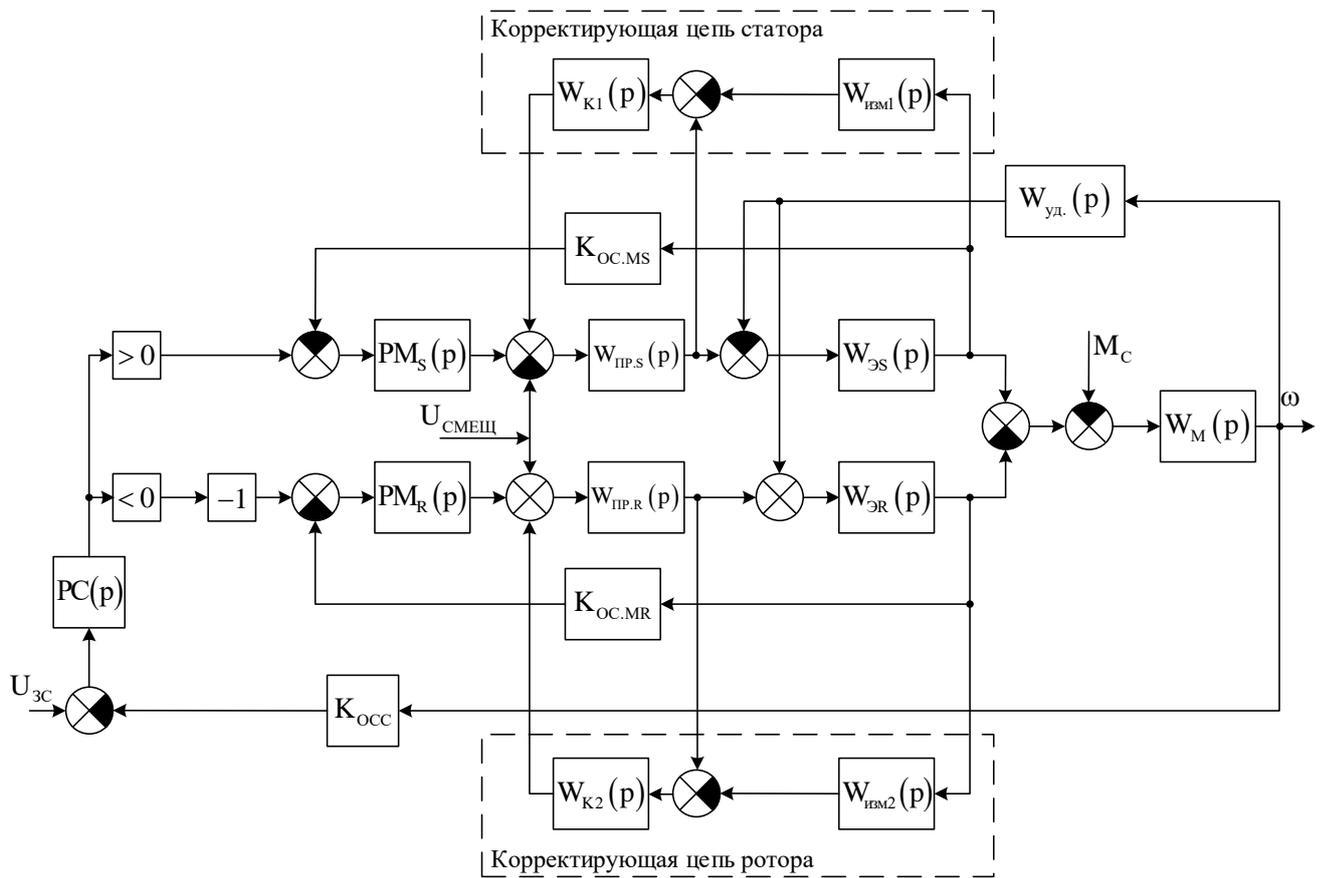


Рисунок 3.19 – Структурная схема электропривода с корректирующими цепями подавления колебаний

Передаточная функция компенсирующего звена имеет вид

$$W_K(p) = \frac{K_1}{W_{\text{пр.С}}(p)} = \frac{K_1(T_{\text{пр}}p + 1)}{K_{\text{пр}}}$$

Из выражения видно, что числитель передаточной функции имеет более высокий порядок. Реализация такого звена вызывает затруднения. Поэтому выполним компенсирующее звено с передаточной функцией

$$W_K(p) = \frac{K_1(T_{\text{пр}}p + 1)}{K_{\text{пр}}(T_{\text{фк}}p + 1)}, \quad (3.40)$$

где $T_{\text{фк}}$ – постоянная времени фильтра компенсирующей связи.

При этом, что бы звено (3.40) имело свойства дифференцирующего, необходимо значение постоянной времени фильтра компенсатора $T_{\text{фк}}$ принять на порядок меньше $T_{\text{пр}}$.

Разработана расчетная линейризованная модель двухконтурного электропривода стабилизации частоты вращения с корректирующими цепями подавления колебаний, вызываемых моментом удержания (рисунок 3.20).

В ходе моделирования получен график переходного процесса (рисунок 3.21) при частоте вращения 10%, при соотношении $T_{\text{ПР}}/T_{\text{ФК}} = 10$.

Для оценки влияния постоянной времени фильтра компенсатора $T_{\text{ФК}}$ на уровень колебаний частоты вращения примем коэффициент $\alpha = \frac{T_{\text{ПР}}}{T_{\text{ФК}}} > 1$. Такое соотношение обеспечивает преобладание дифференцирующих свойств компенсирующего звена.

Получим график функции амплитуды колебания частоты $A = f(\omega, \alpha)$ от частоты вращения частоты вращения двигателя и коэффициента соотношения постоянных времени компенсирующего звена (рисунок 3.22).

Из графика можно сделать вывод что минимальная амплитуда колебаний частоты вращения двигателя достигается при $\alpha = 10$.

Таким образом, рассмотренная измерительная связь формирует сигнал, учитывающий влияние возмущений и изменение параметров участка цепи охваченной этой связью.

Предлагаемую корректирующую цепь подавления колебаний можно реализовать при помощи относительно простых элементов [56, 60]. В результате применения таких цепей возможно обеспечить существенное уменьшение влияния на частоту вращения момента удержания и слабых нелинейностей.

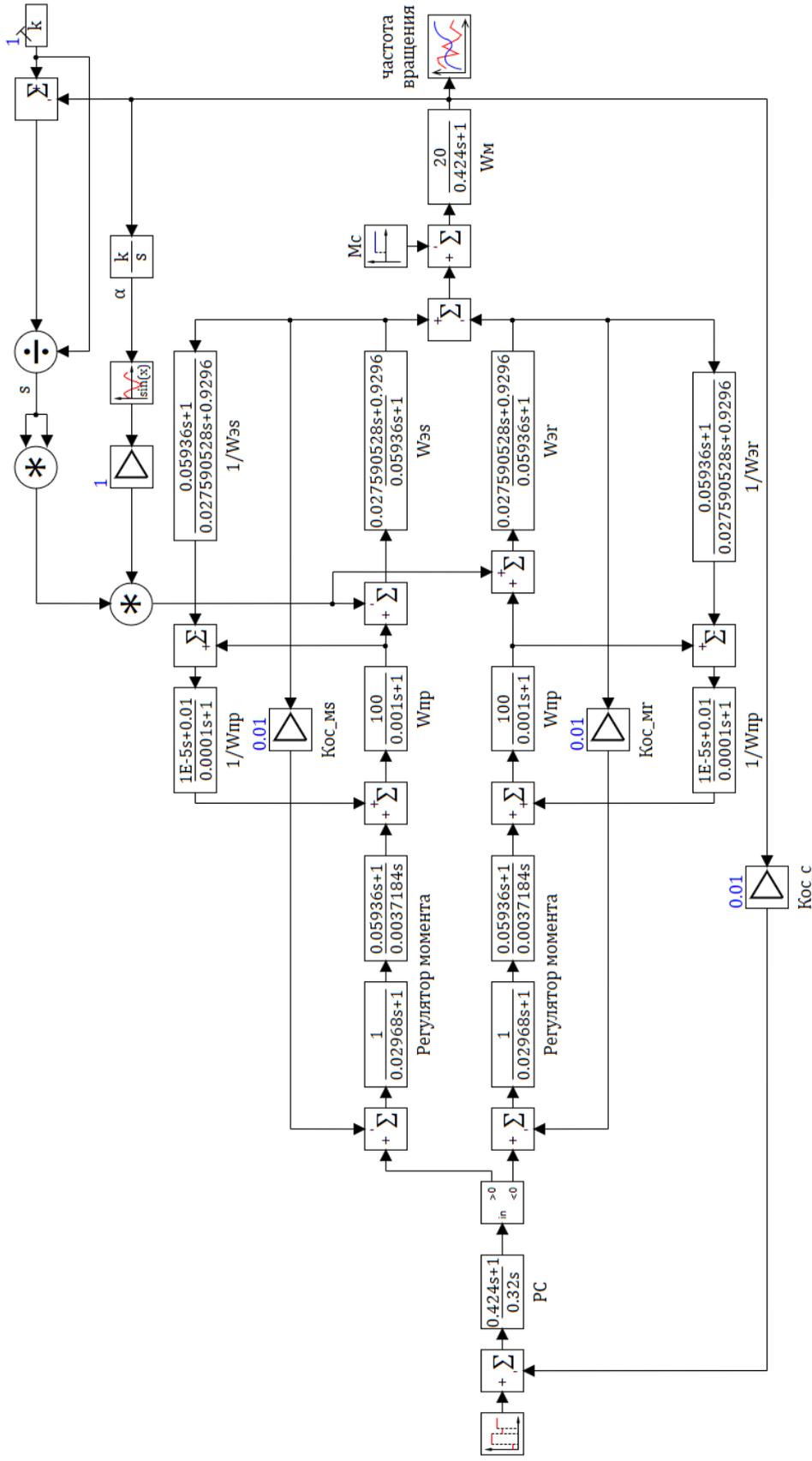


Рисунок 3.20 — Модель двухконтурного электропривода стабилизации частоты вращения с корректирующими цепями подавления колебаний

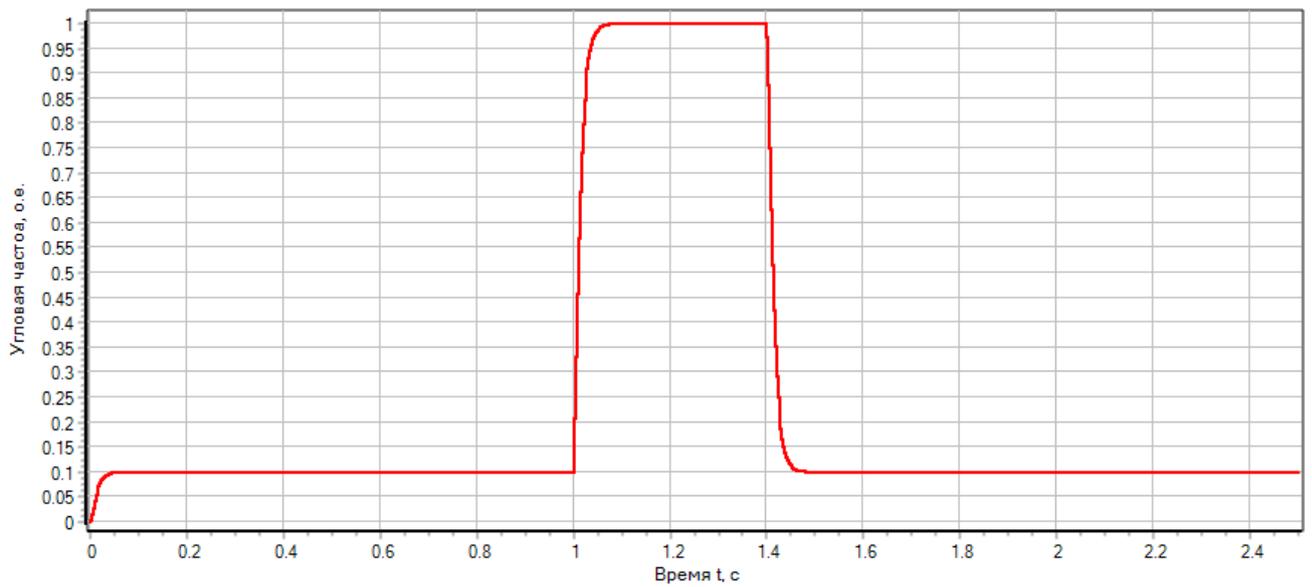


Рисунок 3.21 – График переходного процесса при частоте вращения 10%, построенный по модели двухконтурного электропривода

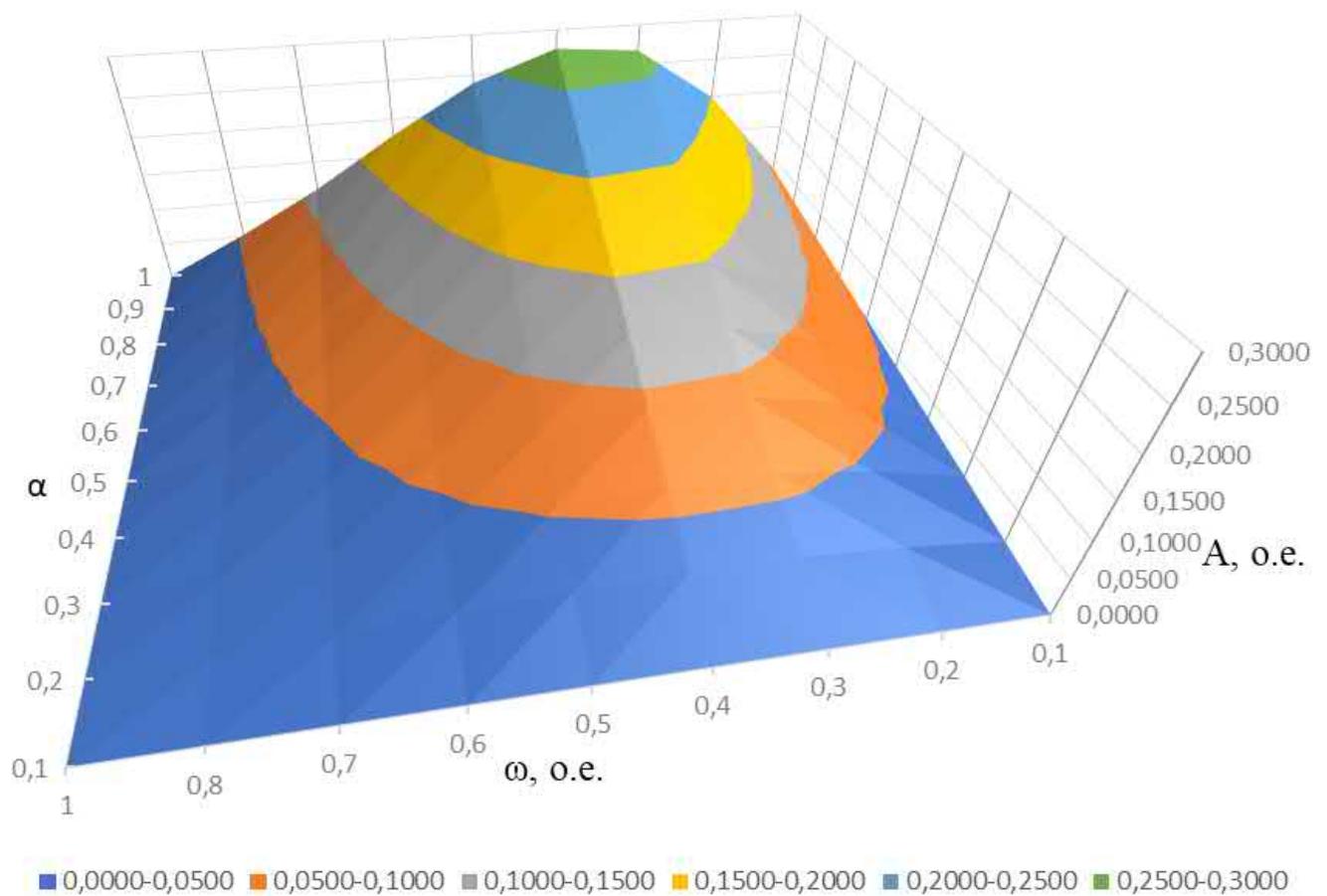


Рисунок 3.22 – График зависимости амплитуды колебаний от частоты вращения и коэффициента α

3.9 Компьютерное моделирование электропривода грузоподъемного механизма с упреждающей коррекцией

При расчете параметров корректирующих звеньев используются конкретные параметры электропривода обеспечивающие требуемые характеристики только в данном случае, однако в процессе работе грузоподъемных механизмов масса груза меняется, что приведет к отклонению расчетных режимов, поэтому необходимо учитывать данную особенность и обеспечит сохранение качественных показателей электропривода. Выполнить эти условия можно применив принцип инвариантности [5, 27, 66-68, 71-73, 123].

«Принцип инвариантности заключается в том, что один из параметров системы, независим (инвариантен) по отношению к произвольному во времени возмущению, действующему на систему, влияние которого (возмущения), компенсируется соответствующим изменением других физических величин.» [5].

Рассмотрим структурную схему разработанного двухконтурного электропривода с применением принципа инвариантности к моменту инерции привода (рисунок 3.23).

Корректирующая цепь будет состоять из модели звена $W_{M_2}(p)$ для которой производили расчеты параметров регуляторов и обратной компенсирующей связи с передаточной функцией $W_K(p)$.

Сигнал пропорциональный ускорению поступает на звено $W_{M_2}(p)$, может быть получен с помощью современных датчиков, выполненных по технологии iMEMS [28]. Датчик устанавливается на подвижных элементах механизма. Необходимо отметить, что величина выходного сигнала зависит от точности ориентации оси чувствительности датчика по оси движения.

Передаточная функция корректирующего звена будет иметь вид

$$W_K(p) = \frac{1}{W_{IP}(p)W_{\Delta}(p)}. \quad (3.41)$$

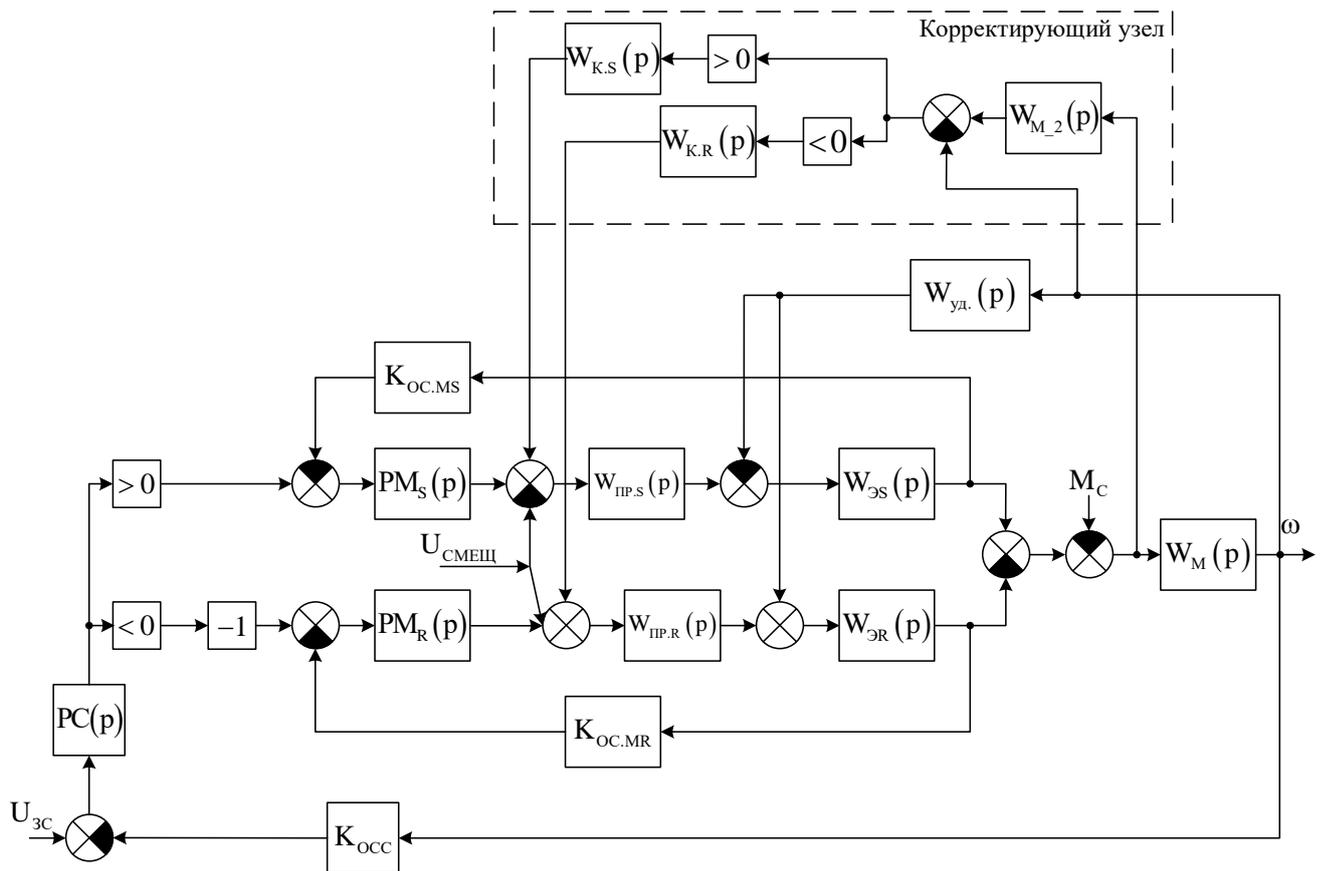


Рисунок 3.23 – Структурная схема электропривода с корректирующим узлом

$$W_{K.S}(p) = \frac{1}{W_{IP.S}(p)W_{ЭС}(p)} = \frac{1}{\frac{K_{IP.S}}{T_{IP.S}p+1} \cdot \frac{K_S(T_S p+1)}{T_\Sigma p+1}} = \frac{(T_{IP.S}p+1)(T_\Sigma p+1)}{K_{IP.S}K_S(T_S p+1)}$$

$$W_{K.R}(p) = \frac{1}{W_{IP.R}(p)W_{ЭР}(p)} = \frac{1}{\frac{K_{IP.R}}{T_{IP.R}p+1} \cdot \frac{K_R(T_R p+1)}{T_\Sigma p+1}} = \frac{(T_{IP.R}p+1)(T_\Sigma p+1)}{K_{IP.R}K_R(T_R p+1)}$$

Для физической реализации корректирующих звеньев $W_{K.S}(p)$ и $W_{K.R}(p)$ необходимо добавить в их передаточные функции апериодические звенья с малыми постоянными времени.

На основании структуры (рисунок 3.23) разработана расчетная модель с реализацией инвариантности к моменту инерции привода (рисунок 3.24).

Было проведено моделирование исследуемой системы и получены графики переходных процессов (рисунок 3.25).

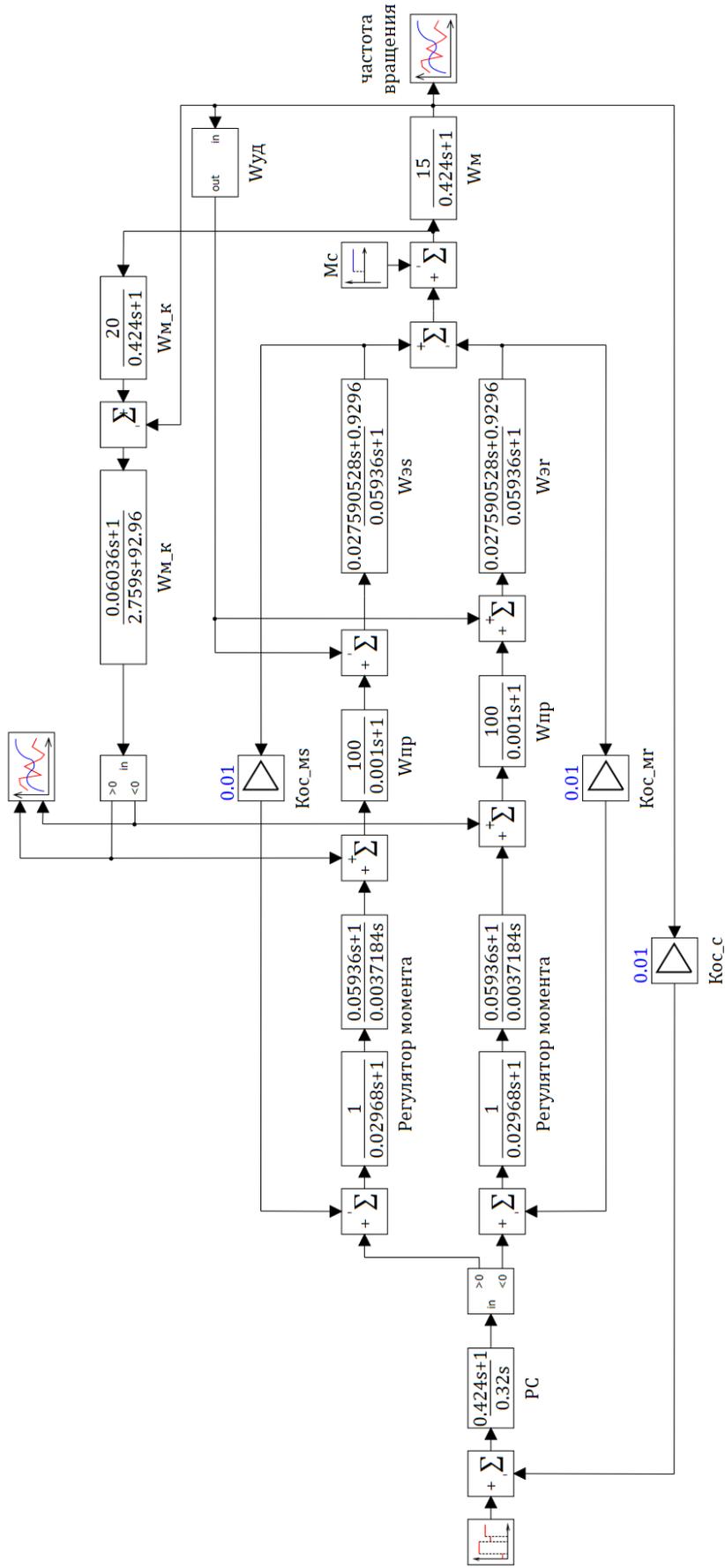


Рисунок 3.24 – Модель двухконтурного электропривода стабилизации частоты вращения с реализацией инвариантности к моменту инерции

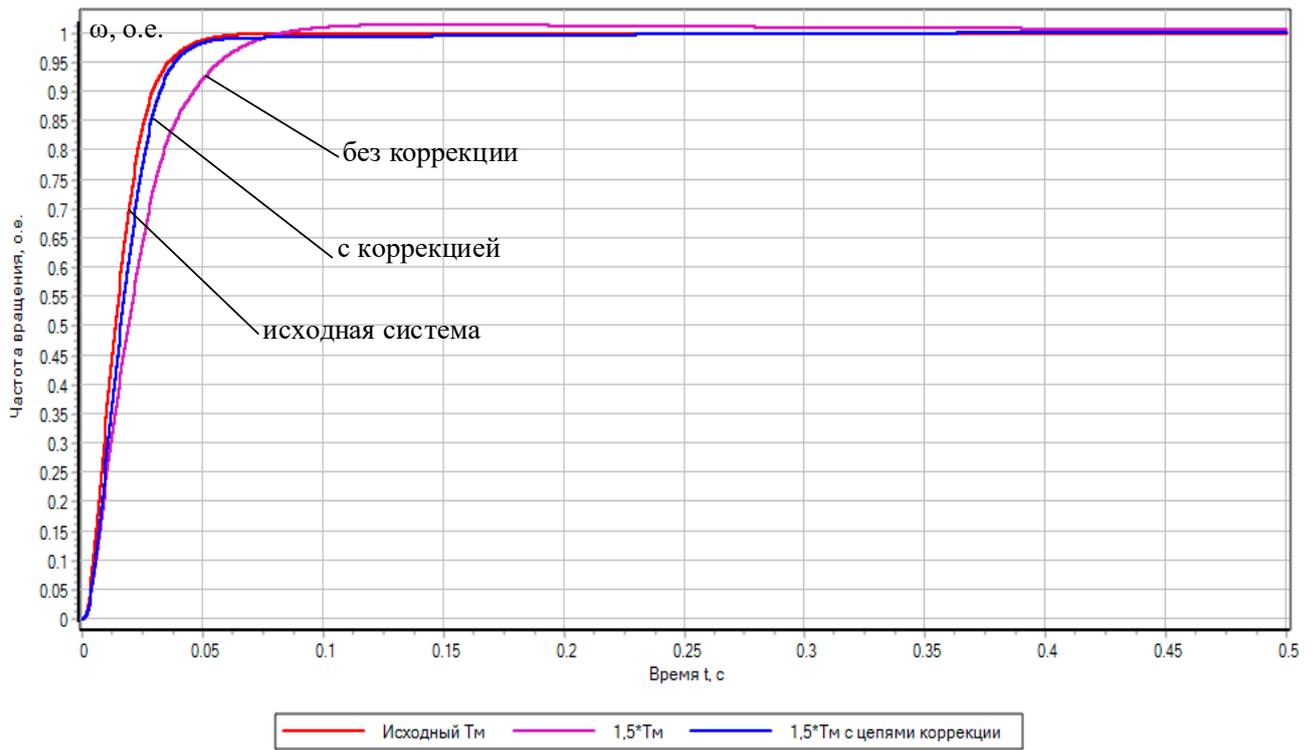


Рисунок 3.25 – Графики переходных процессов частоты вращения двигателя при изменении момента инерции

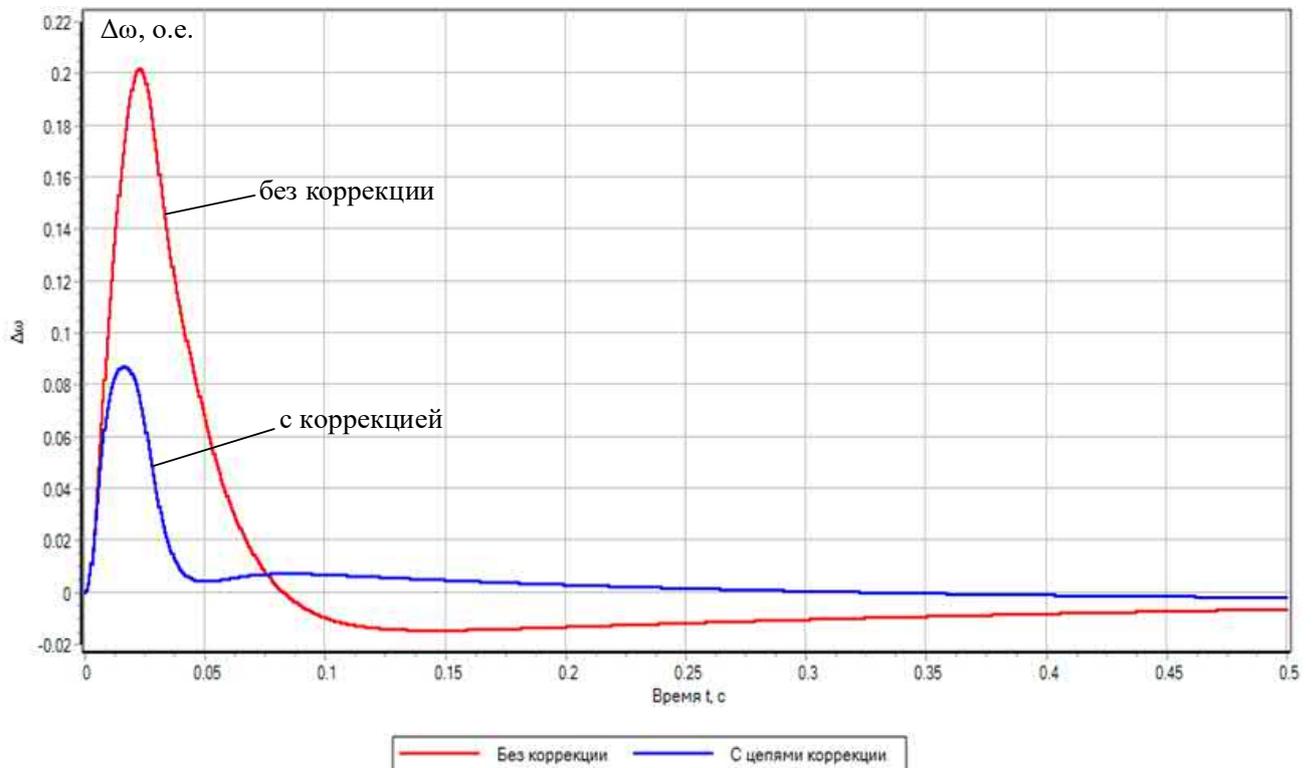


Рисунок 3.26 – Динамическая разность частот вращения

Из графика рисунка 3.25 видно что при увеличении момента инерции (постоянной времени механизма привода T_M до значения $1.5T_M$) увеличивается время переходного процесса в два раза и вызывает перерегулирование. Применение рассмотренной цепи коррекции обеспечивающих частичную инвариантность к моменту инерции позволяет получить переходный процесс близкий к исходной системе. Получены графики разницы частот вращения двигателя $\Delta\omega = \left| \frac{\omega_{исх} - \omega}{\omega_{исх}} \right|$ (рисунок 3.26). Из графиков видно, что разница частоты в системе без коррекции более чем в 2 раза больше, чем разница частот в системе с упреждающей коррекцией.

3.10 Моделирование электропривода грузоподъемного механизма с учётом нелинейных свойств

Проведем моделирование разработанного электропривода грузоподъемного механизма с учетом нелинейной модели АДФР и модели механической части грузоподъемного механизма. Компьютерная модель такого грузоподъемного механизма представлена на рисунке 3.27. Модель составлена с учетом корректирующих устройств, передаточные функции которых получены ранее (3.7), (3.18), (3.28), (3.36).

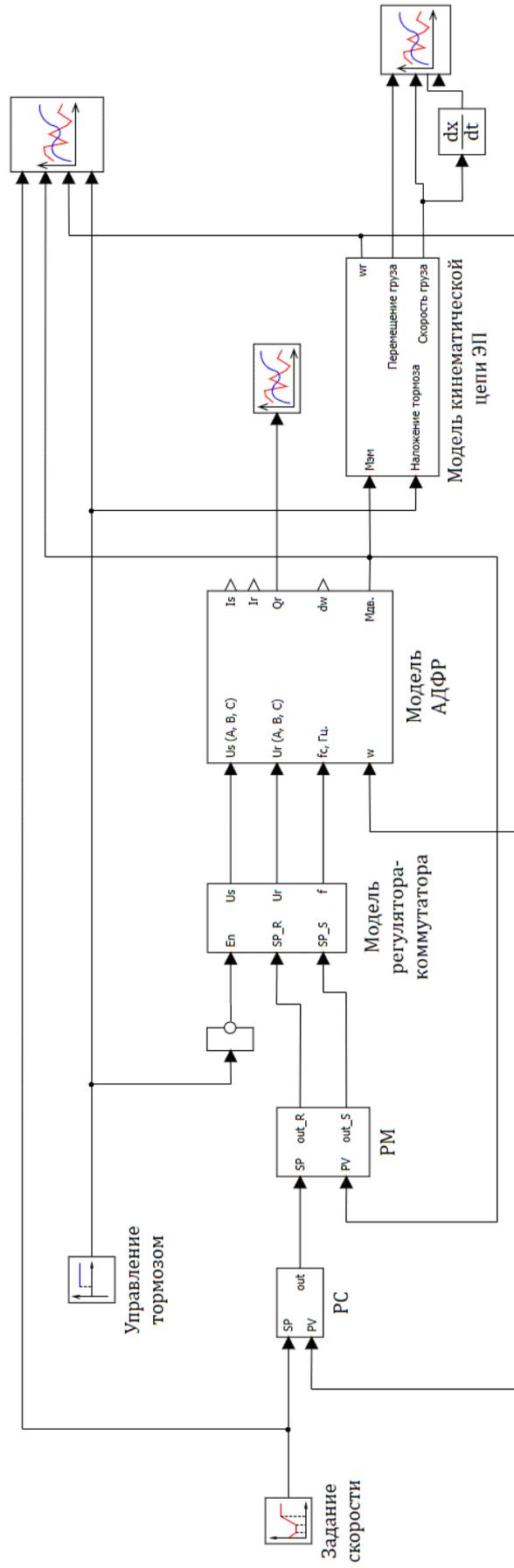


Рисунок 3.27 – Структура расчетной компьютерной модели разработанного двухконтурного электропривода грузоподъемного механизма

На рисунке 3.28 приведены переходные процессы полученных при полном напряжении питания статора и короткозамкнутом роторе двигателя. Подача напряжения питания происходит в момент снятия тормоза. Видно, что при таких режимах пуска и торможения ускорение груза имеют величину, значительно превышающую допустимые.

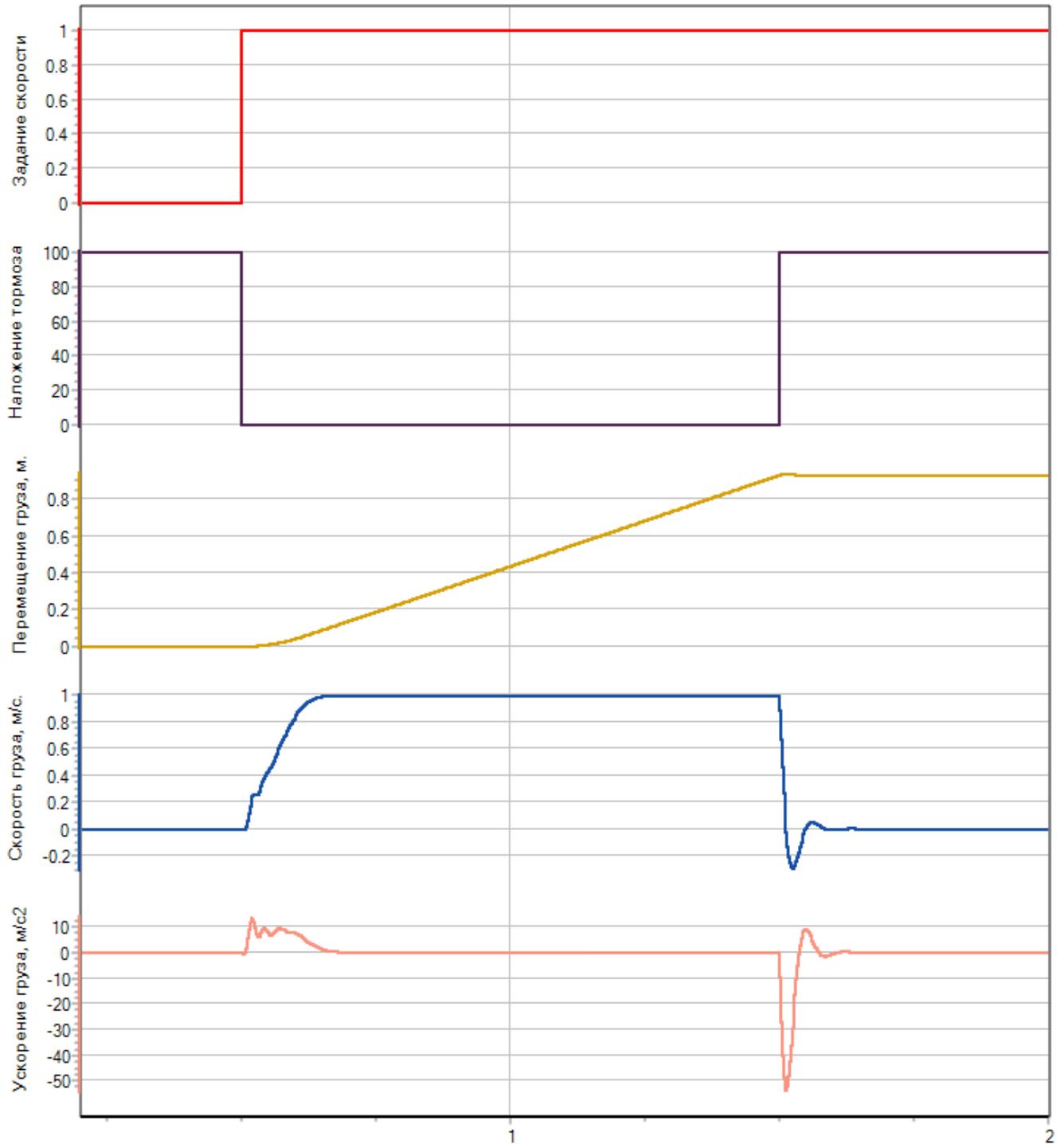


Рисунок 3.28 – Переходные процессы скорости при пуске с короткозамкнутым ротором

На рисунке 3.29 приведены переходные процессы полученных при линейном изменении сигнала задания. Такое изменение сигнала обусловлено необходимостью ограничения ускорения грузов. Изменение сигнала задания происходит в момент снятия тормоза. Видно, что на низкой скорости появляются колебания, вызванные моментом удержания.

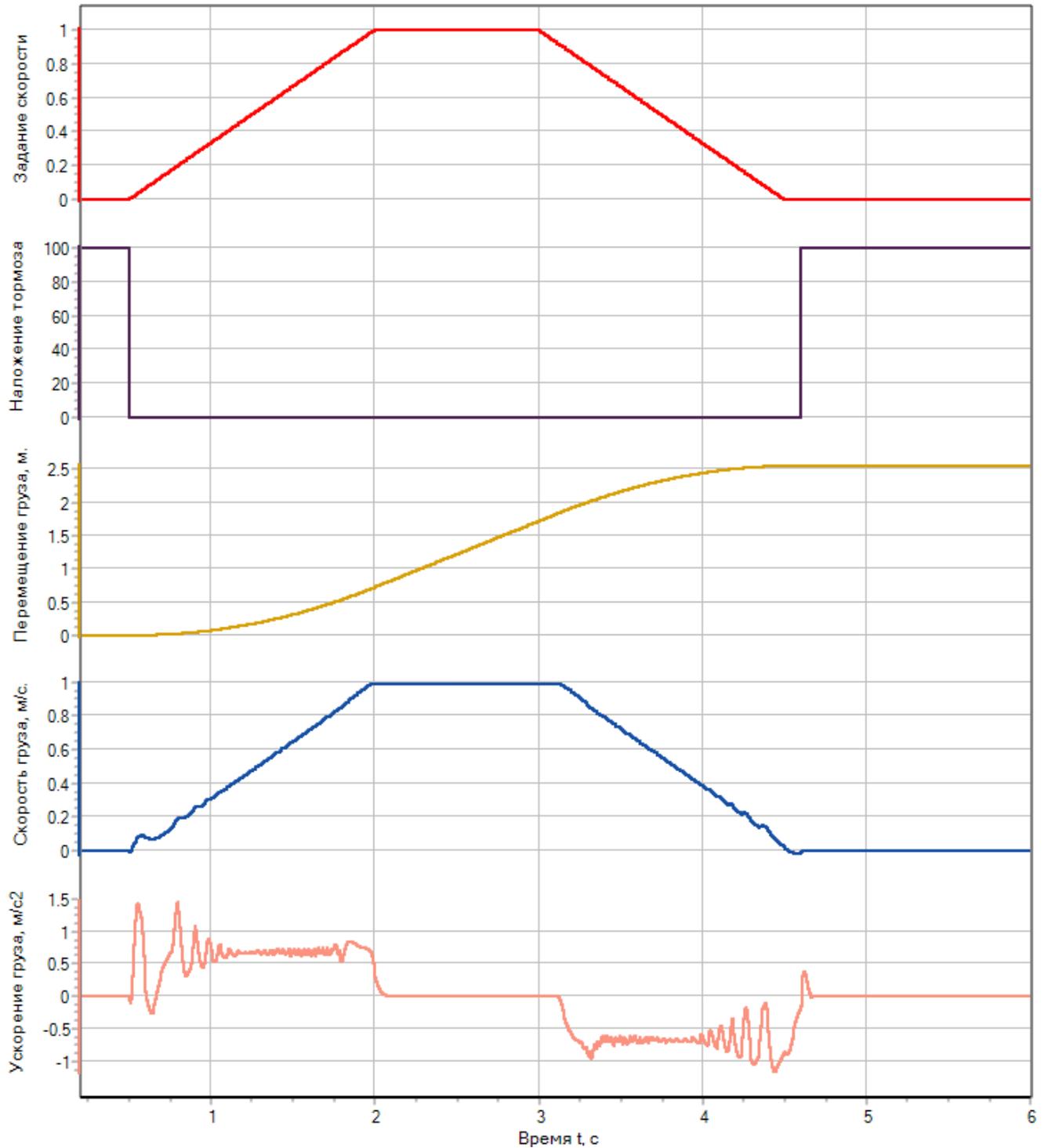


Рисунок 3.29 – Переходные процессы скорости при линейном изменении сигнала задания и ОС по скорости

На рисунке 3.30 изменение сигнала задания происходит аналогично рисунку 3.29. Для устранения колебаний на низкой скорости дополнительно включен блок коррекции, показанный на схеме рисунка 3.19.

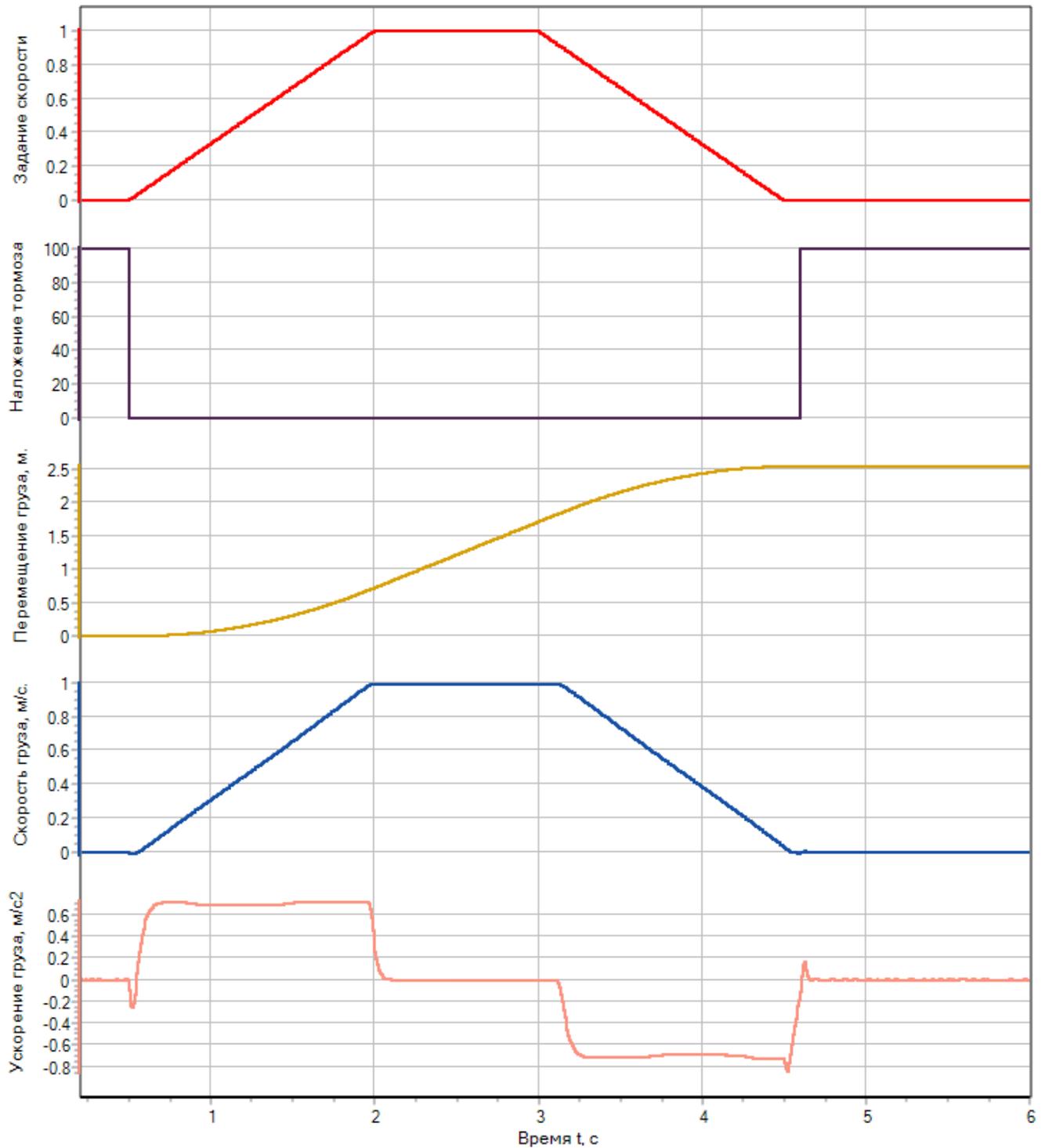


Рисунок 3.30 – Переходные процессы скорости при линейном изменении сигнала задания и ОС по скорости

Выполнив моделирование наложение тормоза в структуре исходного нерегулируемого ЭП и разрабатываемого ЭП получим графики скорости и ускорения груза (рисунок 3.31).

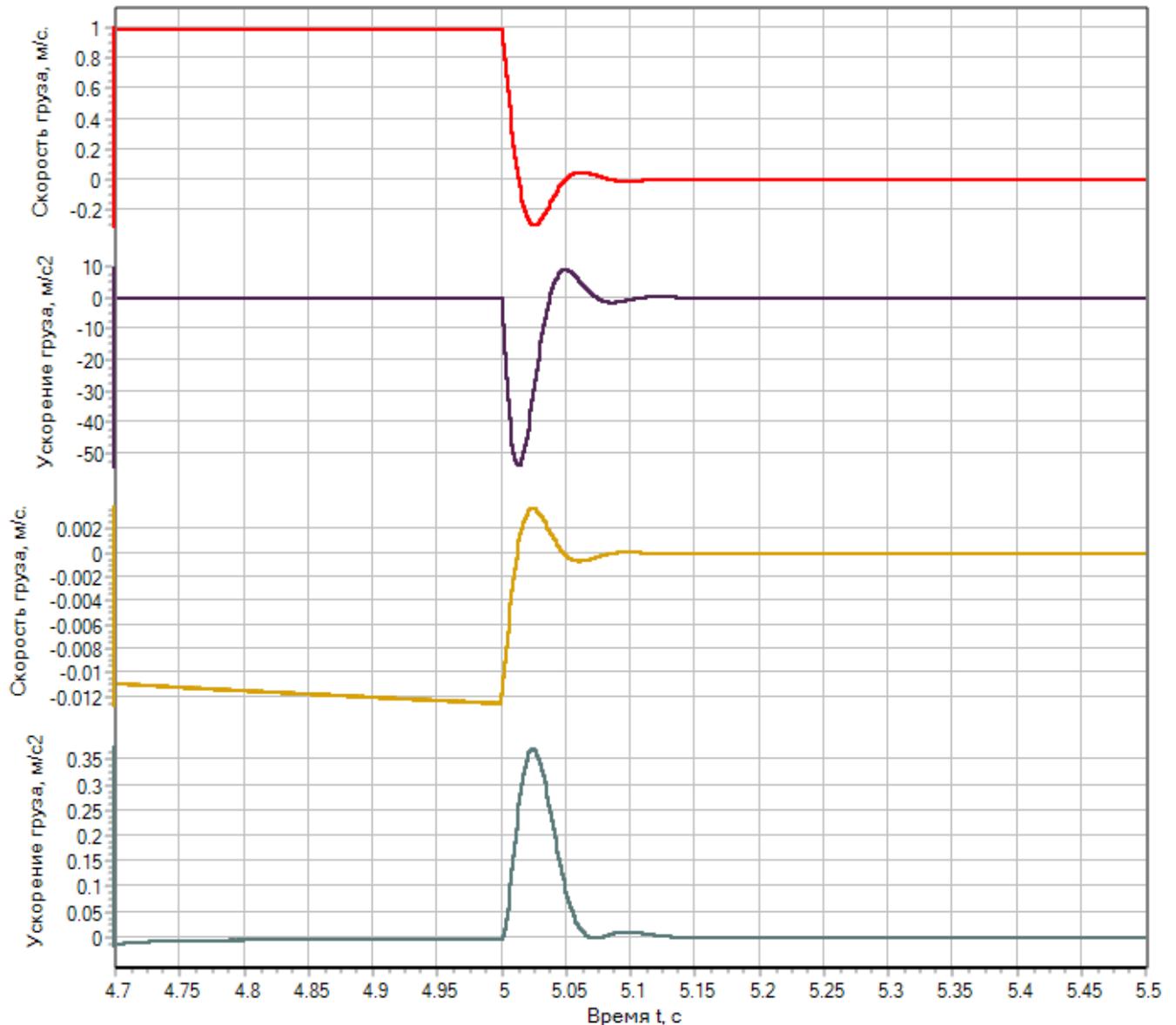


Рисунок 3.31 – Скорость и ускорение груза в случае включения тормоза не регулируемого ЭП (1 и 2 график) и в ЭП с реализацией режима удержания (3 и 4 график) привода.

Графики 1 и 2 рисунка 3.31 показывает приходные процессы в грузоподъемном механизме с нерегулируемым ЭП, а именно изменение скорости и ускорения груза при наложении электромагнитного тормоза, графики 3 и 4 в разрабатываемом ЭП с режимом удержания. Из графиков видно, что ускорение груза в регулируемом ЭП в 143 раза ниже, чем в нерегулируемом.

3.11 Выводы по третьей главе

Результаты, полученные в данной главе, позволяют сделать выводы:

– включение АДФР с подачей напряжения на статор и ротор позволяет обеспечить регулирование скорости и синтезировать систему управления, обеспечивающую требуемые показатели качества, реализовать режим удержания, но при этом появляются гармонические составляющие;

– компенсация этих гармонических составляющих возможна с помощью корректирующего сигнала;

– изменение момента инерции электропривода можно компенсировать с помощью корректирующего узла с использованием iMEMS датчика;

– уровень компенсации изменения момента инерции зависит от динамики переходного процесса – увеличение быстродействия приводит к ограничению сигнала корректирующего звена и снижает уровень компенсации;

– переходные процессы линеаризованной двухконтурной модели получены с погрешностью, не превышающую 0,05%.

4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

4.1 Описание экспериментальной установки

Целью экспериментальных исследований является практическое подтверждение теоретических результатов, полученных в диссертационной работе, и возможности реализовать их техническими средствами.

Для проведения экспериментальной части исследования создана установка, соответствующая функциональной схеме, приведённой на рисунке 4.1 и содержит:

- асинхронный двигатель с фазным ротором (АД);
- нагрузочную машину постоянного тока (МПТ);

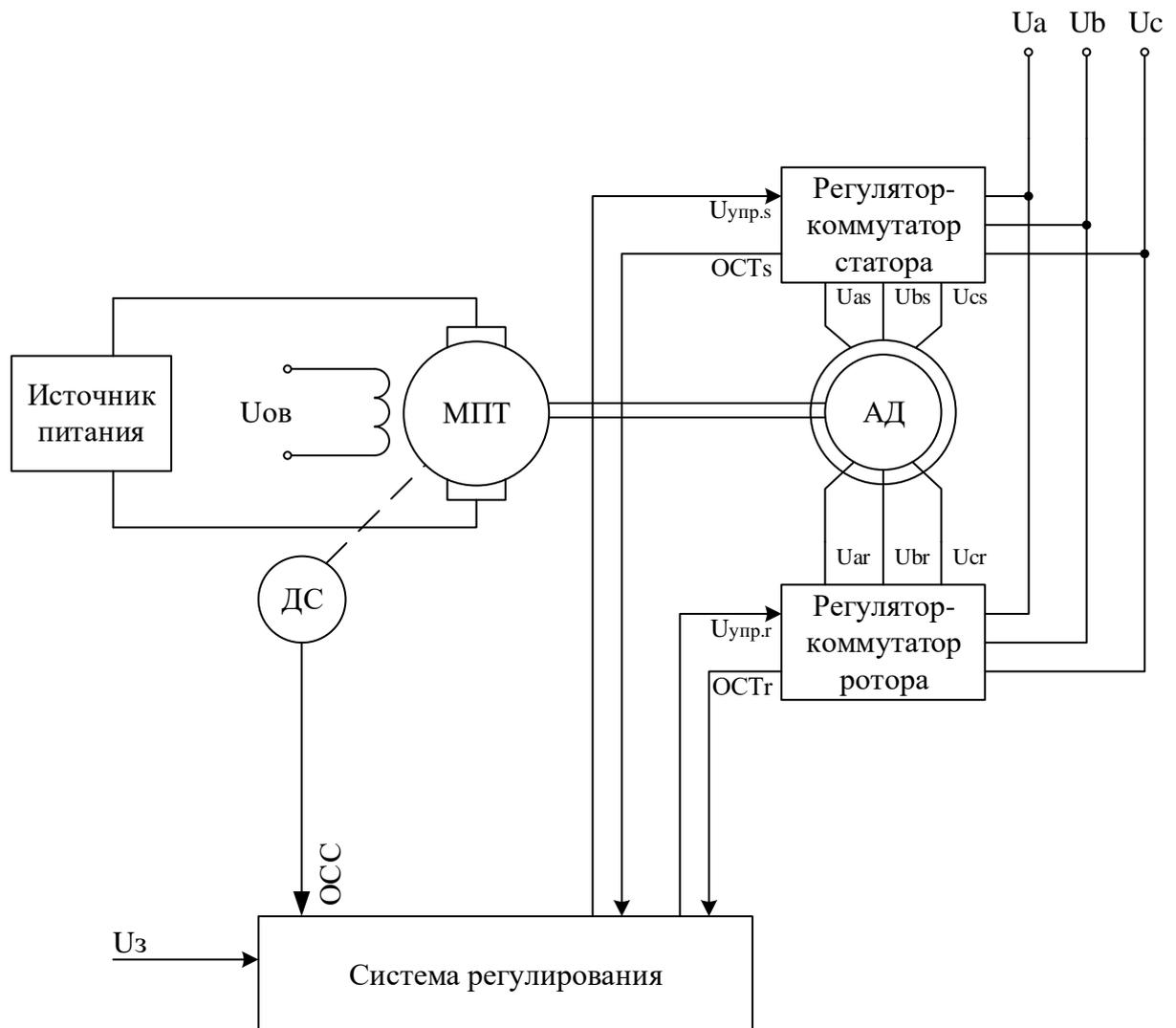


Рисунок 4.1 – Функциональная схема экспериментальной установки

- датчик скорости (ДС);
- регулятор - коммутатор статора;
- источник питания с выходными напряжениями 0-30 В постоянного тока;
- регулятор - коммутатор ротора;
- система регулирования.

Механическая часть экспериментальной установки представляет собой двухмашинный агрегат с общим валом (рисунок 4.2). Обмотки статора, исследуемого АДФР получают питание через регулятор – коммутатор, обмотки ротора имеют аналогичное подключение к своему регулятору – коммутатору.

Скорость вращения ротора двигателя измеряется датчиком скорости, реализованным на основе энкодера с разрешающей способностью 500 имп./об.

Момент статической нагрузки на валу исследуемого ЭП создаётся нагрузочной машиной постоянного тока МПТ, которая получает питание от управляемого источника питания с функцией ограничения тока.

Электромашинный агрегат является частью стендового оборудования (рисунок 4.3).

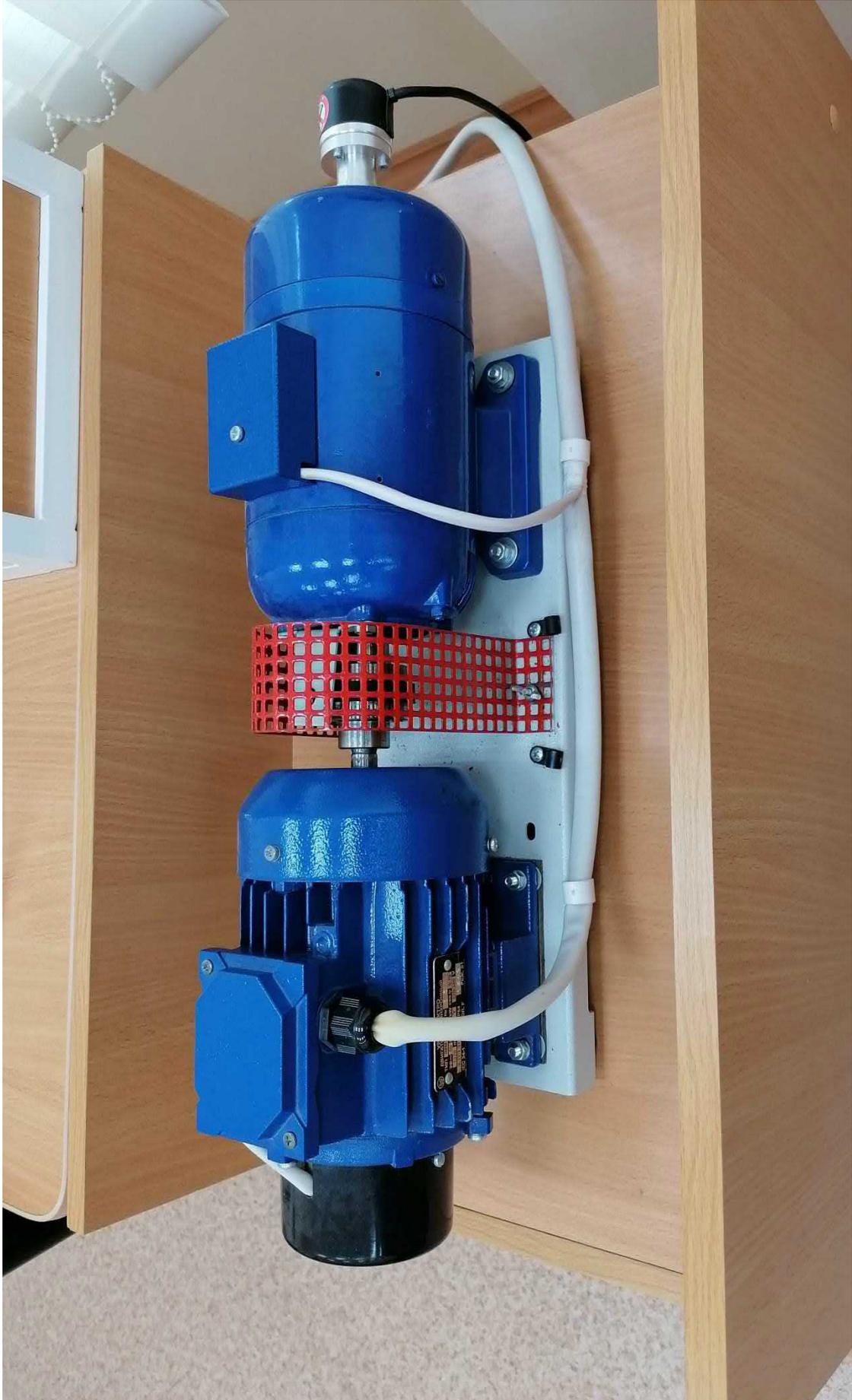


Рисунок 4.2 – Двухмашинный агрегат экспериментальной установки

В качестве управляемого преобразователя в цепях статора и ротора АДФР использован регулятор коммутатор (рисунок 4.4).

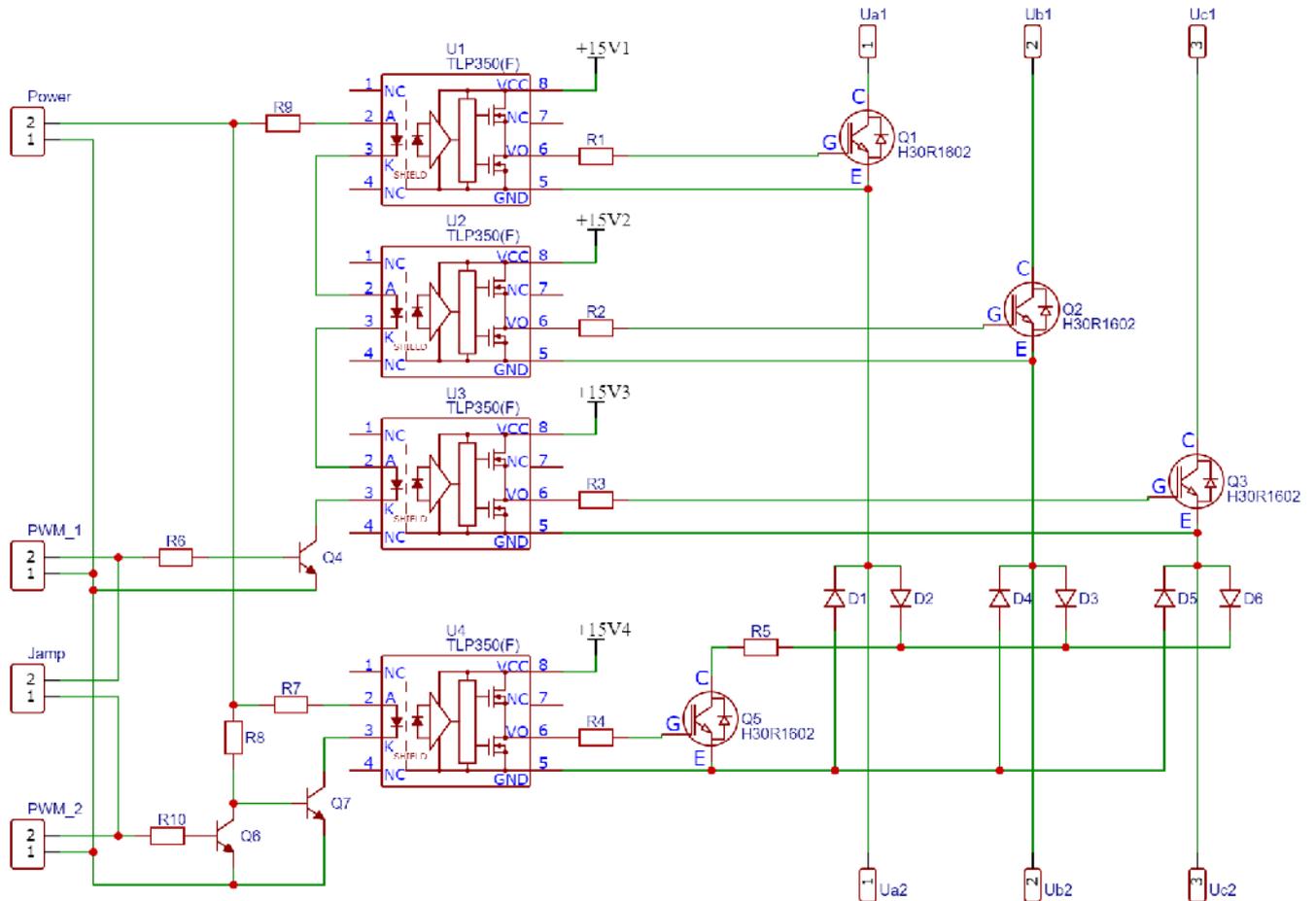


Рисунок 4.4 – Принципиальная схема регулятора-коммутатора

Регулятор коммутатор состоит из трех транзисторов Q1-Q3 (H30R1602) работающих в ключевом режиме, включенных последовательно с обмотками двигателя. Управление ключами Q1-Q3 выполняется синхронно и обеспечивает регулирование напряжения, подаваемого на обмотки. Трехфазный выпрямитель, состоящий из шести диодов D1-D6 (36MT140) и транзистор Q5, обеспечивают режим короткого замыкания обмоток. Управление Q1-Q3 и Q5 производится в противофазе для исключения короткого замыкания сети через трехфазный выпрямитель. Для гальванической разделения системы регулирования и силового преобразователя применяется микросхемы TLP350 (U1-U4). Выход каждой микросхемы гальванической изоляции запитывается от индивидуального

источника питания. Формирование сигнала управления (ШИМ сигнал) для регулятора – коммутатора выполняется микроконтроллером.

Датчики тока и напряжения фирмы LEM выполнены на элементах Холла. С этих датчиков сигналы поступают одновременно и в систему управления, и на осциллограф для регистрации переходных процессов.

Результаты экспериментов регистрировались подключенным к персональному компьютеру осциллографом фирмы OWON.

Система управления (СУ) собрана на основе аналоговых микросхем. На них реализованы регуляторы координат. В дополнение к СУ созданы платы регуляторов-коммутаторов с гальванической развязки силовых и управляющих цепей.

4.2 Исследование регулятора-коммутатора

Проводились эксперименты регулирования напряжения на обмотках двигателя при частотах дискретизации 1, 5 и 10 кГц. Задавая коэффициент заполнения ШИМ сигнала $K_{ШИМ} = 0.7$ и $K_{ШИМ} = 0.9$

Для оценки влияние частоты дискретизации и $K_{ШИМ}$ на ток обмоток можно разложив исходный сигнал тока на спектр с применением быстрых преобразований Фурье (FFT). На рисунках 4.5 и 4.10 показан гармонический состав токов в относительных единицах при частоте 1, 5 и 10 кГц.

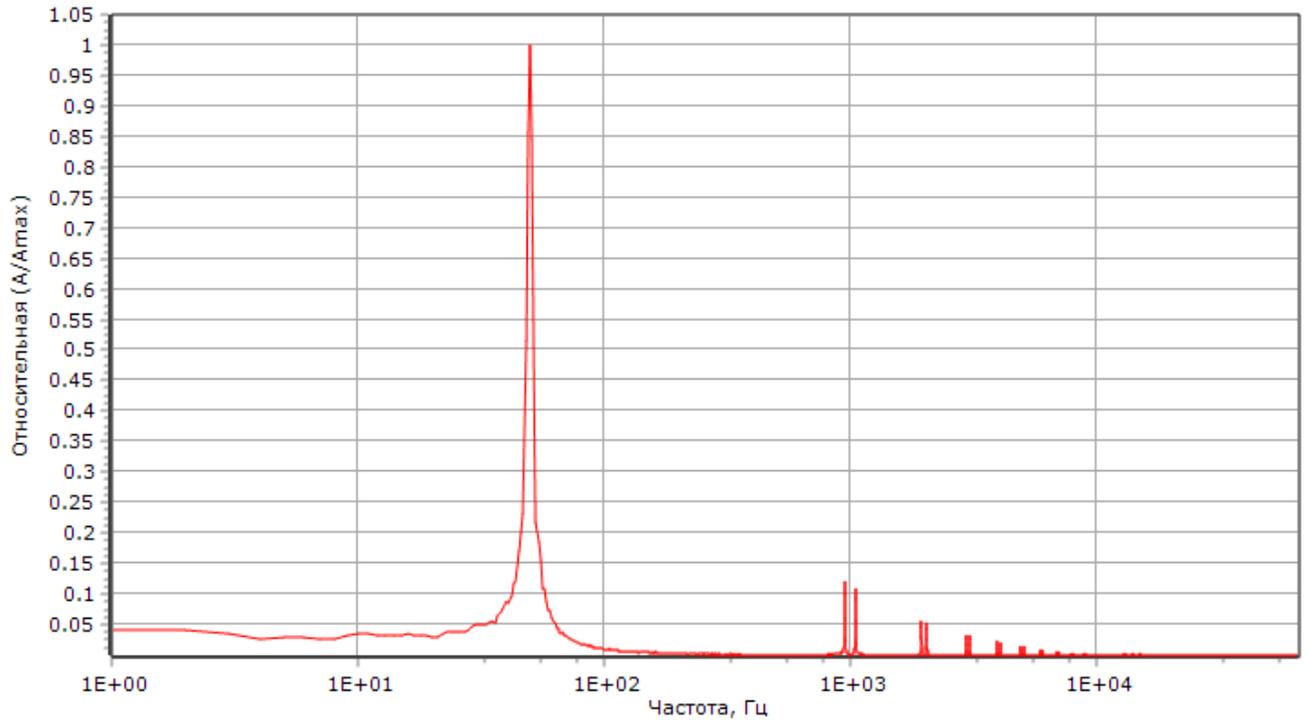


Рисунок 4.5 – Спектр тока обмотки двигателя при частоте дискретизации 1кГц и $K=0,9$

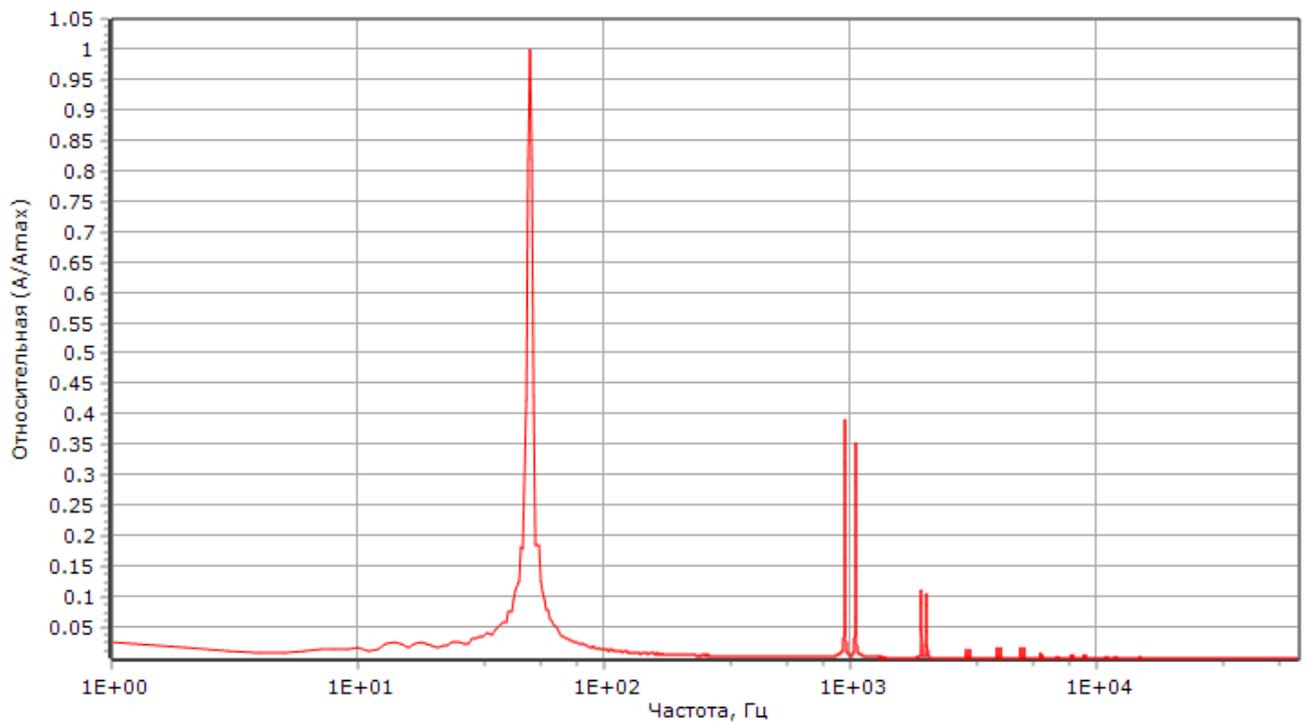


Рисунок 4.6 – Спектр тока обмотки двигателя при частоте дискретизации 1кГц и $K=0,7$

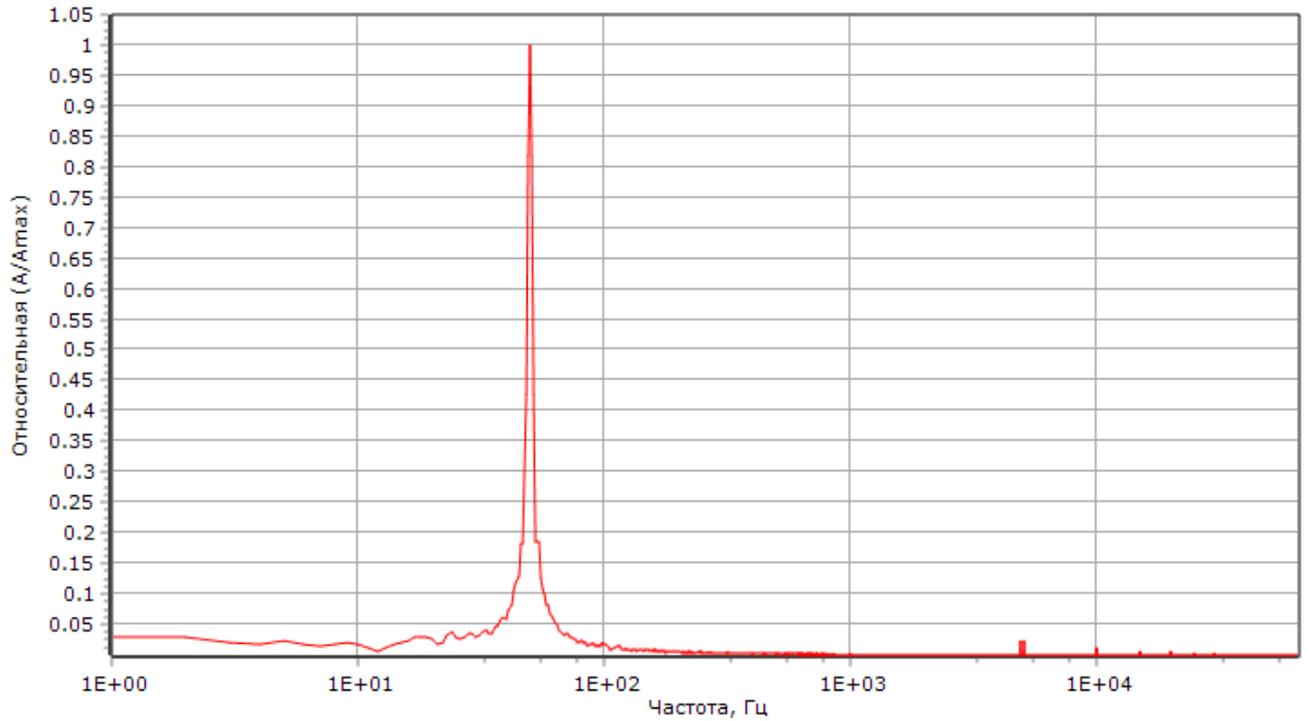


Рисунок 4.7 – Спектр тока обмотки двигателя при частоте дискретизации 5кГц и $K=0,9$

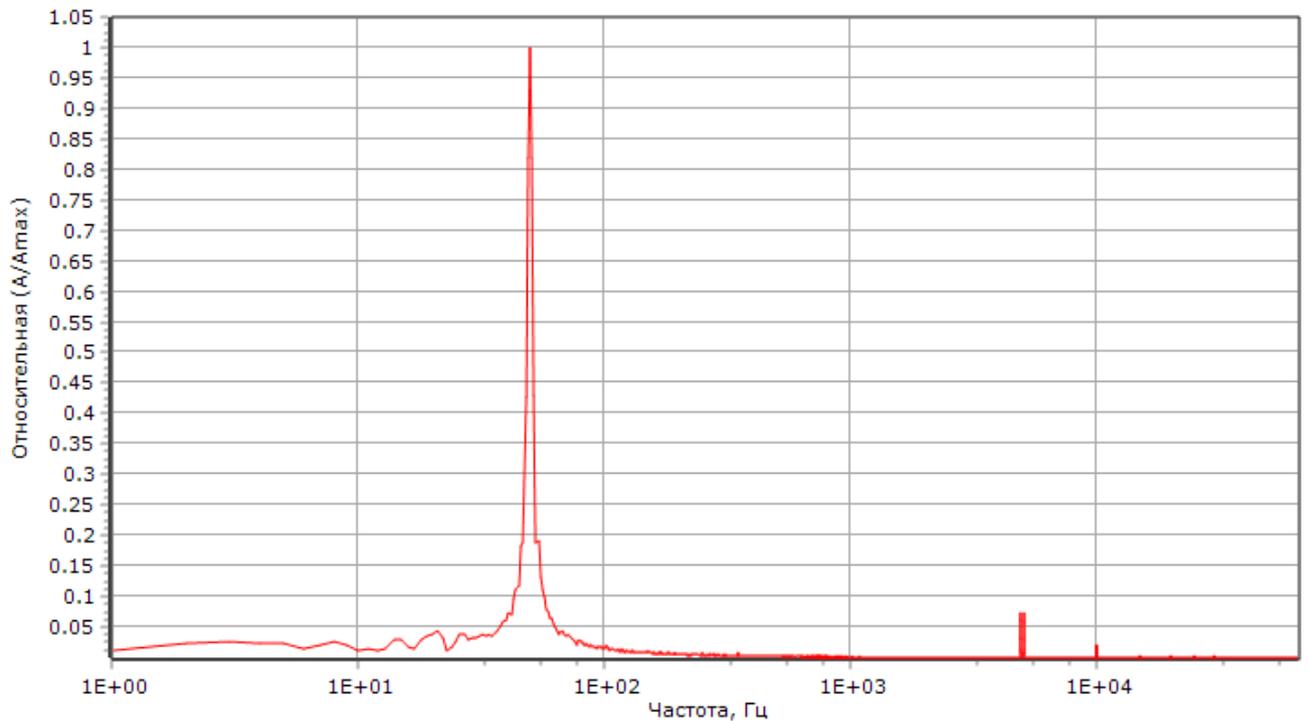


Рисунок 4.8 – Спектр тока обмотки двигателя при частоте дискретизации 5кГц и $K=0,7$

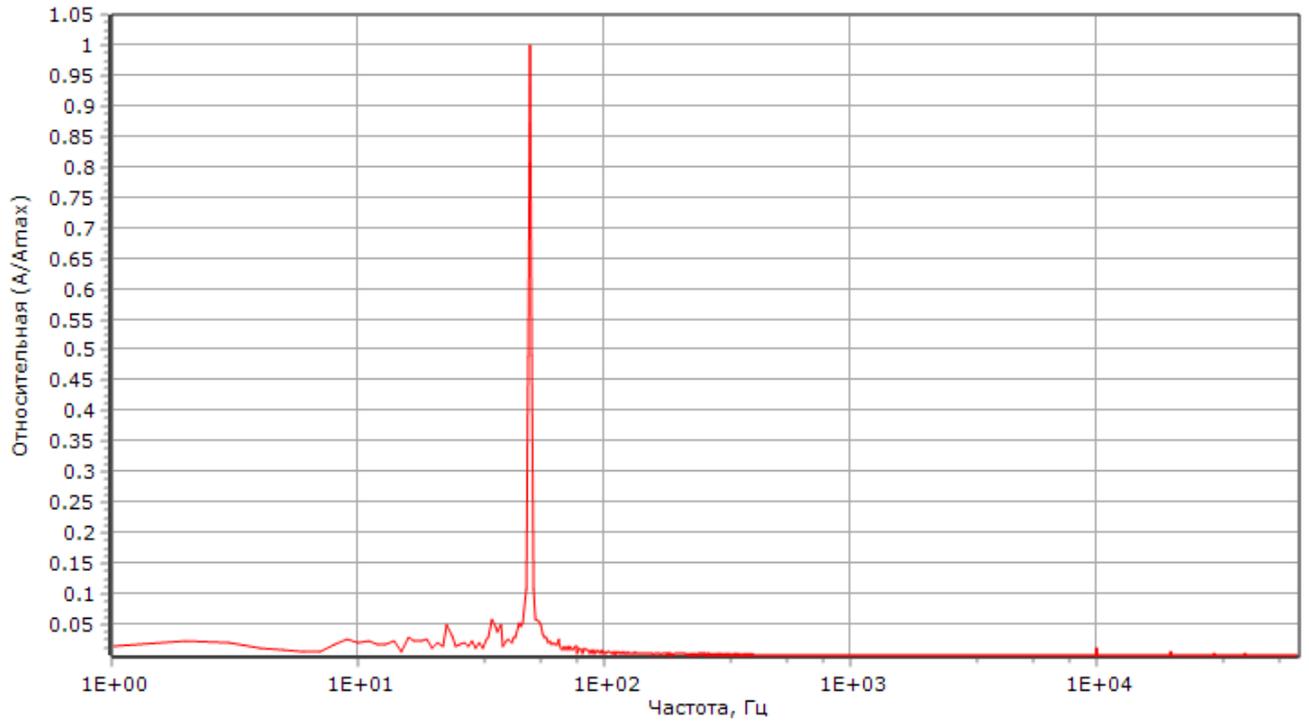


Рисунок 4.9 – Спектр тока обмотки двигателя при частоте дискретизации 10кГц и $K=0,9$

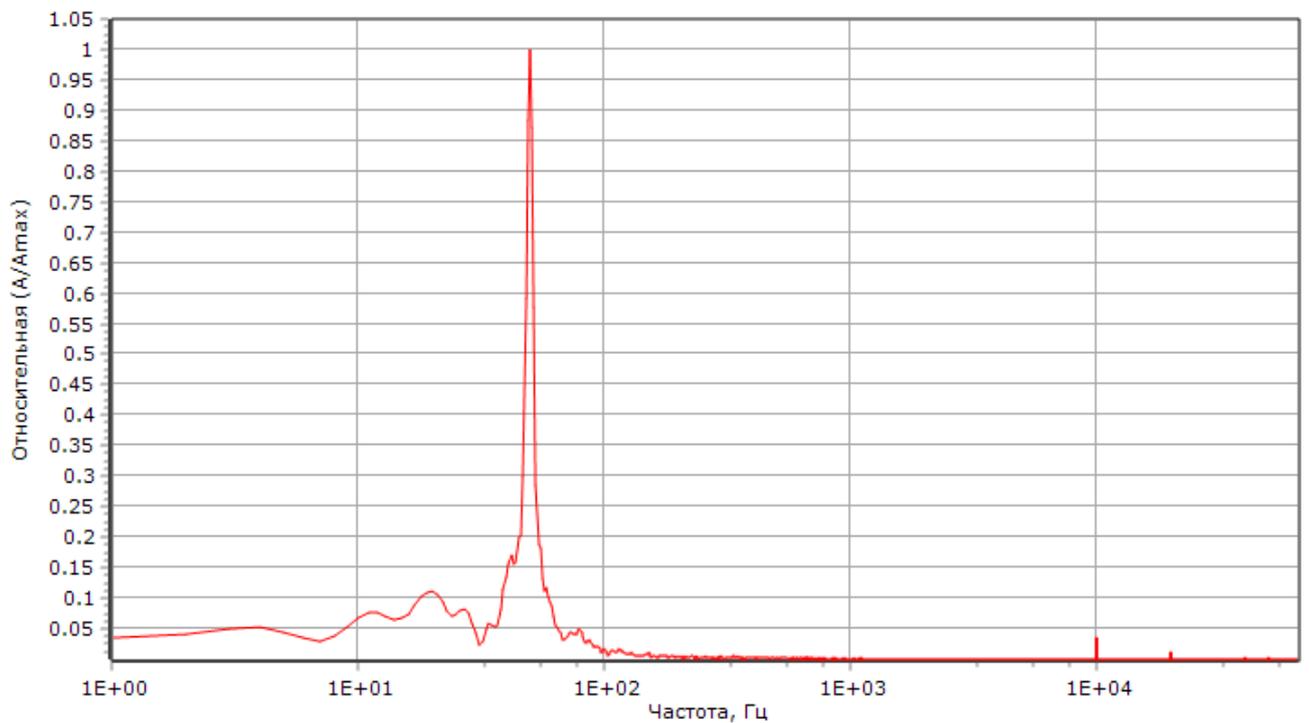


Рисунок 4.10 – Спектр тока обмотки двигателя при частоте дискретизации 10кГц и $K=0,7$

Полученные графики спектров токов в обмотках позволяют сделать вывод что повышение частоты дискретизации снижает влияние высших гармоник выше основной ($f = 50$ Гц), что благоприятно сказывается на работе асинхронного двигателя [8].

Выполним моделирование запуска асинхронного двигателя совместно с регулятором – коммутатором и получим динамические механические характеристики. Оценим влияние транзисторного регулятора напряжения без коммутатора и при их совместной работе (рисунки 4.11 –4.14). Сигнал управления, частоты вращения, электромагнитного момента принимаем в относительных единицах в диапазоне.

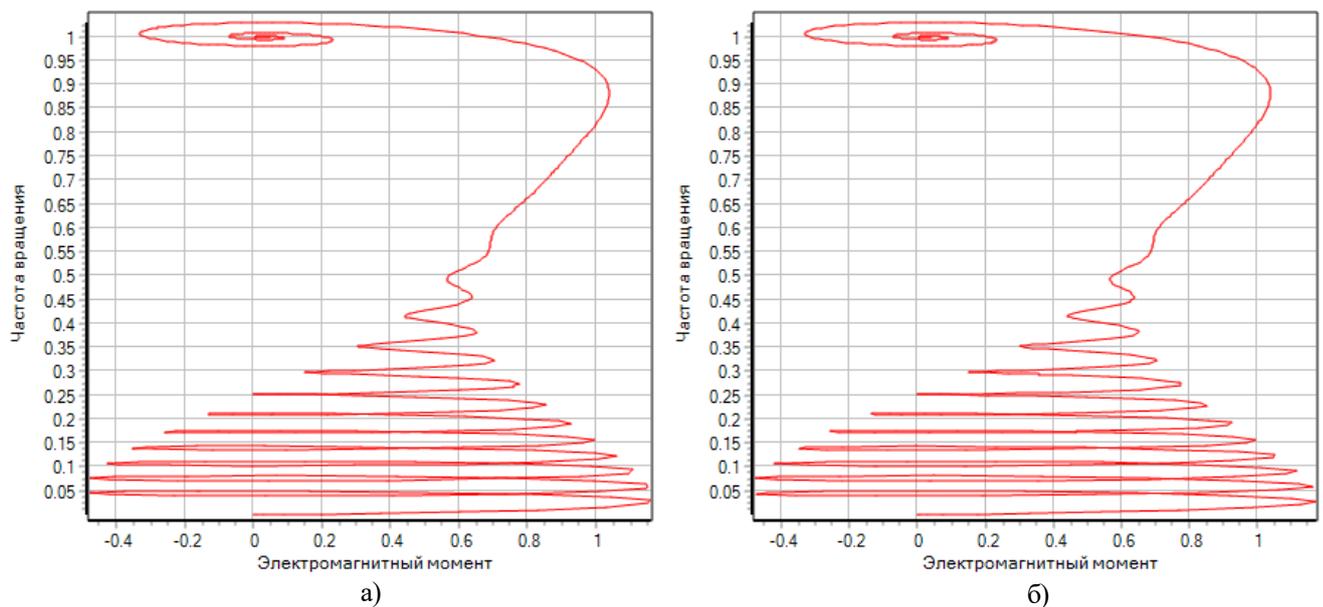


Рисунок 4.11 – Динамические механические характеристики АД при $U_y = 1,0$: а – без коммутатора, б – с коммутатором.

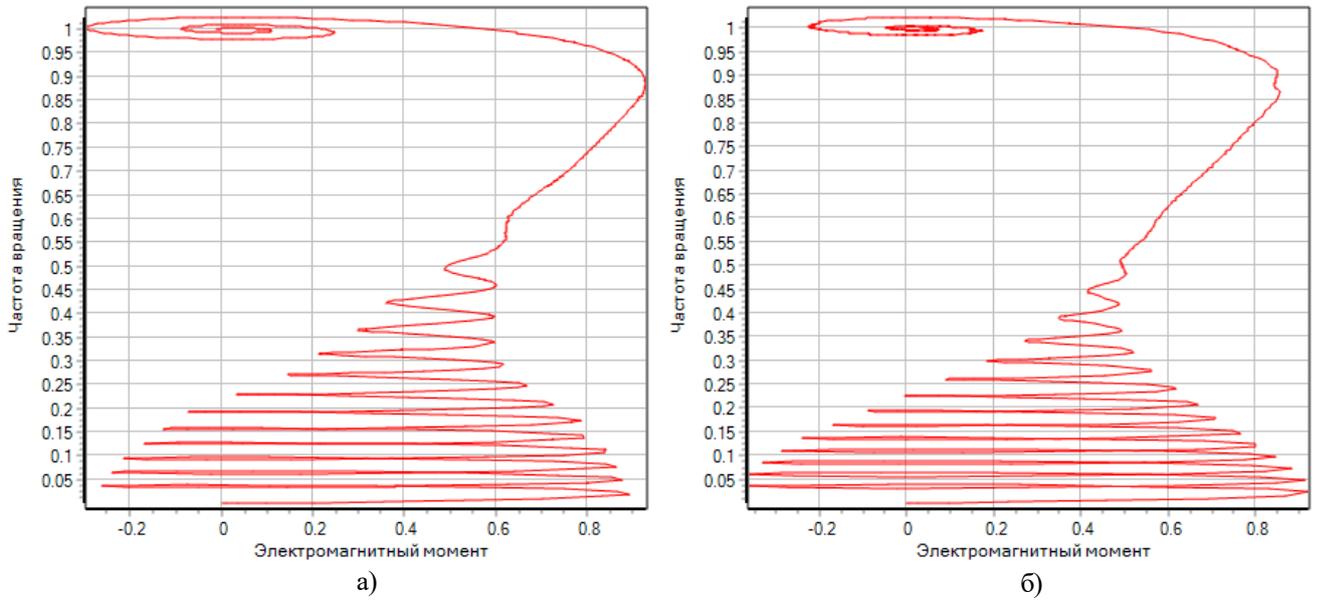


Рисунок 4.12 – Динамические механические характеристики АД при $U_y = 0,9$: а – без коммутатора, б – с коммутатором.

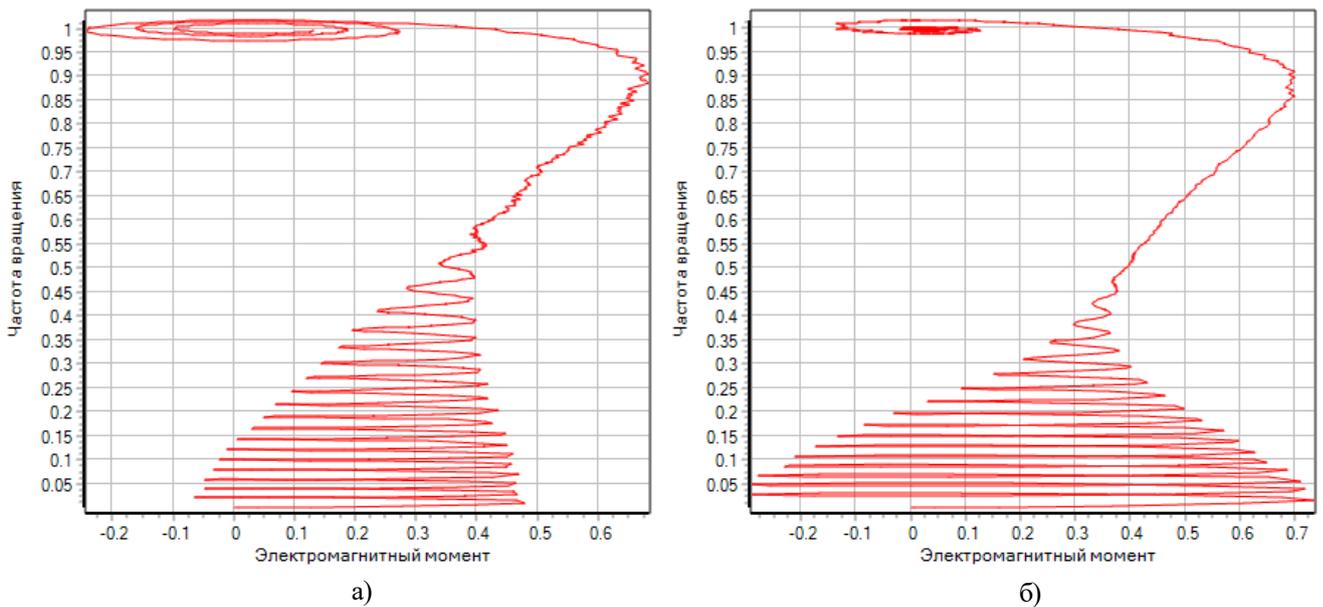


Рисунок 4.13 – Динамические механические характеристики АД при $U_y = 0,8$: а – без коммутатора, б – с коммутатором.

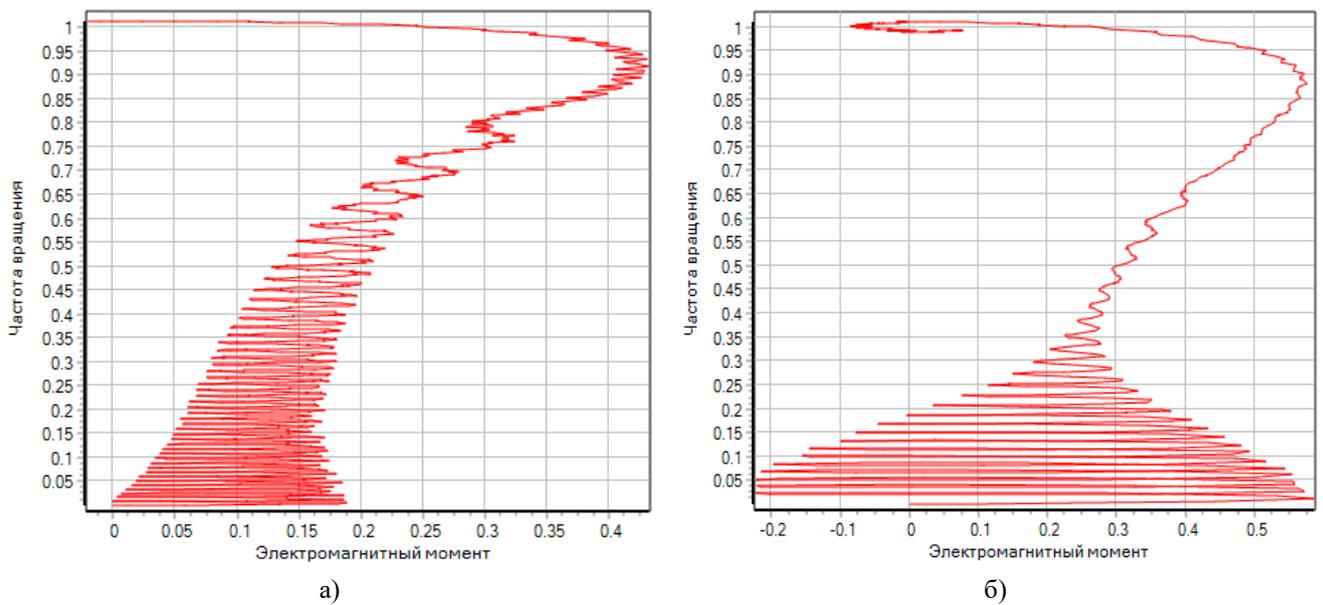


Рисунок 4.14 – Динамические механические характеристики АД при $U_V = 0,7$: а – без коммутатора, б – с коммутатором.

Из полученных данных можно видеть, что использование транзисторного регулятора напряжения без коммутатора приводит к снижению пускового момента в сравнения режимом совместной работы транзисторного регулятора с коммутатором, при этом значение критического момента при прочих равных условиях практически не отличается. Изменение U_V меняет напряжение на обмотках что приводит к снижению критического момента двигателя, аналогично другим известным способам регулирования напряжения двигателя.

В ходе моделирования асинхронного двигателя так же получены статические механические характеристики. Графики механических характеристик АД с транзисторным регулятором напряжения без коммутатора и при совместной работе с коммутатором приведены на рисунках 4.15 – 4.18. Сигнал управления, частоты вращения, электромагнитного момента принимаем в относительных единицах в диапазоне.

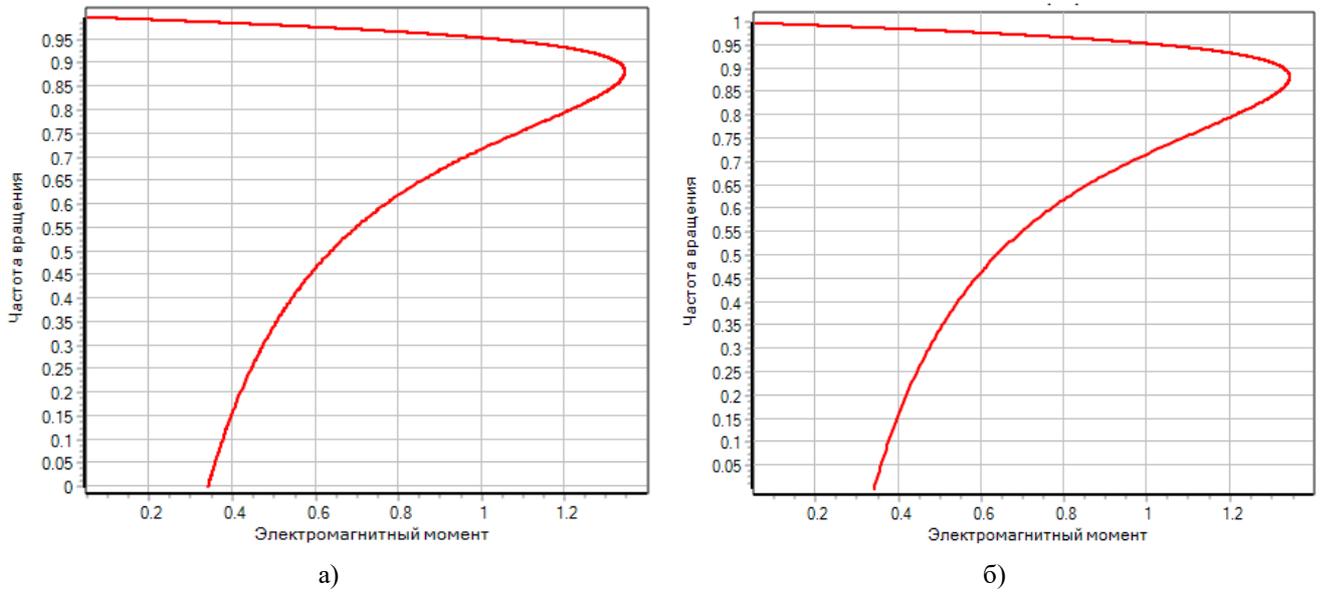


Рисунок 4.15 – Статические механические характеристики АД при $U_v = 1,0$
: а – без коммутатора, б – с коммутатором.

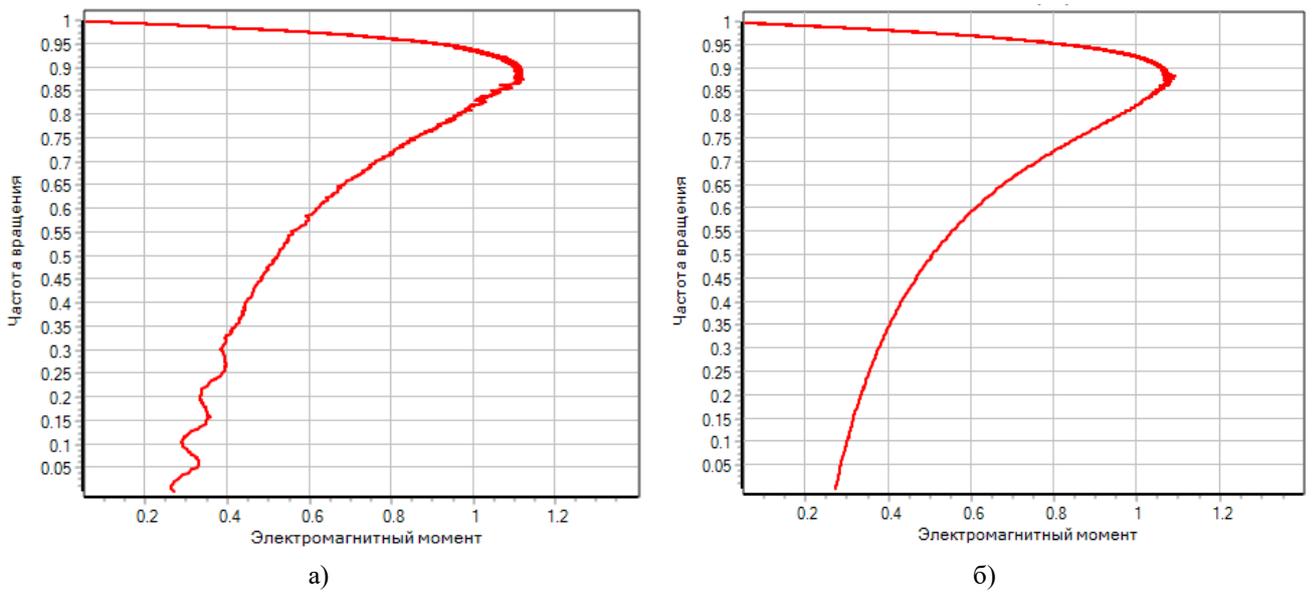


Рисунок 4.16 – Статические механические характеристики АД при
 $U_v = 0,9$: а – без коммутатора, б – с коммутатором.

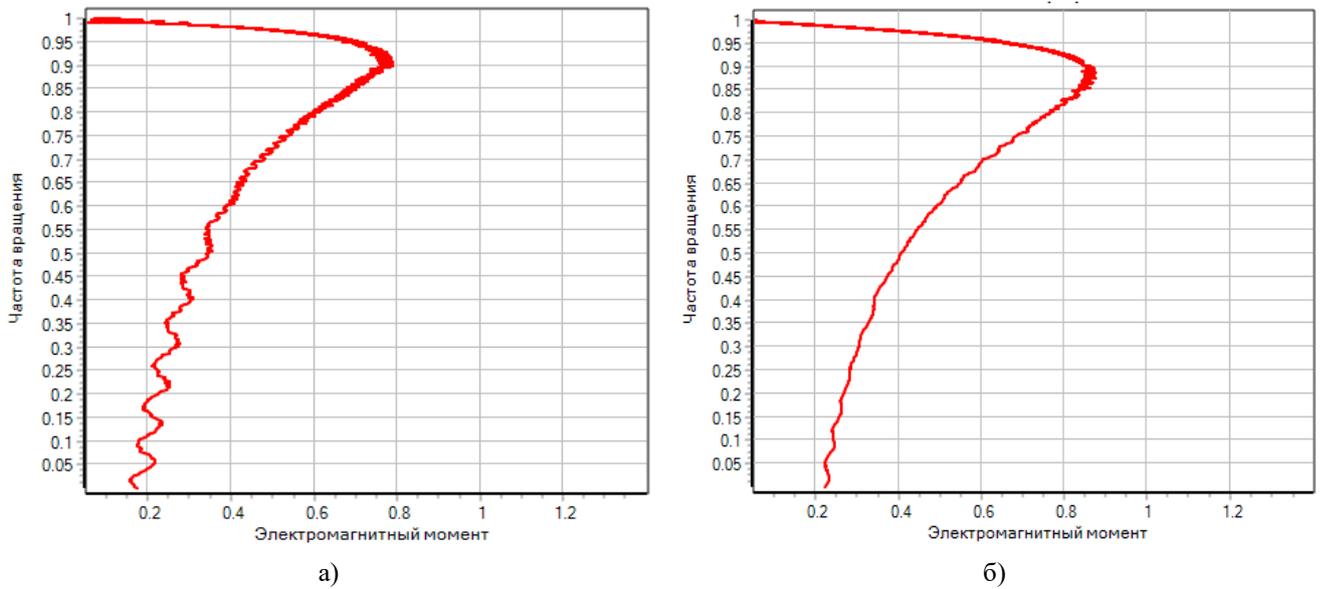


Рисунок 4.17 – Статические механические характеристики АД при $U_V = 0,8$: а – без коммутатора, б – с коммутатором.

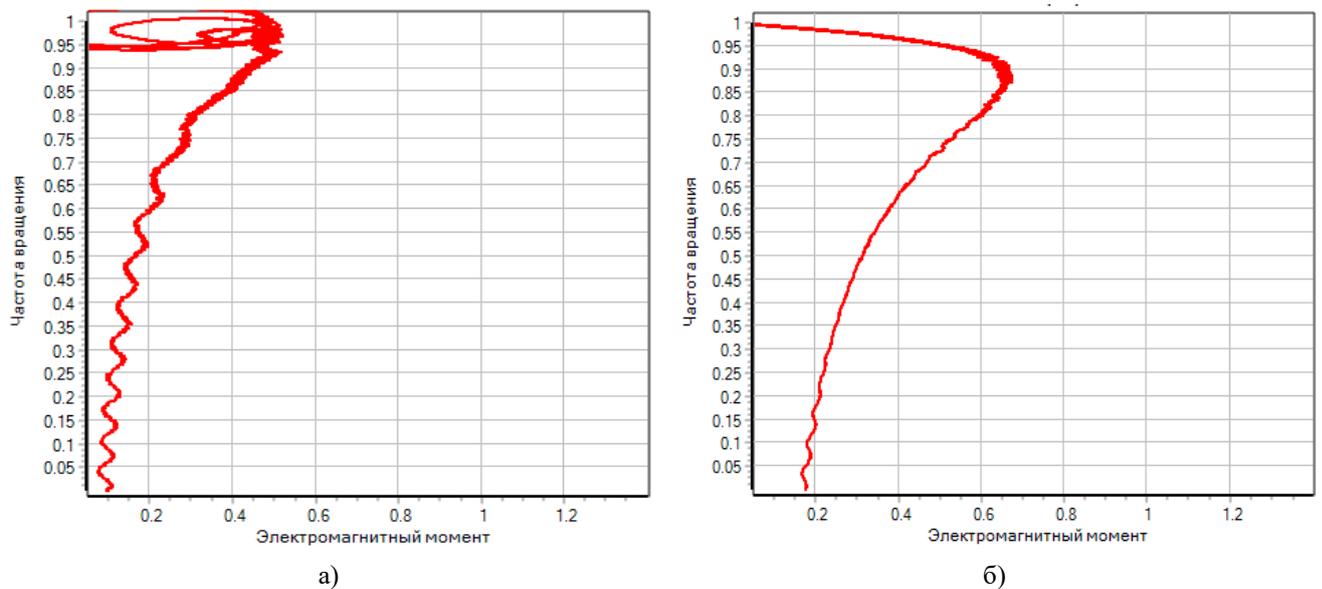


Рисунок 4.18 – Статические механические характеристики АД при $U_V = 0,7$: а – без коммутатора, б – с коммутатором.

Из полученных графиков видно, что при номинальном напряжении питания $M_{кр0} = 1,35$. При изменении напряжения с помощью регулятора-коммутатора значение критического момента меняется согласно зависимости

$$M_{кр} = M_{кр0} \cdot U^2, \quad (4.1)$$

а в схеме без коммутатора $M'_{кр} < M_{кр}$, кроме того, возрастает колебательность.

4.3 Определение координат исследуемого электропривода

В соответствии со структурной схемой (рисунок 3.2) для реализации электропривода необходимо сформировать следующие сигналы обратной связи:

- момент M_S ;
- момент M_R ;
- скорости вращения двигателя.

Возможности построения измерителей координат рассмотрены в работах [11, 26, 33, 35, 38, 59].

4.3.1 Построение измерителя электромагнитного момента

В работах [33, 59] отмечается что при постоянстве потокосцепления ротора (статора) момент пропорционален току статора (ротора). Для исследования возможности формирования сигналов M_S и M_R была собрана следующая схема (рисунок 4.19).

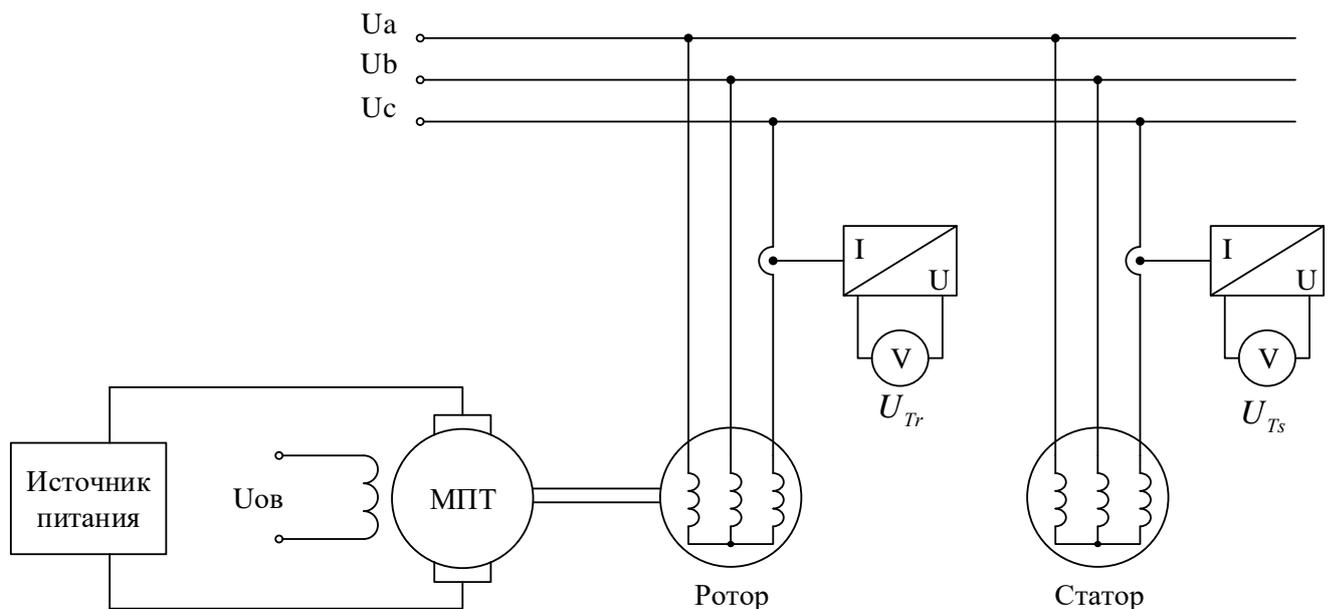


Рисунок 4.19 – Схема для определения M_S и M_R

В режиме удержания нагрузочный момент создавался с помощью ДПТ. Выполнялось измерение напряжения с датчика тока статора U_{Ts} и ротора U_{Tr} пропорциональное выпрямленному току.

В таблице 4.1 приведены экспериментальные данные зависимости токов статора и ротора от направления и величины нагрузки (тока якоря нагрузочной машины).

Таблица 4.1

$I_{Я}$	0,0	0,2	0,4	0,6	0,8	-0,2	-0,4	-0,6	-0,8
I'_S	1,0	0,89	0,75	0,65	0,57	1,1	1,24	1,35	1,46
I'_R	1,0	1,13	1,22	1,32	1,41	0,89	0,74	0,64	0,53

Принятые обозначения

$$I'_S = \frac{U_{Ts}}{U_{Ts0}}, \quad I'_R = \frac{U_{Tr}}{U_{Tr0}},$$

где U_{Ts0} , U_{Tr0} – значения датчиков токов при $M_{нагр.} = 0 (I_{Я} = 0)$.

Полученные зависимости $I'_S = f(I_{Я})$ и $I'_R = f(I_{Я})$ измерителя момента приведены на рисунке 4.20.

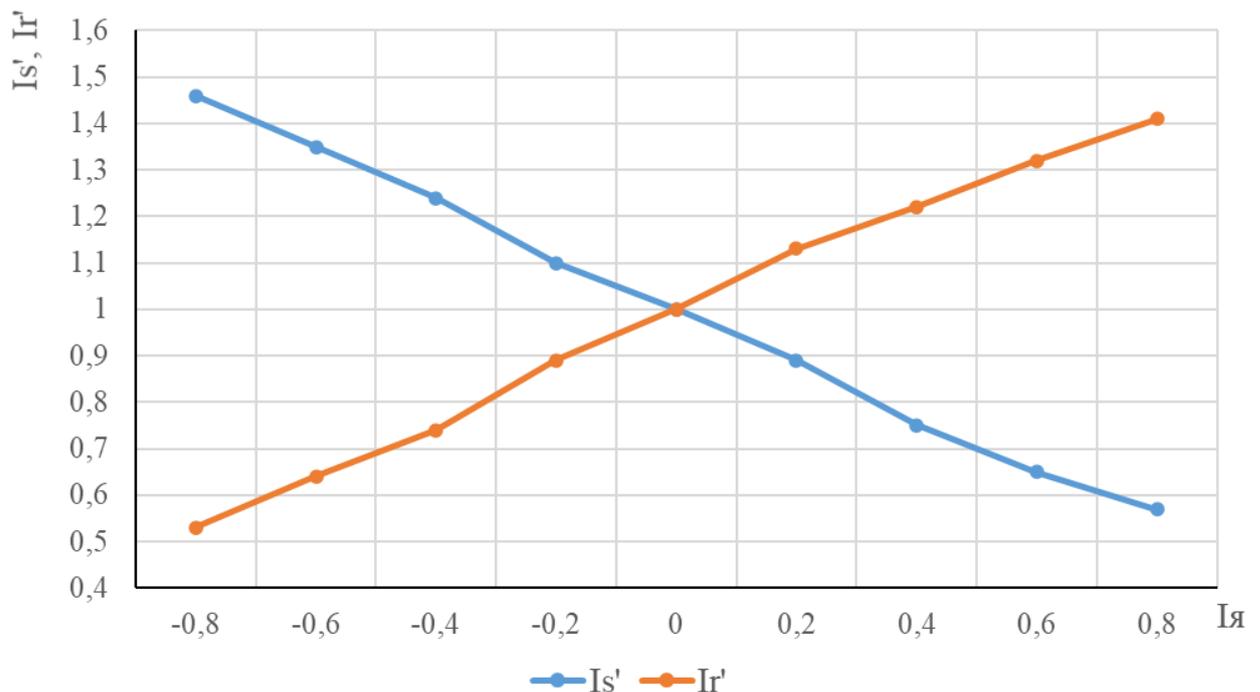


Рисунок 4.20 – Характеристика измерителя момента АДФР

Из таблицы 4.1 и рисунка 4.20 можно определить коэффициенты связи $I_S' = -0,56 \cdot I_{Я}$ и $I_R' = 0,56 \cdot I_{Я}$.

На основании этого можно определить абсолютную и относительную погрешности по формулам:

$$\Delta = \pm 0,56 I_{Я} - I_{s(r)}',$$

$$\Delta\% = \frac{\Delta}{I_{s(r)}'} 100\%.$$

Результаты вычислений погрешностей приведены в таблице

Таблица 4.2

$I_{Я}$	0,0	0,2	0,4	0,6	0,8	-0,2	-0,4	-0,6	-0,8
ΔI_S	0	0,0025	0,025	0,0125	0,02	0,0025	0,015	0,0125	0,01
$\Delta I_S \%$	0	0,3	3	1,8	3,5	0,3	1	0,9	0,7
ΔI_R	0	0,005	0,003	0,0175	0,04	0,0025	0,03	0,0225	0,02
$\Delta I_R \%$	0	0,5	0,3	1	3	0	3	3,3	3,5

Анализ результатов, приведенных в таблице 4.2 показывает относительную погрешность при измерении, не превышающую 3,5%.

Полный момент двигателя может быть определен по формуле

$$M_{\delta} = K(I_S - I_R) \quad (4.2)$$

Используя выражение (4.2) построим $M_{\delta} = f(I_S, I_R)$ (рисунок 4.21).

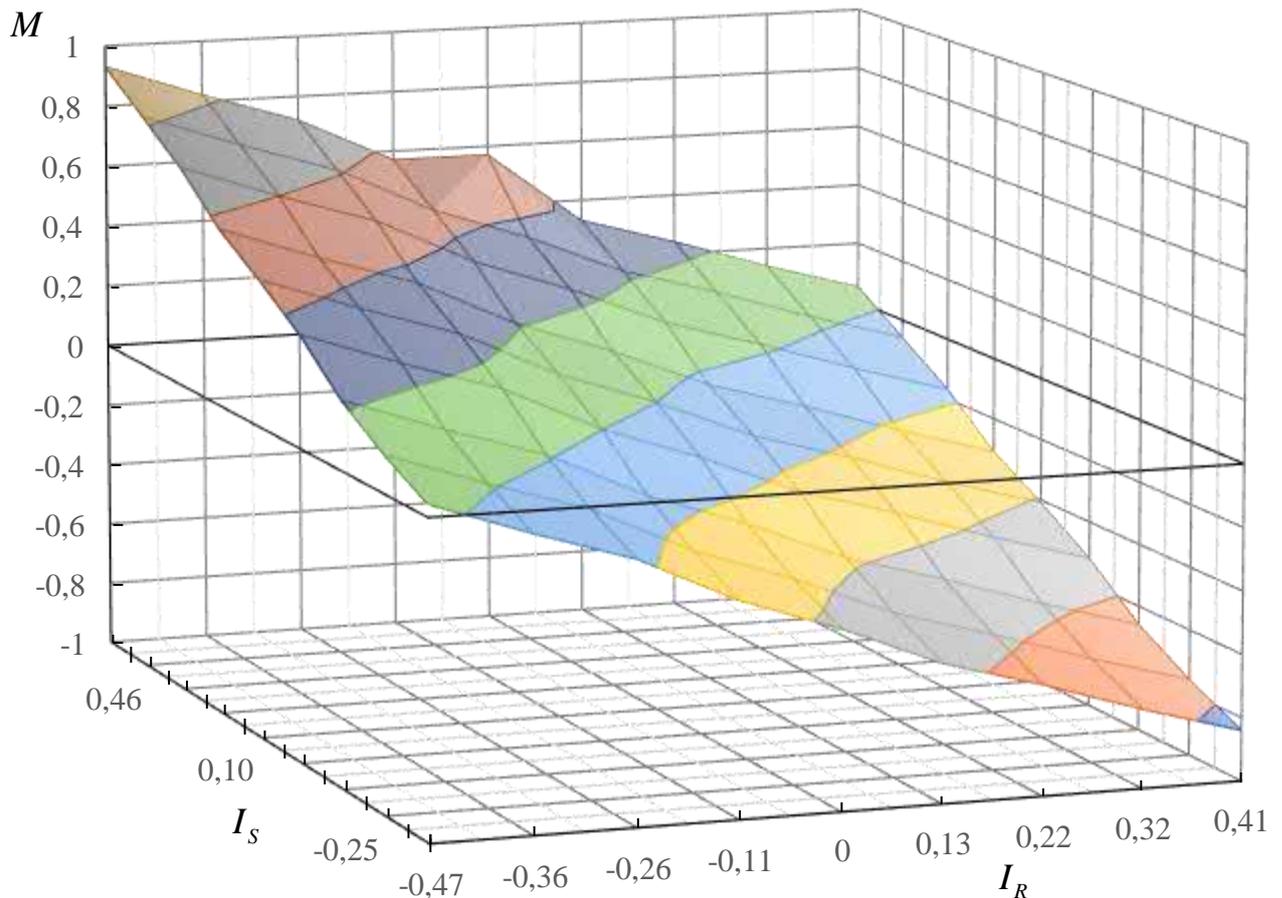


Рисунок 4.21 – График $M_{\partial} = f(I_S, I_R)$

4.3.2 Синтез и исследование измерителя скорости

В литературе [33, 59] отмечается что при регулировании асинхронного двигателя с фазным ротором скорость вращения может быть вычислена по значениям выпрямленного напряжения и токов на обмотках по формуле

$$n = n_0 - K_I I_r - K_U U_r \quad (4.3)$$

где n_0 – синхронная скорость двигателя,

K_I, K_U – коэффициенты передачи по току и напряжению,

I_r – выпрямленный ток ротора,

U_r – выпрямленное напряжение ротора.

Для исследования возможности формирования сигнала по скорости была собрана схема (рисунок 4.22).

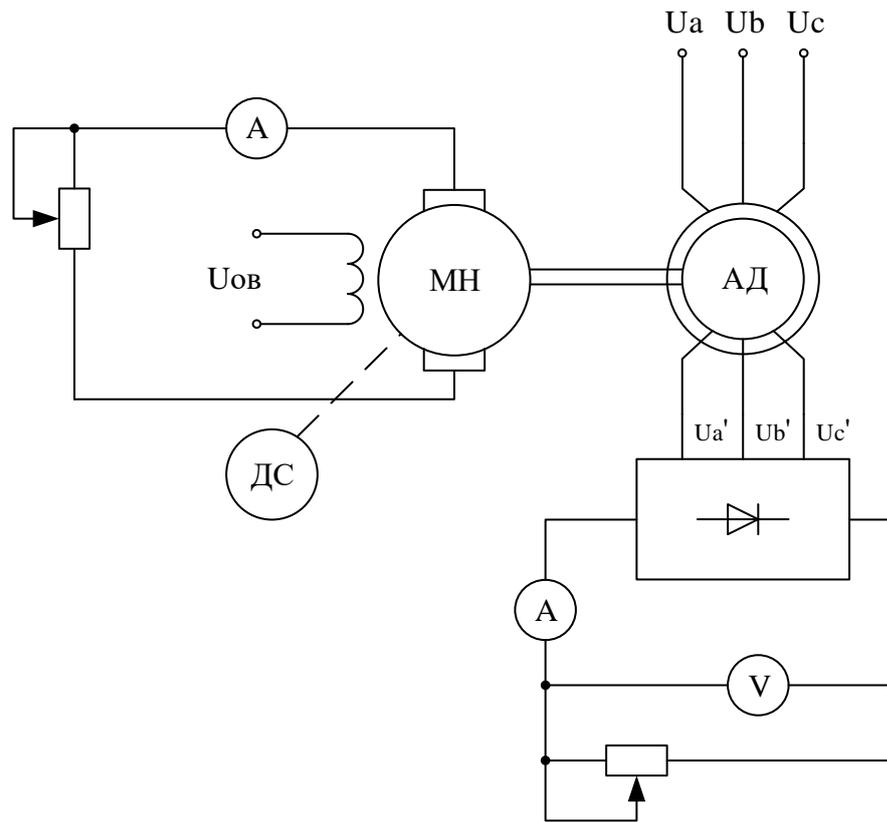


Рисунок 4.22 – Схема испытаний для определения n

Проводились измерения I_R и U_R для различных значений R_R при регулировании нагрузки. Результаты измерений приведены в таблице 4.3.

На основании данных таблицы 4.3 получена формула расчета скорости вращения двигателя

$$n_{расч} = n_0 - K_1 I_R - K_2 U_R. \quad (4.4)$$

где n_0 – синхронная скорость вращения, $K_1 = \frac{\Delta n}{\Delta I_R}$, I_R – выпрямленный ток ротора, $K_2 = \frac{(n_0 - n_{изм} - K_1 I_R)}{U_R}$, U_R – выпрямленное напряжение ротора.

По данным таблицы 4.3 вычислены значения $K_I = 250$ и $K_U = 4,03$. Формула расчета скорости вращения двигателя примет вид

$$n_{расч} = 1500 - 250 I_R - 4.03 U_R \quad (4.5)$$

Таблица 4.3 – Данные эксперимента

R_R , Ом	0			50			150			
I_r , А	≈0	0,1	0,6	0,08	0,3	0,5	≈0	0,1	0,4	0,45
U_r , В	0	0	0	7	25	40	0	18	80	85
$n_{расч.}$	1500	1475	1350	1451	1324	1213,8	1500	1402	1077,6	1044,95
$n_{изм.}$	1500	1480	1347	1465	1300	1198	1500	1420	1076	1046
Δn	0	5	3	13	24	15,8	0	17,54	1,6	1,05
$\frac{\Delta n}{n_{изм.}}$ %	0	≈0	≈0	1	1,8	1,3	0	1,2	≈0	≈0

Продолжение таблицы 4.3

R_R , Ом	200						400						
I_r , А	0,08	0,4	0,42	0,45	0,5	0,53	0,05	0,33	0,35	0,38	0,4	0,42	0,45
U_r , В	20	100	105	110	120	130	25	155	160	170	180	190	200
$n_{расч.}$	1399	997	972	944,2	891	843,5	1387	793	768	720	675	629	581
$n_{изм.}$	1406	1000	974	940	891	835	1398	822	786	745	696	635	567
Δn	6,6	3	2,15	4,2	0	8,6	11	29	18	25	21	6	14
$\frac{\Delta n}{n_{изм.}}$ %	0,5	0,3	0,2	0,44	0	1	0,8	3,5	2,3	3,3	3	0,9	2,5

где $\Delta n = |n_{изм} - n_{расч}|$.

Анализ значений Δn и $\frac{\Delta n}{n_{изм.}}$ % показывает что при низких значениях R_r ,

($R_R < 10r_R$) относительная погрешность не превышает 1,5%. При больших значениях R_r погрешность возрастает до 3,5%. С учетом выражения (4.4) можно реализовать измеритель скорости по схеме рисунка 4.23.

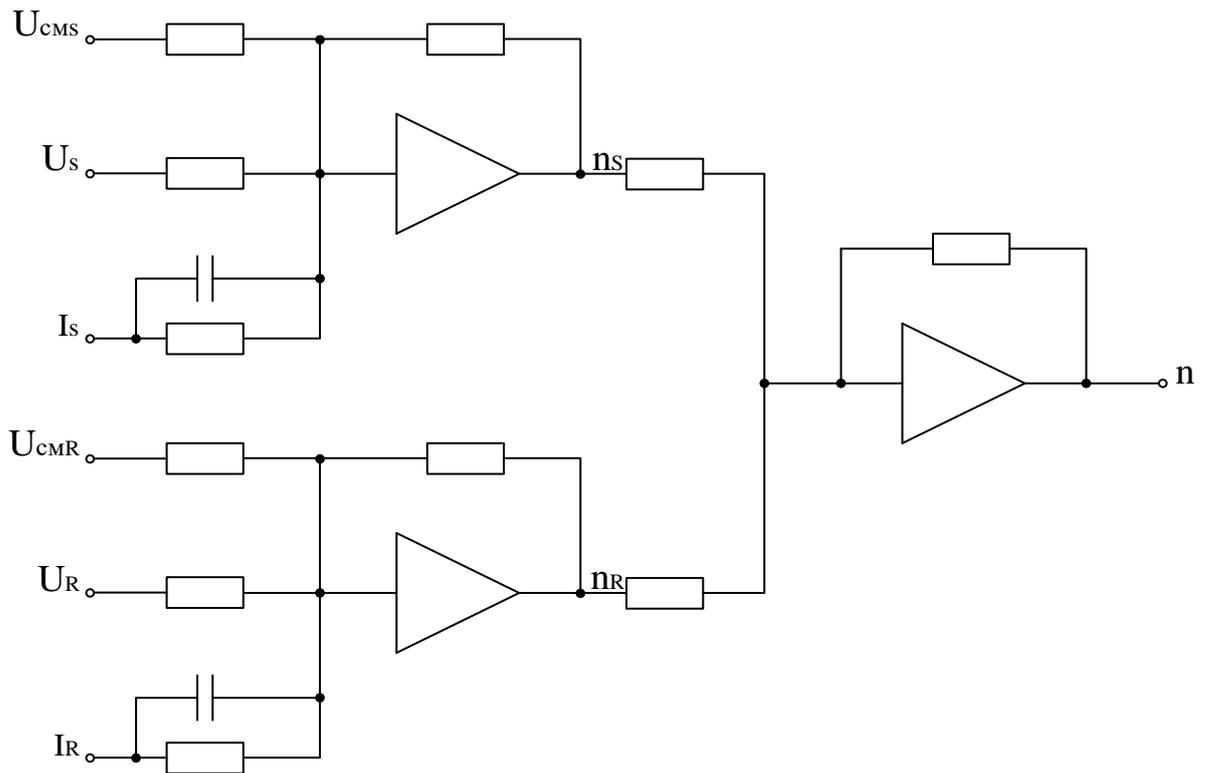


Рисунок 4.23 – Схема измерителя скорости АДФР

где U_{CMS} , U_{CMR} – напряжение смещения, необходимое для установки нуля при нулевой скорости.

4.3.3 Перестраиваемый регулятор момента для работы в режиме удержания и регулирования

Синтез корректирующих устройств момента выполненный в третьей главе показал, что режим удержания и режим регулирования скорости существенно отличаются, поэтому в режиме удержания необходим П-регулятор, а в режиме регулирования ПИ-регулятор момента. Из этого следует что необходимо выполнить перестраиваемый регулятор момента. Возможная реализация перестраиваемого регулятора момента показана на рисунке 4.24. Условием перестроения структуры будет нулевое напряжение задание скорости $U_3 = 0$ и скорость близкая к нулевой $\omega \approx 0$. При переходе из режима удержания происходит замыкание контакта K .

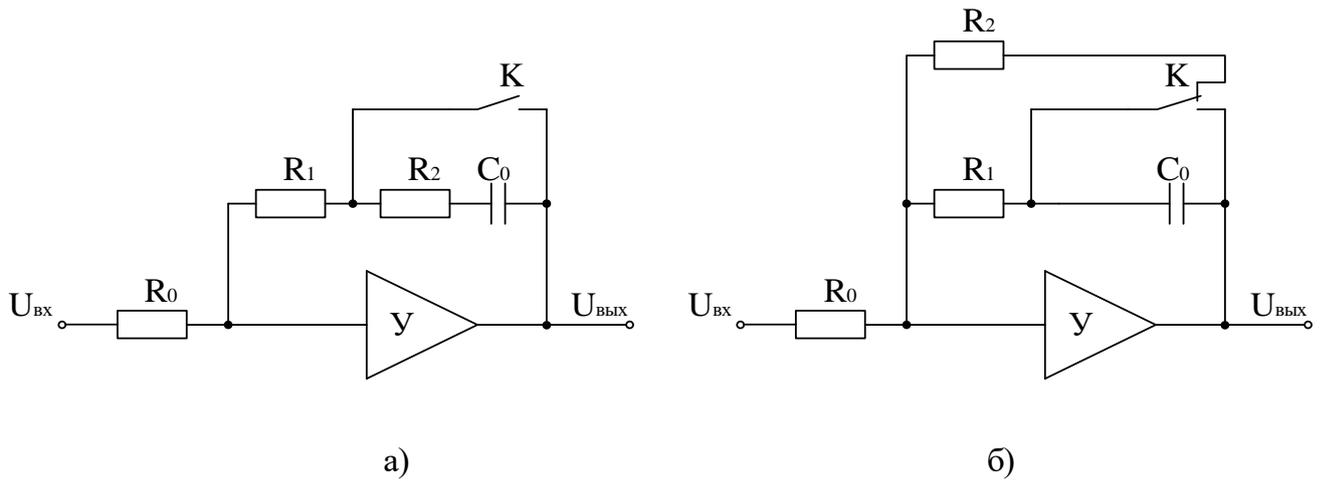


Рисунок 4.24 – Перестраиваемый регулятор момента

На рисунке 4.24 а, показан ПИ – регулятор с коэффициентами

$$K_{II} = \frac{R_1 + R_2}{R_0},$$

$$T_{II} = C_0 R_0,$$

и возможность перестроения в П – регулятор при замыкании контакта K , с коэффициентом

$$K_{II} = \frac{R_1}{R_0}, \text{ при этом } K_{II} \text{ уменьшается.}$$

На рисунке 4.24 б, показан ПИ – регулятор с коэффициентами

$$K_{II} = \frac{R_1 R_2}{R_0 + R_2},$$

$$T_{II} = C_0 R_0,$$

и возможность перестроения в П – регулятор при замыкании контакта K , с коэффициентом

$$K_{II} = \frac{R_1}{R_0},$$

в этом случае K_{II} увеличивается.

4.4 Исследование ЭТК грузоподъемного механизма

Для оценки адекватности выполненных исследований и проверки предложенных технических решений проведены эксперименты на натурном стенде с двухмашинным агрегатом, фотография которого приведена на рисунке 4.2.

При линейном изменении напряжения задания скорости от 0 до U_H . Получен график переходного процесса скорости вращения двигателя (рисунок 4.25). В этом случае регулирование неустойчивое и при переходе в режим удержания возникают колебания.

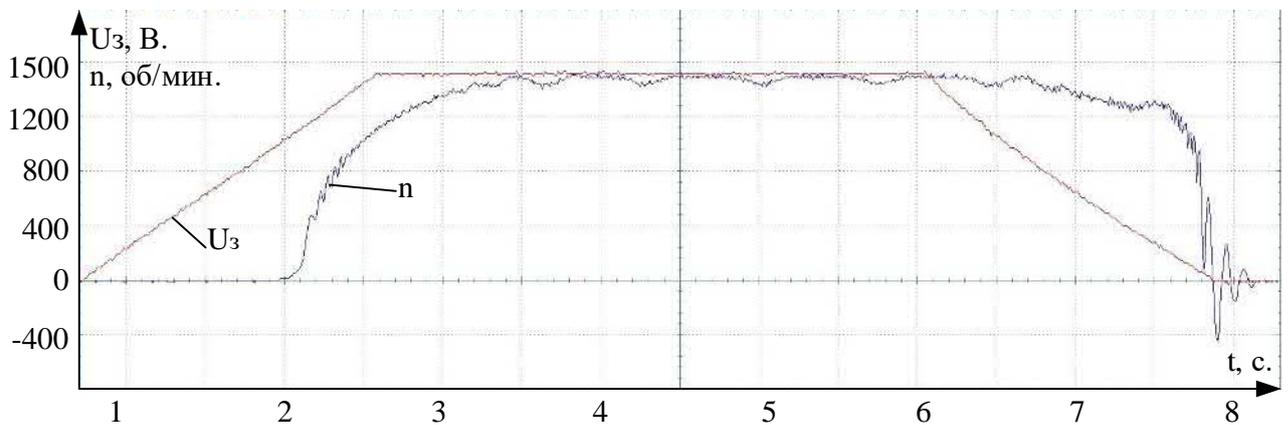


Рисунок 4.25 – Переходные процессы скорости при линейном изменении сигнала задания в разомкнутой системе

Замкнем контур регулирования скорости обратной связью и получим график переходного процесса скорости вращения двигателя (рисунок 4.26). Сигнал задания в этом случае также меняется линейно. При снижении скорости вращения наблюдаются низкочастотные колебания, вызванные моментом удержания.

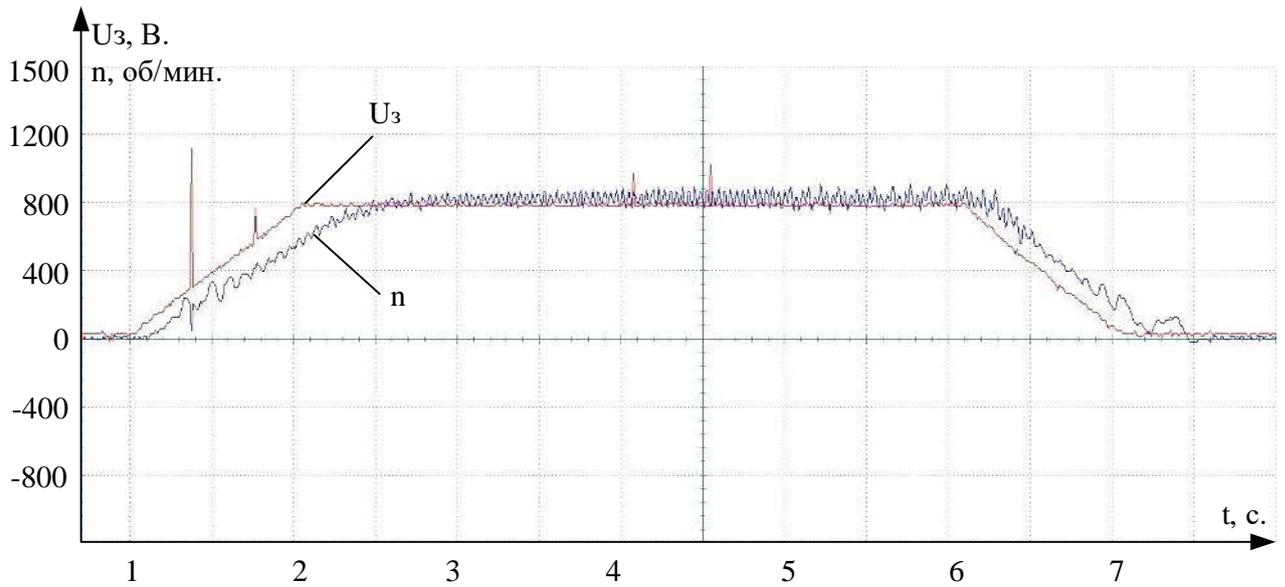


Рисунок 4.26 – Переходные процессы скорости при линейном изменении сигнала задания и ОС по скорости

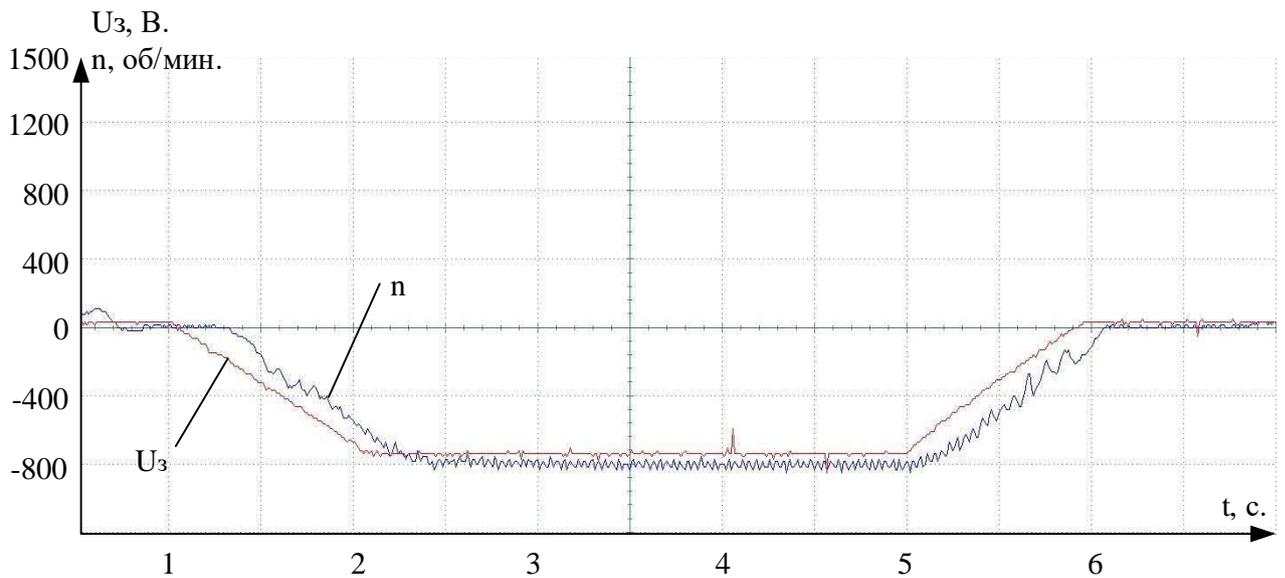


Рисунок 4.27 – Переходные процессы скорости при линейном изменении сигнала задания и ОС по скорости

Система подчиненного регулирования (рисунок 3.2) кроме внешнего контура регулирования скорости предусматривает внутренней контур регулирования момента. Поэтому введем внутренней контур регулирования момента и получим график переходного процесса скорости вращения двигателя

(рисунок 4.28). Сигнал задания в этом случае также меняется линейно. В данном случае наблюдается снижение низкочастотных колебаний в сравнении с системой, имеющей только контур регулирования скорости.

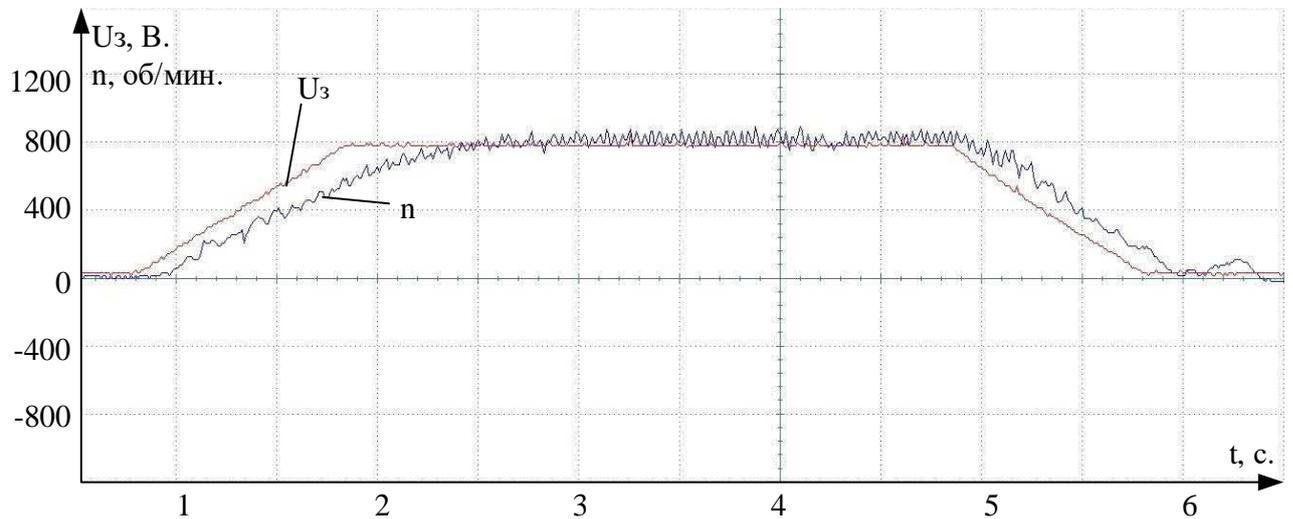


Рисунок 4.28 – Переходные процессы скорости при линейном возрастании сигнала задания и ОС по скорости и ОС по моменту

Из полученных графиков переходных процессов скорости вращения можно сделать вывод что предлагаемый способ синтеза корректирующих устройств позволяет регулировать скорость вращения и обеспечивает переход в режим удержания. При этом система подчиненного регулирования с внутренним контуром момента показывает лучшие результаты. Предлагаемые силовой преобразователь позволяет регулировать напряжение по двум каналам.

4.5 Выводы по четвертой главе

Проведенные экспериментальные исследования позволяют сделать следующие выводы:

– Способ измерения момента двигателя через выпрямленный ток статор и выпрямленный ток ротора ($M = f(I_S, I_R)$) позволяет использовать его в двухконтурной системе регулирования;

– Предложенный способ измерения скорости позволяет получать данные с погрешностью не превышающую 3,5%;

– Результаты полученные при физическом эксперименте показывают, что в разомкнутом ЭП регулирование скорости изменением напряжения ротора затруднено. Применение системы подчиненного регулирования позволяет добиться устойчивого регулирования и обеспечить переход в режим удержания.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполненные в диссертационной работе исследования позволили получить следующие результаты:

1. Разработана линеаризованная модель асинхронного двигателя с фазным ротором, учитывающая двухканальное управление.

2. Разработана структура двухканальной системы управления ЭТК ГПМ. В качестве силового преобразователя в цепи статора и ротора применён транзисторный регулятор-коммутатор.

3. Разработана математическая модель электропривода подъема на основе асинхронного двигателя с фазным ротором, позволяющая исследовать работу в различных режимах, в том числе режиме «удержания» груза.

4. Предложена методика расчета регуляторов скорости и момента, что позволило снизить колебания скорости в 76 раз в переходных режимах. Применение упреждающей коррекции позволило снизить в 2,5 раза влияние изменения момента инерции на динамические характеристики ЭП.

5. Разработаны измерители момента асинхронного двигателя с фазным ротором с погрешностью измерения 3,5% и скорости с погрешностью измерения 3,5%.

6. Произведено экспериментальное исследования разработанной системы на основе асинхронного двигателя. Показано что предложенная структура двухканального управления может обеспечить переход АДФР из двигательного режима в режим «удержания», что позволяет снизить ускорение груза при наложении тормоза, в сравнении с асинхронным приводом без системы регулирования в 143 раз.

Рекомендации

1. Разработанный электропривод переменного тока на основе асинхронного двигателя с фазным ротором рекомендуется для внедрения в производство или при выполнении работ по модернизации систем управления грузоподъемных механизмов.

2. Результаты, полученные в данном исследовании, могут быть использованы при разработке электроприводов переменного тока с АДФР.

Перспективы дальнейшей разработки темы

Возможно развитие темы по направлению исследования и модификации алгоритмов управления преобразователей в цепях статора и ротора.

Также перспективно направление исследований по улучшению характеристик измерителя электромагнитного момента электропривода переменного тока.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: учебное пособие для вузов. Л.: Энергоиздат, 1982. 392 с.
3. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
4. Беспалов В.Я., Мощинский Ю.А., Петров А.П. Математическая модель асинхронного двигателя в обобщённой ортогональной системе координат // Электричество. 2002. № 8. С. 33-39.
5. Боровиков М.А. Расчет быстродействующих систем электропривода и автоматики. Саратов: Изд-во Саратов.ун -та, 1980. – 389 с.
6. Бородин М.Ю. Оптимизация режимов электропривода с обобщенной машиной переменного тока / М. Ю. Бородин, В. Н. Поляков // Электротехника. 2009. – №9. – С. 54–59
7. Ботвинник М.М., Шакарян Ю.Г. Управляемая машина переменного тока. М.: Наука, 1969. 352 с.
8. Браславский, И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением / И.Я. Браславский. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.
9. Вайнсон, А.А. Подъемно-транспортные машины: [Учеб. для вузов по спец. "Подъем.-трансп., строит., дор. машины и оборуд."] / А. А. Вайнсон. - 4-е изд., перераб. и доп. - М.: Машиностроение, 1989. - 535 с.
10. Вдовин В.В. Адаптивные алгоритмы оценивания координат бездатчиковых электроприводов переменного тока с расширенным диапазоном регулирования: Дис. канд. техн. наук – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2014. – 244 с.

11. Виноградов А.Б. Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления / А.Б. Виноградов, И.Ю. Колодин // Электричество. – 2007. – № 2. – С. 44 – 50.
12. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2008. – 298 с.
13. Волков Н.И. Электромашинные устройства автоматики / Н. И. Волков, В.П. Миловзоров. – М.: Высшая школа, 1986. – 335 с.
14. Вольдек А.И. Электрические машины: учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений. Изд. 3-е перераб. Л.: Энергия, 1978. 832 с.
15. Галицков С.Я., Галицков К.С. Многоконтурные системы управления с одной измеряемой координатой: Монография / С.Я. Галицков, К.С. Галицков. – Самара: СГАСУ, 2004. – 140 с.
16. Галицков С.Я., Галицков К.С., Масляницын А.П. Динамика асинхронного двигателя: Учебн. пособие / С.Я. Галицков, К.С. Галицков., А.П. Масляницын – Самара: СамГАСА, 2002. – 104 с.
17. Галкин В.И. Транспортные машины / В.И. Галкин, Е.Е. Шешко. – М.: Горная книга, 2010. – 588 с.
18. Герасимов В.Г., Кузнецов Э.В., Николаева О.В. Электротехника и электроника. Кн. 2. Электромагнитные устройства и электрические машины. – М.: Энергоатомиздат, 1996. — С. 62. — ISBN 5-283-05005-X.
19. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.26.
20. Герман-Галкин С.Г., Карташов Б.А., Литвинов С.Н. Модельное проектирование электромеханических мехатронных модулей движения в среде SimInTech. – М.: ДМК Пресс, 2021. – 494 с.
21. Глазырин А.С. Способы и алгоритмы эффективной оценки переменных состояния и параметров асинхронных двигателей регулируемых электроприводов: дис. д-ра. техн. наук / А.С. Глазырин. – Томск: ФГАОУ ВО

- «Национальный исследовательской Томский политехнический университет», 2016. – 376 с.
22. Гохберг М.М. Справочник по кранам: В 2 т, Т. 1. Характеристики материалов и нагрузок. Основы расчета кранов, их приводов и металлических конструкций/В. И. Брауде, М. М. Гохберг, И. Е. Звягин и др.; Под общ. ред. М. М. Гохберга. – М.: Машиностроение, 1988, – 536 с.
23. Гуляев И.В., Тутаев Г.М. Системы векторного управления электроприводом на основе асинхронизированного вентильного двигателя: монография. Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2010. 200 с.
24. Джендубаев А.-З.Р., Барахоев Р.Ю., Джендубаев З.А.-З. Моделирование асинхронного генератора и машины двойного питания с конденсаторным самовозбуждением // Электричество. 2013. № 7. С. 46-51.
25. Довганюк И.Я., Лабунец И.А., Плотникова Т.В., Шейко П.А. Новые возможности регулируемого электропривода «двойного питания» // Электро. Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность. 2003. № 1. С. 21-26.
26. Доздров А.В. разработка системы бездатчикового векторного управления вентильно-индукторным двигателем с независимым возбуждением: дис. канд. техн наук, 2008.
27. Доманов В.И. Синтез автономных электроприводов с низкой чувствительностью к параметрическим возмущениям / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, А.В. Доманов // Электроника и электрооборудование транспорта, № 1, 2015. – С. 41 – 43.
28. Доманов В.И. Синтез и сравнение датчиков скорости перемещения электрода дуговой печи / Доманов В.И., Доманов А.В., Карпухин К.Е. Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2011. № 7. С. 43-45.
29. Доманов В.И., Доманов А.В., Муллин И.Ю., Холявко А.О. Регулирование асинхронного двигателя изменением напряжения на статоре // Электроника и электрооборудование транспорта. 2013. №2. С.35-37.

30. Донской Н.В., Иванов А.Г., Никитин В.М. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления /Под ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергоатомиздат, 1984.– 352с.
31. Дубовский К.Н. Электрооборудование мостовых кранов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергия, 1980. – 112с.
32. Елисеев В.А. Системы непрерывного управления электроприводов переменного тока / В.А. Елисеев – М.: Моск. энерг. ин-т. 1985. – 96 с.
33. Елисеев В.А., Шинянский А.В. Справочник по автоматизированному электроприводу. М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.
34. Загорский А.Е., Управление переходными процессами в электрических машинах переменного тока. / А.Е. Загорский, Ю.Г. Шакарян. - М.: Энергоатомиздат, 1986. – 176 с.
35. Иванов Г.М. Датчики крутящего момента в системах электроприводов / Г.М. Иванов, В.И. Новиков, В.В. Хмелев, В.Н. Ермак // Электротехническая промышленность. Сер. 08, Комплектные устройства управления электроприводами. Электропривод. Обзорн. информ. – М.: Информэлектро, 1987. – Вып. 3 (19). – 48 с.
36. Ильинский Н.Ф. Основы электропривода: Учеб. Пособие для вузов. – 2-е изд., – М.:Издательство МЭИ, 2003. – 224 с.
37. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика) / Ю.Н. Калачев. – М.: ЭФО, 2013. – 63 с.
38. Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе / Ю.Н. Калачев. – М.: ЭФО, 2015. – 80 с.
39. Камышев А.Г. Мостовые электрические краны. / А.Г. Камышев. – М.: Металлургия, 1972. – 320 с.
40. Касьянов В.Т. Электрическая машина двойного питания, как общий случай машин переменного тока, «Электричество» 1931. – № 20–22.
41. Кацман М.М. Электрические машины. М.: Высшая школа, 1990. 463 с.
42. Ключев В.И. Теория электропривода: учеб. для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704с.

43. Ключев В.И., Терехов В.М. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов: учебник для вузов. – М.: Энергия, 1980. 360 с.
44. Ковач К.П. Переходные процессы в машинах переменного тока / К.П. Ковач, И. Рац. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 744 с.
45. Ковчин С.А. Теория электропривода / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин. – СПб.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.
46. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков. – СПб: СПб Электротехническая компания, 2004. – 127 с.
47. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высш. шк., 2001. 327 с.
48. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. В 2-х ч. Ч. 2. Машины переменного тока: учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений. 3-е изд., перераб. Л.: Энергия, 1973. 648 с.
49. Крупович В.И., Барыбин Ю.Г., Самовер М.Л. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами. М.: Энергоиздат, 1982. 416 с.
50. Крюков О.В. Электроприводы на основе машин двойного питания и асинхронного вентильного каскада с преобразователями в цепях статора и ротора. / О.В. Крюков, В.Н. Мещеряков, И.В. Гуляев. – Саранск: Изд-во Мордов. Ун-та, 2020. – 152 с.
51. Лисин С.Л. Структурно-параметрический синтез быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем: дис. канд. техн. наук / С.Л. Лисин. – Самара: СамГТУ, 2016. – 179 с.
52. Ляпин А.С. Модельное исследование машины двойного питания с токовым управлением // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2016. № 4. С. 731-737.
53. Мазалов А.А. Адаптивная ветроустановка с машиной переменного тока двойного питания // Известия ЮФУ. Технические науки. 2012. № 1. С. 26-33.

54. Мазалов А.А. Электротехнический комплекс с адаптивным управлением для ветроэнергетической установки переменного тока: автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.09.03. – электротехнические комплексы и системы. Новочеркасск, 2012. 20 с.
55. Макаров В.Г. Анализ современного состояния теории и практики асинхронного электропривода / В.Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 11 – 12. – С. 109 – 120.
56. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы: Элементы теории, методы расчета и справ. материал: [учеб. пособие для вузов] / - 2-е изд., перераб. и доп. - Москва: Машиностроение, 1982. - 504 с.: ил.
57. Марголин Ш.М. Точная остановка электроприводов. / Ш.М. Марголин. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 104 с.
58. Масандилов Л.Б. Электропривод подъемных кранов. – М.: Изд-во МЭИ, 1998. – 100 с.
59. Машиностроение. Энциклопедия / ред. совет К.В. Фролов (пред.) и др. – М.: Машиностроение. Электроприводы. Т. IV – 2 / Л.Б. Масандилов, Ю.Н. Сергиевский, С.К. Козырев и др. Под. Ред. Л.Б. Масандилова, 2012. – 520 с.
60. Менский. Б.М. Принцип инвариантности в автоматическом регулировании и управлении. М.: Машиностроение, 1972. -248 с.
61. Мещеряков В.И. Исследование системы АД, включенной по схеме МДП / В. И. Мещеряков, С.Г. Арчентов, Ю. В. Карих // Вестник ЛГТУ. 2001. – №1. – С. 77–84.
62. Мещеряков В.Н. Динамика электромеханических систем подъемно – транспортных механизмов с асинхронным электроприводом //Монография. ЛГТУ- 2002-120 с.
63. Мещеряков В.Н., Безденежных Д.В. Наблюдатель потокосцепления для машины двойного питания, управляемой по статорной и роторной цепям // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 11. – С. 170–173.

64. Мещеряков В.Н., Муравьев А.А. Асинхронный генератор на базе машины двойного питания // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2016. № 4. С. 45-49.
65. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов. – М.: Машиностроение, 1990. – 304 с.
66. Мурзаков Д.Г. Анализ и синтез инвариантной системы управления электроприводом. / Доманов В.И., Доманов А.В., Мурзаков Д.Г. // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2015. Т. 17. № 2-4. С. 761-764.
67. Мурзаков Д.Г. Анализ и синтез системы управления следящим электроприводом. Доманов В.И., Доманов А.В., Мурзаков Д.Г. // Состояние и перспективы развития электро- и теплотехнологии XVIII Бенардосовские чтения: материалы международной научно-технической конференции. г. Иваново. 2015. С. 281-284.
68. Мурзаков Д.Г. Анализ систем управления электроприводами инвариантных к параметрическим возмущениям. // Автоматизация: проблемы, идеи, решения: материалы международной научно-технической конференции. г. Севастополь. 2015. С. 50-51.
69. Мурзаков Д.Г. Исследование работы асинхронного двигателя по упрощенной схеме двойного питания. / Доманов В.И., Доманов А.В., Мурзаков Д.Г. // Периодический научно-технический журнал «Электроника и электрооборудование транспорта» («ЭЭТ»). 2018. №2. С. 35-37.
70. Мурзаков Д.Г. Математическая модель асинхронного двигателя с фазным ротором в системе координат d-q. / Доманов В.И., Мурзаков Д.Г., Халиуллов Д.С. // Вопросы электротехнологии. 2021. №3.
71. Мурзаков Д.Г. Синтез автоматических систем управления электроприводами при условии инвариантности. // I Поволжскую научно-практическую конференцию «Приборостроение и автоматизированный электропривод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве»: материалы конференции. г. Казань. 2015.

72. Мурзаков Д.Г. Синтез электропривода, нечувствительного к изменениям момента инерции. / Доманов В.И., Доманов А.В., Мурзаков Д.Г. // Промышленные АСУ и контроллеры. 2020. №8.
73. Мурзаков Д.Г. Системы управления электроприводов с низкой чувствительностью к параметрическим возмущениям. // Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах: материалы международной научно-технической конференции. г. Севастополь. 2015. С. 53-54.
74. Мурзаков Д.Г. Управление асинхронным двигателем по упрощенной схеме двойного питания / В.И. Доманов, А.В. Доманов, Д.Г. Мурзаков // XXX – Международная научная конференция Математические Методы в Технике и Технологичеках. г. Санкт-Петербург. 2017. Т.5. С. 24-28.
75. Невраев В. Ю. Системы автоматизированного электропривода переменного тока / В. Ю. Невраев, Д. П. Петелин. – М.; Л.: Энергия, 1964. – 104 с.
76. Онищенко Г.Б. Автоматизированный электропривод промышленных установок. / Г.Б. Онищенко, М.И. Аксенов, В.П. Грехов, М.Н. Зарицкий, А.В. Куприков, А.И. Нитиевская. – М.: РАСХН, 2001. – 520 с.
77. Онищенко Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. – 200 с.
78. Онищенко Г.Б. Теория электропривода: учебник для студ. высш. учебн. заведений / Г.Б. Онищенко. – М.: ООО «Образование и исследование, 2013. – 352 с.
79. Онищенко Г.Б. Электрический привод: учеб. для вузов. М.: РАСХН, 2003. 320 с.
80. Патент на изобретение RU 2663879 C1 / Электропривод с асинхронным двигателем механизма подъёма - опускания груза от 21.07.2017. Мурзаков Д.Г., Доманов В.И., Доманов А.В.
81. Петров Г.Н. Электрические машины. Асинхронные и синхронные машины. М.: Госэнергоиздат, 1963. Т. 2. 340 с.

82. Петров Л.П. Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами / Л.П. Петров, В.А. Ландензон, М.П. Обуховский, Р.Г. Подзолов. – М.: Энергия, 1970. – 128 с.
83. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотнорегулируемых асинхронных электроприводах / А.Д. Поздеев. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
84. Попков О.З. Основы преобразовательной техники. Автономные преобразователи. Конспект лекций: учебное пособие. М.: Издательство МЭИ, 2003. 64 с.
85. Рабинович А.А. Крановое электрооборудование: Справочник / Ю.В. Алексеев, А.П. Богословский, Е.М. Певзнер и др.; Под ред. А.А. Рабиновича. – М.: Энергия, 1979. 240 с.
86. РТМ 24.090.29–77 Руководящий технический материал. Краны грузоподъемные. Механизм подъема груза. Метод расчета. / ВНИИПТмаш – М.: НИИинформтяжмаш, 1978.
87. Рудаков В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 134 с.
88. Сайта Высшей аттестационной комиссии при Минобрнауки России. – Режим доступа: <https://vak.minobrnauki.gov.ru/news>
89. Сайта Министерства промышленности и торговли Российской Федерации. – Режим доступа: <https://minpromtorg.gov.ru>
90. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974. 328 с.
91. Санковский Е.А. Вопросы теории автоматического управления. – М.: Высшая школа, 1971. – 232 с.
92. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ RU 2020611965 /Автоматизированная система управления электроприводом с асинхронным двигателем от 12.02.2020. Мурзаков Д.Г., Доманов В.И.

93. Сипайлов Г.А. Математическое моделирование электрических машин [Текст] / Г.А. Сипайлов, А.В. Лоос. – М.: Высшая школа, 1890. – 256 с.
94. Слежановский О.В. Реверсивный электропривод постоянного тока. / О.В. Слежановский. – М.: Металлургия, 1967. – 424 с.
95. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. / Г. Г. Соколовский. – М.: Академия, 2006. – 264 с.
96. Способ управления автономным асинхронным генератором: пат. 2606643 Рос. Федерация. № 2015135745 / Мещеряков В.Н., Муравьев А.А.; заявл.21.08.2015; опубл. 10.01.2017, Бюл. № 1. 12 с.
97. Способ управления автономным асинхронным двигателем: пат. 2539347 Рос. Федерация. № 2013135394/07 / Мещеряков В.Н., Мещерякова О.В.; заявл. 26.07.2013; опубл. 20.01.2015, Бюл. № 2. 9 с.
98. Справочная система SimInTech. – Режим доступа: <https://help.simintech.ru>
99. Стариков А.В. Линеаризованная математическая модель асинхронного электродвигателя как объекта системы частотного управления // Вестник Самарского государственного технического университета. Выпуск 16. Серия «Физико-математические науки». – Самара: СамГТУ, 2002. – С. 175 – 180.
100. Стариков А.В. Линеаризованная математическая модель погружного асинхронного двигателя/ А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Т.В. Табачникова, И.А. Косорлуков, О.С. Беляева // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 4 (64) – 2019. – Самара: СамГТУ, 2019. – С. 155 – 167.
101. Стариков А.В. Новые технические решения в современных следящих электроприводах: учебное пособие по дисциплине «Системы управления электроприводов» / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, В.А. Арефьев, Д.Н. Джабасова. – Самара: СамГТУ, 2018. – 93 с.
102. Терехов В.М. Системы управления электроприводов / В.М. Терехов, О.И. Осипов. – М.: Академия, 2005. – 304 с.
103. Терехов В.М. Элементы автоматизированного электропривода /В.М. Терехов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 224 с.

104. Тиристорные регуляторы напряжения для асинхронных двигателей: итоги наука и техн. ВИНТИ. Сер. Электропривод и автоматизация промышленных установок / В.А. Чванов, В.И. Завьялов, З.М. Родина. 1990 - № 10 - с. 1-86.
105. Тутаев Г.М., Ломакин А.Н. Математическая модель двигателя двойного питания при векторном управлении /Изв. Вузов. Электромеханика. – 2007. – №5. – С. 8–14.
106. Федяева Г.А. Моделирование динамики пуска и электрического торможения асинхронного тягового привода тепловоза со скалярным управлением при ухудшении условий сцепления / Вестник Всероссийского научно-исследовательского института железнодорожного транспорта. 2006. № 5. С. 26-32.
107. Федяева Г.А. Моделирование динамики электромеханической системы мостового крана / Федяева Г.А., Кочевин Д.В., Лозбинев В.П., Лозбинев Ф.Ю. // Вестник Брянского государственного технического университета. 2014. № 1 (41). С. 63-67.
108. Чиликин М.Г. Теория автоматизированного электропривода / Учебное пособие для вузов. / М.Г. Чиликин, В.И. Ключев, А.С. Сандлер – М.: Энергия, 1979. – 616с.
109. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода: учебник для вузов. М.: Энергия, 1981. 576 с.
110. Чиликина М.Г. Электротехнический справочник. В 3 т. / под общ. ред. М. Г. Чиликина. – М.:Энергия, 1975.
111. Шенфельд Р., Хабигер Э. Автоматизированные электроприводы /; пер. с нем. Л.С. Антиповой и др.; под ред. Ю.А. Борцова. - Ленинград: Энергоатомиздат: Ленингр. отд-ние, 1985. – 464 с.: ил.
112. Шенфер К.И. Асинхронные машины. М.: Редакция энергетической литературы, 1938. – 412 с.

113. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
114. Шрейнер Р.Т. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Р.Т. Шрейнер, Ю.А. Дмитриенко; Академия наук Молдавской ССР Отдел энергетической кибернетики. Под ред. Г. В. Чалого. – Кишинёв: «Штиинца», 1982. – 224 с.
115. Яуре А.Г., Певзнер Е.М. Крановый электропривод: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 344 с.
116. Crowder R.M. Electric Drives and Electromechanical Systems: Applications and Control / R.M. Crowder. – Oxford: Elsevier science & technology, 2006. – 312 p.
117. Dorf, Richard C. Modern control systems / Richard C. Dorf, Robert H. Bishop. – 12th ed. 2010. – 1104 p.
118. Fitzgerald A.E., Kingsley C.JR., Umans S.D. Electric Machinery, 6th edition. – McGraw-Hill, 2005.
119. Jang Shun – Chang Methods electromagnets projected of the electrical double – supply machines Jhongauo dianji gong Hong xuebao: pwc. Chin. Juc. Ebc. Ng. – 2001. – S. 21.
120. Jay C. Hsu, Andrew U. Meyer Modern Control Principles and Applications. McGraw-Hill, 1968. – 769 p.
121. Leonard W. Control of Electrical Drives. – Berlin: Springer, 1996. – 420 p.
122. Lyshevski, S.E. Electromechanical Systems and Devices / S.E. Lyshevski. – Bosa Roca: Taylor & Francis Inc, 2008. – 584 p.
123. Murzakov Dmitriy G. Solution of electric drive with a variable moment of inertia. / Viktor I. Domanov, Dmitriy G. Murzakov, Andrejj V. Domanov // 2021 3rd International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), ISBN:978-1-7281-8399-2, IEEE
124. Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, Steven D. Pekarek Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. 3rd Edition. John Wiley & Sons, 2013. – 680 p.

125. Tutaev G. Evaluation strategy of energy efficiency doubly-fed induction motor drive control algorithms / Tutaev G., Bobrov M., Artamonov V., Dubov N. // Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems. 2020. T. 12. № S2. C. 72-77.

ПРИЛОЖЕНИЯ



УТВЕРЖДАЮ

Ректор УлГТУ

Н.Г. Ярушкина

«05» сентября 2022 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Мурзакова Дмитрия Геннадьевича в учебном процессе

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок», кандидат технических наук, доцент Доманов В.И. и декан энергетического факультета, кандидат технических наук, доцент Дубов А.Л. составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Мурзакова Д.Г., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, внедрены в разделы учебного пособия по дисциплине «Автоматизация типовых производственных механизмов» для бакалавров и магистрантов направления «Электроэнергетика и электротехника» (профиль «Электропривод и автоматика») 13.03.02, 13.04.02.

Заведующий кафедрой
«Электропривод и АПУ»

В.И. Доманов

Декан энергетического факультета

А.Л. Дубов

SHART

ООО «Крановый завод «ШАРТ»
ИНН 7328105906 КПП 732801001
ОГРН 1207300006561
432007, г. Ульяновск, ул. Шоферов, д. 1
e-mail: info@kzshart.ru

УТВЕРЖДАЮ
Директор ООО «Крановый завод «ШАРТ»
Калимуллин А.А.
А.А. Калимуллин
«2» сентября 2022 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Мурзакова Дмитрия Геннадьевича, представленной на соискание учёной
степени кандидата технических наук.

Мы, нижеподписавшиеся, технический директор Туйметов Ш.М. и ведущий инженер энергетик Трубин А.А., составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы соискателя Мурзакова Д.Г. использованы в документации на модернизацию электрооборудования системы управления мостовым краном КМ 10,0-28,5-12,0 зав.№ 66, грузоподъемностью 10 тонн.

Использование при модернизации предложенной системы управления позволило:

- реализовать режим удержания;
- снизить величину рывка.

Внедрение результатов диссертационной работы осуществлялось на безвозмездной основе.

Технический директор
(должность)



Туйметов Ш.М.
(ФИО)

Ведущий инженер
энергетик
(должность)

Трубин А.А.
(ФИО)



Мостовой кран КМ 10,0