

Хакасский технический институт – филиал ФГАОУ ВО «Сибирский
федеральный университет»

На правах рукописи

Курочкин Никита Сергеевич

Ограничение динамических нагрузок в электроприводах карьерных
экскаваторов методами комбинированных оптимальных систем управления

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
доктор технических наук,
профессор В.П. Кочетков

Абакан–2017

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	5
ГЛАВА 1. Анализ объекта исследования.....	14
1.1 Экскаватор как объект автоматизации открытой добычи полезных ископаемых.....	14
1.1.1 Электромеханическая система управления процессом экскавации.....	15
1.1.2 Автоматизация технологических процессов экскавации.....	18
1.1.3 Улучшение динамических характеристик экскаваторного электропривода системами автоматического регулирования.....	19
1.1.4 Обзор результатов совершенствования силовой части систем управления	26
1.2 Математическое описание объекта управления	31
1.2.1 Математическое описание многофазных асинхронных двигателей в собственной системе координат	32
1.2.2 Механическая часть электропривода поворота экскаватора.....	43
1.2.3 Электрическая часть электропривода поворота экскаватора	46
1.3 Электропривод с классической системой подчиненного регулирования.....	58
1.4 Выводы.....	65
ГЛАВА 2. Электропривод механизма поворота экскаватора переменного и постоянного тока с системами подчиненного регулирования	66
2.1 Синтез регуляторов системы управления электроприводом постоянного тока	66
2.1.1 Трехконтурная система подчиненного регулирования	66
2.1.2 Двухконтурная система подчиненного регулирования	68
2.1.3 Пятиконтурная система подчиненного регулирования	70
2.1.4 Четырехконтурная система подчиненного регулирования	72

2.2 Синтез регуляторов системы управления электроприводом переменного тока.....	75
2.2.1 Расчет трехконтурной системы подчиненного регулирования электроприводом переменного тока	82
2.2.2 Расчет пятиконтурной системы подчиненного регулирования электроприводом переменного тока	86
2.2.3 Расчет четырехконтурной системы подчиненного регулирования электроприводом переменного тока	91
2.2.4 Расчет шестиконтурной системы подчиненного регулирования электроприводом переменного тока	96
2.3 Исследование динамики электропривода постоянного и переменного тока с системами подчиненного регулирования.....	99
2.3.1 Результаты моделирования электропривода постоянного тока.....	99
2.3.2 Результаты моделирования электропривода переменного тока.....	103
2.4 Выводы.....	107
ГЛАВА 3. Электропривод механизма поворота постоянного и переменного тока с комбинированной оптимальной системой управления	109
3.1 Синтез комбинированной оптимальной системы управления электроприводом постоянного тока	110
3.1.1 Синтез комбинированной оптимальной системы управления с коррекцией питающего напряжения	110
3.1.2 Синтез комбинированной оптимальной системы управления с последовательной коррекцией тока якорной цепи	118
3.1.3 Синтез комбинированной оптимальной системы управления с последовательной коррекцией скорости двигателя	123
3.2 Синтез комбинированной оптимальной системы управления электроприводом переменного тока	127
3.2.1 Математическое описание модели АД применительно к оптимальным системам управления	127

3.2.2 Синтез комбинированной оптимальной системы одномассового объекта управления.....	130
3.2.3 Синтез комбинированной оптимальной системы двухмассового объекта управления	136
3.3 Исследования динамики электропривода переменного и постоянного тока с комбинированной оптимальной системой управления	141
3.3.1 Результаты моделирования электропривода постоянного тока с комбинированной оптимальной системой управления.....	142
3.3.2 Результаты моделирования электропривода переменного тока с комбинированной оптимальной системой управления.....	152
3.4 Выводы.....	156
ГЛАВА 4. Проверка результатов исследования на физической модели.....	157
4.1 Описание блоков и реализация модулей модели.....	160
4.2 Экспериментальное исследование электропривода с комбинированной оптимальной системой управления	170
4.3 Выводы	173
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	174
Список использованных источников.....	176
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	193
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	194
ПРИЛОЖЕНИЕ В.....	196
ПРИЛОЖЕНИЕ Г	197
ПРИЛОЖЕНИЕ Д	199

ВВЕДЕНИЕ

Карьерные экскаваторы, эксплуатируемые в тяжёлых условиях высоких динамических нагрузок, входят в список наиболее значимых элементов в комплексе открытой добычи горных пород, который, по сравнению с подземным способом добычи горных пород, является более производительным и менее затратным. Эффективность функционирования карьерных экскаваторов, как наиболее важных элементов горнодобывающей отрасли, непосредственно влияет на себестоимость добычи полезных ископаемых.

Внедрение оптимизированного регулируемого электропривода экскаваторов позволит решить важные задачи, прежде всего увеличение эксплуатационной надежности и повышение производительности. В значительной степени производительность одноковшовых экскаваторов определяется временем поворотных движений. Привод механизма поворота экскаваторов, работающий в постоянных пуско-тормозных режимах, представляет собой сложную много-массовую электромеханическую систему и обладает большим моментом инерции, который необходимо надёжно ограничить от действующих нагрузок допустимыми значениями.

Оптимизация управления технологией экскавации дает возможность решения проблемы повышения производительности, за счет снижения времени переходного процесса, а снижения динамических нагрузок в упругих элементах ведет к увеличению эксплуатационной надежности.

Ряд горных машин для открытых горных работ, шахтных электровозов и прочие электропривода базируются в основе на регулируемых двигателях постоянного тока, но значительная доля электроприводов горных машин создается на основе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором в пользу их лучшей надежности, простоты обслуживания, меньших габаритов и других преимуществ. Однако процент регулируемого электропривода переменного тока для горных машин невысок.

Интенсификация процесса внедрения частотно-регулируемых асинхронных электроприводов в машины горнодобывающего производства характерна для настоящего времени. Данная тенденция берет начало еще со второй половины прошлого века, однако для ее закрепления и продвижения потребовались многочисленные работы как отечественных, так и зарубежных исследователей.

Унифицированная структура экскаваторного электропривода В.И. Ключева, из всего многообразия используемых систем управления главными механизмами экскаваторов с электроприводами, в настоящее время нашла наибольшее применение. Данная система наиболее схожа с классической системой подчиненного регулирования (СПР) с определенными изменениями, так как принимают во внимание отличительные черты экскаваторного электропривода. Но применение традиционной СПР, первоначально спроектированной с целью применения в линейных одномассовых системах, никак не специализированно для электропривода с упругими связями.

Ответ на выше поставленную научную задачу находится в применении результатов исследований ученых в области теории автоматического управления, автоматизированного электропривода и в смежных областях. В работе в качестве объекта рассмотрен автоматизированный привод механизма поворота экскаватора.

Над решением задач практики и теории экскаваторного электропривода ведут работу многие промышленные предприятия и НИИ: ОАО «Рудоавтоматика», ОАО «Электропривод» (бывший ВНИИ «Электропривод»), ОАО «Электросила», заводы Ижорский, Ново-Краматорский, Уралмаш и др., а также кафедра АЭП МЭИ и прочие научные школы вузов Санкт-Петербурга, Москвы, Харькова, Екатеринбурга, Львова, Абакана, Красноярска.

Формированием концепции и практики систем автоматизированного управления привода экскаваторов и других общепромышленных механизмов для повышения надежности в целом и ограничения динамических нагрузок, производительности и безопасности работы горных машин занимался В.И. Ключев [26, 33–35]. Труды научной школы под его руководством В.И. Яковле-

ва, Ю.А. Вуля, М.В. Терехова и др. относятся как к силовой части, (преобразователи переменного и постоянного тока), также и информационной составляющей системы управления [16, 103, 114, 116].

Большой вклад в решение задач исследования и построения систем управления для асинхронных частотно-регулируемых электроприводов внесли М.М. Ботвинник, И.Я. Браславский, А.А. Булгаков, А.М. Вейнгер, А.Б. Виноградов, А.Е. Козярук, М.П. Костенко, В.В. Рудаков, Ю.А. Сабинин, С.Г. Соколовский, В.М. Терехов, Р.Т. Шрейнер, F. Blashke, В.К. Bose, G. Dong, J. Holtz, W. Leonard, Т.А. Lipo, I. Takahashi, С. Thanga Raj и др. Помимо управления движением, частотно-регулируемый электропривод горных машин, призван обеспечивать высокую надежность их функционирования.

Подробно рассмотрена механическая часть экскаваторов в трудах Д.П. Волкова [13, 14], Л.С. Удута [104]. Характерные черты моделирования и математического описания электроприводов экскаватора рассмотрены в работах В.П. Кочеткова и его учеников [30, 48–51, 96].

Рассчитанные по методу подчиненного регулирования системы управления, приобрели максимальную популяризацию в общепромышленных электроприводах, там, где главными регулируемыми переменными являются угловая скорость и токи двигателя [4, 24, 58, 79, 110].

Для предотвращения такого следует внедрять в электроприводы системы управления горных машин, синтезированные с использованием нелинейных методов, в развитие которых значительный вклад внесли Б.Р. Андриевский, А.А. Красовский, А.М. Ляпунов, И.В. Мирошник, Л.С. Понтрягин, В.В. Солодовников, А.Л. Фрадков, В.А. Якубович, С. Byrnes, S. Dubowsky, A. Isidori, Z. Jiang, Y.D. Landau, R. Marino, P. Tomei и др.

В сфере оптимального управления нужно выделить в главную очередь работы Л. Эйлера, Р. Беллмана [5], Л.С. Понтрягина [93], Н.Н. Красовского [69], образующие основные математические принципы теории оптимального управления, в которых рассказаны: принцип максимум, способы динамического программирования, вариационные методы. Следует отметить труды по син-

тезу алгоритмов управления на базе с критерия аналитически конструируемого оптимального регулятора (АКОР): А.А. Красовского [100], А.М. Летова [71, 72], а также работы зарубежных авторов Р. Калмана [28, 128], Х. Квакуернаака и Р. Сивана [29].

Существенные дополнительные возможности усовершенствования процессов регулирования предоставляет применение комбинированного управления работой объекта, в котором сочетается последовательная коррекция внутренних координат и применение нелинейных методов синтеза регуляторов для внешних координат. Комбинированное управление может быть с переменной структурой, для коррекции внешних координат или иметь вид многосвязных систем. Использованию систем с переменной структурой приурочены труды С.Е. Рывкина [97], А.В. Бушева [9, 10] и других авторов. Применению данной теории для приводов экскаваторов направлены работы В.П. Кочеткова и его учеников [43–47, 53, 54, 60–62, 66, 68].

Достаточно перспективным выглядит подход, основанный на теории «Комбинированных оптимальных систем управления» [55–57], в основе которого лежит регулирование внешних координат – на базе теории оптимальных систем (АКОР) и последовательной коррекции внутренних координат электропривода, при этом регуляторы внутренних координат рассчитываются по методике «технического оптимума» [40, 88, 89]. Методы расчета экскаваторного электропривода с применением теории «комбинированных оптимальных систем управления» (КОСУ) рассмотрены в работе В.П. Кочеткова [52]. Работы его учеников направлены на усовершенствование «систем комбинированного оптимального управления» [37–42, 59].

Цель диссертационной работы: Ограничение динамических нагрузок и снижение времени поворотных движений автоматизированных электроприводов механизмов поворота, для повышения производительности одноковшовых экскаваторов путем разработки и исследования комбинированных оптимальных алгоритмов управления.

Для достижения поставленной цели в работе решены **следующие задачи:**

1. Анализ основных элементов и способов управления электроприводами постоянного и переменного тока механизмов поворота экскаваторов.
2. Уточнение математического описания для построения имитационной модели многофазного асинхронного короткозамкнутого двигателя и электроприводов постоянного и переменного тока механизмов поворота экскаваторов.
3. Разработка комбинированных оптимальных алгоритмов управления электроприводом переменного тока поворотных механизмов экскаватора посредством подчиненного регулирования внутренних координат электропривода и оптимальным регулированием внешних координат.
4. Оценка влияния весовых коэффициентов критерия оптимальности на динамику электропривода переменного и постоянного тока механизма поворота экскаватора.
5. Имитационное моделирование и экспериментальные исследования разработанных комбинированных оптимальных алгоритмов управления электроприводом механизма поворота экскаватора.
6. Создание лабораторного стенда для экспериментального исследования комбинированных оптимальных алгоритмов управления электроприводом механизма поворота экскаватора.

Объект исследования – автоматизированный электропривод механизма поворота экскаватора.

Предмет исследования – ограничивающие нагрузку комбинированные оптимальные алгоритмы управления электроприводом поворота экскаватора.

Методы исследования, используемые при решении задач в диссертационной работе, основаны на теории электропривода, оптимального управления Летова-Калмана, последовательной коррекции Кесслера, комбинированного оптимального управления для решения задач синтеза систем управления электроприводом на основе работ Кочеткова, вычисления и компьютерного имитирования с использованием среды *MatLab Simulink*.

Достоверность и обоснованность полученных результатов работы определяется обоснованностью принятых допущений, допустимой сходимостью выводов и результатов моделирования, полученных в диссертационной работе с результатами физического эксперимента. Новизна полученных решений подтверждается патентом РФ на полезную модель.

Научная новизна работы:

1. Разработана имитационная модель девятифазного асинхронного короткозамкнутого двигателя, которая отличается от известных тем, что учитывает несинусоидальность МДС, несимметричность воздушного зазора и варианты изменения параметров при переходе от трехфазного к девятифазному двигателю при сохранении магнитной системы.

2. Разработаны алгоритмы управления экскаваторным электроприводом переменного тока поворотного механизма на основе систем подчиненного регулирования с использованием векторного управления, которое обеспечивает ограничение динамических нагрузок при учете зазора в механической части электропривода.

3. Разработаны комбинированные оптимальные алгоритмы управления экскаваторным электроприводом переменного и постоянного тока поворотного механизма, отличающиеся от известных тем, что посредством подчиненного регулирования скорректированы внутренние координаты электропривода, а регулирование внешних координат основывается на базе теории оптимальных систем (АКОР).

Практическая ценность:

1. Разработан способ выбора весовых коэффициентов критерия оптимальности, заключающийся в нахождении пересечения областей допустимых значений координат объекта управления.

2. Предложена инженерная методика проектирования комбинированных оптимальных систем управления экскаваторным электроприводом механизма поворота с учетом зазора в механических передачах, ограничивающая динамические нагрузки и уменьшающая время поворотных движений.

3. Создан аппаратно-лабораторный комплекс для научно лабораторных исследований, который используется в учебном процессе при подготовке специалистов кафедры «Электроэнергетика» Хакасского технического института – филиала ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет».

Положения, выносимые на защиту:

1. Математическое описание и имитационная модель девятифазного асинхронного короткозамкнутого двигателя, учитывающая различные изменения параметров при переходе от трех к девяти фазам двигателя с сохранением магнитной системы.

2. Комбинированные оптимальные алгоритмы управления для автоматизированных электроприводов переменного и постоянного тока поворота экскаваторов с различными значениями зазора в механической части.

3. Результаты экспериментальных исследований на лабораторном стенде для проверки разработанных комбинированных оптимальных алгоритмов управления.

Реализация результатов диссертации

Материалы диссертационной работы, затрагивающие моделирование и синтеза комбинированных оптимальных систем управления приводами, использованы на предприятиях: ООО УК «Разрез Майрыхский», а также в учебном процессе при выполнении курсовых и дипломных проектов студентами кафедры «Электроэнергетика» Хакасского технического института – филиала ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет».

Личный вклад автора

Постановка задач исследования по теме диссертации выполнена автором совместно с научным руководителем. Реализация задач исследования, представленных в работе, достигнута автором лично.

Апробация работы

Научные результаты и положения диссертационной работы непосредственно докладывались и обсуждались на следующих конференциях: Региональной студенческой научно-практической конференции. (г. Абакан, 2011 г.), IX,

X, XI Всероссийских научно-практических конференциях студентов, аспирантов, и молодых ученых с международным участием «Молодежь и наука» (г. Красноярск, 2013, 2014, 2015 г. г.), Международной научно-практических конференции «Наука и образование в XXI веке часть 29» (г. Тамбов, 2013 г.), IXX Международной научно-практической конференции «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (СИБРЕСУРС-19-2013) (г. Томск, 2013 г.), Всероссийской научно-практической конференции «Гидроэлектростанции в XXI веке» (Черёмушки, 2014 г.), I Всероссийской научно-практической конференции «Энергетика и энергосбережение: теория и практика» (г. Кемерово, 2014 г.), VI, VII Всероссийских научно-технических конференциях «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника» (г. Новокузнецк, 2014, 2016 г. г.), IXX Межвузовской научно-технической конференции «КриЖТ ИрГУПС» (г. Иркутск, 2015 г.), Международной молодежной научно-практической конференции «Actual problems of modern science» (г. Минск, 2015 г.), Международной научно-практической конференции «Результаты фундаментальных прикладных исследований в России и за рубежом» (г. Самара, 2016 г.).

Публикации. Основное содержание диссертации опубликовано в 22 работах. Из них 4 статьи в изданиях по перечню ВАК, 1 учебное пособие, 1 патент РФ, 1 статья в научных журналах не входящих в перечень ВАК, 12 статей в сборниках докладов Международных и Всероссийских конференций, 3 статьи в сборниках докладов Межрегиональных и Региональных конференций.

Структура и объем работы. Диссертационная работа представлена на 200 страницах, включающей 191 страниц основного текста, содержит 90 рисунков, 9 таблиц и состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованных источников из 132 наименований на 16 страницах и 5 приложений на 9 страницах. Диссертация соответствует паспорту специальности 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы: «Разработка, структурный и параметрический синтез электротехнических комплексов и систем, их оптимизация, а также разработка алгоритмов эффективного управления».

В первом разделе рассмотрен экскаватор и привод механизма поворота экскаватора, исследованы популярные основы построения алгоритмов управления электроприводами экскаваторов. Рассмотрено математическое описание пятифазного объекта управления, приведены классические системы подчиненного регулирования. Выявлены недостатки и характерные особенности данных систем, получена научная задача дальнейшего исследования.

Во втором разделе проведен синтез алгоритмов подчиненного регулирования электроприводами постоянного и переменного тока экскаваторов. Приведены результаты анализа динамики полученных систем в пусковых режимах на примере электропривода поворотного механизма экскаватора ЭКГ-8И.

Третий раздел посвящен синтезу систем с комбинированными оптимальными системами управления для электропривода поворотного механизма, сочетающих подчиненное регулирование внутренних и оптимальное регулирование внешних координат электропривода. Приведено математическое описание ЭМС применительно к оптимальным системам управления. Исследованы переходные процессы электроприводов рассмотренных систем с комбинированной оптимальной системой управления. По результатам моделирования определено влияние весовых коэффициентов критерия оптимальности на динамику ЭМС и на основании результатов моделирования предложен способ выбора весовых коэффициентов критерия оптимальности, заключающийся в нахождении пересечения областей допустимых значений координат объекта управления.

В четвертом разделе приведено описание лабораторного стенда, дающего возможность исследовать электропривод с КОСУ. С помощью опытных исследований и сравнения их с результатами моделирования имитационной модели проведена проверка полученных в работе результатов.

В заключении сформулированы основные результаты диссертационной работы, даны рекомендации по их применению, описана их новизна и приведены практические результаты.

ГЛАВА 1. Анализ объекта исследования

Объектом исследования является экскаватор. В работе дано представление экскаватора в общем, как средства механизации и автоматизации для прямых горных работ. Со стороны исследования электромеханических систем экскаватора приведен обзор и анализ популярных решений в сфере систем управления автоматизированного экскаваторного электропривода. Построена математическая модель многофазного асинхронного короткозамкнутого двигателя и системы автономный инвертор тока - асинхронный двигатель с учётом противоЭДС. Исследованы переходные процессы и приведено математическое описание алгоритмов управления электроприводом на основе подчинённого регулирования унифицированной структуры и установлена задача усовершенствования экскаваторного привода механизма поворота.

1.1 Экскаватор как объект автоматизации открытой добычи полезных ископаемых

Горнодобывающая промышленность в настоящее время - значимая в Российской Федерации отрасль, вместе с тем, одновременно с развитием и повышением добывающих мощностей, отмечается ряд проблем, среди которых повышение себестоимости горных пород, за счёт увеличения затрат на добычу. Важную роль в решении данной проблемы играют горные машины, производящие разрушение полезных ископаемых и их транспортирование в пределах предприятия, которые в основе являются экскаваторами. Экскаваторами, представляющими главным средством механизации при открытых горных работах, исполняются выемочно-погрузочные задачи. В зависимости от типа рабочей задачи экскаваторы делятся на: циклического действия – одноковшовые, и непрерывного действия – многоковшовые. Одноковшовые экскаваторы относятся к рабочему циклу, содержащему черпание, перемещение породы к месту выгрузки, выгрузка и возвращение рабочего органа в исходное положение. По

конструктивной связи ковша со стрелой различают экскаваторы с гибкой (драглайн, грейфер) и жесткой связью (прямая и обратная лопата). В зависимости от вида силовых установок – дизельные, электрические, дизель-электрические, электро- или дизель-гидравлические. Определяемые емкостью ковша: экскаваторы большой мощности (более 8 м³), средней мощности (2–8 м³) и малой мощности (с ковшом емкостью до 2 м³).

Карьерные экскаваторы используются для разработки крайне тяжелых, скальных пород. В большей степени стандартным для добычи открытым способом пород в России считается применение карьерных гусеничных экскаваторов средней и большой мощности, которые имеют электропривод. Увеличения производительности открытых горных работ можно достигнуть, оптимизируя электрический элемент автоматизированной электромеханической системы процессом добычи, усовершенствованием используемого оснащения с помощью оптимизации и автоматизации управления технологическими процессами экскавации.

1.1.1 Электромеханическая система управления процессом экскавации

Нынешние горные машины и в частности экскаваторы, предстают сложными высокопроизводительными машинами, которые по наличию электрооборудования, по принятой электрической мощности машин сопоставимы с промышленным предприятием. Достигнуть безупречности технологического процесса экскавации можно за счет совершенствования используемого экскаваторного электропривода.

В Российской Федерации и за рубежом только малая серия экскаваторов оборудована электроприводом переменного тока, сейчас ведётся активное внедрение таких систем в работу горных машин. На рис. 1.1 приведена функциональная схема экскаваторного электропривода механизма поворота на основе системы преобразователь частоты – асинхронный двигатель (ПЧ-АД), которая

может быть с непосредственным преобразователем частоты (НПЧ) или со звеном постоянного тока.

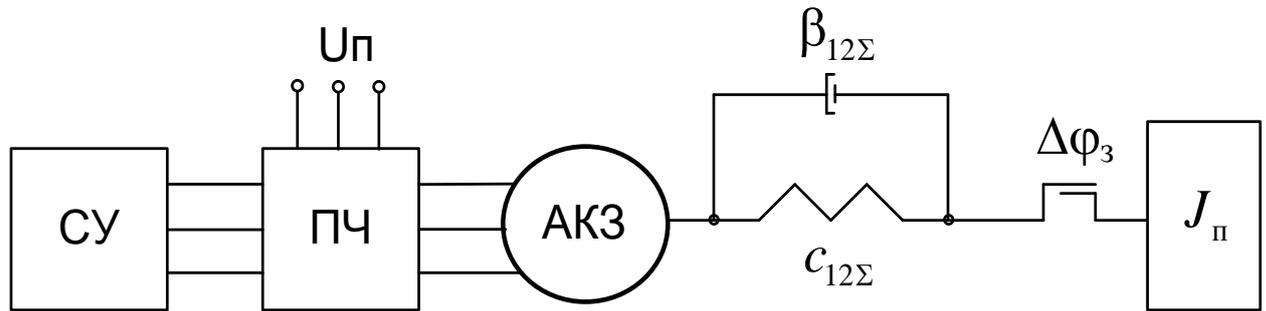
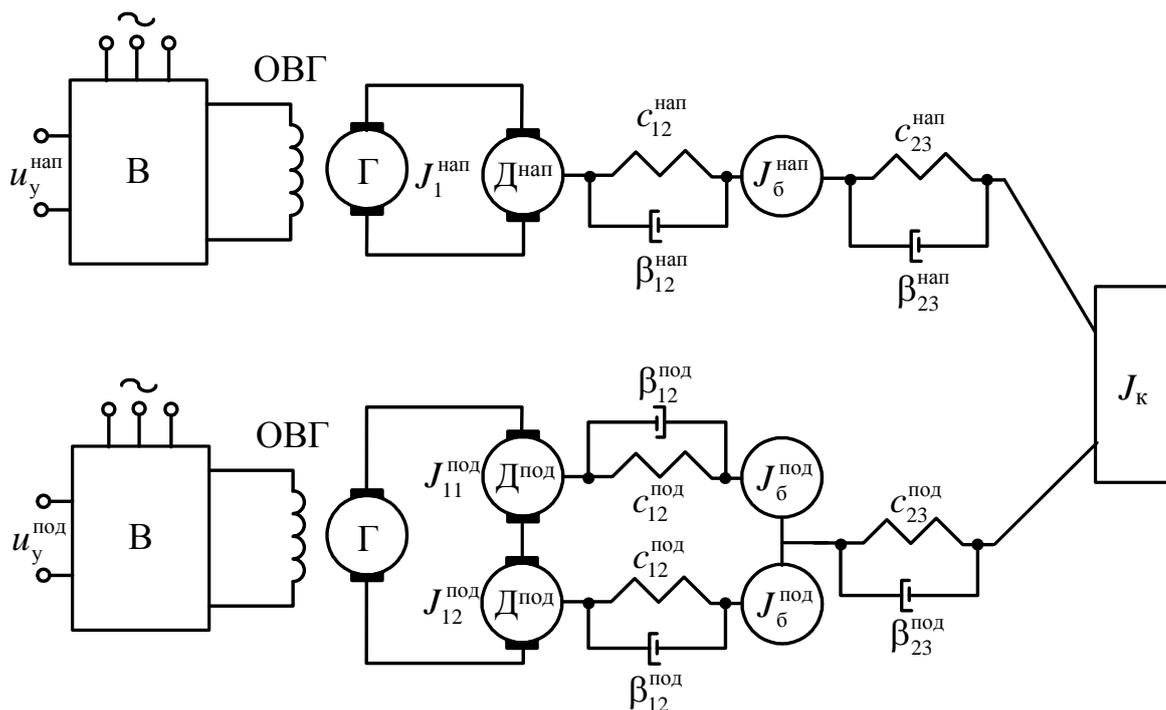


Рис. 1.1. Схема силовой части двухмассовой ЭМС ПЧ-АД

где: СУ - система управления; ПЧ - преобразователь частоты, включающий звеном постоянного тока; АКЗ - асинхронный короткозамкнутый двигатель; $c_{12\Sigma}$ - коэффициент суммарной эквивалентной жесткости; J_{Π} - приведенный момент инерции поворотной платформы экскаватора со стрелой; $\beta_{12\Sigma}$ - коэффициент суммарного эквивалентного вязкого трения; $\Delta\varphi_3$ - зазор в передаче.

На рис.1.2 приведен один из примеров функциональной схемы главных электроприводов карьерного экскаватора. Г - генератор; ОВ - обмотка возбуждения генератора; Д - двигатель поворота; В - тиристорный возбудитель; $D^{\text{нап.}}$, $D^{\text{под.}}$ - двигатели напора и подъема; $u_y^{\text{нап.}}$, $u_y^{\text{под.}}$, u_y - задающие воздействия на приводы напора, подъема и поворота; $J_6^{\text{нап.}}$, ($J_6^{\text{под.}}$) - приведенный к валу двигателя напора (подъема) момент инерции барабана; $J_1^{\text{нап.}}$, ($J_1^{\text{под.}}$) - приведенный к валу двигателя напора (подъема) суммарный момент инерции этого двигателя и его редуктора; $c_{12}^{\text{нап.}}$, $c_{12}^{\text{под.}}$, c_{12} - эквивалентные жесткости редукторов; J_{11} , J_{12} - приведенные к валам двигателей поворота суммарные моменты инерции этих двигателей и их редукторов; J_{Π} - приведенный момент инерции поворотной платформы экскаватора со стрелой; J_k - приведенный момент инерции рукояти и ковша с грузом; $\Delta\varphi_{31}$, $\Delta\varphi_{32}$ - зазоры в передачах; $c_{23}^{\text{нап.}}$, $c_{23}^{\text{под.}}$ - эквивалентные жесткости канатов, c_{23} - эквивалентная жесткость рукояти; $\beta_{12}^{\text{нап.}}$, $\beta_{12}^{\text{под.}}$ - коэффициенты вязкого трения.

Копаящие механизмы



Поворотный механизм

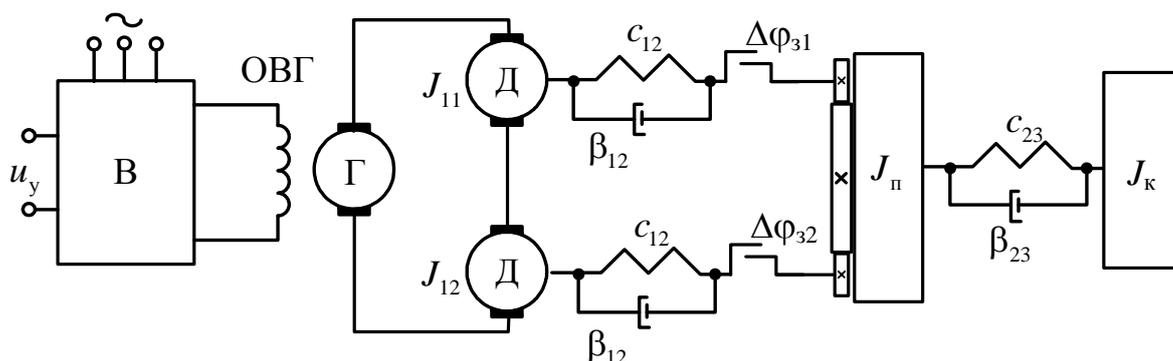


Рис. 1.2. Схема силовой части ЭМС карьерных экскаваторов

Главные механизмы снабжены собственными электроприводами постоянного тока с машинным преобразователем по системе ТВ-Г-Д (тиристорный возбудитель - генератор – двигатель) или с силовым тиристорным преобразователем ТП-Д (тиристорный преобразователь – двигатель). Привод копающих механизмов может быть, как однодвигательным, так и двухдвигательным. Отдельный привод для механизма поворота экскаваторов большой мощности трехдвигательный и четырехдвигательный, а средней мощности – двухдвигательный.

1.1.2 Автоматизация технологических процессов экскавации

Используя термин, автоматизация технологических процессов, понимают применение аппаратов и устройств, приборов, способных реализовать технологические процессы при отсутствии участия человека.

Максимальный технико-экономический эффект будет достигаться при полной автоматизации действий рабочего цикла экскаватора, в том числе и вспомогательных. Тем не менее, для одноковшовых экскаваторов, достижимость автоматизации всех операций затруднена из-за существенных смен условий работы от цикла к циклу, многообразия вероятных конфигураций забоя, обстоятельств заполнения и разгрузки ковша и иных специфик. Несмотря на это автоматизация единичных операций одноковшовых экскаваторов считается экономически целесообразной и технически реализуемой. В особенности значимой считается автоматизация процесса поворота, обеспечивающая ограничение бросков динамического момента и уменьшающая время поворотных движений, и, как следствие, увеличение производительности [25, 73].

Труды по анализу воздействия режимов управления на характеристики процесса экскавации, проведенные Киевским институтом автоматики, Московским инженерно-строительным институтом, Пермским политехническим институтом, Свердловским горным институтом и рядом других организаций, выявили, то, что у машинистов отличной друг от друга квалификации нагрузки в электроприводах могут отличаться на 30%, а производительность на 30–60%.

Наиболее осуществимую производительность можно получить исключительно при помощи автоматического регулирования поворотного процесса. Например, автоматизация поворотных движений обладает особенно актуальным значением для крупных экскаваторов, обеспечивая копание при оптимальных значениях вращающего момента и скорости двигателя подъема в обстоятельствах плохой видимости ковша. Одними из первых были разработаны системы автоматического регулирования, которые в процессе копания поддерживают постоянное значение тока подъемного двигателя (в последующих разработках

сила в упругом элементе ЭМС подъема), близкое к значению тока отсечки, что обеспечивает наименьшую длительность заполнения ковша.

Автоматизация экскаваторными операциями, упрощающая работу машиниста при транспортировании ковша, может уменьшить утомляемость машиниста, давая ему сконцентрировать внимание на ключевых стадиях рабочего цикла. При автоматическом управлении увеличение производительности достигнуто совмещением рабочих движений поворота и подъема ковша. Труды В.Н. Полузадова и его академической группы [25, 92] разработаны для оптимизации деятельности одноковшовых экскаваторов в этапы транспортных операций. Оптимизации характеристик и режимов работы экскаваторных электроприводов с учетом заданных горно-геологических обстоятельств эксплуатации посвящена деятельность М.Б. Носырева [84].

1.1.3 Улучшение динамических характеристик экскаваторного электропривода системами автоматического регулирования

Во многом коэффициент полезного действия применяемых для автоматизации экскаваторов систем автоматического управления определяется качеством экскаваторного электропривода. Параметры главных механизмов вместе с электроприводами, оказывающие весомое влияние на свойства всей системы, приходится рассматривать как объект управления при проектировании систем автоматизации экскаватора. В связи с этим значимо иметь навык правильного подбора рациональной структурой экскаваторного электропривода при проектировании систем автоматики.

Электропривод ключевых механизмов имеет систему автоматического управления замкнутого типа. Для экскаваторного электропривода ключевыми регулируемыми координатами являются: величина движущего момента M_d или тока якорной цепи i_a и угловая скорость двигателя ω_d . Как динамическая система экскаваторный электропривод должен соответствовать определенным усло-

виям, предъявляемым к качеству регулирования в установившихся и переходных режимах.

При стандартных рабочих нагрузках статизм механической характеристики не должен быть больше 7% в установившемся режиме. Значение тока якорной цепи и момента электропривода при перегрузках должна соответствовать установленным стопорным значениям. Данное требование обусловлено высокой вероятностью принудительной остановки рабочего органа при встрече в период эксплуатации с непреодолимым препятствием.

В так называемой «экскаваторной» электромеханической характеристике (характеристика 1 на рис. 1.3) обретают отражение сформулированные условия, которая состоит из двух участков: круто падающей частью при перегрузках и с малым наклоном в области рабочих нагрузок. К перегреву исполнительного и приводного двигателя (в системе Г-Д) может привести продолжительная работа в области около $M_{отс}$. По этой причине в системе управления с целью предотвращения этого эффекта ОАО «Рудоавтоматика» уменьшают жесткость характеристики уже после номинального момента [115] (характеристика 2 на рис. 1.3). В результате, формируется участок с практически стабилизированной номинальной мощностью. Затем при повышении момента нагрузки характеристика существенно смягчается, сдерживая момент приводного двигателя.

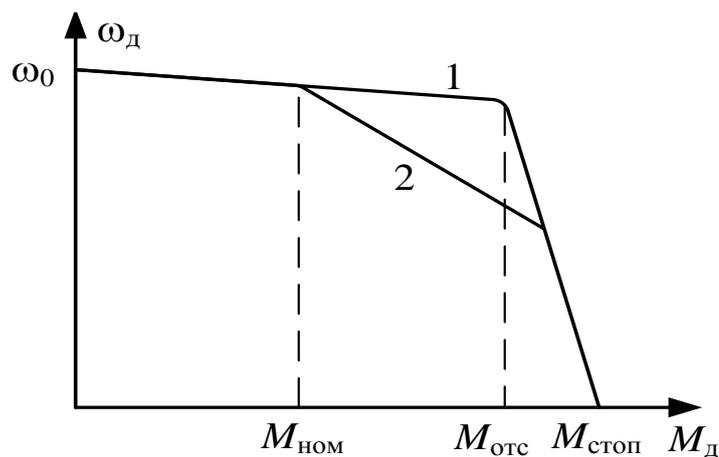


Рис. 1.3. Электромеханическая характеристика экскаваторного электропривода

На рисунке $M_{ном}$ — номинальный момент, $M_{отс}$ — момент отсечки, $M_{стоп}$ — стопорный момент.

Статические характеристики отличаются от динамических. Чем безупречнее САУ электропривода, тем больше у нее быстродействие и тем более потенциала свести динамические характеристики к статическим. В случае, когда динамическая характеристика значительно отличается от статической, данное отражается либо на быстродействии системы, когда моменты в динамическом режиме меньше момента отсечки, либо на надежности и долговечности системы, когда моменты значительно больше стопорного момента. Значимой особенностью электроприводов экскаваторов представляет существенное влияние на динамику системы упругих механических связей и кинематических зазоров в передачах и рабочем оборудовании.

Характерными особенностями электроприводов поворота являются: во-первых, большие приведенные к валу двигателя инерционные массы поворотной платформы с оборудованием, стрелой и ковшом на значительном вылете, во-вторых, большое передаточное число и, в-третьих, наличие в кинематической цепи открытого зубчатого зацепления ведущей шестерни с неподвижным венцом, отличающегося невысокой точностью изготовления, работающего с консистентной смазкой и подверженного быстрому износу. Это определяет увеличенный кинематический зазор и кинематическую погрешность передач, из-за этого режимы торможения и разгона поворотного механизма сопутствуют резонансными явлениями и процессом зазорообразования, в момент, когда максимальные броски динамического момента более чем в два раза могут превысить стопорное значение. Резонансные явления с зазорообразованиями вызывают вибрацию платформы, тряску и подобные явления в металлоконструкциях, которые затрудняют нормальную работу машины.

Кинематические погрешности и зазоры не оказывают существенного влияния на нагрузки электропривода в передачах копающих механизмов, так как они работают в масле, имеют меньшие модули и более высокую точность изготовления. В связи с этим к приводу копающих механизмов в пускотормозных режимах предъявляется требование высокого быстродействия.

Процессы в механизмах поворота экскаватора отличаются значительным своеобразием переходных процессов. Анализируя вышесказанное, делаем вывод что, поворотная операция составляет до 75% общего цикла эксплуатации экскаватора и по этой причине в значительной мере определяет эффективность машины. С целью ее увеличения торможение и разгон должны проходить крайне интенсивно. Применение многодвигательных электроприводов считается главной направленностью экскаваторостроения. Чем большим моментом инерции обладает механизм, тем выше число двигателей поворота: экскаваторы ЭКГ-10, ЭКГ-8И, ЭКГ-5, ЭКГ-4.6 имеют двухдвигательный привод поворота, экскаваторы ЭКГ-15 и ЭКГ-12.5 – трехдвигательный привод поворота, экскаваторы ЭКГ-20 – четырехдвигательный поворотный электропривод.

В связи с этим необходимо грамотно подобрать систему управления экскаваторным электроприводом поворота, обеспечивающую соотношение переходных процессов несовместимым условиям увеличения быстродействия и повышения степени устойчивости при управляющих и возмущающих воздействиях.

Различные пути уменьшения динамических нагрузок предлагаются в трудах В.И. Ключева [26, 33–35, 114], Д.П. Волкова [13, 14], Ю.Я. Вуля [16], В.Н. Полузадова [92] и других. Часть данных вариантов, приводящих к увеличению времени переходного процесса, основаны на формировании устройств выбора зазоров. Прочие варианты [11, 12, 68, 113] базируются на совершенствовании систем подчиненного регулирования, обладающих собственными плюсами и минусами, либо разработаны иные алгоритмы управления, которые также обладают своими плюсами и минусами. Важной при синтезе алгоритмов управления экскаваторным электроприводом стает задача применения современных систем управления и их изучение.

Изначально, первые СУ электроприводов экскаваторов были созданы по системе с суммирующим усилителем [73]. Необходимые в них динамические и статические характеристики соответствовали за счет жестких и гибких обратных связей по току якорной цепи и напряжению генератора.

Для имеющих большую мощность экскаваторов в 1965-1966гг. в США была разработана система параллельного регулирования тока якоря и скорости [74]. В каждый момент времени в данной системе работал лишь один контур, что обеспечивало независимое регулирование этих координат. Регулирование координат независимо в данной системе представляло превосходство перед системой с суммирующим усилителем в легкости настройки регуляторов и в лучших характеристиках переходных процессов. В основном данные системы используются в западных странах, в Российской Федерации эти системы управления экскаваторными электроприводами не нашли широкого распространения.

Наиболее широкое распространение в Российской Федерации приобрели системы управления, разработанные на основе системы с последовательной коррекцией или концепции подчиненного регулирования координат, системы подчиненного регулирования (СПР) [31, 65, 81, 101, 108].

Бесспорным плюсом данных систем считается легкость настройки и внедрения, как в цифровом, так и в аналоговом виде. Однако необходимо отметить то, что создание данной системы управления электроприводов экскаваторов (как вышеприведенных) велась с учетом механической части одномассовой схемы замещения, вследствие чего в настоящих системах электроприводов экскаватора, которые являются многомассовыми, появляются динамические колебания из-за наличия упругих элементов. В экскаваторном электроприводе огромное воздействие в динамику ЭМС вносят действия упругих элементов и зазоры в передачах, это заставляет исследовать экскаваторный электропривод как минимум двухмассовой ЭМС. Кроме того момент инерции исполнительного органа и жесткость упругой связи в копающих механизмах изменяется в ходе экскавации и зависит от пространственного положения ковша и заполнения его породой. С помощью систем подчиненного регулирования в данных обстоятельствах не всегда, получается, в динамических режимах предоставить качественное регулирование координат ЭМС.

Труды Р. Калмана [28, 128] и А.М. Летова [71, 72] появились в 60-х годах XX столетия, в них была представлена теория аналитического конструирования

оптимальных регуляторов, которая получила в последующем значительное развитие в трудах М. Атанса, А.А. Красовского и П. Фабла. Популярными методами классического вариационного исчисления, метод динамического программирования Р. Беллман, принцип максимума Л.С. Понтрягина используются для решения задачи синтеза оптимального управления. Согласно определению А.М. Летова, теория АКОР, предполагающая собой операцию синтеза закона управления, в функции координат состояния объекта исключительно аналитическим методом отталкиваясь от условий минимума оптимизирующего функционала (критерия оптимальности). В теории оптимального управления в качестве критериев оптимальности максимальное становление приобрели квадратичные критерии оптимальности. В итоге закон управления, который получился, выставляется в роли совокупности обратных связей по соответствующим координатам объекта управления.

Но необходимо выделить, с прикладной точки зрения, следующий минус методов АКОР, заключающийся в том, то что применяемый квадратичные критерии с предварительно выбранной структурой и установленными весовыми коэффициентами считаются в известном смысле косвенными, т.е. однозначно не связанными с инженерными требованиями к качеству замкнутых систем. По этой причине представление необходимых характеристик системы удовлетворяется за счет подбора весовых коэффициентов критерия оптимальности, при этом их выбор до сих пор является не полностью разрешенной проблемой.

Нелинейное управление работой объекта предоставляет существенные дополнительные возможности улучшения процессов регулирования посредством изменения структуры управляющего устройства в зависимости от знаков и размеров входных величин, которые поступают в управляющее устройство от измерительных устройств [111-112]. Для построения управляющего устройства предварительно в структуру системы вводятся такие функциональные элементы, которые скачкообразно изменяют знак обратной связи, коэффициенты воздействия по различным координатам и т.д. в период протекания процесса управления, т.е. изменяют структуру системы управления. Как следствие, в свя-

зи с выбранными алгоритмами и имеющейся информации система будет иметь ту или иную структуру. В такого рода системах удастся объединить положительные качества каждой из имеющейся совокупности структур и приобрести новые улучшенные свойства, не свойственные каждой из них [78, 94].

В нынешнее время большое количество трудов посвящено использованию систем при управлении позиционным электроприводом с переменной структурой [9, 10, 17, 76, 77], приводом переменного тока [22, 23, 120, 129–131], разными роботами-манипуляторами в обстоятельствах неопределенности параметров [70, 78, 117–119]. Исследованию систем управления с переменной структурой для электроприводов экскаваторов приурочены труды [43–47, 53, 54, 59–63].

Описанные системы с АКОР и системы подчиненного регулирования обладают своими плюсами и минусами. Отмечено, что электропривод с АКОР по сравнению с СПР может иметь при возмущающем воздействии малое преимущество по быстродействию, но уступает последним при управляющем воздействии [56]. На основе этого целесообразно разрабатывать «системы комбинированного оптимального управления», сочетающие как полезные свойства систем с АКОР, так и систем подчиненного регулирования.

Исследуемые проф. В.П. Кочетковым «комбинированные оптимальные системы управления» (КОСУ), совмещают оптимальное регулирование внешних координат электропривода и подчиненное регулирование внутренних координат электропривода. Из системы, представляющей трех-, двух- или одно-контурную систему скорректированную методом подчиненного регулирования можно синтезировать КОСУ, уменьшающую динамические нагрузки в механической части при помощи АКОР. Возможно реализовать как частичную коррекцию постоянных времени электрических величин, так и полную.

Необходимо так же отметить, что хотя уравнение прикладного плана для синтеза АКОР (уравнение Гамильтона-Якоби-Беллмана) известно более 50 лет, однако общие методы решения этого уравнения в настоящее время по существу отсутствуют и синтез оптимальных управлений нелинейными объектами, ко-

торами являются главные электропривода карьерного экскаватора, наталкивается на серьезные математические трудности поиска численного и, тем более, аналитического решения данного уравнения [75].

Труды Н.С. Дьяченко, П.Э. Подборского, И.С. Рублевского и др. направлены на совершенствование КОСУ [18, 40, 55, 91]. Работы Н.С. Курочкина направлены на совершенствование КОСУ поворотного механизма экскаваторного электропривода с асинхронными короткозамкнутыми двигателями и двигателями постоянного тока[37–42].

1.1.4 Обзор результатов совершенствования силовой части систем управления

В первой половине XX столетия разработка первых экскаваторов средней мощности затребовала использования системы генератор – двигатель. До нынешнего времени она используется почти на всех карьерных экскаваторах (за исключением ЭКГ-20) в Российской Федерации и примерно половине мирового парка экскаваторов.

На первоначальных выпускаемых карьерных экскаваторах серии ЭКГ для приводов главных механизмов была внедрена система генератор-двигатель с релейно-контактным управлением и с трехобмоточным генератором. В качестве возбудителей генератора использовались электромашинные и магнитные усилители. Созванная на кафедре АЭП МЭИ В.И. Яковлевым в 1953 г научная группа экскаваторного электропривода приняла в этом процессе интенсивное содействие. Согласно заказу «Уралмашзавод» была разработана уникальная система МУ-Г-Д для разрабатываемого в тот период нового экскаватора-лопаты ЭКГ-4.6, в которой экскаваторные характеристики формировались без применения общепринятых электрических отсечек за счет регулирования смещения характеристик реверсивного магнитного усилителя [36]. Данные машины показали себя как довольно производительные и надёжные. До настоящего времени еще входят в эксплуатацию экскаваторы с данными электроприводами.

Переход к экскаваторному электроприводу с системами ТВ-Г-Д назрел в период 70-х годов, когда прибывающие из-за границы экскаваторы уже были оборудованы данными системами. В 80-е годы рост электроники позволил разработать и внедрить электроприводы с аналоговыми системами управления тиристорными возбудителями двигателей и генераторов, выполненными на транзисторах и интегральных микросхемах, что дало возможность сделать лучше качество и динамику регулирования координат электроприводов карьерных экскаваторов с системой Г-Д.

В.И. Ключевым на кафедре АЭП МЭИ по заказу НКМЗ была сконструирована серия первого поколения экскаваторных тиристорных преобразователей моноблочных ПТЭМ-1Р. Первые блоки были использованы для модернизации главных электроприводов экскаватора ЭШ-10/70, работающего на ОАО «Михайловский ГОК», и опыт их эксплуатации подтвердил правильность заложенных в их разработку принципов. Производство преобразователей ПТЭМ-1Р и НКУ на их основе с начала 90-х годов освоено специализированным предприятием АО «Рудоавтоматика», г. Железногорск [34].

В настоящее время разработаны кафедрой АЭП МЭИ и производятся серии преобразователей ПТЭМ-2Р 2-го поколения, в которых предусмотрены особенности эксплуатации преобразователей ПТЭМ-1Р и применена более современная основа электронных комплектующих.

Перед приводом по системе Г-Д обладает преимуществом электропривод системы тиристорный преобразователь – двигатель, в большей степени важны следующие преимущества: более высокий КПД, возможность удаления электромашинного преобразовательного агрегата, значительное быстродействие, блоковая реализация ТП и в соответствии с данным высокая ремонтпригодность. В конце 70-х годов ВНИИ «Электропривод» использовал данный вид электропривода на экскаваторах Уралмашзавода ЭКГ-20, производивших работы в более экстремальных природных условиях на угольном разрезе «Междуреченский» в компании «Южный Кузбасс» и Нерюнгринского разреза ПО «Якутуголь». Изготовленные в 1980 г эти экскаваторы, работают до сих пор.

За границей немалых успехов в разработке и использовании современных электрических приводов добились выпускающие экскаваторы фирмы США «Harnischfeger» и «Bucyrus» вместе с крупными электротехническими компаниями «General Electric» и «Siemens».

Уже более 20 лет компания «Harnischfeger» устанавливает на свои экскаваторы привода на базе системы ТП-Д, производства компании «General Electric» применяющей полупроводниковые системы возбуждения генераторов. Более 100 наиболее мощных карьерных экскаваторов серии 4100 выпущено с данными электроприводами с заменой старых двигателей на соответствующие новые двигатели.

С 80-х годов компания «Bucyrus» массово использует в своих однокорпусных экскаваторах привода переменного тока систему электрического типа ACUTROL™. При этом компания «Bucyrus» согласно желаниям потребителя изготавливает вдобавок экскаваторы с электроприводами по системе ТП-Д.

Таким образом, основные электрические приводы экскаватора типа 295-В11 (ковш 34м³) располагают единым неуправляемым выпрямителем и общим инвертором, ведомым сетью и отдельные автономные инверторы по приводам. Гарантирована устойчивая работа электроприводов при отклонениях напряжения питающей сети от +10% вплоть до -30% от значения номинального.

Ведущие компании выпускающие экскаваторы вместе с тем продолжают производить экскаваторы с электрическими приводами по системе Г-Д. Данное обосновано, прежде всего, пожеланиями потребителя, подготовкой его ремонтных отделов и эксплуатационного персонала в силу опыта и желания работать именно с этим приводом.

Электропривод переменного тока по системе НПЧ-АД (непосредственный преобразователь частоты – асинхронный двигатель) разработанный под руководством профессора В.И. Ключева нашел свое применение в Российской Федерации на экскаваторе ЭШ 20/90А производства «Уралмашзавода».

Система АИН-МАД (автономный инвертор напряжения многофазный асинхронный двигатель) была спроектирована В.Ф. Бражниковым на «Красноярском заводе тяжелых экскаваторов».

Основные препятствия широкого применения регулируемого электропривода переменного тока (проблемы обеспечения тормозных режимов в системах ПЧ-АД со звеном постоянного тока, большая цена по сравнению с электроприводами постоянного тока по системе Г-Д и ТП-Д, скудная совместимость преобразователей с системами электроснабжения) решились несколькими электротехническими фирмами с выпуском преобразователей частоты с автономным инвертором напряжения и широтно-импульсной модуляцией с начала 90-х годов XX века, когда производители мощных полупроводниковых приборов освоили выпуск биполярных транзисторов с изолированным затвором IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

В 80-х годах прошлого века начались разработки и исследования МАД (многофазных асинхронных двигателей). В 1984 году в КГТУ (Красноярском государственном техническом университете) была издана монография В. Ф. Бражникова и Б.П. Соустина [7, 8] по многофазным асинхронным двигателям, где показаны преимущества многофазных электроприводов и особенности их исполнения. Показано, что наиболее целесообразно использовать число фаз, равное девяти. Многофазные асинхронные двигатели могут стать альтернативой трёхфазным машинам и имеют несомненные преимущества перед трёхфазными. Областью применения МАД является асинхронный инверторный привод (АИП). Построение АИП на базе МАД обеспечивает значительное расширение диапазона регулирования скорости за счёт повышения равномерности вращения ротора МАД при низких частотах напряжения. Такие МАД имеют наиболее простую схему обмоток статора, обладают высокой технологичностью и могут быть изготовлены на базе конструктивных элементов серийных трёхфазных асинхронных двигателей.

Однако характер динамических электромеханических переходных процессов протекающих в МАД не изучен в достаточной степени, и нуждается в

дальнейшем исследовании, для применения в главных электроприводах экскаваторов, где важными являются не только установившиеся характеристики системы.

Во время интенсивного развития тиристорных приводов, установлено, то, что еще в конце 70-х годов, бытовала уверенность, что система Г-Д стала неактуальным. ПТО «Уралэнергоцветмет» на экскаваторах ЭКГ-4,6 всех разрезов Министерства цветной металлургии заменило пятимашинные преобразовательные агрегаты на силовые тиристорные преобразователи, оставив старые двигатели экскаваторного исполнения, которые имели очень низкий допустимый темп нарастания тока якорной цепи, что явилось одной из причин недолговечности принятого решения. В течение нескольких лет на предприятиях цветной металлургии постепенно все системы ТП-Д были снова заменены на Г-Д. На сегодняшний день мы наблюдаем, что система Г-Д остается главной системой экскаваторного электропривода, а в эксплуатации устанавливается суждение, что между маломощной сетью и приводами экскаваторов, электромеханический преобразователь с синхронным двигателем представляет собой превосходный буфер и его предпочтительно придерживаться на крупных экскаваторах.

Несмотря на это, всем известные достоинства асинхронных короткозамкнутых двигателей предоставляют основания подразумевать, что с течением времени система ПЧ-АД будет вытеснять на экскаваторах систему Г-Д. Но в меньшей мере понятно, тот или иной тип преобразователей частоты выйдет победителем из неминуемой конкурентоспособной борьбы научных технических решений.

Более проработанным и привычным для эксплуатации в экскаваторном электроприводе, остается привод Г-Д, хорошо сочетаемый с системой электропитания.

Регулярную модернизацию минует привод ТП-Д, связанную с совершенствованием полупроводниковой техники и совершенствованием фазокомпенсирующих аппаратов.

Привод ПЧ-АД миновал время категорического преодоления основных минусов, приведенных ранее и в данное время регулируемый асинхронный электропривод активно внедряется в горнодобывающее оборудование, и нуждается в синтезе систем управления.

В результате, в Российской Федерации в настоящий момент обозначились два подхода последующего развития и улучшения экскаваторных электроприводов. Первый подход – это усовершенствование систем привода постоянного тока с применением инновационной элементной базы в комбинации с новыми средствами управления программного типа. Второй подход – это отказ от классических систем постоянного тока в приводах экскаваторов и движение в пользу приводов переменного тока с векторным управлением.

1.2 Математическое описание объекта управления

Объектом управления систем автоматизации технологического процесса одноковшовых экскаваторов являются взаимосвязанные электроприводы рабочего органа экскаватора. Несмотря на то, что в сравнении с другими электродвигателями, асинхронный, обладает принципиально важными преимуществами, область применения современных трёхфазных асинхронных инверторных электроприводов из-за ряда их серьёзных недостатков сильно ограничена. Такая противоречивость качеств асинхронного двигателя и асинхронного инверторного привода (АИП) требует отыскания принципов построения и управления АИП, обеспечивающих максимальное использование преимуществ АД. Поэтому при разработке проекта системы автоматического управления необходимо составление математической модели электропривода, начинающееся с разбиения функциональной схемы электропривода на структурные звенья, которое выполняют таким образом, чтобы структурное звено модели содержало не более одной постоянной времени. Проведём математическое описание АД с учётом возможного увеличенного числа фаз асинхронного двигателя и электромеханической системы ТВ-Г-Д.

1.2.1 Математическое описание многофазных асинхронных двигателей в собственной системе координат

Проблема отыскания принципов построения и управления АИП, может быть решена только на основе глубоких исследований электромагнитных процессов в АД при питании его от автономного инвертора (АИ) напряжения (АИН) или тока (АИТ).

Автономность структуры АИП делает возможным увеличение числа фаз в системе АИ-АД, которое при несинусоидальности напряжений (токе) АИ и несинусоидальном распределении индукции в зазоре АД значительно улучшает характеристики АИП. В настоящее время ведётся исследование трёхфазных АИП, но разработанные для этого методы оказываются неприемлемы при изучении процессов в системах АИ-АД с числом фаз более трёх. Поэтому для успешного решения проблемы повышения качества АИП необходимы, в первую очередь, разработка точных методов анализа электромагнитных процессов в системе АИ-АД и установление основных закономерностей совместного влияния числа фаз, законов управления и исполнения АД и АИ на характеристики АИП.

При исследовании трёхфазных АД применяются методы, основанные на линейных преобразованиях уравнений АД (эквивалентной двухфазной машины, результирующих векторов и др.), которые оказываются несправедливыми при числе фаз АД более четырёх из-за нарушения эквивалентности этих преобразований. Известно что Т- и Г-образные схемы замещения АД лишь приблизительно отражают происходящие в нём процессы и погрешность замещения возрастает с уменьшением частоты питающего напряжения. Это приводит к существенным неточностям в представлениях о взаимосвязях конструктивных параметров АД, его характеристик и управляемости, что весьма важно для повышения качества АИП. Следовательно, необходима разработка методов, и в первую очередь аналитических, которые были бы лишены этих недостатков. Очевидно, что наиболее точными могут быть методы, позволяющие непосредственно ре-

шать полные дифференциальные уравнения АД без привлечения искусственных приёмов [7].

Система дифференциальных уравнений АД обладает особым свойством симметричности, отражающим действительное взаимодействие процессов в многофазных системах, использование которого позволило впервые получить динамические механические характеристики многофазного двигателя. Рассмотрим в частности девятифазный асинхронный двигатель.

Представим математическое описание АКЗ в виде систем уравнений. Уравнения напряжений для статорной и роторной цепи асинхронного короткозамкнутого двигателя имеют вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{s1} = \frac{d\Psi_{s1}}{dt} + R_{s1} \cdot i_{s1}, \\ u_{s2} = \frac{d\Psi_{s2}}{dt} + R_{s2} \cdot i_{s2}, \\ \dots, \\ u_{s9} = \frac{d\Psi_{s9}}{dt} + R_{s9} \cdot i_{s9}. \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} 0 = \frac{d\Psi_{r1}}{dt} + R_{r1} \cdot i_{r1}, \\ 0 = \frac{d\Psi_{r2}}{dt} + R_{r2} \cdot i_{r2}, \\ \dots, \\ 0 = \frac{d\Psi_{r9}}{dt} + R_{r9} \cdot i_{r9}. \end{array} \right.$$

Средства приложения Simulink позволяют оперировать векторными величинами, следовательно мы можем записать уравнения в векторной форме, это облегчит вычисления и ускорит работу приложения:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d\Psi_s}{dt}, \\ \mathbf{0} = \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{i}_r + \frac{d\Psi_r}{dt}. \end{array} \right.$$

где

$$\mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ \dots \\ u_{s9} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ \dots \\ i_{s9} \end{bmatrix}, \quad \Psi_s = \begin{bmatrix} \psi_{s1} \\ \psi_{s2} \\ \dots \\ \psi_{s9} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \dots \\ i_{r9} \end{bmatrix}, \quad \Psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{r1} \\ \psi_{r2} \\ \dots \\ \psi_{r9} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_{s2} & & \\ \dots & & \dots & \\ 0 & & & R_{s9} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} R_{r1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_{r2} & & \\ \dots & & \dots & \\ 0 & & & R_{r9} \end{bmatrix}$$

При условии симметричности фаз можно записать:

$$R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = R_{s4} = R_{s5} = R_{s6} = R_{s7} = R_{s8} = R_{s9} = r_s;$$

$$R_{r1} = R_{r2} = R_{r3} = R_{r4} = R_{r5} = R_{r6} = R_{r7} = R_{r8} = R_{r9} = r_r.$$

$$\mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_s & & \\ \dots & & \dots & \\ 0 & & & r_s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_r & & \\ \dots & & \dots & \\ 0 & & & r_r \end{bmatrix}$$

Получаем:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s = \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d\psi_s}{dt}, \\ \mathbf{0} = \mathbf{r}_r \cdot \mathbf{i}_r + \frac{d\psi_r}{dt}. \end{cases} \quad (1.1)$$

Обозначим:

$$A_1 = \cos \varphi; A_2 = \cos(\varphi + \frac{2\pi}{9}); A_3 = \cos(\varphi + \frac{4\pi}{9}); A_4 = \cos(\varphi + \frac{6\pi}{9}); A_5 = \cos(\varphi + \frac{8\pi}{9});$$

$$A_6 = \cos(\varphi + \frac{10\pi}{9}); A_7 = \cos(\varphi + \frac{12\pi}{9}); A_8 = \cos(\varphi + \frac{14\pi}{9}); A_9 = \cos(\varphi + \frac{16\pi}{9});$$

Потокосцепление обмотки каждой фазы является функцией всех токов статора и ротора. Системы уравнений для потокосцеплений статора и ротора (соответственно индексы «s» и «r») имеют следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{s1} = L_s \cdot i_{s1} + L_{s1,2} \cdot i_{s2} + \dots + L_{s1,9} \cdot i_{s9} + L_{1,1} \cdot A_1 \cdot i_{r1} + L_{1,2} \cdot A_2 \cdot i_{r2} + \dots + L_{1,9} \cdot A_9 \cdot i_{r9}, \\ \psi_{s2} = L_{s2,1} \cdot i_{s1} + L_s \cdot i_{s2} + \dots + L_{s2,9} \cdot i_{s9} + L_{2,1} \cdot A_9 \cdot i_{r1} + L_{2,2} \cdot A_1 \cdot i_{r2} + \dots + L_{2,9} \cdot A_8 \cdot i_{r9}, \\ \cdot \\ \cdot \\ \psi_{s9} = L_{s9,1} \cdot i_{s1} + L_{s9,2} \cdot i_{s2} + \dots + L_s \cdot i_{s9} + L_{9,1} \cdot A_2 \cdot i_{r1} + L_{9,2} \cdot A_3 \cdot i_{r2} + \dots + L_{9,9} \cdot A_1 \cdot i_{r9}. \\ \psi_{r1} = L_r \cdot i_{r1} + L_{r1,2} \cdot i_{r2} + \dots + L_{r1,9} \cdot i_{r9} + L_{1,1} \cdot A_1 \cdot i_{s1} + L_{1,2} \cdot A_9 \cdot i_{s2} + \dots + L_{1,9} \cdot A_2 \cdot i_{s9}, \\ \psi_{r2} = L_{r2,1} \cdot i_{r1} + L_r \cdot i_{r2} + \dots + L_{r2,9} \cdot i_{r9} + L_{2,1} \cdot A_2 \cdot i_{s1} + L_{2,2} \cdot A_1 \cdot i_{s2} + \dots + L_{2,9} \cdot A_3 \cdot i_{s9}, \\ \cdot \\ \cdot \\ \psi_{r9} = L_{r9,1} \cdot i_{r1} + L_{r9,2} \cdot i_{r2} + \dots + L_r \cdot i_{r9} + L_{9,1} \cdot A_9 \cdot i_{s1} + L_{9,2} \cdot A_8 \cdot i_{s2} + \dots + L_{9,9} \cdot A_1 \cdot i_{s9}. \end{array} \right.$$

Запишем уравнения в векторной форме:

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix}$$

где

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & L_{s1,2} & \dots & L_{s1,9} \\ L_{s2,1} & L_s & & \\ \dots & & \dots & \\ L_{s9,1} & & \dots & L_s \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & L_{r1,2} & \dots & L_{r1,9} \\ L_{r2,1} & L_r & & \\ \dots & & \dots & \\ L_{r9,1} & & \dots & L_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{1,1} \cdot A_1 & L_{1,2} \cdot A_2 & \dots & L_{1,9} \cdot A_9 \\ L_{2,1} \cdot A_9 & L_{2,2} \cdot A_1 & & \\ \dots & & \dots & \\ L_{9,1} \cdot A_2 & & & L_{9,9} \cdot A_1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}_{rs} = \begin{bmatrix} L_{1,1} \cdot A_1 & L_{1,2} \cdot A_9 & \dots & L_{1,9} \cdot A_2 \\ L_{2,1} \cdot A_2 & L_{2,2} \cdot A_1 & & \\ \dots & & \dots & \\ L_{9,1} \cdot A_9 & & & L_{9,9} \cdot A_1 \end{bmatrix}$$

Тогда с получим общую матрицу индуктивностей:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{s1,2} & \dots & L_{s1,9} & L_{1,1} \cdot A_1 & L_{1,2} \cdot A_2 & \dots & L_{1,9} \cdot A_9 \\ L_{s2,1} & L_s & & & L_{2,1} \cdot A_9 & L_{2,2} \cdot A_1 & & \\ \dots & & \dots & & \dots & & \dots & \\ L_{s9,1} & & \dots & L_s & L_{9,1} \cdot A_2 & & & L_{9,9} \cdot A_1 \\ L_{1,1} \cdot A_1 & L_{1,2} \cdot A_9 & \dots & L_{1,9} \cdot A_2 & L_r & L_{r1,2} & \dots & L_{r1,9} \\ L_{2,1} \cdot A_2 & L_{2,2} \cdot A_1 & & & L_{r2,1} & L_r & & \\ \dots & & \dots & & \dots & & \dots & \\ L_{9,1} \cdot A_9 & & & L_{9,9} \cdot A_1 & L_{r9,1} & & \dots & L_r \end{bmatrix}$$

При условии симметричности воздушного зазора, синусоидальности МДС и приведения всех величин к обмотке статора, можно записать:

$$k_1 = 1; k_2 = \cos\left(\frac{2\pi}{9}\right); k_3 = \cos\left(\frac{4\pi}{9}\right); k_4 = \cos\left(\frac{6\pi}{9}\right); k_5 = \cos\left(\frac{8\pi}{9}\right); k_6 = \cos\left(\frac{10\pi}{9}\right);$$

$$k_7 = \cos\left(\frac{12\pi}{9}\right); k_8 = \cos\left(\frac{14\pi}{9}\right); k_9 = \cos\left(\frac{16\pi}{9}\right)$$

Тогда получим общую матрицу индуктивностей:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s & \frac{2}{3}L_m \cdot k_2 & \dots & \frac{2}{3}L_m \cdot k_9 & \frac{2}{3}L_m \cdot A_1 & \frac{2}{3}L_m \cdot A_2 & \dots & \frac{2}{3}L_m \cdot A_9 \\ \frac{2}{3}L_m \cdot k_9 & L_s & & & \frac{2}{3}L_m \cdot A_9 & \frac{2}{3}L_m \cdot A_1 & & \\ \dots & & \dots & & \dots & & \dots & \\ \frac{2}{3}L_m \cdot k_2 & & \dots & L_s & \frac{2}{3}L_m \cdot A_2 & & & \frac{2}{3}L_m \cdot A_1 \\ \frac{2}{3}L_m \cdot A_1 & \frac{2}{3}L_m \cdot A_9 & \dots & \frac{2}{3}L_m \cdot A_2 & L_r & \frac{2}{3}L_m \cdot k_9 & \dots & \frac{2}{3}L_m \cdot k_2 \\ \frac{2}{3}L_m \cdot A_2 & \frac{2}{3}L_m \cdot A_1 & & & \frac{2}{3}L_m \cdot k_2 & L_r & & \\ \dots & & \dots & & \dots & & \dots & \\ \frac{2}{3}L_m \cdot A_9 & & & \frac{2}{3}L_m \cdot A_1 & \frac{2}{3}L_m \cdot k_9 & & \dots & L_r \end{bmatrix}$$

где L_s, L_r - собственные индуктивности статора и ротора соответственно; $\frac{2}{3} \cdot L_m$ - это индуктивность фазы статора от основного магнитного потока и максимальная взаимоиндуктивность разных фаз статора и ротора, имеющая место при совпадении их магнитных осей; L_m - это индуктивность ветви намагничивания 1-фазной схемы замещения АД в установившемся режиме; φ - угол поворота ротора при числе полюсов p_{II} , равном 1.

Тогда систему уравнений для потокосцепления можно записать в объединённой форме следующим образом:

$$\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{L} \cdot \mathbf{i} \quad (1.2)$$

где

$$\boldsymbol{\Psi} = \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix}.$$

Зная вектор потокосцепления, вектор токов можно определить, решая систему линейных уравнений:

$$\mathbf{i} = \mathbf{L}^{-1} \cdot \boldsymbol{\Psi}$$

Электромагнитная энергия 3-х фазной машины определяется выражением:

$$W_{\varphi} = \frac{1}{2} \boldsymbol{\Psi} \cdot \mathbf{i} = \frac{1}{2} (\Psi_{S1} \cdot i_{S1} + \Psi_{S2} \cdot i_{S2} + \Psi_{S3} \cdot i_{S3} + \Psi_{S4} \cdot i_{S4} + \Psi_{S5} \cdot i_{S5} + \Psi_{S6} \cdot i_{S6} + \Psi_{S7} \cdot i_{S7} + \Psi_{S8} \cdot i_{S8} + \Psi_{S9} \cdot i_{S9} + \Psi_{r1} \cdot i_{r1} + \Psi_{r2} \cdot i_{r2} + \Psi_{r3} \cdot i_{r3} + \Psi_{r4} \cdot i_{r4} + \Psi_{r5} \cdot i_{r5} + \Psi_{r6} \cdot i_{r6} + \Psi_{r7} \cdot i_{r7} + \Psi_{r8} \cdot i_{r8} + \Psi_{r9} \cdot i_{r9})$$

Электромагнитный момент может быть выражен через электромагнитную мощность:

$$M_{\varphi} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial W_{\varphi}}{\partial \varphi} = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{i}_r^T \cdot \frac{\partial \boldsymbol{\Psi}}{\partial \varphi},$$

$$\varphi_{эл} = p_{II} \cdot \varphi \Rightarrow \varphi = \frac{\varphi_{эл}}{p_{II}},$$

$$M_{\varphi} = \frac{1}{2} \cdot p_{II} \cdot \mathbf{i}_r^T \cdot \frac{\partial \boldsymbol{\Psi}}{\partial \varphi_{эл}}.$$

где $\varphi_{эл}$ и φ - соответственно, электрический и геометрический углы поворота ротора относительно статора в радианах; p_n - число пар полюсов,

$$M_э = \frac{1}{2} \cdot p_n \cdot \mathbf{i}_r^T \cdot \frac{\partial \Psi}{\partial \varphi_{эл}} = \frac{1}{2} \cdot p_n \cdot \mathbf{i}_r^T \cdot \frac{\partial}{\partial \varphi_{эл}} (\mathbf{L} \cdot \mathbf{i}) = \frac{1}{3} \cdot L_m \cdot p_n \cdot \mathbf{i}_r^T \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{i}_s$$

где \mathbf{B} - матрица гармонических составляющих электромагнитного момента:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \dots & b_9 \\ b_9 & b_1 & & \\ \dots & & \dots & \\ b_2 & & & b_1 \end{bmatrix}; \quad \begin{cases} b_1 = -\sin \varphi \\ b_2 = -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{9}) \\ \dots \\ b_9 = -\sin(\varphi + \frac{16\pi}{9}) \end{cases}$$

Избежать наличия гармонических составляющих в формуле электромагнитного момента можно, заменив вектор тока статора через вектор потокосцепления ротора:

$$\mathbf{Z}_p = L_m \cdot p_n$$

$$M_э = \frac{Z_p}{3} \cdot \mathbf{i}_r^T \cdot \mathbf{D} \cdot \Psi_r, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & -1 \\ -1 & 0 & & \\ \dots & & \dots & \\ 1 & & & 0 \end{bmatrix}$$

Матрица постоянных коэффициентов \mathbf{D} получается при замене вектора тока статора, вектором потокосцепления ротора, при этом, переменный коэффициенты матрицы \mathbf{B} преобразуются в постоянные коэффициенты.

В развёрнутом виде формула нахождения электромагнитного момента имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} M_э = & \frac{Z_p}{3} \cdot (i_{r1} \cdot (\psi_{r2} - \psi_{r3} + \psi_{r4} - \psi_{r5} + \psi_{r6} - \psi_{r7} + \psi_{r8} - \psi_{r9}) + i_{r2} \cdot (\psi_{r3} - \psi_{r1} - \psi_{r4} + \psi_{r5} - \psi_{r6} + \psi_{r7} - \psi_{r8} + \psi_{r9}) + \\ & + i_{r3} \cdot (\psi_{r1} - \psi_{r2} + \psi_{r4} - \psi_{r5} + \psi_{r6} - \psi_{r7} + \psi_{r8} - \psi_{r9}) + i_{r4} \cdot (\psi_{r2} - \psi_{r1} - \psi_{r3} + \psi_{r5} - \psi_{r6} + \psi_{r7} - \psi_{r8} + \psi_{r9}) + \\ & + i_{r5} \cdot (\psi_{r1} - \psi_{r2} + \psi_{r3} - \psi_{r4} + \psi_{r6} - \psi_{r7} + \psi_{r8} - \psi_{r9}) + i_{r6} \cdot (\psi_{r2} - \psi_{r1} - \psi_{r3} + \psi_{r4} - \psi_{r5} + \psi_{r7} - \psi_{r8} + \psi_{r9}) + \\ & + i_{r7} \cdot (\psi_{r1} - \psi_{r2} + \psi_{r3} - \psi_{r4} + \psi_{r5} - \psi_{r6} + \psi_{r8} - \psi_{r9}) + i_{r8} \cdot (\psi_{r2} - \psi_{r1} - \psi_{r3} + \psi_{r4} - \psi_{r5} + \psi_{r6} - \psi_{r7} + \psi_{r9}) + \\ & + i_{r9} \cdot (\psi_{r1} - \psi_{r2} + \psi_{r3} - \psi_{r4} + \psi_{r5} - \psi_{r6} + \psi_{r7} - \psi_{r8})) \end{aligned} \quad (1.3)$$

В дополнение к системам уравнений используем основное уравнение динамики электропривода:

$$J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} = M - M_C \quad (1.4)$$

где J_{Σ} , M , M_C , ω - соответственно суммарный момент инерции, электромагнитный и статический моменты и угловая скорость двигателя.

Рассмотрим вариант сохранения фазного напряжения при переходе к 9-тифазному двигателю, который имеет важное практическое значение, потому что обеспечивает создание МАД на тех же напряжения, что и трёхфазные АД, в том числе на стандартные напряжения. Это исключает необходимость применения дополнительных устройств для согласования МАД с питающей сетью при замене трёхфазных АД.

По уравнениям (1.1-1.4) составим модель в Simulink рисунке 1.4.

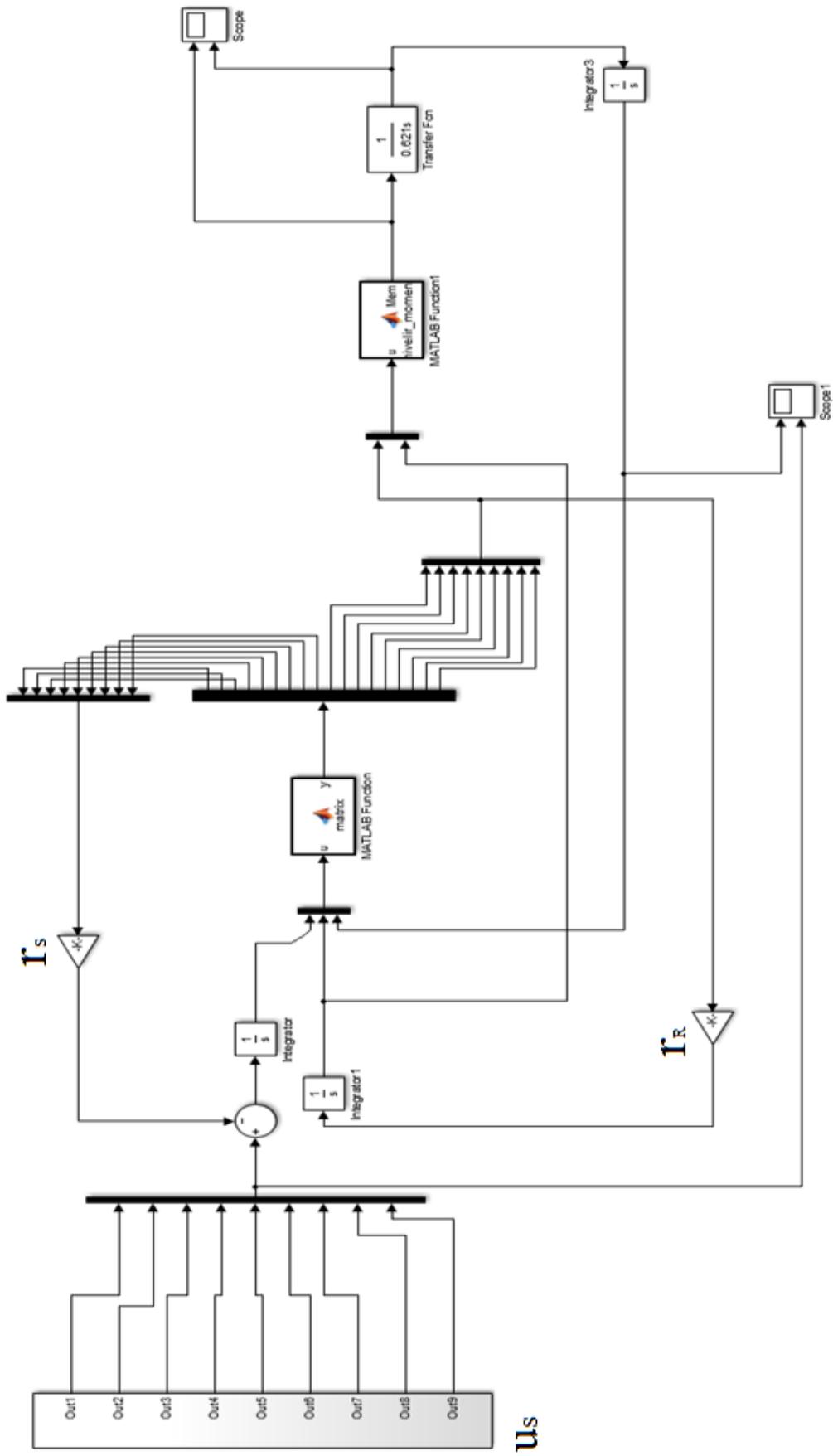


Рис. 1.4. Модель 9-тифазного АД в собственной системе координат

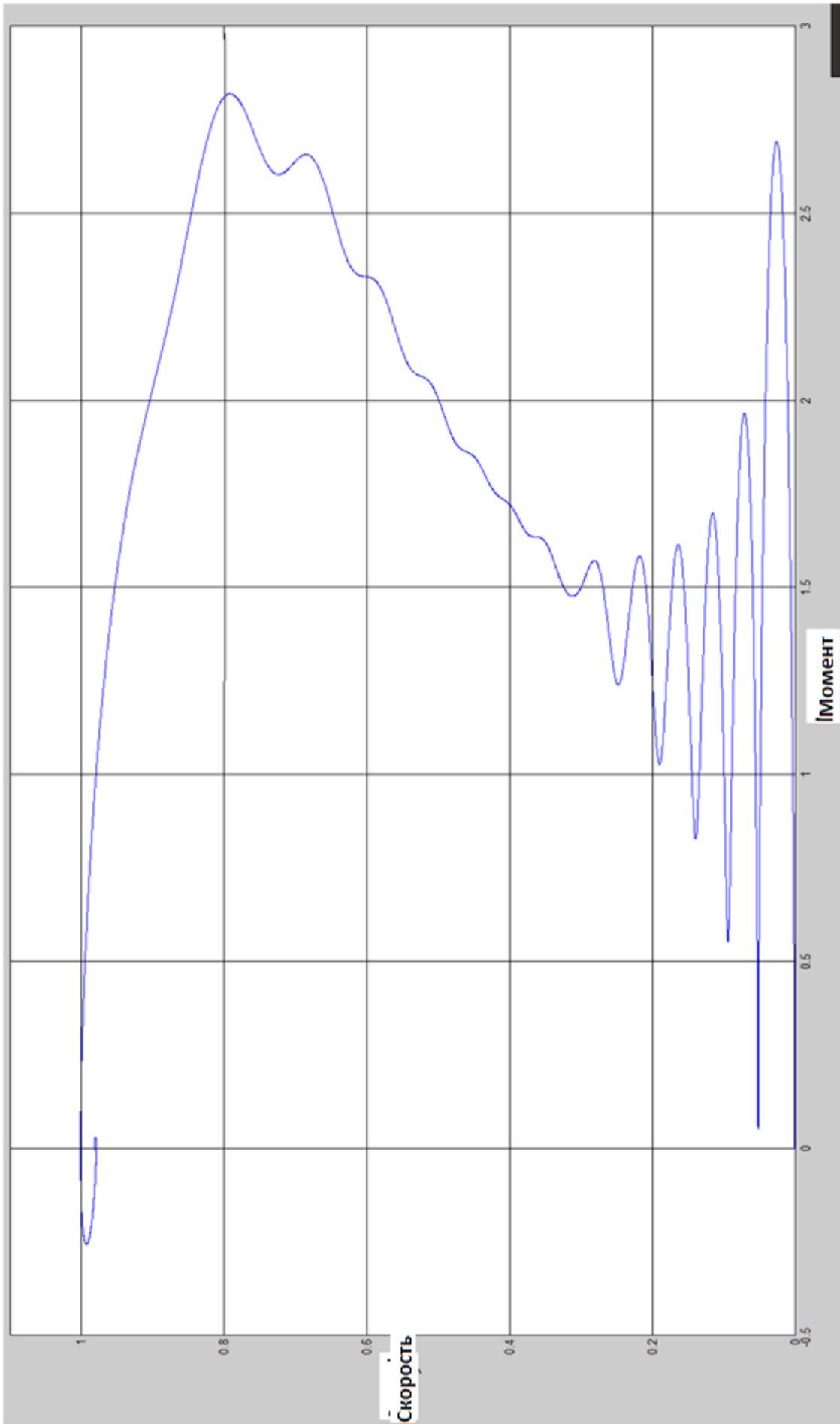


Рис. 1.5. Динамическая механическая характеристика 9-тифазного АД в относительных единицах

В ПРИЛОЖЕНИИ А показан пересчёт параметров двигателя, при переходе от трёхфазной системы к девятифазной и найдены параметры изменяющиеся при переходе от трёхфазного АД к МАД (R_s, R_r, L_s, L_r, L_m).

Для пересчёта параметров двигателя, при переходе от трёхфазной системы к девятифазной, использовались методы представленные в [7]. Программы разработанные в блоках MATLAB Function, для двигателя мощностью 55 кВт, будет иметь вид представленный в ПРИЛОЖЕНИИ Б.

Данная модель может быть дополнена в случае изменения допущений при составлении математического описание асинхронных двигателей, чего не получится сделать в случае с двухфазной моделью. Кроме того, модель позволяет получить динамические механические характеристики для многофазных асинхронных двигателей (рисунок 1. 5), в исследованиях [7, 8] удавалось получить только статические характеристики.

В процессе исследования было проведено математическое описание и моделирование 3-х, 6-ти и 9-тифазных двигателей, мощностью 3 кВт, 4кВт, 55кВт. Данные двигателей представлены в ПРИЛОЖЕНИИ В. В процессе исследования было выявлено уменьшение пульсаций момента многофазных двигателей при пуске и реверсе, так же наблюдаются значительное расширение диапазона регулирования скорости, по сравнению с 3-хфазным.

На рисунке 1.6. показана осциллограмма токов статора, которая сравнивалась с полученными в результате моделирования данными. Форма тока статора является ключевой характеристикой в отражении происходящих в машине электромагнитных процессов и показателем достоверности при совпадении экспериментальных данных с результатами моделирования.

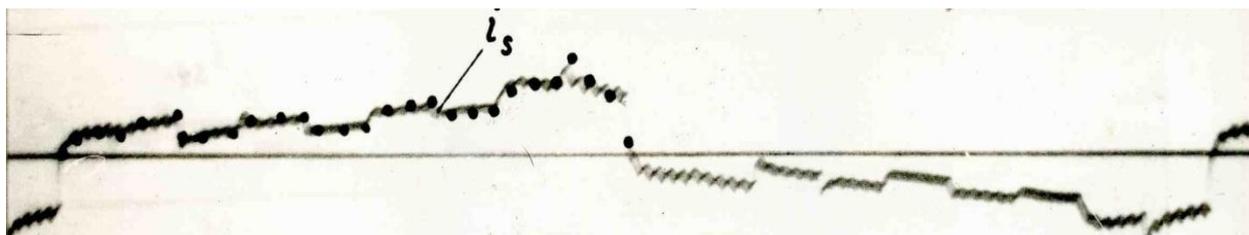


Рис. 1.6. Осциллограмма тока статора 9-тифазного АД АО2324, точки показывают значения, полученные при моделировании

Экспериментальные данные снятые с 9-тифазного АД и осциллограммы, полученные в результате моделирования, совпадают, что указывает на правильность построения модели и принципы заложенные в математическое описание. В случае числа фаз АД меньше 4-х мы можем, без потери точности в отражение электромеханических переходных процессов, использовать метод перехода к обобщённой двухфазной машине. Данные результаты позволяют использовать метод моделирования АД в собственной системе координат для изучения электромеханических переходных процессов, происходящих в многофазных АД и промышленных проектах и расчётах.

1.2.2 Механическая часть электропривода поворота экскаватора

Проанализируем, в частности, кинематическую схему привода поворотного механизма экскаватора ЭКГ – 8 (рисунок 1. 7). Подобной схемой обладают экскаваторы ЭКГ-5, ЭКГ-4.6 и др. Тут через индивидуальные редукторы Р2 и Р1 двигатели M_2 и M_1 приводят во вращение, находящиеся в зацеплении с зубчатым венцом ЗВ, валы-шестерни ВШ2 и ВШ1, неподвижно закрепленным на гусеничной тележке экскаватора (или на базе Б). Обегая зубчатый венец, валы - шестерни, приводят во вращение, опирающуюся на роликовый круг РК, поворотную платформу П экскаватора,. Поворотная платформа соединена со стрелой, которая через рукоять соединена с ковшом (не приведено на схеме).

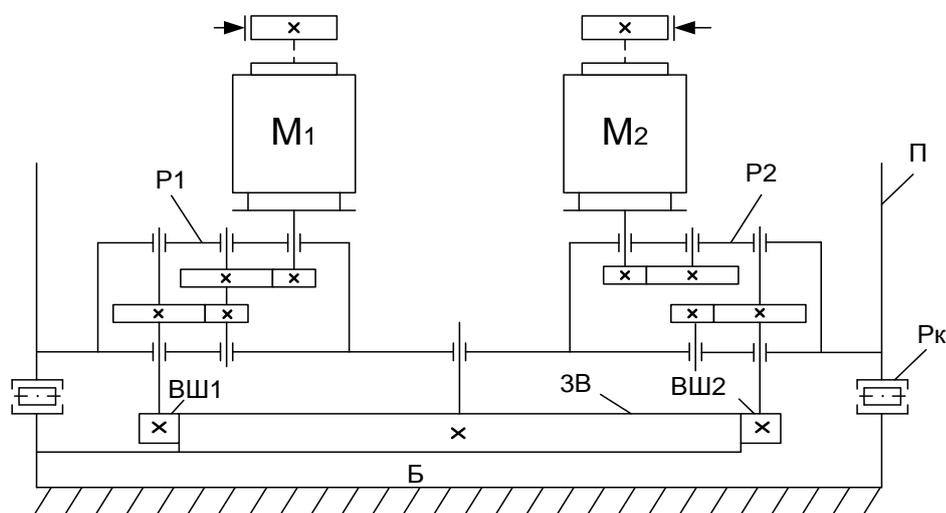


Рисунок 1.7. Кинематическая схема механизма поворота

Расчет инерционных моментов выполнен в [96] с помощью выражения:

$$J = GD^2 / k ,$$

Где k - коэффициент, зависящий от конфигурации детали GD^2 - момент маховый.

Затем моменты инерции всех компонентов вращающихся кинематических звеньев приводятся к валу двигателя посредством квадрата передаточного числа. Далее формируются суммарные приведенные инерционные моменты каждого двигателя и его редуктора J_{12} и J_{11} , включая суммарные приведенные инерционные моменты поворотной платформы со стрелой J_n и рукояти, выдвинутой на полную длину, и J_k (ковша с грузом).

Вычисление жесткостей стрелы и рукояти, валов редуктора также выполнен в [96], в результате которого вычисленным жесткостям элементов кинематической схемы находим значения эквивалентных жесткостей c_{23} и c_{12} . В подобранных зазорах появляются колебания динамических моментов, и это приводит в основном к выкрашиванию зубцов венцовой шестерни. По этой причине ограничиваемся трехмассовой системой, что, $J_2 = J_n + J_k$, а $c_{23} = \infty$,. Данное значительно упрощает мат. описание, неточность при этом не превосходит 8% [56]. В следствии располагаем следующей расчетной схемой двухдвигательного механизма поворота экскаватора, показанную на рис. 1. 8.

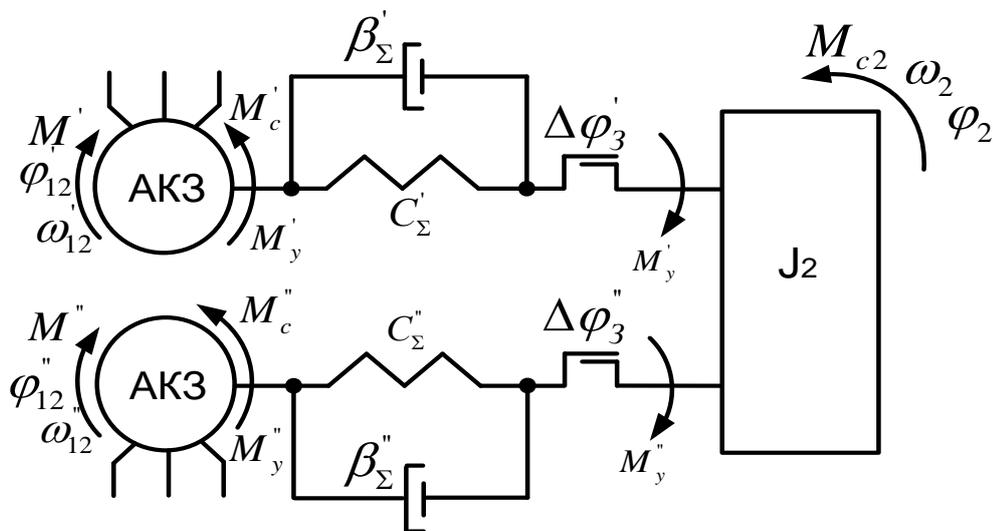


Рисунок 1.8. Расчетная схема механизма поворота

Момент нагрузки электропривода определяется силами трения в двигателях (M_{c11} , M_{c12}) и в механизме (M_{c2}), ветровой нагрузкой и креном экскаватора (M_H). Но с учетом абсолютно всех факторов реальные статические нагрузки механизма поворота малы и составляют приблизительно 10% от стопорного момента двигателя [16]. Главной нагрузкой привода поворотного механизма представляют силы инерции, действующие в динамических режимах пуска и торможения. Основываясь на этом, пренебрегаем статическим моментом, что дает возможность при малой утрате точности более наглядно продемонстрировать переходные процессы по динамическим моментам.

В итоге механическая часть двухдвигательного электропривода поворота описывается пятью уравнениями

$$\begin{cases} J_{11}d\omega_{11} / dt = M_1 - M_{y1}, \\ J_{12}d\omega_{12} / dt = M_2 - M_{y2}, \\ M_{y1} = c_{12}(\varphi_{11} - \varphi_2) + \beta_{12}(\omega_{11} - \omega_2), \\ M_{y2} = c_{12}(\varphi_{12} - \varphi_2) + \beta_{12}(\omega_{12} - \omega_2), \\ J_2d\omega_2 / dt = M_{y1} + M_{y2}. \end{cases}$$

где M_{y1}, M_{y2} - упругие моменты; M_1, M_2 - моменты двигателей; $\varphi_{11}, \varphi_{12}$ - углы поворота двигателей; φ_2, ω_2 - угол поворота и угловая скорость механизма.

В реальных условиях динамические нагрузки в механическом оборудовании в существенной мере увеличиваются из-за ударов, возникающих при установке зазоров в передачах [33, 34]. На основе данной зависимости момента упругого от разности углов поворота двигателя и механизма представляется в виде звена нечувствительности, по этой причине в схему введены соответствующие нелинейные элементы. В этом случае уравнения для моментов упругих имеют вид:

$$\begin{cases} M_{y1} = c_{12}(\varphi_{11} - \varphi_2 \pm \Delta\varphi_{31} / 2) + \beta_{12}p(\varphi_{11} - \varphi_2 \pm \Delta\varphi_{31} / 2), \text{ при } |\varphi_{11} - \varphi_2| > \Delta\varphi_{31} / 2, \\ M_{y1} = 0, \text{ при } |\varphi_{11} - \varphi_2| \leq \Delta\varphi_{31} / 2, \\ M_{y2} = c_{12}(\varphi_{12} - \varphi_2 \pm \Delta\varphi_{32} / 2) + \beta_{12}p(\varphi_{12} - \varphi_2 \pm \Delta\varphi_{32} / 2), \text{ при } |\varphi_{12} - \varphi_2| > \Delta\varphi_{32} / 2, \\ M_{y2} = 0, \text{ при } |\varphi_{12} - \varphi_2| \leq \Delta\varphi_{32} / 2. \end{cases}$$

Производя замену двух двигателей одним эквивалентным, принимаем соответствующее математическое описание механической части экскаваторного двухдвигательного поворотного электропривода:

$$\begin{cases} J_{1\Sigma} d\omega_{1\Sigma} / dt = M_{\Sigma} - M_{y\Sigma}, \\ M_{y\Sigma} = c_{12\Sigma}(\phi_{1\Sigma} - \phi_2) + \beta_{12\Sigma}(\omega_{1\Sigma} - \omega_2), \\ J_2 d\omega_2 / dt = M_{y\Sigma}. \end{cases} \quad (1.5)$$

Математическое описание механической части одномассовой системы имеет вид:

$$J_{\Sigma} \frac{d\omega_{\Sigma}}{dt} = M_{y\Sigma}$$

Получаем, что в зависимости от количества информации о объекте, система поворота экскаватора может быть показана разнообразными структурными схемами, которые соответствуют одно- или двухмассовой математическим моделям.

1.2.3 Электрическая часть электропривода поворота экскаватора

В качестве математического описания трехфазного асинхронного двигателя, как было доказано выше, мы можем использовать математическое описание обобщенной асинхронной машины, которая базируется на известных законах.

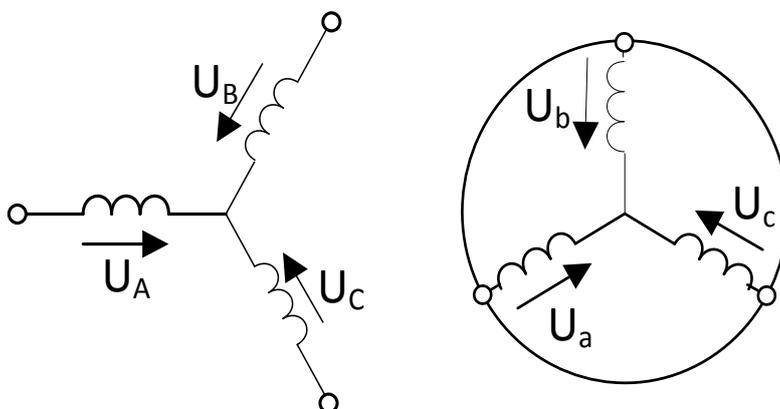


Рис. 1. 9. Обобщенная асинхронная машина

Уравнения равновесия рис. 1. 9 на обмотках статора и ротора базируются на втором законе Кирхгофа Э.Д.С. для статора и ротора:

$$\begin{cases} u_{as} = i_{as} \cdot R_s + \frac{d\Psi_{as}}{dt}, \\ u_{bs} = i_{bs} \cdot R_s + \frac{d\Psi_{bs}}{dt}, \\ u_{cs} = i_{cs} \cdot R_s + \frac{d\Psi_{cs}}{dt}. \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_{ar} = i_{ar} \cdot R_r + \frac{d\Psi_{ar}}{dt}, \\ u_{br} = i_{br} \cdot R_r + \frac{d\Psi_{br}}{dt}, \\ u_{cr} = i_{cr} \cdot R_r + \frac{d\Psi_{cr}}{dt}. \end{cases}$$

где $\Psi_{as}, \Psi_{bs}, \Psi_{cs}$ - потокосцепления обмоток соответствующих фаз статора, $\Psi_{ar}, \Psi_{br}, \Psi_{cr}$ - потокосцепления обмоток соответствующих фаз ротора.

Потокосцепление каждой фазы является функцией токов всех фаз машины:

Для статора

$$\begin{cases} \Psi_{as} = l_s i_{as} + m_s (i_{bs} + i_{cs}) + m_{sr} [i_{ar} \cdot \cos \theta + i_{br} \cdot \cos(\theta + \alpha) + i_{cr} \cdot \cos(\theta + 2\alpha)], \\ \Psi_{bs} = l_s i_{bs} + m_s (i_{as} + i_{cs}) + m_{sr} [i_{ar} \cdot \cos(\theta + 2\alpha) + i_{br} \cdot \cos \theta + i_{cr} \cdot \cos(\theta + \alpha)], \\ \Psi_{cs} = l_s i_{cs} + m_s (i_{as} + i_{bs}) + m_{sr} [i_{ar} \cdot \cos(\theta + \alpha) + i_{br} \cdot \cos(\theta + 2\alpha) + i_{cr} \cdot \cos \theta]. \end{cases}$$

Для ротора

$$\begin{cases} \Psi_{ar} = l_r i_{ar} + m_r (i_{br} + i_{cr}) + m_{sr} [i_{as} \cdot \cos \theta + i_{bs} \cdot \cos(\theta + 2\alpha) + i_{cs} \cdot \cos(\theta + \alpha)], \\ \Psi_{br} = l_r i_{br} + m_r (i_{ar} + i_{cr}) + m_{sr} [i_{as} \cdot \cos(\theta + \alpha) + i_{bs} \cdot \cos \theta + i_{cs} \cdot \cos(\theta + 2\alpha)], \\ \Psi_{cr} = l_r i_{cr} + m_r (i_{ar} + i_{br}) + m_{sr} [i_{as} \cdot \cos(\theta + 2\alpha) + i_{bs} \cdot \cos(\theta + \alpha) + i_{cs} \cdot \cos \theta]. \end{cases}$$

где l_s, l_r - индуктивность обмотки фазы соответственно статора и ротора, m_s, m_r - взаимная индуктивность между двумя обмотками статора и ротора, m_{sr} - взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора при совпадении их осей, θ - угол расположенный между соответствующими обмотками статора и ротора.

Добавляем основное уравнение динамики:

$$M - M_C = J_\Sigma \frac{d\omega}{dt}$$

Для связи уравнения движения и уравнений Кирхгофа вводим выражение электромагнитной энергии:

$$W_{эм} = \frac{1}{2} (\Psi_{as} \cdot i_{as} + \Psi_{bs} \cdot i_{bs} + \Psi_{cs} \cdot i_{cs} + \Psi_{ar} \cdot i_{as} + \Psi_{br} \cdot i_{as} + \Psi_{cr} \cdot i_{as})$$

$$M = \frac{dW_{эм}}{d\theta_{эоом}} = \frac{dW_{эм}}{d\theta_{эл}} p_{п}$$

$$\theta_{эоом} = \frac{\theta_{эл}}{p_{п}},$$

$p_{п}$ – число пар полюсов.

В таком виде система громоздка и трудоёмка, поэтому она преобразуется к новой координатной системе позволяющей сохранить число уравнений и избавиться от периодических коэффициентов.

Введение обобщённого пространственного комплекса.

Возьмём трёхфазную систему напряжений:

$$\begin{cases} u_{as} = U_m \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi), \\ u_{bs} = U_m \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi + 120^\circ), \\ u_{cs} = U_m \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi + 240^\circ). \end{cases}$$

• $u_0 = 0$, так как система без нулевого провода.

• $u_2 = 0$, так как система симметрична.

$$\bullet u_1 = \frac{2}{3} (u_{As} + a \cdot u_{Bs} + a^2 \cdot u_{Cs}),$$

где $a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ - оператор поворота.

Воспользовавшись формулой Эйлера $\cos(x) = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}$, после преобразова-

ния получим:

$$\bullet u_1 = U_m \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t} = \dot{U}_m \cdot e^{j\omega_0 t},$$

где \dot{u}_1 - пространственный комплекс напряжений,

\dot{U}_m - комплексная амплитуда напряжений, вращающаяся со скоростью ω_0 .

Аналогичные преобразования можно выполнить для токов статора и ротора и потокосцеплений статора и ротора: $\dot{I}_{1s}, \dot{I}_{1r}, \dot{\Psi}_{1s}, \dot{\Psi}_{1r}$

Для каждой переменной количество уравнений уменьшилось в 3 раза.

$$\begin{cases} \dot{U}_{1s} = \dot{I}_{1s} \cdot R_s + \frac{d\dot{\Psi}_{1s}}{dt}, \\ 0 = \dot{I}_{1r} \cdot R_r + \frac{d\dot{\Psi}_{1r}}{dt}, \\ \dot{\Psi}_{1s} = L_{1s} \dot{I}_{1s} + \dot{I}_{1r}, \\ \dot{\Psi}_{1r} = L_{1r} \dot{I}_{1r} + \dot{I}_{1s}. \end{cases}$$

Повернём ротор так, чтобы бы оси обмоток ротора совпадали с осями фаз статора, в новой комплексной системе координат придаётся скорость вращения ω_κ и вводятся новые переменные.

$$\begin{aligned} \bar{u}_1 &= \dot{U}_{1s} \cdot e^{j\theta_\kappa}; & \bar{i}_1 &= \dot{I}_{1s} \cdot e^{j\theta_\kappa}; & \bar{\psi}_1 &= \dot{\Psi}_{1s} \cdot e^{j\theta_\kappa}; \\ \bar{i}_2 &= \dot{I}_{1r} \cdot e^{-j\theta}; & \bar{\psi}_2 &= \dot{\Psi}_{1r} \cdot e^{-j\theta}. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Уравнение баланса статорной цепи:

$$\begin{aligned} \bar{u}_1 \cdot e^{j\theta_\kappa} &= \bar{i}_1 \cdot e^{j\theta_\kappa} \cdot R_s + \frac{d}{dt}(\bar{\psi}_1 \cdot e^{j\theta_\kappa}) = \bar{i}_1 \cdot R_s \cdot e^{j\theta_\kappa} + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt} \cdot e^{j\theta_\kappa} + j\bar{\psi}_1 \cdot \frac{d\theta_\kappa}{dt} \cdot e^{j\theta_\kappa}, \\ \bar{u}_1 &= \bar{i}_1 \cdot R_1 + j\bar{\psi}_1 \cdot \omega_\kappa + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt}. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Уравнение баланса роторной цепи:

$$\begin{aligned} 0 &= \bar{i}_2 \cdot e^{j\theta_\kappa} \cdot e^{-j\theta} \cdot R_r + \frac{d}{dt}(\bar{\psi}_2 \cdot e^{j\theta_\kappa} \cdot e^{-j\theta}) = \bar{i}_2 \cdot R_2 + j\bar{\psi}_2 \cdot \frac{d(\theta_\kappa - \theta)}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt}, \\ 0 &= \bar{i}_2 \cdot R_2 + j\bar{\psi}_2 \cdot (\omega_\kappa - \omega) + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt}. \end{aligned} \quad (1.8)$$

Потокосцепление статора:

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_1 \cdot e^{j\theta_\kappa} &= L_s \cdot \bar{i}_1 \cdot e^{j\theta_\kappa} + M \cdot \bar{i}_2 \cdot e^{j\theta_\kappa - j\theta + j\theta}, \\ \bar{\psi}_1 &= L_1 \cdot \bar{i}_1 + L_{12} \cdot \bar{i}_2. \end{aligned} \quad (1.9)$$

Потокосцепление ротора:

$$\bar{\psi}_2 \cdot e^{j\theta_k} = L_r \cdot \bar{i}_2 \cdot e^{j\theta_k} \cdot e^{-j\theta} + M \cdot \bar{i}_1 \cdot e^{j\theta_k - j\theta} = L_2 \cdot \bar{i}_2 + L_{12} \cdot \bar{i}_1. \quad (1.10)$$

Из (1. 6 - 1. 10) получим систему уравнений асинхронной машины:

$$\begin{cases} \bar{u}_1 = \bar{i}_1 \cdot R_1 + j\bar{\psi}_1 \cdot \omega_k + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt}, \\ 0 = \bar{i}_2 \cdot R_2 + j\bar{\psi}_2 \cdot (\omega_k - \omega) + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt}, \\ \bar{\psi}_1 = L_1 \cdot \bar{i}_1 + L_{12} \cdot \bar{i}_2, \\ \bar{\psi}_2 = L_2 \cdot \bar{i}_2 + L_{12} \cdot \bar{i}_1. \end{cases} \quad (1.11)$$

Для симметричной асинхронной машины в соответствии с (1.10) получим линейную систему с постоянными коэффициентами, в которой исключены периодические коэффициенты.

Дополним (1. 11) уравнением связи электромагнитного момента с электромагнитными величинами:

$$M = \frac{3}{2} p_n L_m \cdot \text{Mod}(\bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s).$$

Основное уравнение динамики:

$$M - M_C = J_\Sigma \frac{d\omega}{dt}$$

Приведём уравнения к относительным единицам, для этого умножим и разделим все переменные на их базовые величины. В качестве основных базовых величин выбираются амплитудные номинальные значения фазного напряжения и тока, а также номинальное значение угловой частоты, потокосцепления и момента.

$$U_\delta = \sqrt{2}U_1, \quad I_\delta = \sqrt{2}I_1, \quad \omega_\delta = 2\pi f_1, \quad \Psi_\delta = \frac{U_\delta}{\omega_\delta}, \quad M_\delta = \frac{3}{2} p_n \frac{U_\delta I_\delta}{\omega_\delta}.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\overrightarrow{u_{1s}}}{U_{\delta}} = \frac{R_s I_{\delta}}{U_{\delta}} \frac{\overrightarrow{i_{1s}}}{I_{\delta}} + \frac{\Psi_{\delta}}{U_{\delta}} \frac{d\overrightarrow{\Psi_{1s}}/\Psi_{\delta}}{dt} + j \frac{\omega_k \Psi_{\delta}}{U_{\delta}} \frac{\overrightarrow{\Psi_{1s}}}{\Psi_{\delta}}, \\ 0 = \frac{R_r I_{\delta}}{\Psi_{\delta}} \frac{\overrightarrow{i_{1r}}}{I_{\delta}} + \frac{d\overrightarrow{\Psi_{1r}}/\Psi_{\delta}}{dt} + j(\omega_k - p_n \omega) \frac{\overrightarrow{\Psi_{1r}}}{\Psi_{\delta}}, \\ \frac{\overrightarrow{\Psi_{1s}}}{\Psi_{\delta}} = \frac{L_s I_{\delta}}{\Psi_{\delta}} \frac{\overrightarrow{i_{1s}}}{I_{\delta}} + \frac{L_m I_{\delta}}{\Psi_{\delta}} \frac{\overrightarrow{i_{1r}}}{I_{\delta}}, \\ \frac{\overrightarrow{\Psi_{1r}}}{\Psi_{\delta}} = \frac{L_R I_{\delta}}{\Psi_{\delta}} \frac{\overrightarrow{i_{1r}}}{I_{\delta}} + \frac{L_m I_{\delta}}{\Psi_{\delta}} \frac{\overrightarrow{i_{1s}}}{I_{\delta}}. \end{array} \right.$$

Переменные в относительных единицах

$$\frac{\overrightarrow{u_{1s}}}{U_{\delta}} = \overrightarrow{u_s}, \quad \frac{\overrightarrow{i_{1s}}}{I_{\delta}} = \overrightarrow{i_s}, \quad \frac{\overrightarrow{\Psi_{1s}}}{\Psi_{\delta}} = \overrightarrow{\Psi_s}, \quad \frac{\overrightarrow{i_{1r}}}{I_{\delta}} = \overrightarrow{i_r}, \quad \frac{\overrightarrow{\Psi_{1r}}}{\Psi_{\delta}} = \overrightarrow{\Psi_r}, \quad \frac{\omega}{\omega_{\delta}} = \overrightarrow{\omega}.$$

Коэффициенты в относительных единицах

$$\frac{R_s I_{\delta}}{U_{\delta}} = r_s, \quad \frac{R_r I_{\delta}}{U_{\delta}} = r_r, \quad \frac{L_s I_{\delta}}{\Psi_{\delta}} = L_s, \quad \frac{L_R I_{\delta}}{\Psi_{\delta}} = L_r, \quad \frac{L_m I_{\delta}}{\Psi_{\delta}} = L_m.$$

Электромагнитный момент

$$M = \frac{3}{2} p_n L_m \cdot \text{Mod}(\overrightarrow{\Psi_s} \times \overrightarrow{i_s}), \quad \frac{M}{M_{\delta}} = \frac{L_m \omega_{\delta}}{U_{\delta} I_{\delta}} \cdot \text{Mod}(\overrightarrow{\Psi_s} \times \overrightarrow{i_s}).$$

Электромагнитный момент в относительных единицах:

$$m = k \cdot \text{Mod}(\overrightarrow{\Psi_s} \times \overrightarrow{i_s}),$$

где $m = \frac{M}{M_{\delta}}, \quad k = \frac{L_m \omega_{\delta}}{U_{\delta} I_{\delta}}.$

Основное уравнение динамики электропривода:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c, \quad \frac{J \omega_{\delta}}{M_{\delta}} \frac{d\overrightarrow{\omega}/\omega_{\delta}}{dt} = \frac{M}{M_{\delta}} - \frac{M_c}{M_{\delta}}.$$

В относительных единицах основное уравнение динамики:

$$T_M \frac{d\overrightarrow{\omega}}{dt} = m - m_c$$

где $T_m = \frac{J\omega_0}{M_0}$

Обобщенная система уравнений асинхронной машины в относительных единицах примет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{u}_s = r_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \overline{\psi}_s, \\ \overline{u}_r = r_r \overline{i}_r + \frac{d\overline{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - p_n \omega_1) \overline{\psi}_r, \\ \overline{\psi}_s = L_s \overline{i}_s + L_m \overline{i}_r, \\ \overline{\psi}_r = L_m \overline{i}_s + L_r \overline{i}_r, \\ m = k \cdot \text{Mod}(\overline{\psi}_s \times \overline{i}_s), \\ T_m \frac{d\overline{\omega}}{dt} = m - m_c \end{array} \right.$$

Описание асинхронной машины с короткозамкнутым ротором (АКЗ) получается из описания обобщенной машины при положении, что $u_R = 0$.

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{u}_s = r_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \overline{\psi}_s, \\ 0 = r_r \overline{i}_r + \frac{d\overline{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - p_n \omega_1) \overline{\psi}_r, \\ \overline{\psi}_s = L_s \overline{i}_s + L_m \overline{i}_r, \\ \overline{\psi}_R = L_m \overline{i}_s + L_R \overline{i}_r, \\ m = k \cdot \text{Mod}(\overline{\psi}_s \times \overline{i}_s), \\ T_m \frac{d\overline{\omega}}{dt} = m - m_c \end{array} \right. \quad (1.12)$$

Исключив из системы (1.11) ψ_s и i_R , получим:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_S = r\bar{i}_S + L'_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} + j\omega_k L'_S \bar{i}_S - \frac{k_R}{T_R} \bar{\psi}_r + jk_R p_{\Pi} \omega_1 \bar{\psi}_r, \\ 0 = -k_R r_r \bar{i}_S + \frac{1}{T_R} \bar{\psi}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - p_{\Pi} \omega_1) \bar{\psi}_r, \\ m = k \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_S \times \bar{i}_S), \\ T_M \frac{d\bar{\omega}}{dt} = m - m_c. \end{array} \right.$$

где $r = (r_s + k_R^2 r_r)$; $L'_S = \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_r} \right)$; $k_R = \frac{L_m}{L_r}$; $T_R = \frac{L_r}{r_r}$.

В операторной форме система уравнений примет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_S = r\bar{i}_S + L'_S \bar{i}_S p + j\omega_k L'_S \bar{i}_S - \frac{k_R}{T_R} \bar{\psi}_r + jk_R p_{\Pi} \omega_1 \bar{\psi}_r, \\ 0 = -k_R r_r \bar{i}_S + \frac{1}{T_R} \bar{\psi}_r + \bar{\psi}_r p + j(\omega_k - p_{\Pi} \omega_1) \bar{\psi}_r, \\ m = k \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_S \times \bar{i}_S), \\ T_M \omega p = m - m_c. \end{array} \right.$$

Структурная схема АКЗ зависит от выбора базового вектора, который определяется скоростью вращения координат $\bar{i}_{\text{вп}} = i_x + j i_y = I_m e^{j(\Psi_1 - \omega_k t)} = \bar{i}_H e^{-j\omega_k t}$. За базовый вектор принимается тот, который при анализе совмещается с одной из осей системы координат.

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{Sx} = r(1 + T'_s p) i_{Sx} - \omega_k L'_S i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{rx} - k_R p_{\Pi} \omega_1 \psi_{ry}, \\ u_{Sy} = r(1 + T'_s p) i_{Sy} + \omega_k L'_S i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{ry} + k_R p_{\Pi} \omega_1 \psi_{rx}, \\ 0 = -k_R r_r i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{rx} + p \psi_{rx} - (\omega_k - p_{\Pi} \omega_1) \psi_{ry}, \\ 0 = -k_R r_r i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{ry} + p \psi_{ry} + (\omega_k - p_{\Pi} \omega_1) \psi_{rx}, \\ m = 1.5 p_{\Pi} k_R (\psi_{rx} i_{Sy} - \psi_{ry} i_{Sx}), \\ T_m p \omega_1 = M - M_c. \end{array} \right.$$

Если за базовый вектор принять вектор \bar{u}_s то система координат будет вращаться со скоростью равной угловой частоте напряжения питания, совмещая вектор \bar{u}_s с осью вращающейся системы координат и в уравнениях принимаем $\bar{u}_{sx} = U_1, \bar{u}_{sy} = 0$.

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1 = r(1 + T'_S p)i_{Sx} - \omega_k L'_S i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{rx} - k_R p_{\Pi} \omega_1 \psi_{ry}, \\ 0 = r(1 + T'_S p)i_{Sy} + \omega_k L'_S i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{ry} + k_R p_{\Pi} \omega_1 \psi_{rx}, \\ 0 = -k_R r_r i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{rx} + p \psi_{rx} - (\omega_k - p_{\Pi} \omega_1) \psi_{ry}, \\ 0 = -k_R r_r i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{ry} + p \psi_{ry} + (\omega_k - p_{\Pi} \omega_1) \psi_{rx}, \\ m = 1.5 p_{\Pi} k_R (\psi_{rx} i_{Sy} - \psi_{ry} i_{Sx}), \\ T_M p \omega = m - m_c. \end{array} \right. \quad (1.13)$$

Преобразуем:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1 + \omega_k L'_S i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{rx} + k_R p_{\Pi} \omega_1 \psi_{ry} = r(1 + T'_S p)i_{Sx}, \\ \frac{k_R}{T_R} \psi_{ry} - \omega_k L'_S i_{Sx} - k_R p_{\Pi} \omega_1 \psi_{rx} = r(1 + T'_S p)i_{Sy}, \\ k_R r_r i_{Sx} + (\omega_k - p_{\Pi} \omega_1) \psi_{ry} = \frac{\psi_{rx}}{T_R} (1 + T_R p), \\ k_R r_r i_{Sy} - (\omega_k - p_{\Pi} \omega_1) \psi_{rx} = \frac{\psi_{ry}}{T_R} (1 + T_R p), \\ m = 1.5 p_{\Pi} k_R (\psi_{rx} i_{Sy} - \psi_{ry} i_{Sx}), \\ T_M p \omega = m - m_c. \end{array} \right.$$

Структурная схема построенная по уравнениям (1.13) изображена на рисунке 1.10.

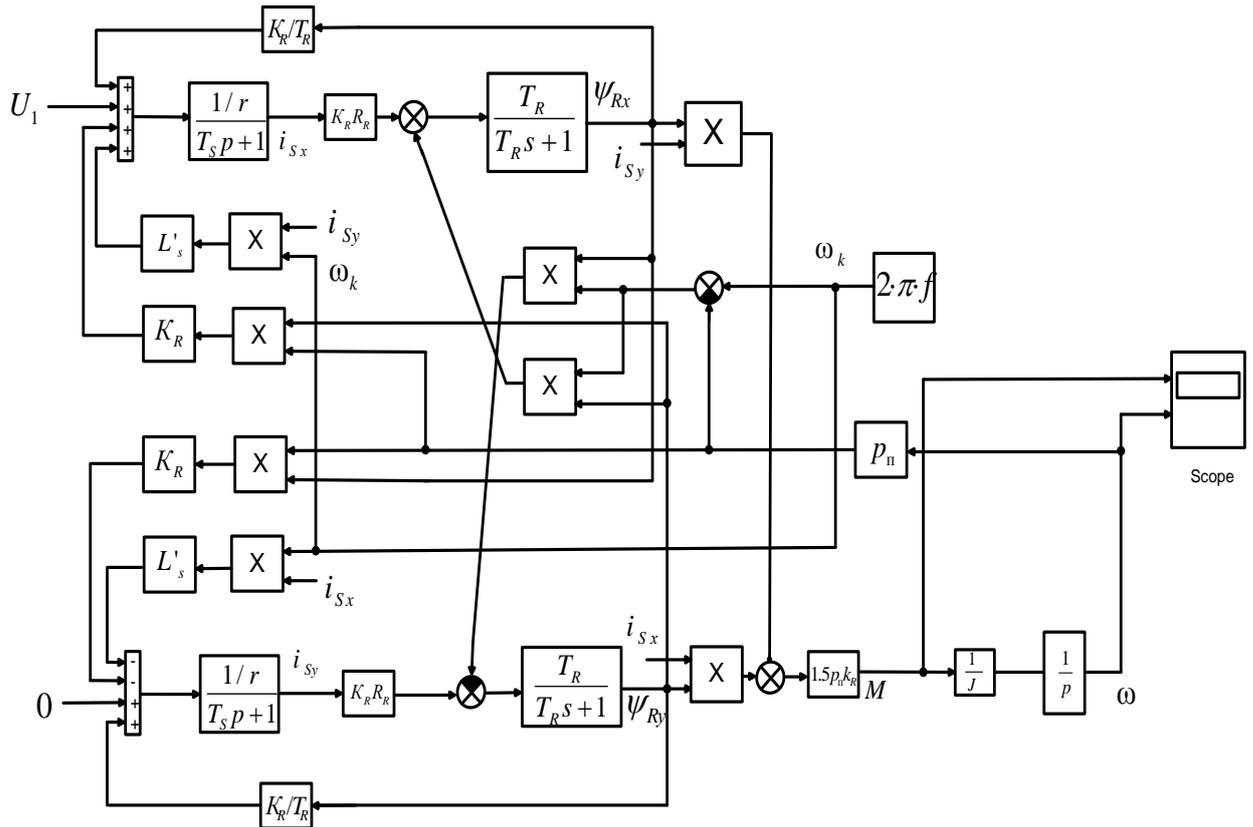


Рис. 1.10. Структурная схема асинхронного короткозамкнутого двигателя во вращающейся системе координат с базовым вектором напряжения.

Электрическая часть двухдвигательного электропривода задается одним уравнением, характеризующим процессы в якорной цепи и одним уравнением, характеризующим процессы в обмотке возбуждения генератора.

Функциональная схема электромеханической системы ТВ-Г-Д будет иметь вид, представленный на рис.1.11:

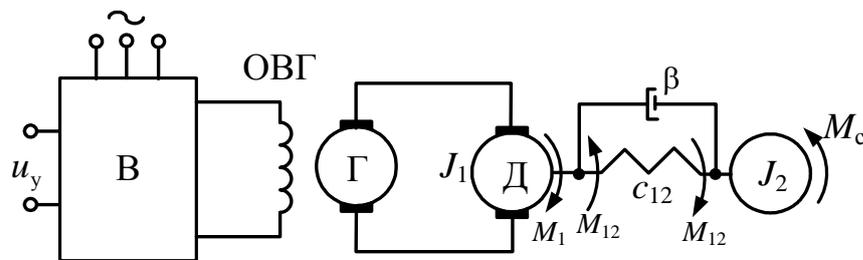


Рис. 1.11. Функциональная схема двухмассовой ЭМС генератор – двигатель

В системе Г-Д электрическая часть описывается при помощи баланса напряжений для якорной цепи и цепи возбуждения генератора [1, 85]. Учитывая это сначала принимаю возбудитель генератора и преобразователь безынерционными с коэффициентами передачи соответственно K_B и K_{Γ} , пренебрегается насыщением магнитной цепи, влиянием вихревых токов генератора, гистерезисом и рассеянием.

С учетом приведенных допущений математические описания электрической части будут иметь следующий вид для системы Г-Д :

$$\begin{cases} K_B u_y = i_B R_B + L_B \frac{di_B}{dt} \\ K_{\Gamma} i_B = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + C_e \omega_1 \end{cases},$$

где $K_B u_y = u_B$, $K_{\Gamma} i_B = u_{\Gamma}$,

В канонической форме для системы Г-Д :

$$\begin{cases} \frac{di_B}{dt} = -\frac{R_B}{L_B} i_B + \frac{K_B}{L_B} u_y \\ \frac{di_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{C_e}{L_a} \omega_1 + \frac{K_{\Gamma}}{L_a} i_B \end{cases},$$

где R_B – активное сопротивление обмотки возбуждения; u_y – напряжение управления; i_B – ток возбуждения генератора; i_a – ток якорной цепи; C_e – электромагнитная конструктивная постоянная двигателя; R_a – активное сопротивление якорной цепи.

Оставшиеся величины рассчитываются в соответствии со следующими выражениями:

Коэффициент передачи возбудителя:

$$K_B = U_B / U_{y.n},$$

где $U_{y.n}$ – номинальное напряжение управления; $U_{\hat{a}}$ – номинальное напряжение возбуждения генератора.

При допущении линейности индуктивность генератора:

$$L_B = (p_{\Gamma} N_{\Gamma} \Phi_{\Gamma.n}) / I_{B.n},$$

где $N_{\bar{a}}$ – число витков на полюсе генератора; $p_{\bar{a}}$ – число полюсов генератора; $I_{в.н}$ – номинальный ток возбуждения генератора $\Phi_{г.н}$ – номинальный поток полюса генератора.

Коэффициент передачи генератора:

$$K_{\Gamma} = U_{г.н} / I_{в.н},$$

где $U_{г.н}$ – номинальное напряжение генератора.

Активное сопротивление якорной цепи при системе Г-Д:

$$R_a = R_{a.д} + R_{a.г},$$

Где $R_{д.п.д}$ – сопротивление дополнительных полюсов двигателя; $R_{a.д} = K_t (R_{я.д} + R_{д.п.д}) + R_{щ.д}$, $R_{щ.д} = 2/I_{д.н}$ – сопротивление щеток двигателя; $I_{д.н}$ – номинальный ток двигателя, $R_{я.д}$ – сопротивление якоря двигателя; $R_{a.г} = K_t (R_{я.г} + R_{д.п.г} + R_{к.о.г}) + R_{щ.г}$, $R_{я.г}$ – сопротивление якоря генератора; $R_{д.п.г}$ – сопротивление дополнительных полюсов генератора; $R_{щ.г} = 2/I_{г.н}$ – сопротивление щеток генератора; $R_{к.о.г}$ – сопротивление компенсационной обмотки генератора, $I_{г.н}$ – номинальный ток генератора.

Индуктивность якорной цепи при системе Г-Д:

$$L_a = 2L_{a.д} + L_{a.г},$$

где $L_{a.д} = 0,6U_{д.н} / (p_d \omega_{д.н} I_{a.д.н})$ – индуктивность двигателя; $\omega_{д.н}$ – номинальная частота вращения двигателя; p_d – число полюсов двигателя; $L_{a.г} = U_{г.н} / (p_g \omega_{г.н} I_{г.н})$ – индуктивность генератора; $U_{г.н}$ – номинальное напряжение генератора; $\omega_{г.н}$ – номинальная частота вращения генератора; p_g – число полюсов генератора.

Конструктивная постоянная:

$$C = (U_{д.н} - I_{д.н} R_{a.д}) / \omega_{д.н} .$$

1.3 Электропривод с классической системой подчиненного регулирования

В электроприводах экскаваторов популярны дальнейшие варианты систем подчиненного регулирования, рассчитанные при помощи метода «технического оптимума» (рис. 1.14, 1.15), которые допускается применять в электроприводах экскаваторов: двухконтурная с П- регулятором скорости двигателя (РС) и с ПИ- или ПИД- регуляторами тока якоря (РТ) и трёхконтурная с П- регулятором скорости двигателя (РС) и с ПИ- регуляторами токов якоря (РТ) и возбуждения (РТВ), где T_B - постоянная времени тиристорного возбудителя, k_{oi_a} , k_{oi_a} , k_{oa_Σ} – коэффициенты отрицательных обратных связей по скорости двигателя и токам возбуждения и якоря.

Возможно два вида двух- и трехконтурной системы подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости, что гарантирует астатическое регулирование координаты. Но для поворотного механизма экскаватора, как правило, не предъявляются жесткие требования к качеству регулирования скорости. Помимо этого, при ПИ-регулировании скорости жесткая механическая характеристика минимизирует демпфирующее влияние электропривода, что плохо отражается на электроприводе.

Невзирая на многообразие схем основных экскаваторных механизмов лопат с индивидуальным приводом, полные расчетные схемы их как упругих динамических систем незначительно отличаются друг от друга и удовлетворительно точно могут быть описаны двухмассовой системой [13, 96]. С целью синтеза регуляторов электропривода и для исследования поведения системы без учета зазоров, а вдобавок с одинаковыми зазорами в передачах целесообразно использовать двух- и одномассовые системы приведенные ранее [13, 84].

Математическое описание двухмассовой электромеханической системы с электроприводом по системе генератор–двигатель:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_B}{dt} = -\frac{R_B}{L_B} i_B + \frac{K_B}{L_B} u_y \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{K_\Gamma}{L_a} i_B - \frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{C_e}{L_a} \omega_1 \\ \frac{d\omega_1}{dt} = \frac{C_M}{J_1} i_a - \frac{1}{J_1} M_y \\ \frac{dM_y}{dt} = c_{12}(\omega_1 - \omega_2) + \beta_{B,T}(\dot{\omega}_1 - \dot{\omega}_2) \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2} M_y - \frac{1}{J_2} M_c \end{array} \right. \quad (1.14)$$

Структурная схема двухмассовой системы объекта управления, описываемая системой уравнений (1.14), изображена на рисунке 1.12.

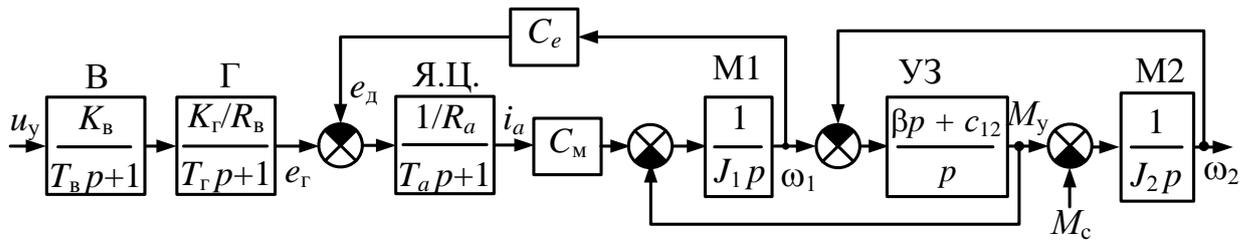


Рис. 1.12. Структурная схема двухмассовой ЭМС генератор–двигатель.

В системе СИ, $T_\Pi = 0,005\text{--}0,01$ с – постоянная времени преобразователя, $T_B = 0,01$ с – постоянная времени возбудителя генератора, $T_a = \frac{L_a}{R_a}$ – постоянная времени якорной цепи, $T_\Gamma = \frac{L_B}{R_B}$ – постоянная времени возбуждения генератора, в схеме $C_M = C_e = C$.

Упругими связями в передачах зачастую игнорируют, при синтезе систем управления и ЭМС рассматривают одномассовой. Данной системой уравнений представлена математическая модель одномассовой системы типа Г-Д:

$$\begin{cases} \frac{di_B}{dt} = \frac{K_B}{L_B} u_y - \frac{R_B}{L_B} i_B \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{K_\Gamma}{L_a} i_B - \frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{C_e}{L_a} \omega_\Sigma, \\ \frac{d\omega_\Sigma}{dt} = \frac{C_M}{J_\Sigma} i_a - \frac{1}{J_\Sigma} M_c \end{cases} \quad (1.15)$$

где $J_\Sigma = J_1 + J_2$ – суммарный приведенный момент инерции, ω_Σ – угловая скорость одномассовой системы.

Структурная схема одномассовой системы объекта управления, описываемая системой уравнений (1.15), изображена на рисунке 1.13.

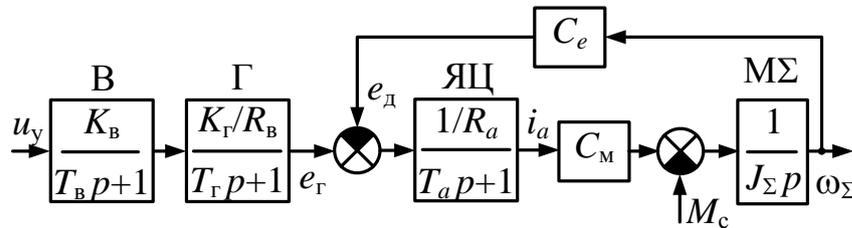


Рис.1.13. Структурная схема одномассовой ЭМС с электроприводом по системе генератор – двигатель

С целью комфортного изучения динамики составим математическую модель системы в относительных единицах, в таком случае координаты электропривода приводятся относительно их базовых значений. В пользу этого каждое звено разделим на выходную базовую величину и умножим на входную базовую величину. В качестве базовых для тока возбуждения, напряжений управления, угловых скоростей, возбуждения и якорной цепи, выбираем номинальные соответствующие им значения. Для момента в качестве базового принимаем максимальный суммарный момент всех двигателей, для тока якорной цепи - максимальное (стопорное) значение тока якоря двигателя.

В относительных единицах имеем: $K_B^* = \frac{K_B U_{y.б}}{U_{B.б}}$, $K_\Pi^* = \frac{K_\Pi U_{y.б}}{U_{a.б}}$, $K_\Gamma^* = 1$, $R_B^* = 1$,

$$C_e^* = C_M^* = 1, R_a^* = \frac{R_a I_{a.б}}{U_{a.б}}, J_1^* = \frac{J_1 \omega_б}{M_б}, c_{12}^* = \frac{c_{12} \omega_б}{M_б}, J_2^* = \frac{J_2 \omega_б}{M_б}, J_\Sigma^* = \frac{J_\Sigma \omega_б}{M_б}. \text{ Все даль-}$$

нейшие расчеты ведутся в относительных единицах, поэтому знак звездочки опускаем.

Получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_B}{dt} = -\frac{1}{T_\Gamma} i_B + \frac{K_B R_B}{T_\Gamma} u_y \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{K_\Gamma R_a}{T_a} i_B - \frac{1}{T_a} i_a - \frac{R_a C_e}{T_a} \omega_1 \\ \frac{d\omega_1}{dt} = \frac{C_M}{J_1} i_a - \frac{1}{J_1} M_y \\ \frac{dM_y}{dt} = \frac{\beta_{B.T} C_M}{J_1} i_a + c_{12} \omega_1 - \beta_{B.T} \frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2} M_y - c_{12} \omega_2 \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2} M_y - \frac{1}{J_2} M_c \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_a}{dt} = -\frac{1}{T_a} i_a - \frac{R_a C_e}{T_a} \omega_1 + \frac{K_\Pi R_a}{T_a} u_y \\ \frac{d\omega_1}{dt} = \frac{C_M}{J_1} i_a - \frac{1}{J_1} M_y \\ \frac{dM_y}{dt} = \frac{\beta_{B.T} C_M}{J_1} i_a + c_{12} \omega_1 - \beta_{B.T} \frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2} M_y - c_{12} \omega_2 \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2} M_y - \frac{1}{J_2} M_c \end{array} \right.$$

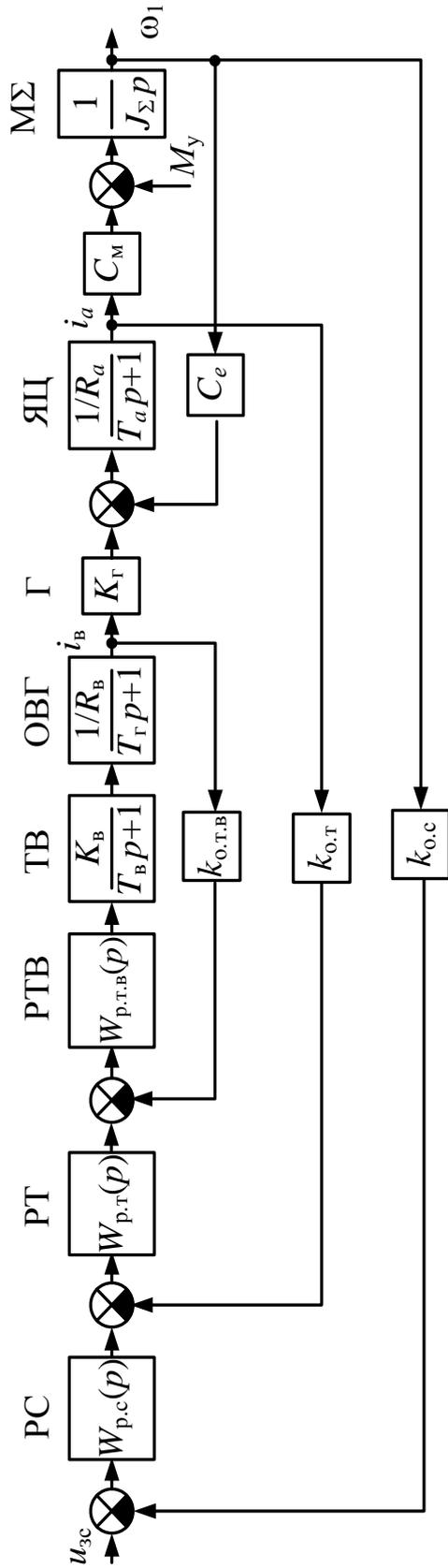


Рис. 1.14. Структурная схема классической СПР с одномассовым объектом управления

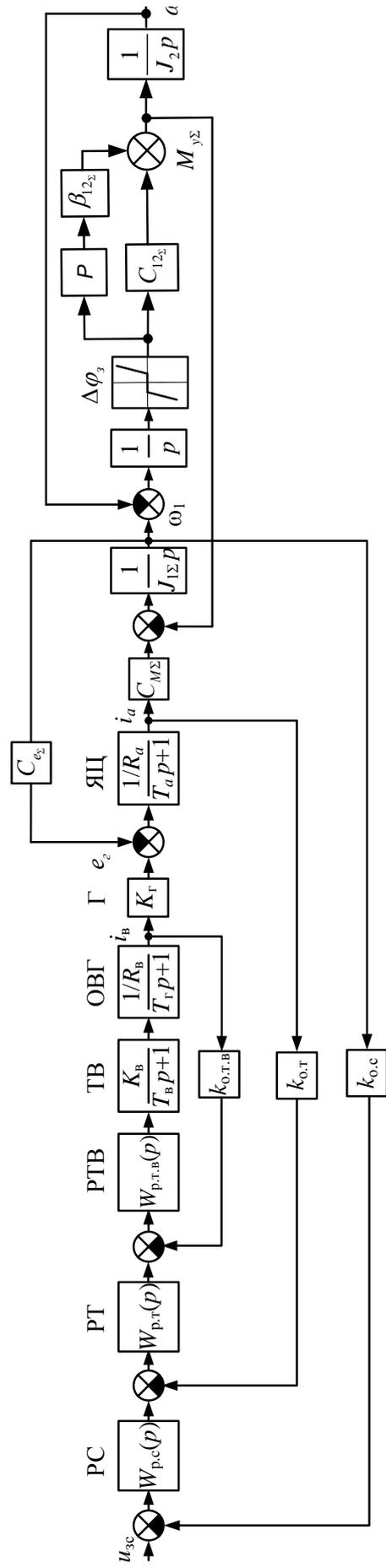


Рис. 1.15. Структурная схема классической СПР с двухмассовым объектом управления

Проанализируем динамические процессы в двухмассовой системе с учетом зазора два радиана (рис. 1.16, рис. 1.17, рис. 1.18) с отсутствием предела ускорений и учете насыщения регуляторов. Время переходного процесса обозначаем как $t_{\text{пн}}$. Очевидно, что в двухконтурных системах с форсированием генератора в четыре раза есть перерегулирование по моменту и динамическая ошибка по току якоря (особенно в системе с ПИ-регулятором тока); в трехконтурной системе с учетом шестикратного форсированием генератора имеется существенное перерегулирование и динамическая ошибка по току якоря. При двухмассовом объекте управления наличие зазора приводит к большим броскам динамического момента. Если получить переходные процессы для трехмассового объекта управления с введением различных зазоров в передачах, то броски моментов (M_2, M_1) будут принимать еще более опасные значения рис. 1.18.

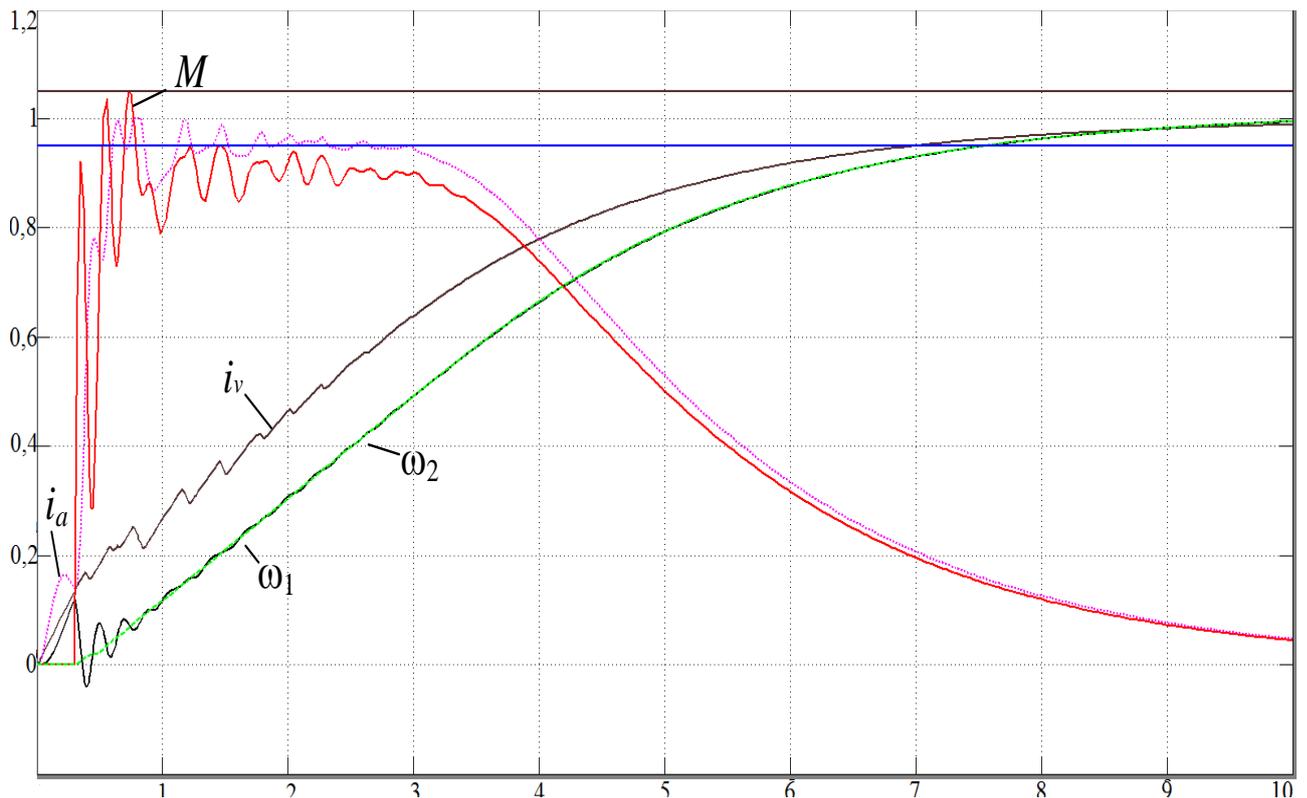


Рис. 1.16. Переходные процессы в двухмассовой ЭМС с двухконтурной СПР с ПИД-регулятором тока якоря

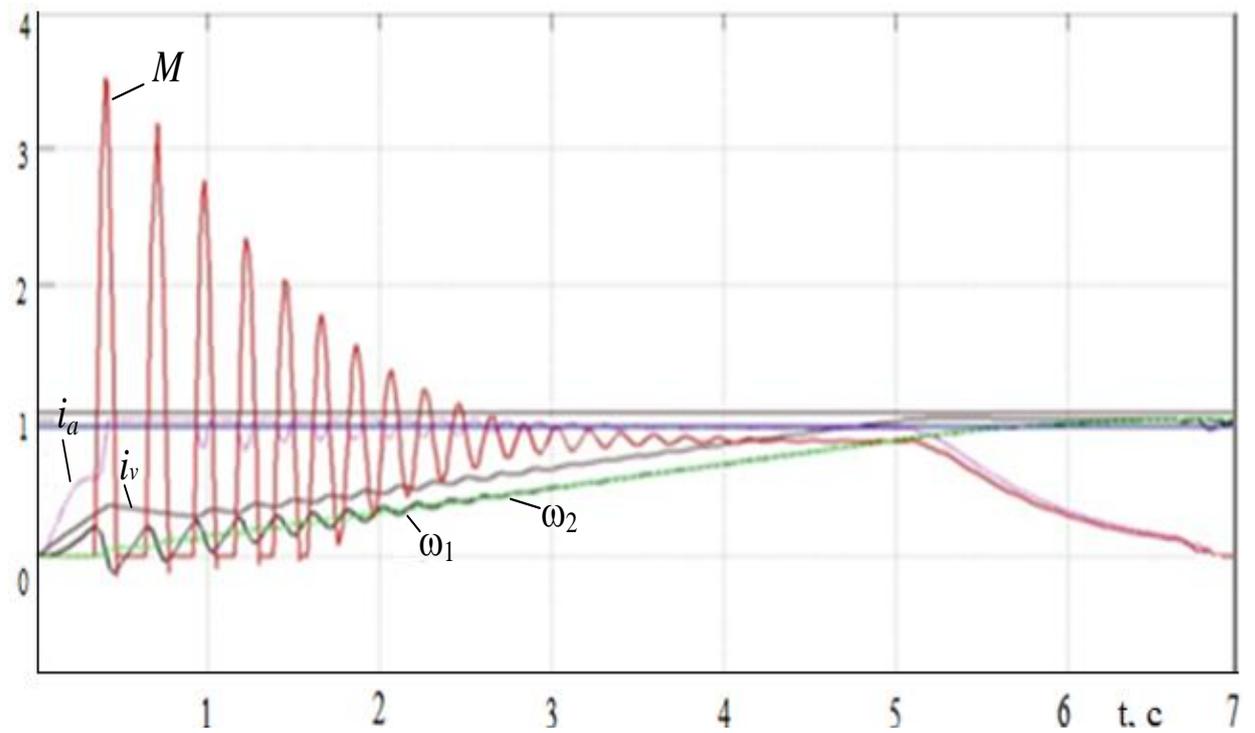


Рис. 1.17. Переходные процессы в двухмассовой ЭМС с трёхконтурной СПР

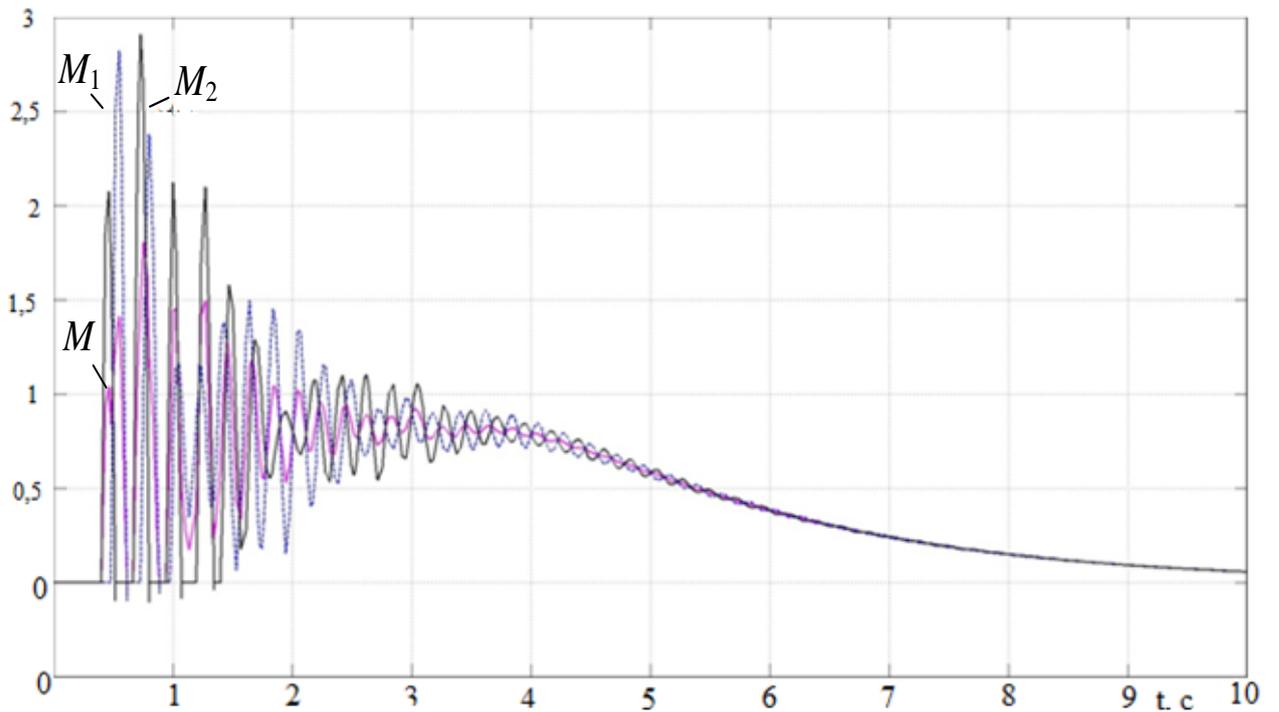


Рис. 1.18. Переходные процессы в трехмассовой ЭМС с трёхконтурной СПР

В данный период в Российской Федерации имеется несколько десятков разнообразных алгоритмов управления экскаваторным электроприводом. Все они базируются на трех- или двухконтурной системах подчиненного регулирования.

Недостатком таких систем является большое количество дополнительных корректирующих связей, которые зачастую настраиваются вручную, в результате чего, не соблюдается синтезированный закон управления.

1.4 Выводы

1. Для экскаваторных механизмов главных электроприводов применяются разные виды электроприводов. С двигателями переменного тока: либо система со звеном постоянного тока, либо с непосредственным преобразователем частоты. С двигателями постоянного тока: система Г-Д с электромашинными, магнитными, тиристорными и транзисторными возбудителями; система ТП-Д. За границей имеется малый промышленное производство экскаваторных систем, системы ТП-Д, а также ПЧ-АД .

2. Невзирая на явное преобладание системы ТП-Д и ПЧ-Д перед системой Г-Д, для экскаваторного электропривода средних мощностей в частности, продолжает выпускаться система Г-Д, т.к. идеально подходит для маломощных сетей карьеров и весома дешевле иных типов систем. В данный период ведётся активное внедрение систем ПЧ-АД, известного своими преимуществами, в горнодобывающий комплекс, что требует разработок принципов и систем управления для оптимальной работы систем на их основе.

3. Системы подчиненного регулирования нуждаются в дополнительных корректирующих связях. С учетом многомассового объекта управления и зазоров традиционные СПР показывают неудовлетворительный характер регулирования. Задача снижения динамических нагрузок в электроприводе механизма поворота снижении времени поворотных движений является актуальной.

ГЛАВА 2. Электропривод механизма поворота экскаватора переменного и постоянного тока с системами подчиненного регулирования

Проведен синтез систем подчиненного регулирования электроприводами постоянного и переменного тока экскаваторов. Приведены результаты исследования динамики в пусковых режимах приводов на примере экскаваторного электропривода механизма поворота ЭКГ-8И. Исследование переходных процессов производилось при помощи пакета *MatLab* v11.0.0.

2.1 Синтез регуляторов системы управления электроприводом постоянного тока

Основной задачей электропривода является высокое быстродействие выходной координаты при незначительном ее перерегулировании. Этим требованиям отвечают системы последовательной коррекции или системы подчиненного регулирования (СПР) координат электропривода, предложенные немецким ученым Кесслером. Координаты корректируются последовательно, начиная с внутренних, при этом внутренний контур подчиняется внешнему [4].

Рассмотрим классические трехконтурную и пятиконтурную и нетрадиционные двухконтурную и четырехконтурную системы подчиненного регулирования.

2.1.1 Трехконтурная система подчиненного регулирования

Классической является трехконтурная система подчиненного регулирования тока возбуждения, тока якорной цепи и скорости двигателя, (каждая постоянная времени компенсируется отдельным регулятором), применяемая к одномассовой электромеханической системе (ЭМС). Система представлена на рисунке 2.1.

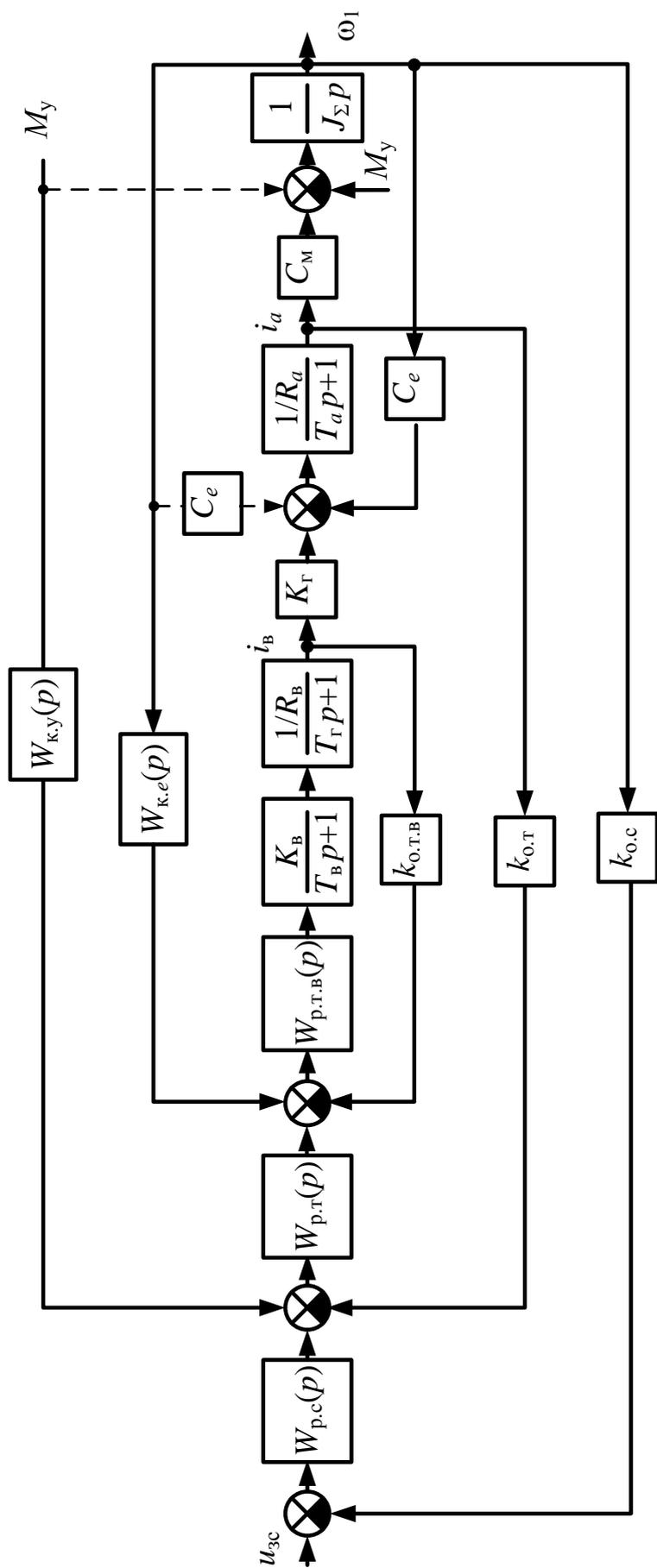


Рис. 2.1. Структурная схема трехконтурной системы подчиненного регулирования

Первым внутренним является контур тока возбуждения. Обозначим передаточную функцию регулятора тока возбуждения $W_{p.t.B}(p)$. Некомпенсируемую постоянную времени принимаем равной постоянной времени тиристорного возбудителя, т. е. $T_\mu = T_B = 0,01$ с. По методике расчёта систем подчиненного регулирования на технический оптимум, приравнивая желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура, получаем:

$$W_{p.t.B}(p) = \frac{R_B(T_\Gamma p + 1)}{2T_\mu K_B k_{o.t.B} p} = \frac{R_B T_\Gamma}{2T_\mu K_B k_{o.t.B}} + \frac{R_B}{2T_\mu K_B k_{o.t.B} p}; \quad (2.1)$$

$$W_{p.t.B}(p) = \frac{T_\Gamma}{T_{и1}} + \frac{1}{T_{п1}} \cdot \frac{1}{p}, \text{ где } T_{и1} = \frac{2T_\mu K_B k_{o.t.B}}{R_B},$$

П И

Получили пропорционально-интегральный регулятор (ПИ-регулятор).

Обозначим $2T_\mu = T_{\mu2}$ как некомпенсируемую постоянную времени второго, внешнего контура тока якорной цепи. Аналогично находим передаточную функцию регулятора тока якорной цепи:

$$W_{p.t}(p) = \frac{k_{o.t.B} R_a (T_a p + 1)}{2T_{\mu2} K_\Gamma k_{o.t} p} = \frac{T_a}{T_{и2}} + \frac{1}{T_{п2}} \cdot \frac{1}{p}, \text{ где } T_{и2} = \frac{2T_{\mu2} K_\Gamma k_{o.t}}{R_a k_{o.t.B}}. \quad (2.2)$$

П И

Регулятор также пропорционально-интегральный (ПИ-регулятор).

Обозначим $2T_{\mu2} = T_{\mu3}$ как некомпенсируемую постоянную времени третьего контура скорости. Обозначим $W_{p.c}(p)$ как передаточную функцию регулятора скорости.

$$W_{p.c}(p) = \frac{k_{o.t} J_\Sigma}{2T_{\mu3} C_M k_{o.c}} = k_{p.c}.$$

Полученный регулятор пропорциональный (П-регулятор).

2.1.2 Двухконтурная система подчиненного регулирования

Для увеличения быстродействия системы сократим число контуров. Вместо трехконтурной системы рассмотрим двухконтурную систему подчиненного регулирования тока якорной цепи и скорости двигателя (рис. 2. 2).

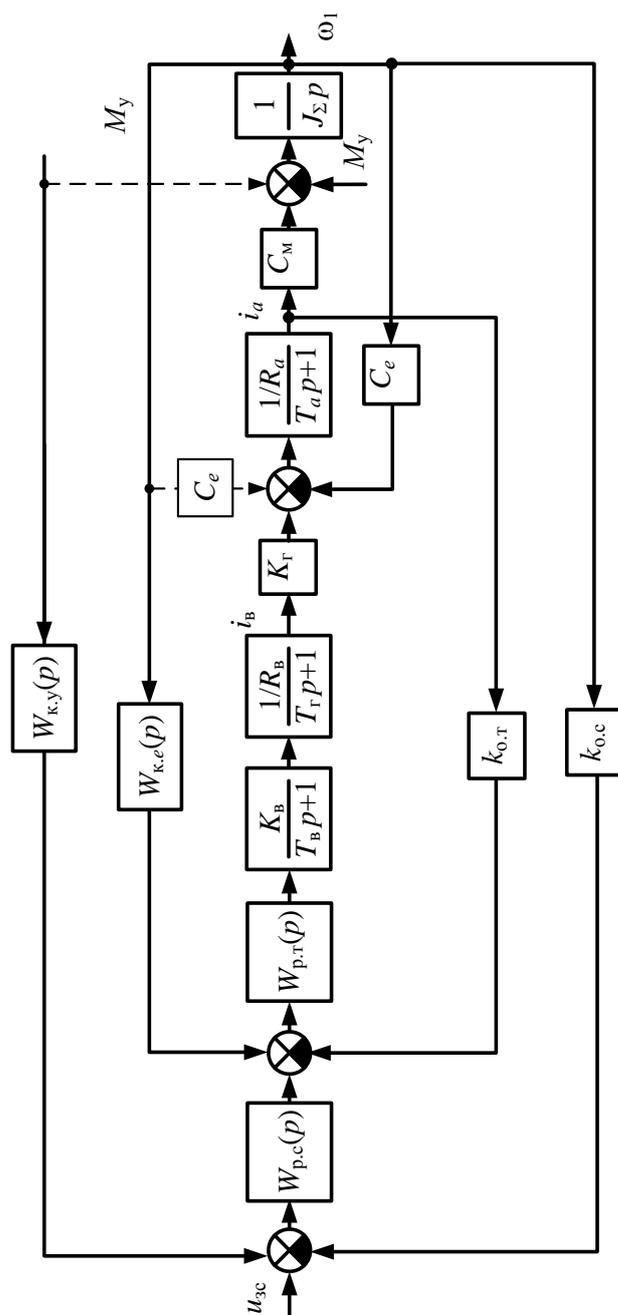


Рис. 2.2. Структурная схема двухконтурной системы подчиненного регулирования

Обозначим передаточную функцию регулятора тока якорной цепи $W_{р.т}(p)$. Некомпенсируемую постоянную времени принимаем равной постоянной времени возбудителя, т. е. $T_{\mu} = T_B = 0,01$ с.

Находим передаточную функцию регулятора:

$$W_{р.т}(p) = \frac{R_B R_a (T_Г p + 1)(T_a p + 1)}{2T_{\mu} K_B K_Г k_{0.т} p}; \quad (2.3)$$

$$W_{p.r.}(p) = \underbrace{\frac{T_r + T_a}{T_{и1}}}_{\text{П}} + \frac{1}{T_{и1}} \frac{1}{p} + \frac{T_r T_a}{T_{и1}} p, \text{ где } T_{и1} = \frac{2T_{\mu} K_B K_{\Gamma} k_{o.T.}}{R_B R_a}.$$

Получен пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор (ПИД-регулятор).

Обозначим некомпенсируемую постоянную времени второго контура: $2T_{\mu} = T_{\mu 2}$.

Находим передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{p.c.}(p) = \frac{k_{o.T.} J_{\Sigma}}{2T_{\mu 2} C_M k_{o.c.}} = k_{p.c.}$$

Полученный регулятор пропорциональный (П-регулятор).

2.1.3 Пятиконтурная система подчиненного регулирования

Одномассовую систему рассматривают только в предварительных расчетах при синтезе, а дальнейший анализ проводят для двухмассовой электромеханической системы.

Структурная схема пятиконтурной системы подчиненного регулирования представлена на рис. 2.3.

Контур тока возбуждения и тока якорной цепи аналогичны рассмотренным при синтезе классической трехконтурной СПР.

– передаточные функции регуляторов согласно формулам (2.1) и (2.2) имеют вид:

$$W_{p.t.b.}(p) = \frac{T_r p + 1}{T_{и1} p} \quad W_{p.t.}(p) = \frac{T_a p + 1}{T_{и2} p},$$

где $T_{и1} = 2T_{\mu} K_B k_{o.T.B} / R_B$; $T_{и2} = 2T_{\mu 2} K_{\Gamma} k_{o.T.} / (k_{o.T.B} R_a)$.

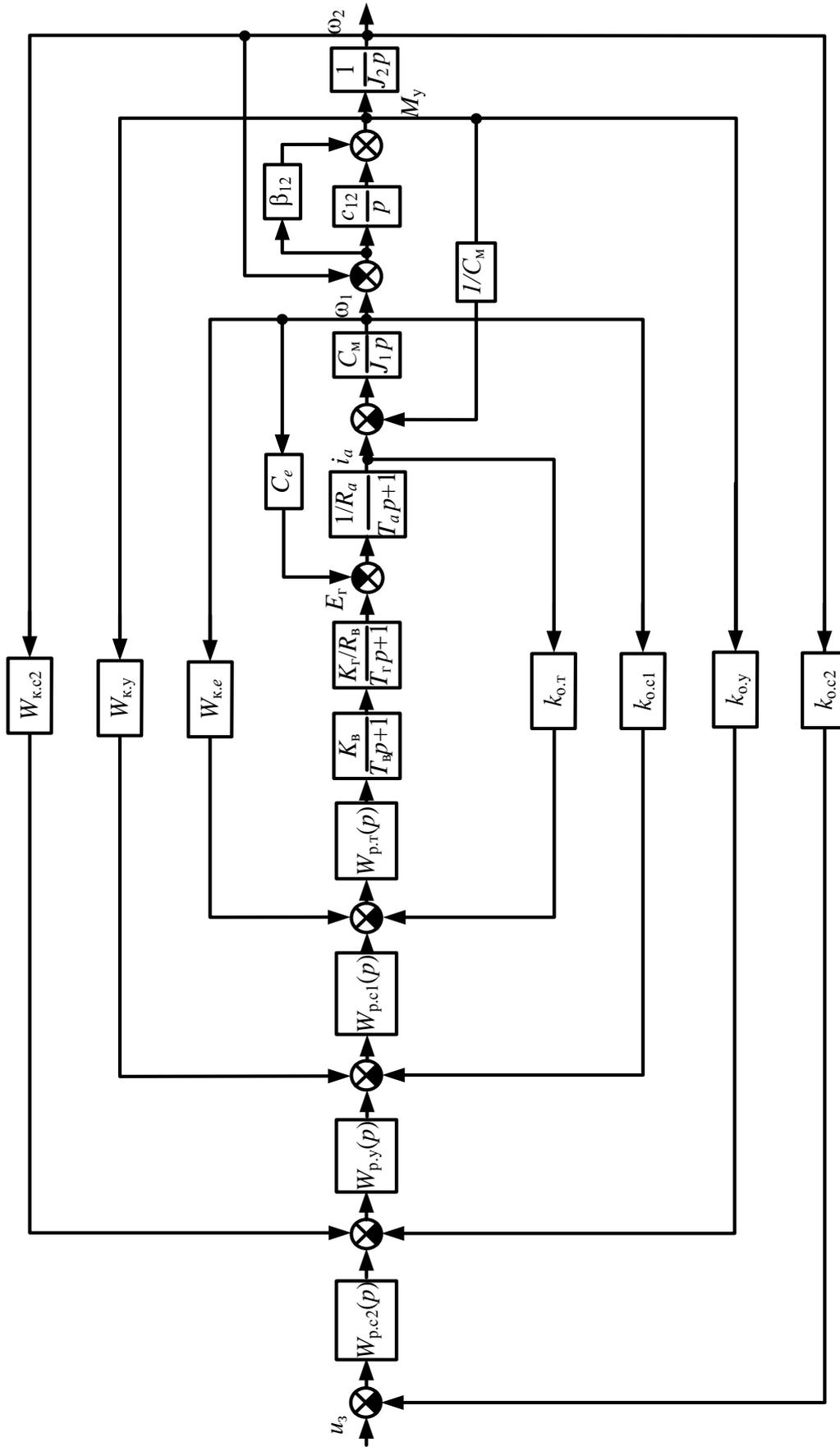


Рис. 2.3. Структурная схема пятиконтурной системы подчиненного регулирования

Обозначим передаточную функцию регулятора скорости двигателя $W_{p.c1}(p)$. Находим передаточную функцию регулятора:

$$W_{p.c1}(p) = \frac{k_{o.r} J_1}{2T_{\mu 3} C_M k_{o.c1}} = k_{p.c1}.$$

Полученный регулятор пропорциональный (П-регулятор).

Обозначим $2T_{\mu 3} = T_{\mu 4}$ как некомпенсируемую постоянную времени четвертого контура.

Обозначим передаточную функцию регулятора момента $W_{p.y}(p)$. Находим передаточную функцию регулятора:

$$W_{p.y}(p) = \frac{k_{o.c1}}{2T_{\mu 4} c_{12} k_{o.y}} = k_{p.y}.$$

Полученный регулятор пропорциональный (П-регулятор).

Обозначим $2T_{\mu 4} = T_{\mu 5}$ как некомпенсируемую постоянную времени пятого контура.

Обозначим передаточную функцию регулятора скорости рабочего механизма $W_{p.c2}(p)$. Находим передаточную функцию регулятора скорости рабочего механизма:

$$W_{p.c2}(p) = \frac{k_{o.y} J_2}{2T_{\mu 5} k_{o.c2}} = k_{p.c2}.$$

Полученный регулятор пропорциональный (П-регулятор).

2.1.4 Четырехконтурная система подчиненного регулирования

Четырехконтурная СПР отличается от пятиконтурной отсутствием контура тока возбуждения, что делает систему более быстродействующей. Ее структурная схема показана на рис. 2.4.

Контур тока якоря аналогичен рассмотренному при синтезе двухконтурной СПР передаточная функция регулятора из формулы (2.3):

$$W_{p.r}(p) = \frac{(T_r p + 1)(T_a p + 1)}{T_{\mu 1} p},$$

где $T_{и1} = 2T_{\mu} K_{\text{в}} K_{\Gamma} k_{\text{о.т}} / (R_{\text{в}} R_a)$.

Обозначим $2T_{\mu} = T_{\mu2}$ как некомпенсируемую постоянную времени второго контура. Находим передаточную функцию регулятора скорости двигателя:

$$W_{\text{п.с1}}(p) = \frac{k_{\text{о.т}} J_1}{2T_{\mu2} C_M k_{\text{о.с1}}} = k_{\text{п.с1}}.$$

Полученный регулятор пропорциональный (П-регулятор).

Передаточные функции коррекции по ЭДС $w_{\text{к.е}}(p)$ и коррекции по моменту $w_{\text{к.у}}(p)$ аналогичны рассмотренным в пункте 2.1.2. Находим передаточную функцию регулятора:

$$W_{\text{п.у}}(p) = \frac{k_{\text{о.с1}}}{2T_{\mu3} c_{12} k_{\text{о.у}}} = k_{\text{п.у}}.$$

Полученный регулятор пропорциональный (П-регулятор).

Обозначим некомпенсируемую постоянную времени четвертого контура: $2T_{\mu3} = T_{\mu4}$. Передаточные функции коррекции по ЭДС $w_{\text{к.е}}(p)$ и коррекции по моменту $w_{\text{к.у}}(p)$ аналогичны рассмотренным в пункте 2.1.1.

Находим передаточную функцию регулятора:

$$W_{\text{п.с2}}(p) = \frac{k_{\text{о.у}} J_2}{2T_{\mu4} k_{\text{о.с2}}} = k_{\text{п.с2}}.$$

Полученный регулятор пропорциональный (П-регулятор).

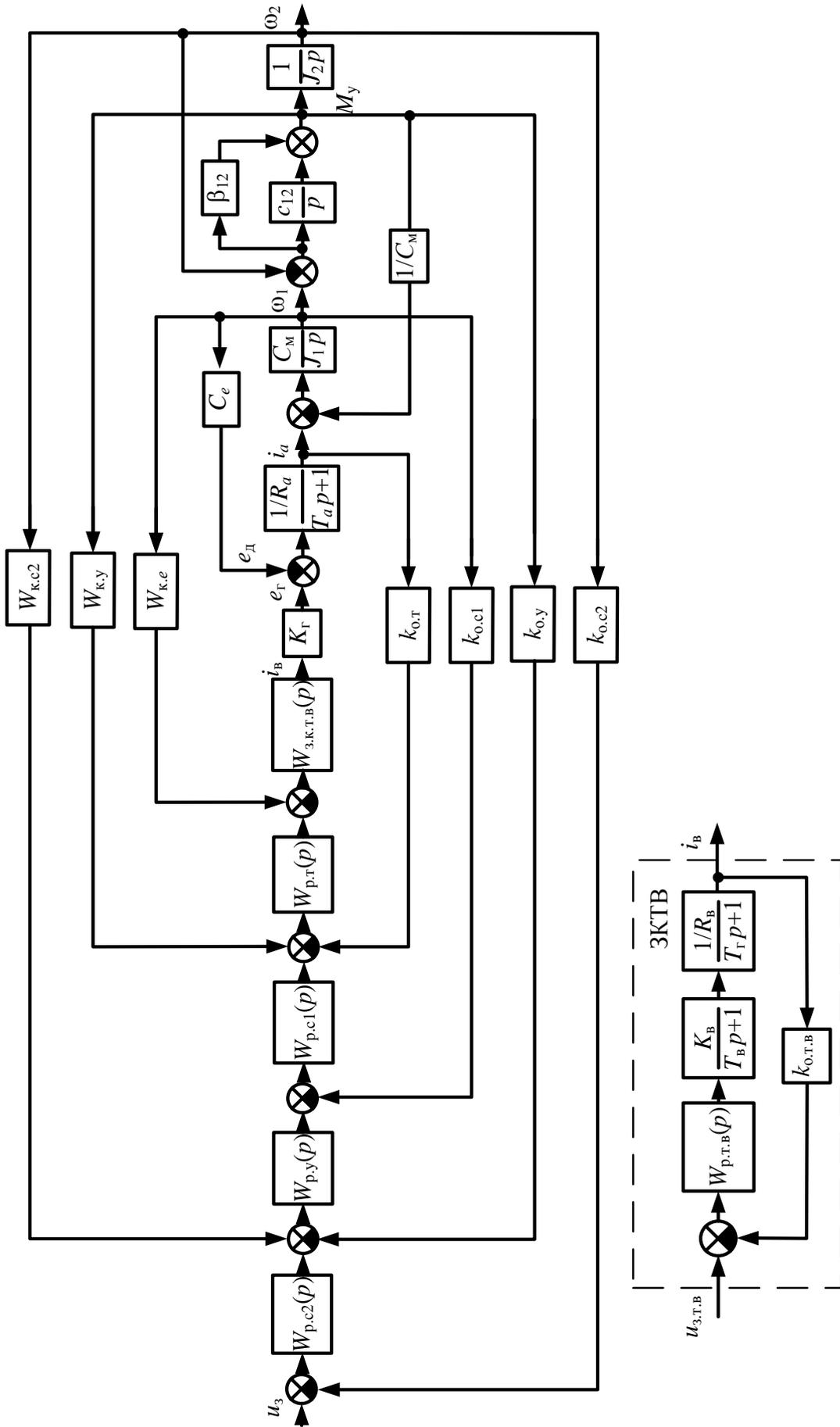


Рис. 2.4. Структурная схема четырехконтурной системы подчиненного регулирования

2.2 Синтез регуляторов системы управления электроприводом переменного тока

При реализации в системе релейных токовых контуров асинхронный короткозамкнутый двигатель (АКЗ) управляется от источника тока, переменными режима в этом случае становятся токи статора и уравнения (1.13) принимают вид [15]:

$$\begin{cases} k_R r i_{sx} = \frac{1}{T_R} \psi_{rx} + p \psi_{rx} - (\omega_k - p \omega_1) \psi_{ry}, \\ k_R r i_{sy} = \frac{1}{T_R} \psi_{ry} + p \psi_{ry} + (\omega_k - p \omega_1) \psi_{rx}, \\ M = 1.5 p k_R (\psi_{rx} i_{sy} - \psi_{ry} i_{sx}), \\ T_m p \omega = M - M_C. \end{cases} \quad (2.4)$$

Если в качестве базового вектора принять вектор тока статора \bar{i}_s и совместить его с осью x системы координат, то система уравнений (2.4) переписется в виде:

$$\begin{cases} k_R r i_{sx} = \frac{1}{T_R} \psi_{rx} + p \psi_{rx} - (\omega_k - p \omega_1) \psi_{ry}, \\ 0 = \frac{1}{T_R} \psi_{ry} + p \psi_{ry} + (\omega_k - p \omega_1) \psi_{rx}, \\ M = 1.5 p k_R (\psi_{rx} i_{sy} - \psi_{ry} i_{sx}), \\ T_m p \omega = M - M_C. \end{cases} \quad (2.5)$$

Структура двигателя, построенная по уравнениям (2.5) представлена на рисунке 2.5. В этой структуре ток статора и частота, являясь переменными режима, могут изменяться независимо друг от друга.

Если за базовый вектор принять вектор потокосцепления ротора и совместить вектор $\bar{\psi}_R$ с осью x вращающейся системы координат, то в уравнениях следует принять $\psi_{Ry} = 0$.

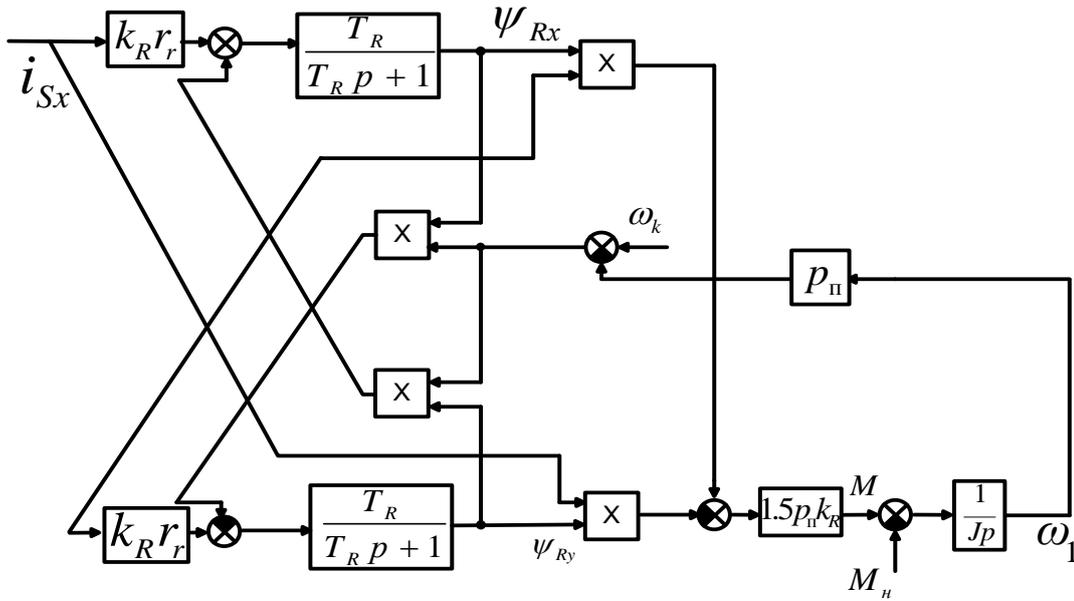


Рис.2.5. Структура АКЗ при питании от источника тока с базовым вектором тока статора

Тогда при питании статорных обмоток от источника напряжения получим:

$$\begin{cases} u_{sx} = r(1 + T'_S p)i_{sx} - \omega_k L'_S i_{sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{rx}, \\ u_{sy} = r(1 + T'_S p)i_{sy} + \omega_k L'_S i_{sx} + k_R p_{II} \omega_1 \psi_{rx}, \\ 0 = -k_R r_r i_{sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{rx} + p \psi_{rx}, \\ 0 = -k_R r_r i_{sy} + (\omega_k - p_{II} \omega_1) \psi_{rx}, \\ M = 1.5 p_{II} k_R \psi_{rx} i_{sy}, \\ T_m p \omega = M - M_C. \end{cases} \quad (2.6)$$

Существенной особенностью этой математической модели является то обстоятельство, что угловая скорость вращения системы координат зависит от значений переменных состояния машины и определяется из четвертого уравнения системы (2.6).

$$\omega_k = \frac{k_R r_r i_{sy}}{\psi_{Rx}} + p_{II} \omega_1 \quad (2.7)$$

Структурная схема АКЗ во вращающейся системе координат при питании от источника напряжения с базовым вектором потокосцепления ротора представлена на рисунке 2.6.

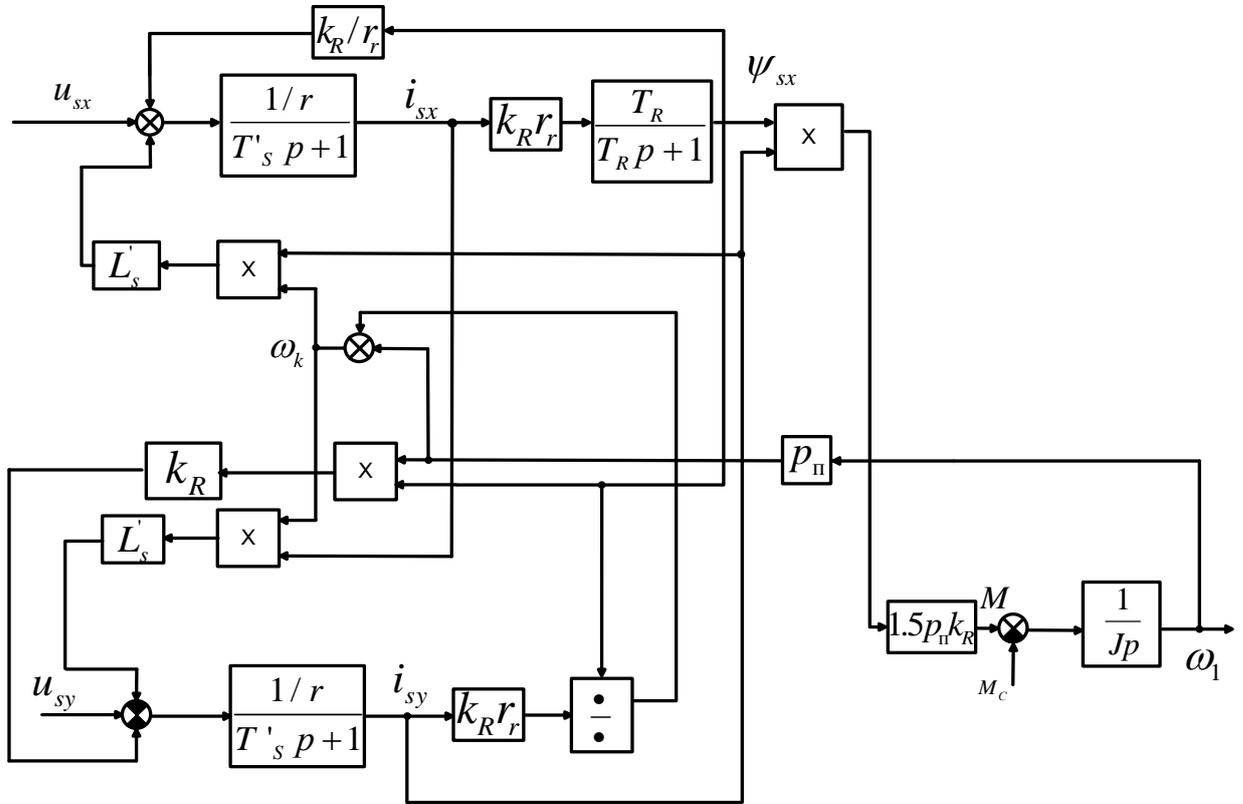


Рис. 2.6. Структурная схема АКЗ при питании от источника напряжения с базовым вектором потокосцепления ротора

При питании статорных обмоток от источников тока уравнения преобразуются к виду:

$$\begin{cases} k_R r_r i_{sx} = \frac{1}{T_R} \psi_{rx} + p \psi_{rx}, \\ k_R r_r i_{sy} = (\omega_k - p_{II} \omega_1) \psi_{rx}, \\ M = 1.5 p_{II} k_R \psi_{rx} i_{sy}, \\ T_M p \omega = M - M_C. \end{cases} \quad (2.8)$$

Структура АКЗ во вращающейся системе координат, совмещенной с потокосцеплением ротора и управлением от источников тока, показана на рисунке 2.7.

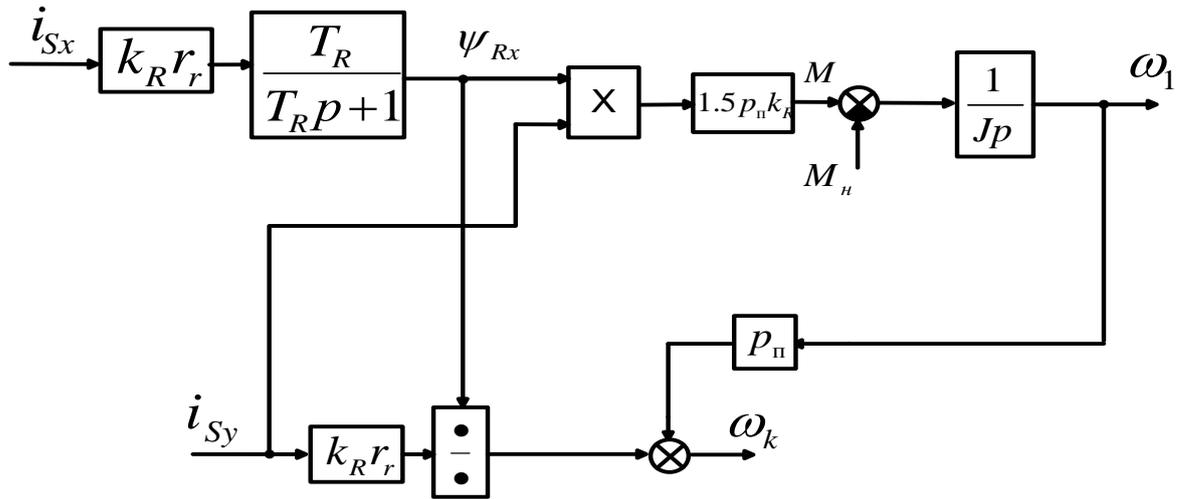


Рис. 2.7. Структурная схема АКЗ во вращающейся системе координат при питании от источника тока с базовым вектором потокосцепления ротора

Можно заметить, что при постоянном сигнале i_{sx} электромагнитный момент машины определится только составляющей тока статора i_{sy} . В этом случае структура АКЗ повторяет структуру двигателя постоянного тока при управлении по цепи якоря.

Математическое описание АКЗ во вращающейся системе координат, совмещенной с потокосцеплением ротора как при питании АКЗ от источника напряжения, так и при питании АКЗ от источника тока, является основой для синтеза асинхронных систем с векторным управлением [109, 15].

Следовательно, если при управлении асинхронным двигателем оперировать в цепях управления не с реальными переменными машины, а с преобразованными к координатным осям, ориентированным по полю, можно управлять магнитным потоком и моментом двигателя, имея дело не с переменными синусоидальными величинами, а с постоянными их преобразованными значениями. Это позволяет строить систему управления асинхронным двигателем аналогично системе управления двигателем постоянного тока. Основой построения таких систем является информация о мгновенном значении и пространственном положении вектора потокосцепления в воздушном зазоре, непосредственное изменение которого обычно производят с помощью датчиков Холла [15, 98].

Из уравнений (1.5), (2.6) получаем математическое описание двухмассовой электромеханической системы с электроприводом ПЧ - АД при питании от источника тока в виде системы дифференциальных уравнений. Основными регулируемыми величинами являются потокосцепление ротора ψ_r и частота вращения вала двигателя ω . Для применения метода подчиненного регулирования необходимо выполнить развязку каналов управления. В системе «Трансвектор» реализуется прямая компенсация перекрестных обратных связей в (2.6) [98, 102]:

$$\omega_k L'_S i_{sy}; \omega_k L'_S i_{sx}; \frac{k_R}{T_R} \psi_{rx}$$

Пренебрегаем обратной связью по ЭДС двигателя, которая равна:

$$\frac{k_R}{L'_s} p_{\Pi} \omega_1 \psi_{rx}.$$

Учитывая динамические свойства преобразователя частоты, проекции напряжения статора по осям «х» и «у» на выходе преобразователя обозначим соответственно " u_1 " и " u_2 ".

Математическую модель контура регулирования потокосцепления ротора представим в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{rx}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{rx} + r_r k_R i_{sx}; \\ \frac{di_{sx}}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{sx} + \frac{1}{L'_s} u_1; \\ \frac{du_1}{dt} = -\frac{1}{T_{np}} (k_{np} u_{sx} - u_1), \end{cases} \quad (2.9)$$

Математическое описание контура регулирования частоты вращения для одномассовой электромеханической системы примет вид:

$$\begin{cases} \frac{du_2}{dt} = -\frac{1}{T_{\Pi}} (k_{np} u_{sy} - u_2); \\ \frac{di_{sy}}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{sy} + \frac{1}{L'_s} u_2; \\ \frac{d\omega_{\Sigma}}{dt} = \frac{m}{2J_{\Sigma}} p_{\Pi} k_R \psi_{rx} i_{sy}, \end{cases} \quad (2.10)$$

Структура регулирования частот вращения двухмассовой электромеханической системы может быть представлена следующими уравнениями:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{du_2}{dt} = -\frac{1}{T_n} (k_n u_{sy} - u_2); \\ \frac{di_{sy}}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{sy} + \frac{1}{L'_s} u_2; \\ \frac{d\omega_1}{dt} = \frac{m}{2J_{1\Sigma}} p_n k_R \psi_{rx} i_{sy} - \frac{1}{J_{1\Sigma}} M_y; \\ \frac{dM_y}{dt} = c_{12} (\omega_1 - \omega_2) + \beta_{в.т} (\dot{\omega}_1 - \dot{\omega}_2); \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2} M_y, \end{array} \right. \quad (2.11)$$

Первое уравнение системы (2.9) получается из первого уравнения системы (2.8). Второе уравнение системы (2.9) получается из первого уравнения системы (2.6) с учётом реализации прямой компенсации перекрёстных обратных связей в системе «Трансвектор» и пренебрежение обратной связи по ЭДС двигателя. Третье уравнение системы (2.9) учитывает динамические свойства ПЧ. Первое уравнение системы (2.10) учитывает динамические свойства ПЧ. Второе уравнение системы (2.10) получается из второго уравнения системы (2.6) с учётом реализации прямой компенсации перекрёстных обратных связей в системе «Трансвектор» и пренебрежение обратной связи по ЭДС двигателя. Третье уравнение системы (2.10) получается из третьего уравнения системы (2.6) и уравнений (1.5). Первое уравнение системы (2.11) учитывает динамические свойства ПЧ. Второе уравнение системы (2.11) получается из второго уравнения системы (2.6) с учётом реализации прямой компенсации перекрёстных обратных связей в системе «Трансвектор» и пренебрежение обратной связи по ЭДС двигателя. Третье, четвёртое и пятое уравнение системы (2.11) получается из третьего уравнения системы (2.6) и уравнений (1.5).

Далее строятся стандартные схемы подчиненного регулирования по каждому из каналов. Для расчета регуляторов используется линеаризованная структура системы управления автоматизированного электрического привода.

Если пренебречь упругими связями в передачах, то получаем структурную схему одномассовой электромеханической системы (рис. 2.8).

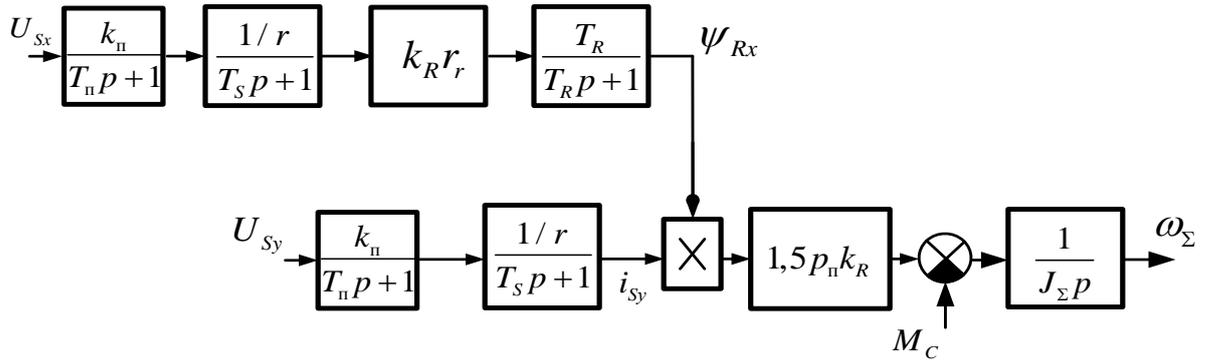


Рис. 2. 8. Структурная схема одномассовой электромеханической системы

Структурная схема двухмассовой электромеханической системы электропривода переменного тока представлена на рис.2.9.

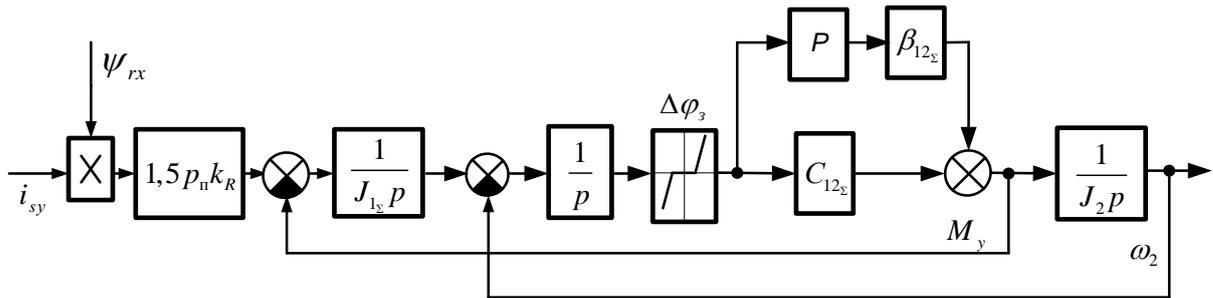


Рис. 2. 9. Структурная схема двухмассовой электромеханической системы

Таким образом, в зависимости от целей исследования и степени упрощения механизм поворота экскаватора может быть представлен различными структурными схемами, которые соответствуют математическим моделям одно- или двухмассовой систем.

2.2.1 Расчет трехконтурной системы подчиненного регулирования электроприводом переменного тока

Система подчиненного регулирования электропривода переменного тока для одномассовой ЭМС (рис. 2.9) состоит из структуры регулирования потокосцепления ротора по оси «х» и структуры регулирования скорости двигателя (рис. 2.10).

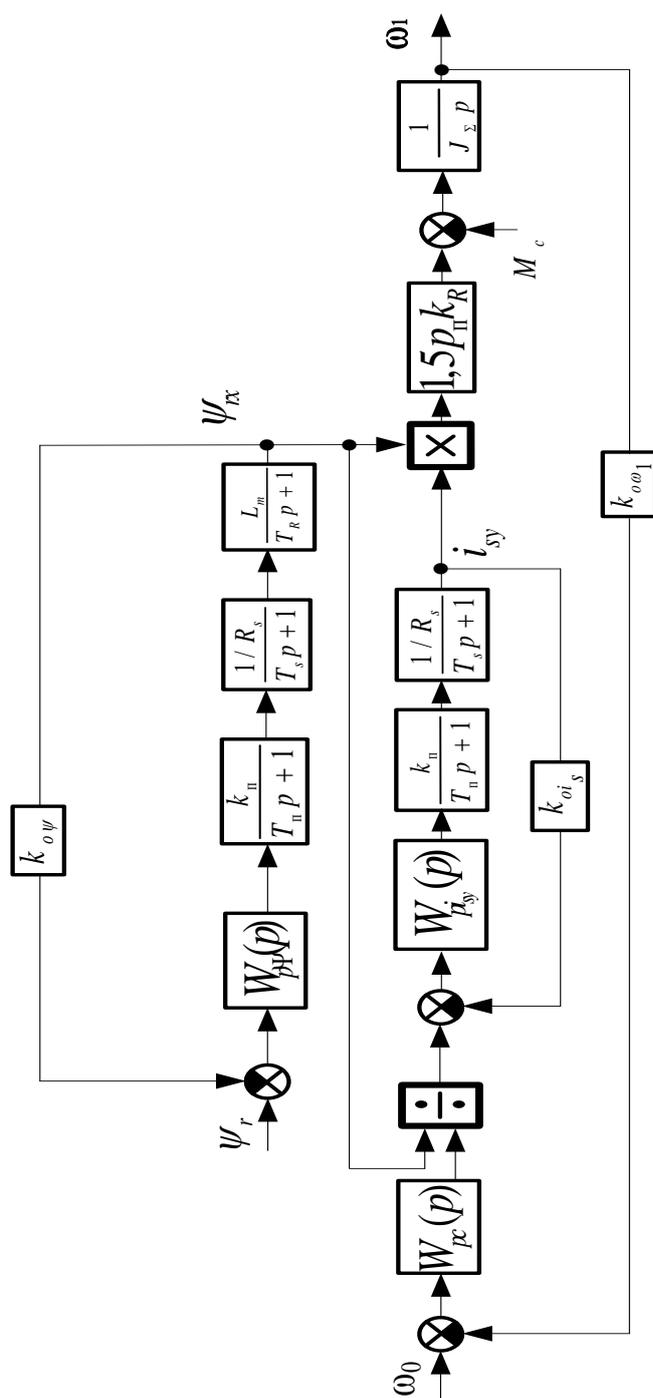


Рис. 2.10. Структурная схема трехконтурной системы подчиненного регулирования

Рассмотрим синтез структуры регулирования потокосцепления ротора с одним регулятором, компенсирующим обе постоянные времени T_s и T_R (рис. 2.11)

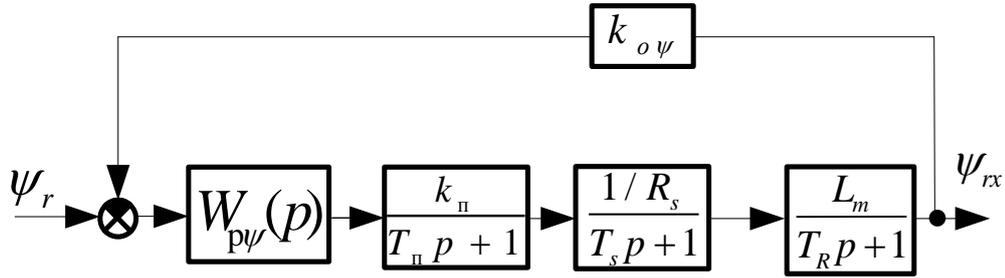


Рис. 2.11. Структурная схема одноконтурной СПР потокосцепления ротора

Передаточная функция разомкнутого контура потокосцепления

$$W_{\text{раз.}\Psi}(p) = W_{p\Psi}(p) \frac{k_n}{T_n p + 1} \frac{1/R_s}{T_s p + 1} \frac{L_m}{T_R p + 1} k_{o\Psi},$$

где L_m – взаимная индуктивность между статором и ротором.

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура потокосцепления:

$$W_{\text{раз.}\Psi}^{\text{ж}}(p) = \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)}.$$

Приравняем желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура потокосцепления

$$W_{p\Psi}(p) \frac{k_n}{T_n p + 1} \frac{1/R_s}{T_s p + 1} \frac{L_m}{T_R p + 1} k_{o\Psi} = \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)}$$

Принимаем $T_n = T_\mu$. Сократив обе части последнего уравнения на $(T_\mu p + 1)$, получим передаточную функцию регулятора потокосцепления по оси «х»:

$$W_{p\Psi}(p) = \frac{(T_s p + 1)(T_R p + 1)}{2T_\mu \frac{k_n}{R_s} L_m k_{o\Psi} p} = \frac{T_s + T_R}{T_{\text{н1}}} + \frac{1}{T_{\text{н1}} p} + \frac{T_s T_R}{T_{\text{н1}}} p, \quad (2.12)$$

Передаточная функция замкнутого контура потокосцепления:

$$W_{\text{зп}\Psi}(p) = \frac{1/k_{o\Psi}}{2T_\mu p + 1} \quad (2.12')$$

где $T_{и1} = 2T_{\mu} \frac{k_{п}}{R_s} L_m k_{о\psi}$, $\frac{T_s + T_R}{T_{и}}$ — пропорциональная, $\frac{1}{T_{и}p}$ — интегральная, $\frac{T_s T_R}{T_{и}} p$ — дифференциальная части регулятора потокосцепления

Таким образом получился ПИД-регулятор.

Структура регулирования скорости двигателя может быть представлена в виде двухконтурной СПР с внутренним контуром тока статора по оси «у» и внешним контуром скорости двигателя (рис. 2.12).

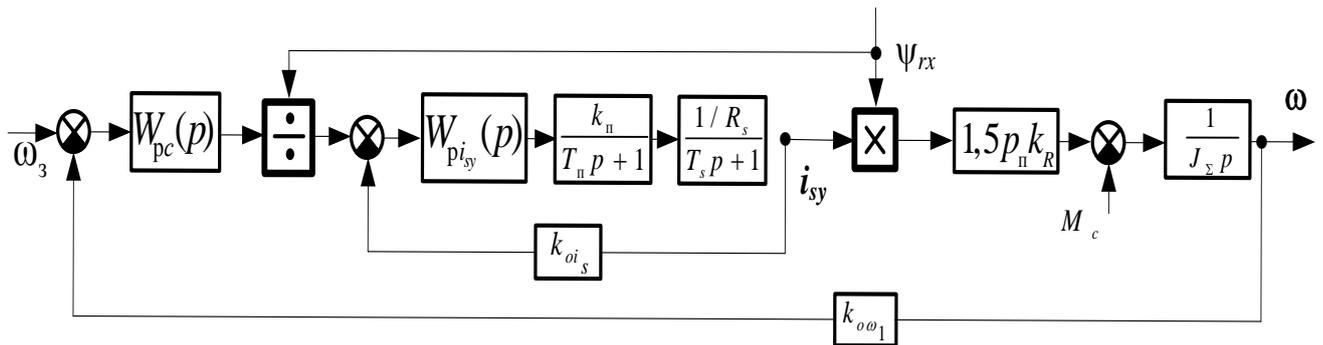


Рис. 2.12. Структурная схема регулирования скорости двигателя

Структурная схема контура тока статора представлена на рисунке 2.13.

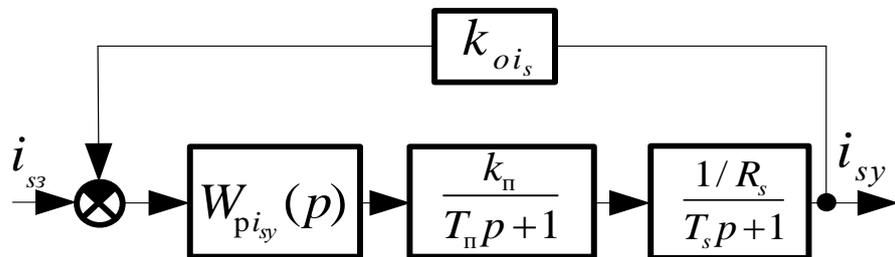


Рис. 2.13. Структурная схема контура тока статора

Передаточная функция разомкнутого контура тока статора по оси «у»

$$W_{раз.i_{sy}}(p) = W_{pi_{sy}}(p) \frac{k_{п}}{T_{п}p+1} \frac{1/R_s}{T_s p+1} k_{oi_s},$$

где R_s - активное сопротивление обмоток статора.

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура тока статора

$$W^{жс}_{рази}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)},$$

где $T_\mu = T_\pi$ - некомпенсируемая постоянная времени.

Приравниваем желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура тока статора

$$\frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)} = W_{pi_{sy}}(p) \frac{k_\pi}{T_\pi p + 1} \frac{1/R_s}{T_s p + 1} k_{oi_s}.$$

Сократив обе части на $(T_\mu p + 1)$, находим передаточную функцию регулятора тока статора по оси «у»

$$W_{pi_{sy}}(p) = \frac{T_s p + 1}{2T_\mu \frac{k_\pi}{R_s} k_{oi_s} p} = \frac{T_s p + 1}{T_{и1} p}, \quad \text{где } T_{и1} = \frac{R_s}{2T_\mu k_\pi k_{oi_s}}. \quad (2.13)$$

Полученный регулятор пропорционально-интегральный (ПИ-регулятор).

Передаточная функция замкнутого контура тока статора по оси «у»

$$W_{з.и_{sy}}(p) = \frac{1/k_{oi_s}}{2T_\mu p(T_\mu p + 1) + 1} \approx \frac{1/k_{oi_s}}{2T_\mu p + 1}.$$

Обозначим $2T_\mu = T_{\mu 2}$ как некомпенсируемую постоянную времени второго, внешнего контура скорости.

Структурная схема контура скорости представлена на рис. 2.14.

Обозначим передаточную функцию регулятора скорости $W_{pc}(p)$.

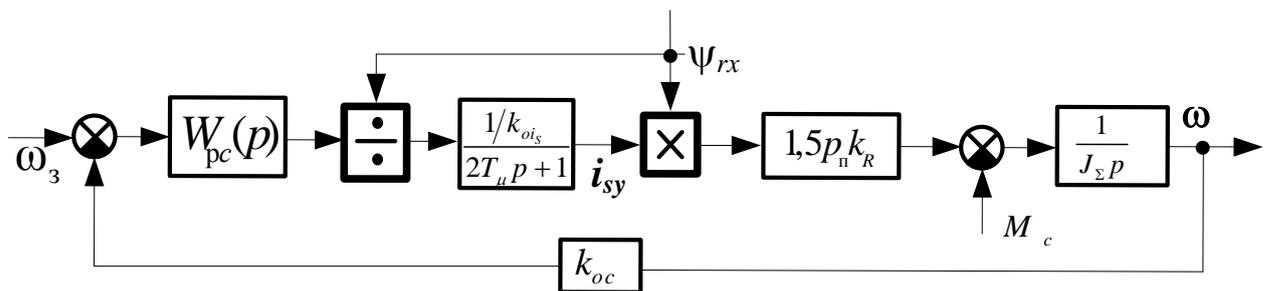


Рис. 2.14. Структурная схема контура скорости двигателя

Предполагаем $M_c = 0$

Передаточная функция разомкнутого контура скорости двигателя

$$W_{раз.\omega}(p) = W_{pc}(p) \frac{1/k_{ois}}{2T_{\mu}p + 1} \frac{1,5p_{\pi}k_R}{J_{\Sigma}p} k_{oc}.$$

где, p_{π} – число пар полюсов, $k_R = \frac{L_m}{L_R}$ – коэффициент электромагнитной связи ротора; J_{Σ} – приведенный момент инерции.

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура скорости

$$W_{раз.\omega}^{жс}(p) = \frac{1}{4T_{\mu}p(2T_{\mu}p + 1)}.$$

Приравнивая желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура скорости

$$\frac{1}{4T_{\mu}p \cdot (2T_{\mu}p + 1)} = W_{pc}(p) \frac{1/k_{ois}}{2T_{\mu}p + 1} \frac{1,5p_{\pi}k_R}{J_{\Sigma}p} k_{oc},$$

Сократив обе части уравнения на $2T_{\mu}p + 1$ и на p , получим передаточную функцию регулятора скорости двигателя

$$W_{pc}(p) = \frac{J_{\Sigma}k_{ois}}{4T_{\mu}1,5p_{\pi} \cdot k_R \cdot k_{oc}} = k_{PC}. \quad (2.14)$$

Полученный регулятор пропорциональный (П - регулятор).

2.2.2 Расчет пятиконтурной системы подчиненного регулирования электроприводом переменного тока

Рассмотрим в качестве объекта регулирования двухмассовую электромеханическую систему (рис. 2.8).

Для управления двухмассового объекта регулирования используем многоконтурную СПР не скорости двигателя, а скорости механизма. Система регулирования электропривода в этом случае дополнительно содержит контур момента с регулятором PM_{γ} и контур скорости второй массы с регулятором скорости PC_2 (исполнительного механизма), которые рассчитываются также по методу «технического оптимума». В результате система регулирования будет представлять пя-

तिकонтурную систему подчиненного регулирования, где контуры потокосцепления ротора, тока статора по оси «у» и скорости двигателя будем рассматривать как структуру регулирования скорости двигателя, а контура момента и скорости второй массы как структуру регулирования скорости второй массы.

Структурная схема пятиконтурной системы подчиненного регулирования представлена на рис. 2.15.

Синтез контуров потокосцепления ротора, тока статора по оси «у» и скорости двигателя, составляющих структуру регулирования скорости двигателя, аналогичен рассмотренным при синтезе трехконтурной системы подчиненного регулирования в пункте 2.2.1.

Передаточная функция регулятора потокосцепления ротора по оси «х» согласно формуле (2.12) имеет вид ПИД-регулятора:

$$W_{p\psi}(p) = \frac{(T_s p + 1)(T_R p + 1)}{2T_\mu \frac{k_\Pi}{R_s} L_m k_{o\psi} p} = \frac{T_s + T_R}{T_{и1}} + \frac{1}{T_{и1} p} + \frac{T_s T_R}{T_{и1}} p,$$

где $T_{и1} = 2T_\mu \frac{k_\Pi}{R_s} L_m k_{o\psi}$, $\frac{T_s + T_R}{T_{и1}}$ — пропорциональная, $\frac{1}{T_{и1} p}$ — интегральная,

$\frac{T_s T_R}{T_{и1}} p$ — дифференциальная части регулятора потокосцепления ротора.

Регулятор тока статора по оси «у» согласно выражению (2.13) имеет передаточную функцию, соответствующую ПИ-регулятору:

$$W_{p.i_{sy}}(p) = \frac{T_s p + 1}{2T_\mu \frac{k_\Pi}{R_s} k_{oi_s} p} = \frac{T_s p + 1}{T_{и2} p}, \quad \text{где } T_{и2} = \frac{R_s}{2T_\mu k_\Pi k_{oi_s}}.$$

Передаточная функция регулятора скорости двигателя в соответствии с (2.14) имеет вид пропорционального регулятора:

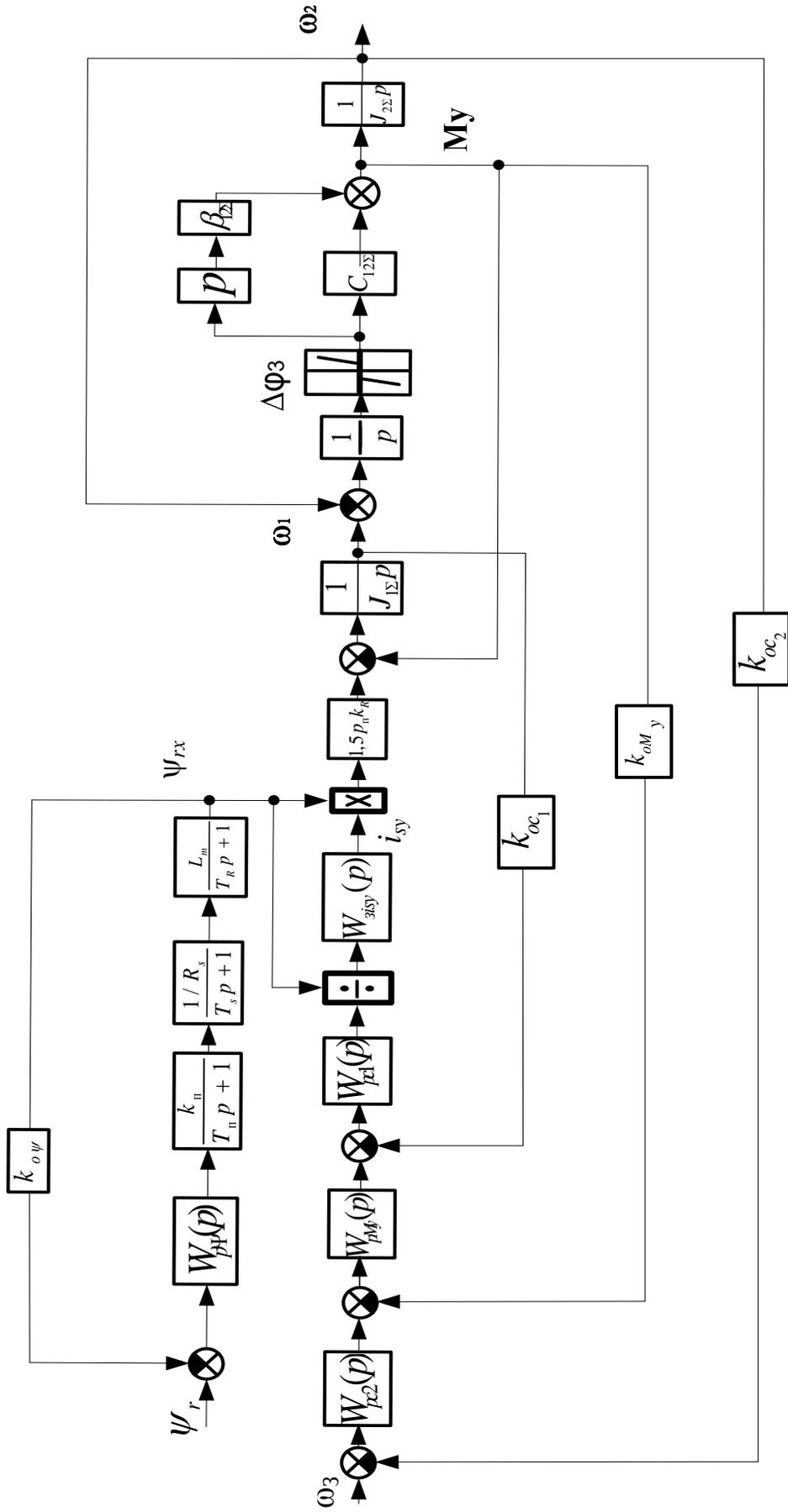


Рис. 2.15. Структурная схема пятиконтурной системы подчиненного регулирования

$$W_{pc}(p) = \frac{J_{\Sigma} k_{ois}}{4T_{\mu} 1,5p_{\Pi} \cdot k_R \cdot k_{oc}}$$

Передаточная функция замкнутого контура скорости двигателя (первой массы)

$$W_{sc1}(p) = \frac{1/k_{oc1}}{4T_{\mu} p + 1}$$

Обозначим $4T_{\mu} = T_{\mu 4}$ как некомпенсируемую постоянную времени четвертого контура. Структура регулирования скорости второй массы представляет двухконтурную СПР момента и скорости второй массы.

Структурная схема контура момента представлена на (рис. 2.16), определим передаточную функцию регулятора момента $W_{PM_y}(p)$. При синтезе контура момента учитываем только жесткость без учета вязкого трения, т.е. более тяжелый случай.

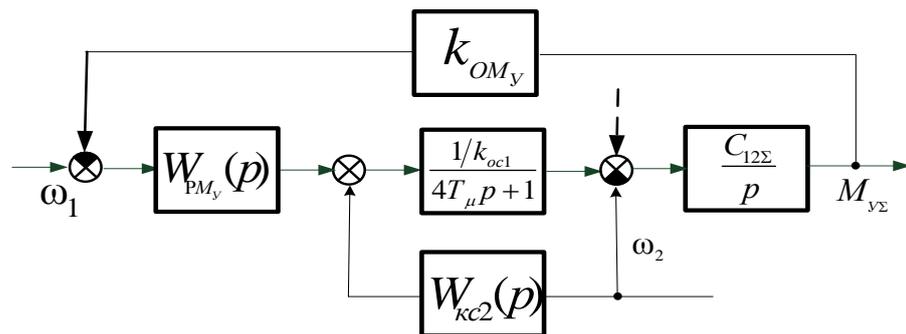


Рисунок 2.16. Контур момента

В контуре момента существует внутренняя обратная связь по скорости второй массы. Пренебрегаем этой связью и учтем ее в дальнейшем, вводя положительную обратную связь в виде передаточной функции корректирующего устройства по ω_2 на вход регулятора скорости ω_1 .

Передаточная функция разомкнутого контура момента

$$W_{раз. My}(p) = W_{PM_y}(p) \frac{1/k_{oc1}}{4T_{\mu} p + 1} \frac{C_{12\Sigma}}{p} k_{OM_y}$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура M_y

$$W_{раз. My}^{жс}(p) = \frac{1}{8T_{\mu} p \cdot (4T_{\mu} p + 1)}$$

Приравниваем желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура момента:

$$\frac{1}{8T_{\mu}p \cdot (4T_{\mu}p + 1)} = W_{PM_y}(p) \frac{1/k_{oc1}}{4T_{\mu}p + 1} \frac{C_{12\Sigma}}{p} k_{OM_y}.$$

Сократив обе части полученного уравнения на $4T_{\mu}p + 1$ и на p , получим передаточную функцию регулятора:

$$W_{PM_y}(p) = \frac{k_{oc1}}{8T_{\mu}C_{12\Sigma}k_{OM_y}}. \quad (2.15)$$

Полученный регулятор пропорциональный (П - регулятор).

Для того, чтобы скомпенсировать внутреннюю отрицательную обратную связь по скорости второй массы, необходимо подать сигнал положительной обратной связи по скорости второй массы, приложенный на вход регулятора скорости двигателя и умножить его на передаточную функцию корректирующего устройства по скорости второй массы $W_{KC2}(p)$, обратную передаточным функциям звеньев, через которые переносится этот сигнал. Эта передаточная функция имеет вид:

$$W_{KC2}(p) = (4T_{\mu}p + 1)k_{oc1}.$$

Передаточная функция замкнутого контура момента:

$$W_{3M_y}(p) = \frac{1/k_{OM_y}}{8T_{\mu}p + 1}.$$

Обозначим передаточную функцию регулятора скорости рабочего механизма $W_{PC2}(p)$, контур которого представлен на рис. 2.17.

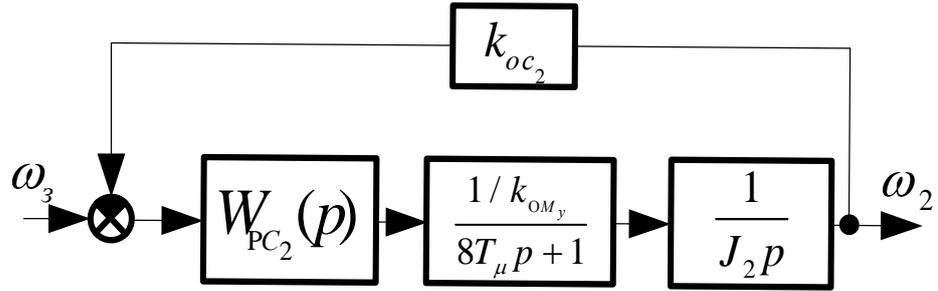


Рисунок 2.17. Контур скорости второй массы

Передаточная функция разомкнутого контура скорости второй массы:

$$W_{\text{раз.с2}}(p) = W_{PC_2}(p) \frac{1/k_{OMy}}{8T_\mu p + 1} \frac{1}{J_2 p} k_{oc_2}.$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура:

$$W_{\text{раз.с2}}^{\text{жс}}(p) = \frac{1}{16T_\mu p(8T_\mu p + 1)}.$$

Обозначим $8T_\mu = T_{\mu 5}$ как некомпенсируемую постоянную времени пятого контура. Приравниваем желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура скорости второй массы

$$\frac{1}{16T_\mu p(8T_\mu p + 1)} = W_{pc2}(p) \frac{1/k_{OMy}}{8T_\mu p + 1} \frac{1}{J_2 p} k_{oc_2}.$$

Передаточная функция регулятора:

$$W_{pc2}(p) = \frac{J_2 k_{OMy}}{16T_\mu k_{oc_2}}. \quad (2.16)$$

Полученный регулятор пропорциональный (П - регулятор).

2.2.3 Расчет четырехконтурной системы подчиненного регулирования электроприводом переменного тока

В классическом виде структуру регулирования потокосцепления можно представить в виде двухконтурной СПР, где каждая постоянная времени будет

компенсироваться своим ПИ-регулятором, что нетрудно показать по методике «технического оптимума» (рис. 2.18).

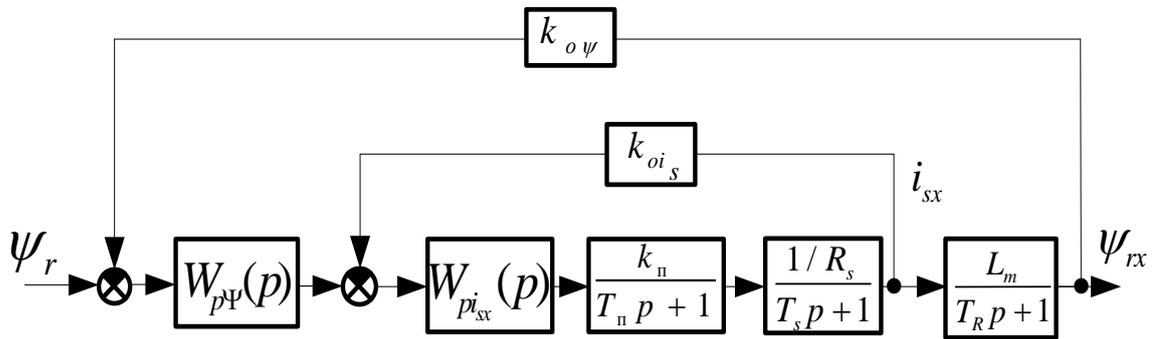


Рис. 2.18. Структурная схема двухконтурной СПР потокосцепления ротора

Рассмотрим четырехконтурную СПР тока статора, потокосцепления ротора по оси «х», тока статора по оси «у» и скорости двигателя, представленной на рис. 2.19.

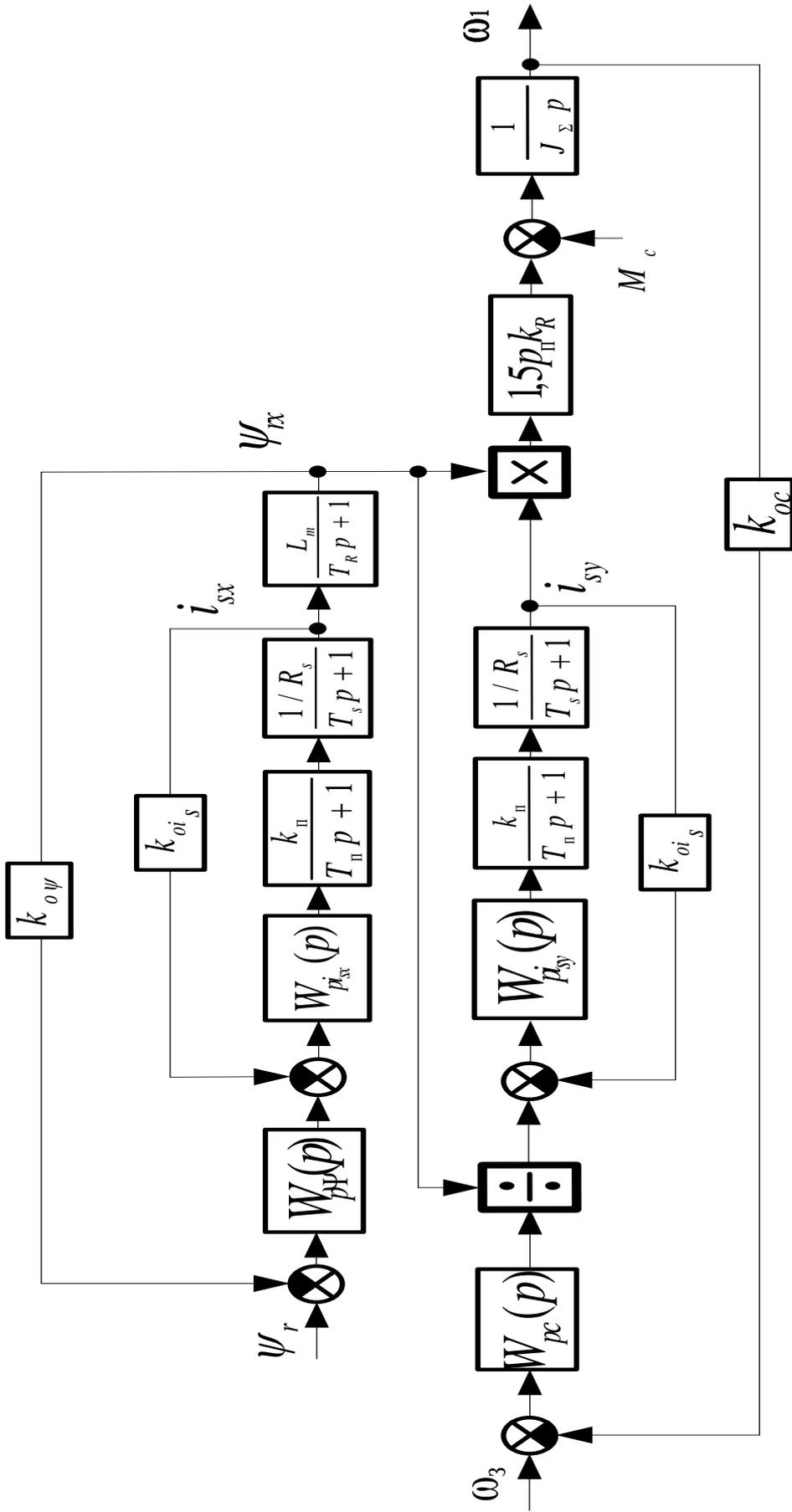


Рис. 2.19. Структурная схема четырехконтурной системы подчиненного регулирования

Структурная схема контура тока статора представлена на рисунке 2.20

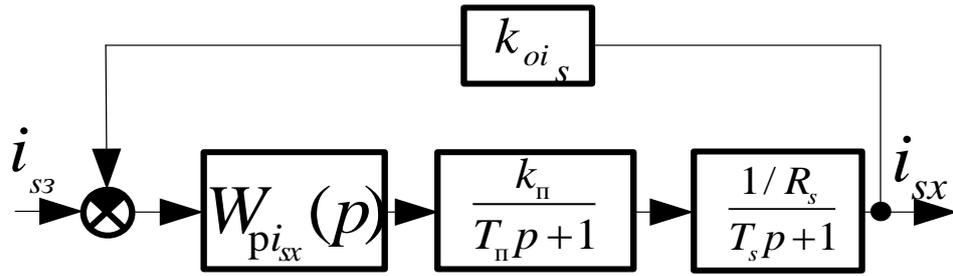


Рис. 2.20. Структурная схема контура тока статора

Обозначим передаточную функцию регулятора тока статора $W_{p.i_{sx}}(p)$. Некомпенсируемую постоянную времени принимаем равной постоянной времени преобразователя, т. е. $T_{\mu} = T_{\pi} = 0,001$ с.

Передаточная функция разомкнутого контура тока :

$$W_{раз.i_{sx}}(p) = W_{p.i_{sx}}(p) \frac{k_{\pi}}{T_{\pi}p + 1} \cdot \frac{1/R_s \cdot k_{oi_s}}{T_s p + 1},$$

где R_s - активное сопротивление обмоток статора.

Желаемую передаточную функцию разомкнутого контура принимаем равной:

$$W^{жс}_{раз.i}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)},$$

Приравниваем желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура:

$$\frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\pi}p + 1)} = W_{p.i_{sx}}(p) \frac{k_{\pi}}{T_{\pi}p + 1} \cdot \frac{1/R_s \cdot k_{oi_s}}{T_s p + 1}.$$

Сократив обе части на $T_{\pi}p + 1$, находим передаточную функцию регулятора:

$$W_{p.i_{sx}}(p) = \frac{R_s \cdot T_s}{2T_{\mu} \cdot k_{\pi} \cdot k_{oi_s}} + \frac{R_s}{2T_{\mu} \cdot k_{\pi} \cdot k_{oi_s}} \frac{1}{p}. \quad (2.17)$$

Полученный регулятор пропорционально-интегральный (ПИ-регулятор).

Передаточная функция замкнутого контура тока статора по оси «х»:

$$W_{z.i_s}(p) \approx \frac{1/k_{oi_s}}{2T_\mu p + 1}.$$

Обозначим $2T_\mu = T_{\mu 2}$ как некомпенсируемую постоянную времени второго контура.

Передаточная функция разомкнутого контура потокосцепления ротора по оси «х»:

$$W_{раз.\Psi_r}(p) = W_{p.\Psi_r}(p) \cdot \frac{1/k_{oi_s}}{2T_\mu p + 1} \cdot \frac{L_m \cdot k_{о\psi}}{T_R p + 1},$$

где L_m – взаимная индуктивность между статором и ротором.

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура

$$W_{раз.\Psi_r}^{ж\epsilon}(p) = \frac{1}{4T_\mu p \cdot (2T_\mu p + 1)}.$$

Приравниваем желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура

$$\frac{1}{4T_\mu p \cdot (2T_\mu p + 1)} = W_{p.\Psi_r}(p) \cdot \frac{1/k_{oi_s}}{2T_\mu p + 1} \cdot \frac{L_m \cdot k_{о\psi}}{T_R p + 1}.$$

Находим передаточную функцию регулятора потокосцепления ротора по оси «х»:

$$W_{p.\Psi_r}(p) = \frac{T_r p + 1}{4T_\mu \cdot L_m \cdot \frac{k_{о\psi}}{k_{oi_s}} \cdot p} = \frac{T_r p + 1}{T_{и1} p} \quad (2.18)$$

Получен пропорционально-интегральный регулятор пропорционально-интегральный (ПИ-регулятор).

$$T_{и1} = \frac{4T_\mu \cdot L_m \cdot k_{о\psi}}{k_{oi_s}}.$$

Синтез контуров тока статора по оси «у» и скорости двигателя, аналогичен рассмотренным при синтезе трехконтурной системы подчиненного регулирования в пункте 2.2.1.

Регулятор тока статора по оси «у» согласно выражению (2.13) имеет передаточную функцию, соответствующую ПИ-регулятору:

$$W_{p.i.y}(p) = \frac{T_s p + 1}{2T_\mu \frac{k_\Pi}{R_s} k_{oi_s} p} = \frac{T_s p + 1}{T_{и2} p}, \quad \text{где } T_{и2} = \frac{R_s}{2T_\mu k_\Pi k_{oi_s}}.$$

Передаточная функция регулятора скорости двигателя в соответствии с (2.14) имеет вид пропорционального регулятора:

$$W_{pc}(p) = \frac{J_\Sigma k_{oi_s}}{4T_\mu 1,5p_\Pi \cdot k_R \cdot k_{oc}}.$$

2.2.4 Расчет шестиконтурной системы подчиненного регулирования электроприводом переменного тока

От регулирования скорости двигателя переходим к регулированию скорости механизма.

Структурная схема шестиконтурной системы подчиненного регулирования представлена на рис. 2.21.

Синтез контуров тока статора и потокосцепления ротора по оси «х», тока статора по оси «у» и скорости двигателя, аналогичен рассмотренным при синтезе четырехконтурной системы подчиненного регулирования в пункте 2.2.3.

Регулятор тока статора по оси «х» согласно выражению (2.17) имеет передаточную функцию, соответствующую ПИ-регулятору:

$$W_{p.i.xx}(p) = \frac{R_s \cdot T_s}{2T_\mu \cdot k_\Pi \cdot k_{oi_s}} + \frac{R_s}{2T_\mu \cdot k_\Pi \cdot k_{oi_s}} \frac{1}{p}.$$

Передаточная функция регулятора потокосцепления в соответствии с (2.18) имеет вид:

$$W_{p.\Psi_r}(p) = \frac{T_r p + 1}{T_{и1} p}$$

Регулятор тока статора по оси «у» согласно выражению (2.13) имеет передаточную функцию, соответствующую ПИ-регулятору:

$$W_{p.i_{sy}}(p) = \frac{T_s p + 1}{2T_\mu \frac{k_\pi}{R_s} k_{oi_s} p} = \frac{T_s p + 1}{T_{и2} p}, \quad \text{где } T_{и2} = 2T_\mu \frac{k_\pi}{R_s} k_{oi_s}.$$

Передаточная функция регулятора скорости двигателя в соответствии с (2.14) имеет вид пропорционального регулятора:

$$W_{pc}(p) = \frac{J_\Sigma k_{oi_s}}{4T_\mu 1,5p_\pi \cdot k_R \cdot k_{oc}}.$$

Синтез контуров скорости механизма и момента, составляющих структуру регулирования момента, аналогичен рассмотренным при синтезе пятиконтурной системы подчиненного регулирования в пункте 2.2.2.

Передаточная функция момента в соответствии с (2.15) имеет вид пропорционального регулятора:

$$W_{pMy}(p) = \frac{k_{oc1}}{8T_\mu C_{12\Sigma} k_{OM_y}}.$$

Передаточная функция регулятора скорости второй массы в соответствии с (2.16) имеет вид пропорционального регулятора:

$$W_{pc2}(p) = \frac{J_2 k_{OM_y}}{16T_\mu k_{oc2}}.$$

Таким образом, чтобы скомпенсировать влияние внутренней обратной связи по скорости второй массы, необходимо ввести на регулятор момента сигналы положительных обратных связей по скорости второй массы, ее первой и второй производным с соответствующими коэффициентами.

2.3 Исследование динамики электропривода постоянного и переменного тока с системами подчиненного регулирования

В соответствии со структурными схемами ЭМС с СПР полученными в пунктах 2.1 и 2.2 были составлены модели в MATLAB. При имитации велся учет малых запаздываний в преобразователе и в возбудителе, реальная динамика замкнутых контуров, реальная инерционность дифференциаторов и ограничение на величину управляющего сигнала, которыми пренебрегали при синтезе СПР. Динамика исследовалась в свойственном для привода механизма поворота пусковом переходном процессе, в котором наблюдаются значительные динамические нагрузки, требующие ограничения для увеличения надежности и эффективности. На графиках время указано в секундах, представлены в относительных единицах переменные. За базовые для тока возбуждения, тока статора, и угловых скоростей приняты соответствующие номинальные значения. Для тока якорной цепи в качестве базового принято максимальное (стопорное) значение тока якоря двигателя, для момента – максимальный суммарный момент всех двигателей.

2.3.1 Результаты моделирования электропривода постоянного тока.

На рисунке 2.22 показаны переходные процессы электропривода системы Г-Д с трехконтурной СПР во временных координатах при значении коэффициента форсировки генератора $K_f=2,5$.

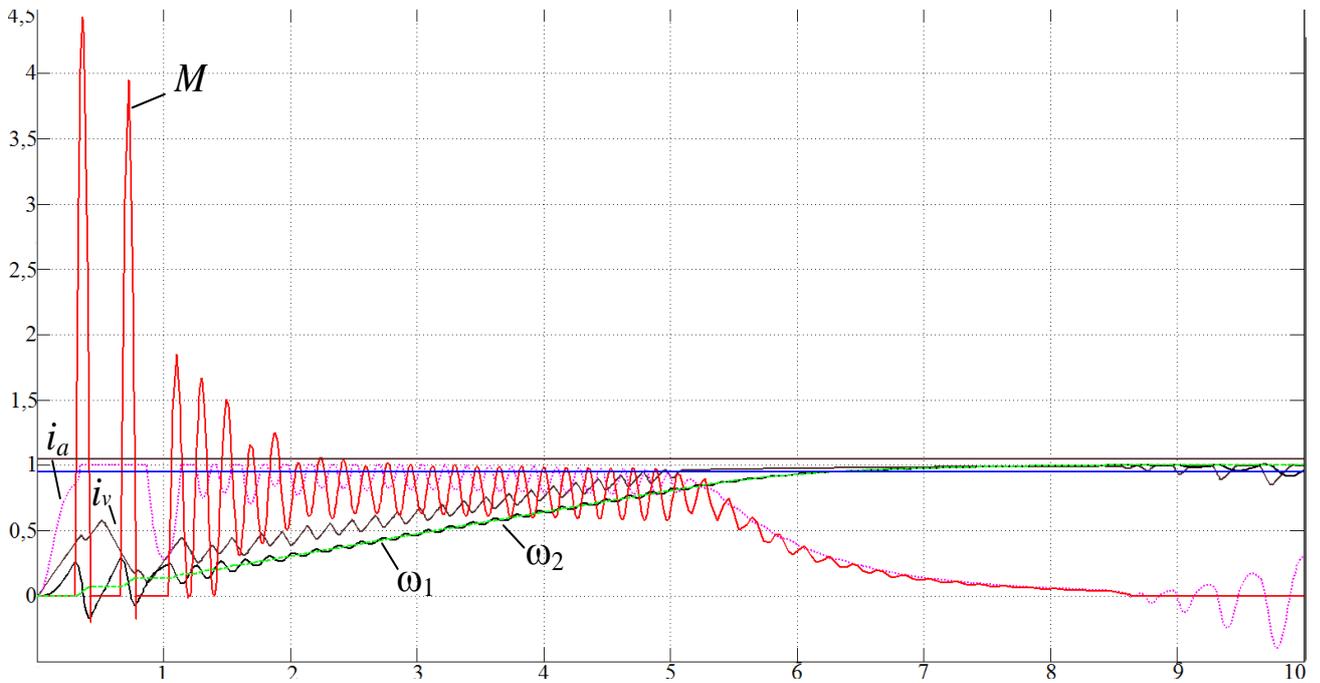


Рис. 2.22. Переходные процессы в ЭМС с трёхконтурной СПР при $K_f=2,5$

На рисунке 2.23 показаны переходные процессы электропривода системы Г-Д с двухконтурной СПР во временных координатах при значении коэффициента форсировки генератора $K_f=2,5$.

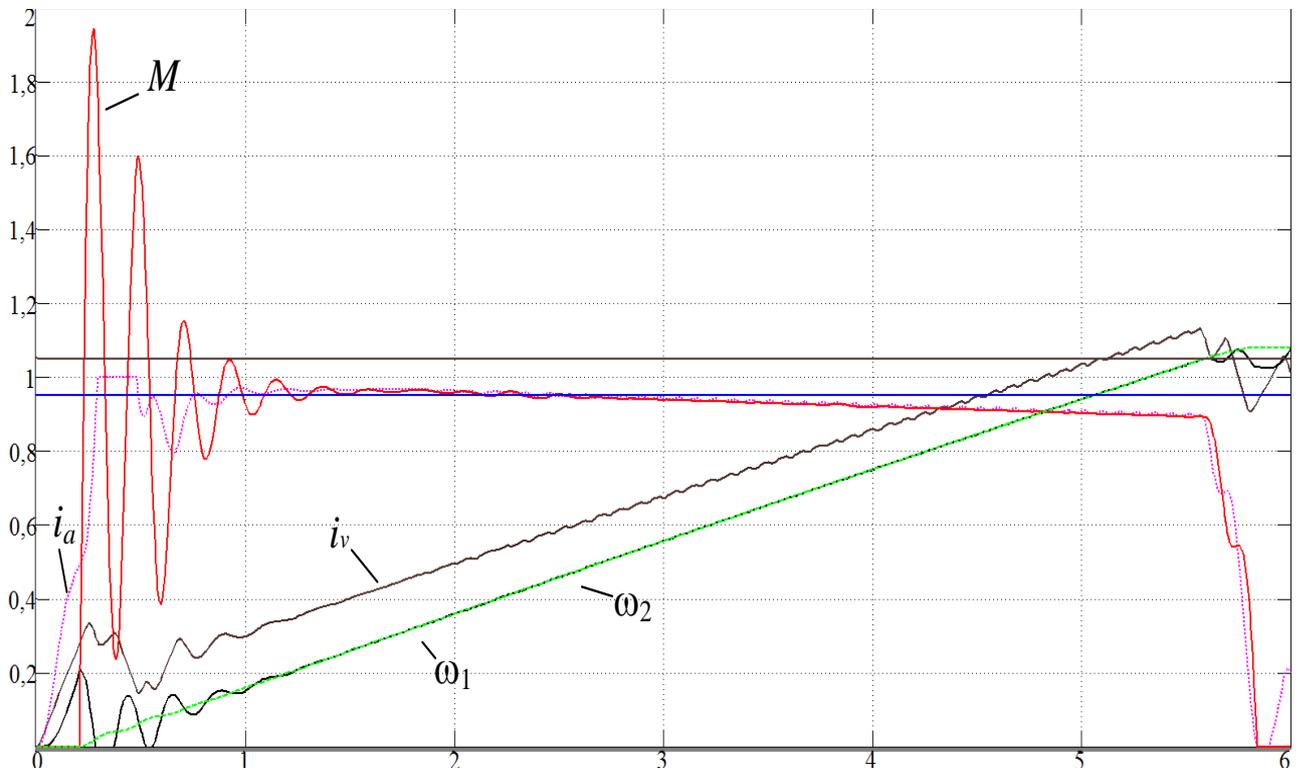


Рис. 2.23. Переходные процессы в ЭМС с двухконтурной СПР при $K_f=2,5$

На рисунке 2.24 показаны переходные процессы электропривода системы Г-Д с пятиконтурной СПР во временных координатах при значении коэффициента форсировки генератора $K_f=2,5$.

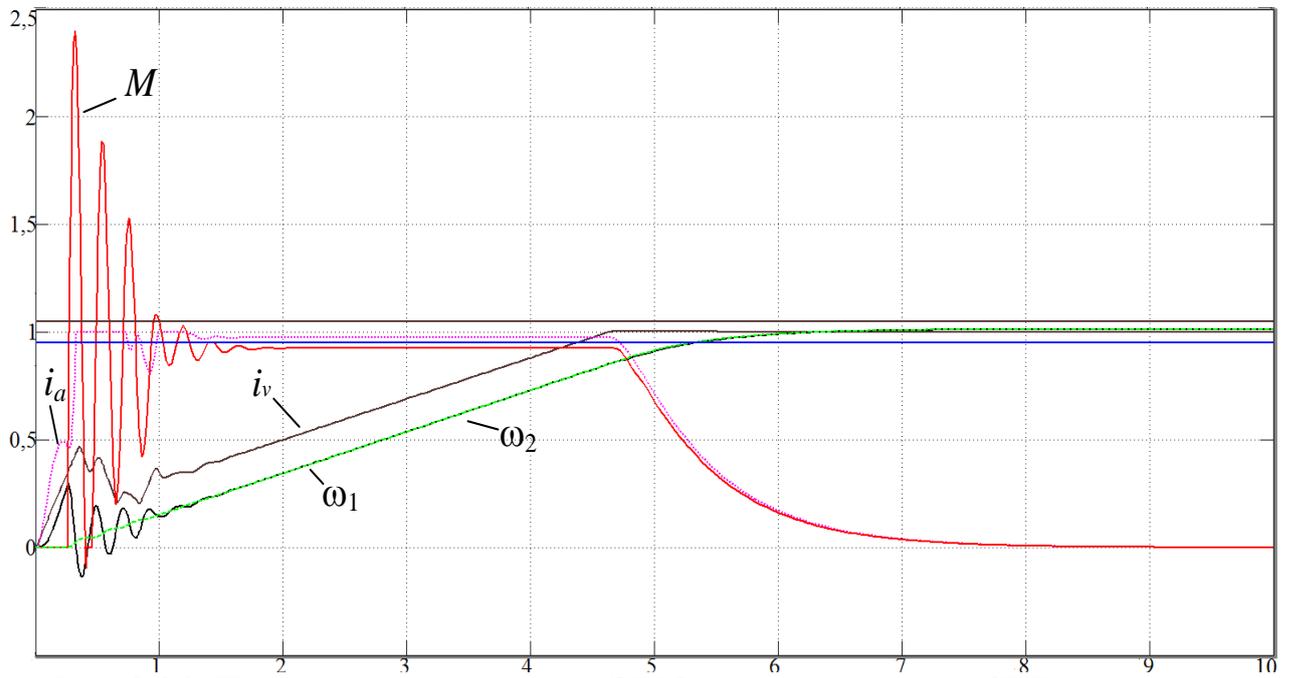


Рис. 2.24. Переходные процессы в ЭМС с пятиконтурной СПР при $K_f=2,5$

На рисунке 2.25 показаны переходные процессы электропривода системы Г-Д с четырехконтурной СПР во временных координатах при значении коэффициента форсировки генератора $K_f=2,5$.

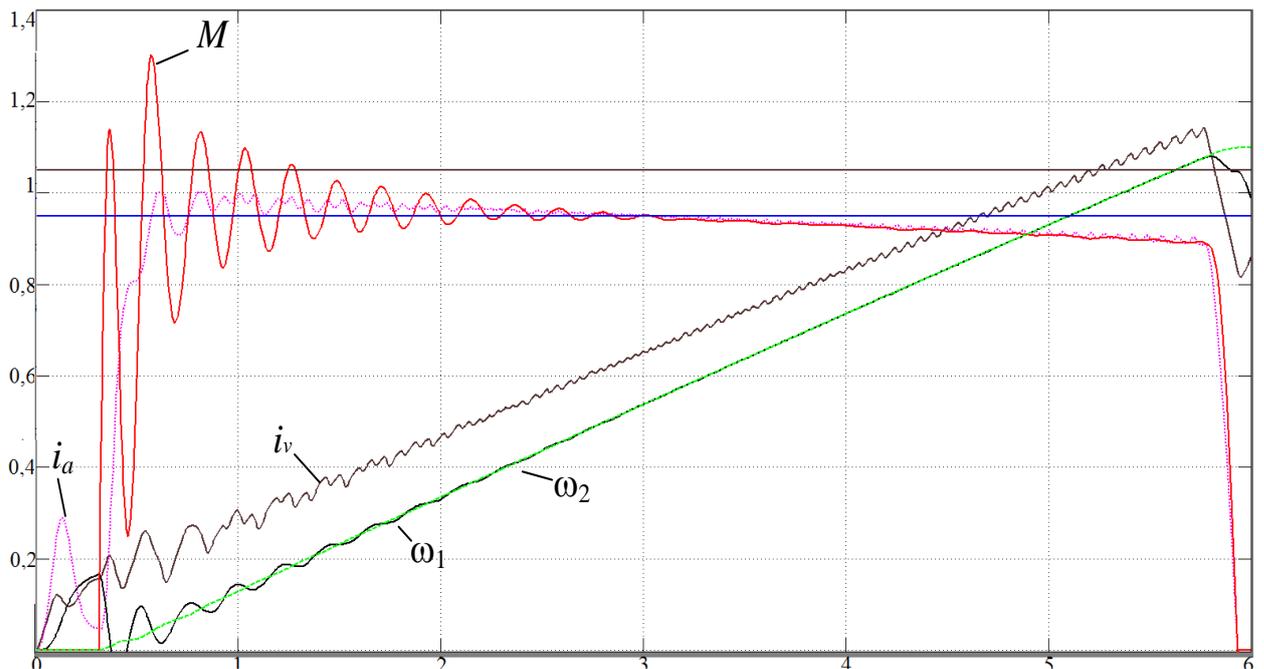


Рис. 2.25. Переходные процессы в ЭМС с четырехконтурной СПР при $K_f=2,5$

На основании проведенных исследований динамики электропривода Г-Д с классическими и многоконтурными СПР можно сделать следующие выводы:

1. В рассмотренных системах наблюдается ограничение тока якорной цепи (максимальное значение тока якорной цепи не превышает 1.25 стопорного);

2. Во всех рассмотренных системах при увеличении коэффициента форсировки генератора K_f уменьшается время переходного процесса $t_{п.п}$ и увеличивается величина бросков динамического момента M_{max} ;

3. При значении коэффициента форсировки генератора K_f больше 2,5 во всех рассмотренных системах не уменьшается время переходного процесса $t_{п.п}$, однако значение величины бросков динамического момента M_{max} увеличивается, что негативно сказывается на динамике ЭМС, поэтому дальнейшее его увеличение нецелесообразно;

4. Исследования динамики многоконтурных систем подчиненного регулирования показали отличные результаты. При имитировании зазора (в двухмассовом объекте управления), критические броски динамического момента ограничиваются или отсутствуют;

5. В двухконтурной и четырехконтурной СПР наблюдаются наименьшие значения бросков динамического момента M_{max} и при значении коэффициента форсировки генератора K_f равного 2,5 время переходного процесса уменьшается на 30% при незначительном увеличении значения бросков динамического момента M_{max} .

Результаты моделирования сведем в таблицу 2.1.

Таблица 2.1. Показатели качества управления механизмом поворота

Количество контуров СПР	Коэффициент форсировки генератора K_f								
	$K_f=1$			$K_f=2,5$			$K_f=5$		
	$t_{п.п}$	$i_{a.max}$	$M_{y.max}$	$t_{п.п}$	$i_{a.max}$	$M_{y.max}$	$t_{п.п}$	$i_{a.max}$	$M_{y.max}$
2	7,5	1,02	1,05	5,0	1,02	1,95	5,3	1,02	2,2
3	7,7	1,0	2,41	6,0	1,0	4,5	6,0	1,0	4,55
4	7,5	1,02	1,1	5,1	1,02	1,3	5,5	1,02	1,22
5	6,5	1,0	1,42	5,3	1,0	2,4	5,3	1,0	2,45

Таким образом, из рассмотренных систем управления наилучшей оказывается четырехконтурная СПР при значении коэффициента форсировки генератора

K_f равного 2,5, она надёжно ограничивает броски динамического момента при допустимом времени переходного процесса. При 5% выигрыше в быстродействии по сравнению с пятиконтурной СПР, четырехконтурная СПР уменьшает на 46% амплитуду колебаний динамического момента M_{\max} в пусковых режимах и несмотря на 4% проигрыш в быстродействии по сравнению с двухконтурной СПР, четырехконтурная СПР уменьшает на 30% амплитуду колебаний в пусковых режимах, а также обладает наибольшей жесткостью электромеханической характеристики.

Дальнейшее увеличение коэффициента форсировки генератора K_f ЭМС не представляется целесообразным, т.к. растет значение бросков динамического момента M_{\max} при неизменном значении времени переходного процесса $t_{п.п.}$. Также трехконтурная СПР показывает наибольшие значения максимальных бросков динамического момента M_{\max} по сравнению с остальными исследуемыми системами при всех рассматриваемых значениях коэффициента форсировки генератора K_f , а двухконтурная СПР показывает наименьшее значения времени переходного процесса $t_{п.п.}$ по сравнению с остальными исследуемыми системами при всех рассматриваемых значениях коэффициента форсировки генератора K_f .

2.3.2 Результаты моделирования электропривода переменного тока

На рисунке 2.26 показаны переходные процессы электропривода ПЧ-АД с трехконтурной СПР во временных координатах.

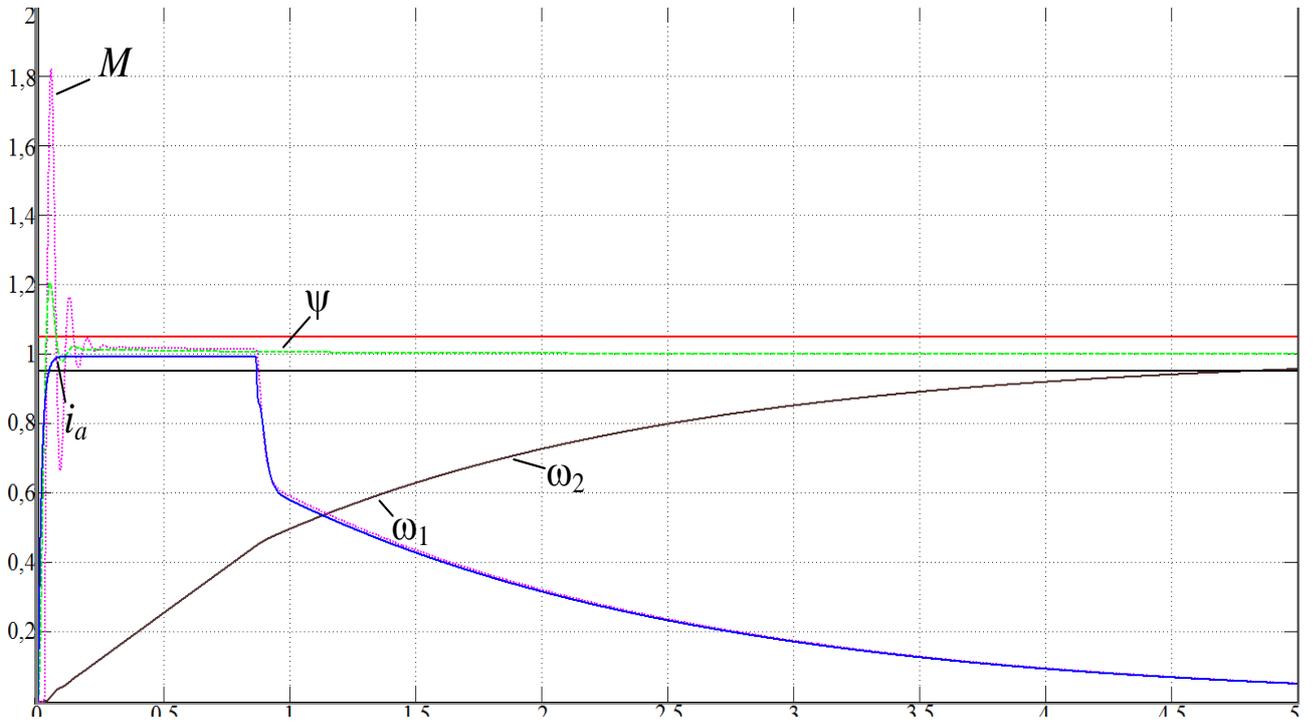


Рис. 2.26. Переходные процессы в электроприводе переменного тока механизма поворота экскаватора с трехконтурной СПР

На рисунке 2.27 показаны переходные процессы электропривода ПЧ-АД с четырехконтурной СПР во временных координатах.

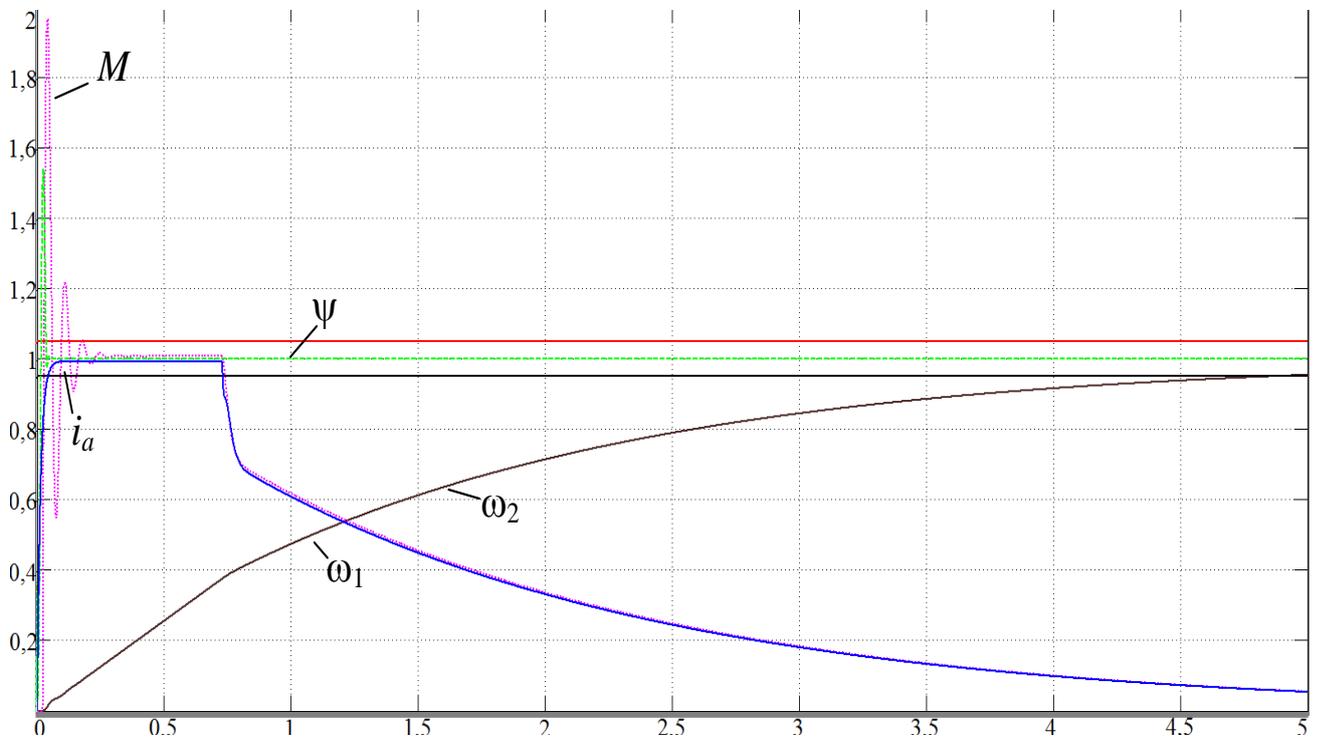


Рис. 2.27. Переходные процессы в электроприводе переменного тока механизма поворота экскаватора с четырехконтурной СПР

На рисунке 2.28 показаны переходные процессы электропривода ПЧ-АД с пятиконтурной СПР во временных координатах.

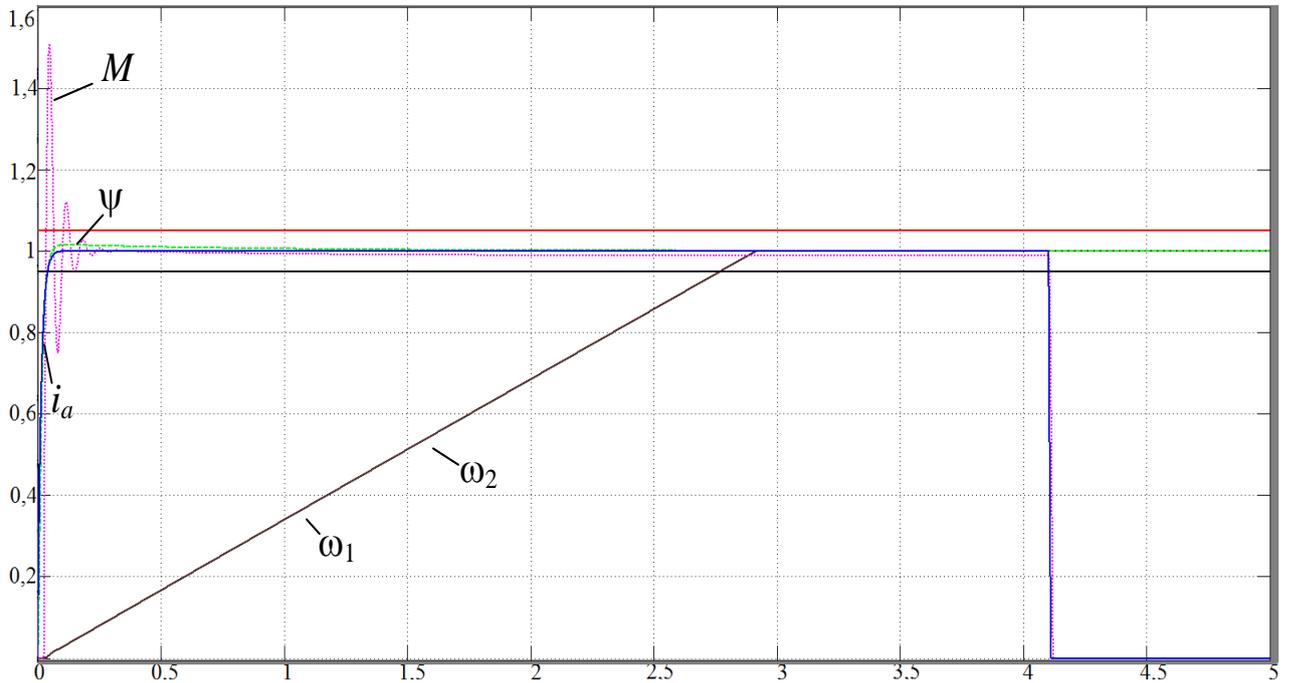


Рис. 2.28. Переходные процессы в электроприводе переменного тока механизма поворота экскаватора с пятиконтурной СПР

На рисунке 2.29 показаны переходные процессы электропривода ПЧ-АД с шестиконтурной СПР во временных координатах.

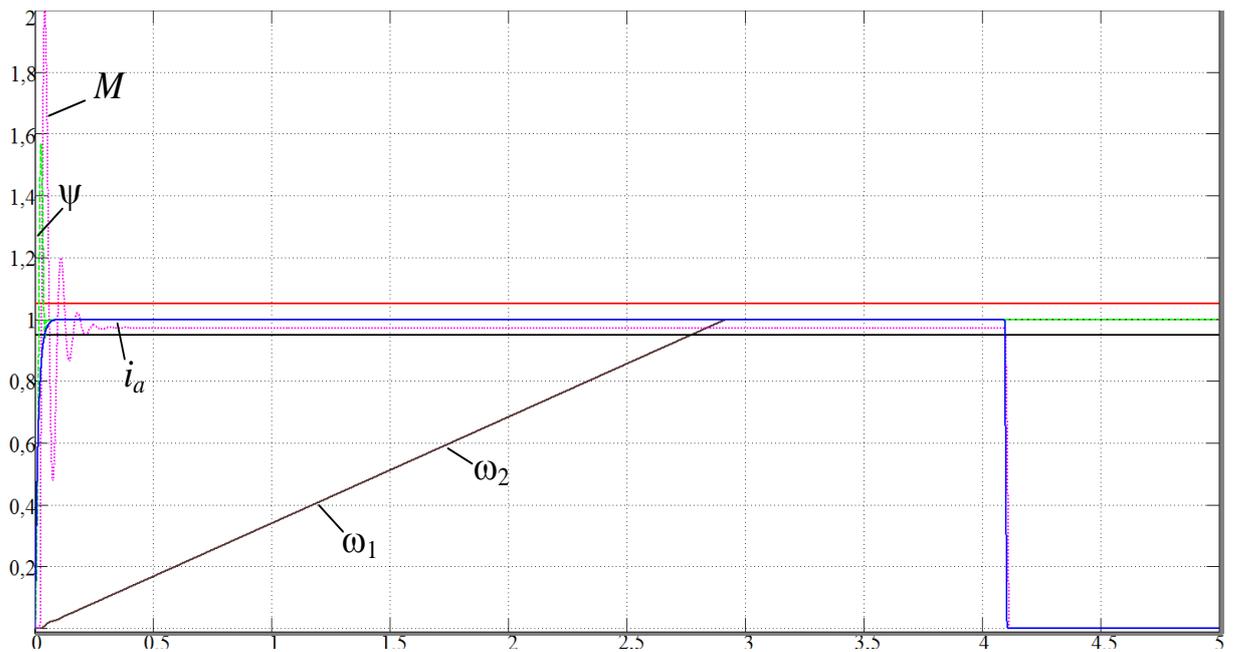


Рис. 2.29. Переходные процессы в электроприводе переменного тока механизма поворота экскаватора с шестиконтурной СПР

На основании проведенных исследований динамики электропривода ПЧ-АД с СПР можно сделать следующие выводы:

1. В рассмотренной системе наблюдается ограничение тока статора на всем промежутке переходного процесса;
 2. В системах с ПИД регуляторами потокосцепления надежнее ограничиваются максимальные броски главного потока машины $\Psi_{a.\max}$;
 3. Несмотря на большую инерционность второй массы время колебательно-го процесса динамического момента незначительно (меньше 0,5 с);
 4. Проведенные исследования динамики многоконтурных систем последовательной коррекции показали отличные результаты для привода ПЧ-АД. При учете зазора (в двухмассовом объекте управления), опасные броски динамического момента M_{\max} и главного потока машины Ψ_{\max} и практически отсутствуют;
- Результаты моделирования представим в виде таблицы 2.2.

Таблица 2.2. Показатели качества управления механизмом поворота

Количество контуров СПР	Показатели качества регулирования в режиме пуска			
	$t_{п.п}$	$i_{s.\max}$	Ψ_{\max}	M_{\max}
3	4,75	1,00	1,20	1,80
4	5,00	1,00	1,55	1,95
5	2,90	1,00	1,01	1,50
6	2,90	1,00	1,59	2,00

Электропривод ПЧ-АД обладает значительно большим быстродействием по сравнению с Г-Д, время переходного процесса $t_{п.п}$ пятиконтурной СПР в приводе ПЧ-АД в 1,9 раза меньше чем в аналогичной СПР привода с системой Г-Д, при этом броски динамического момента M_{\max} в приводе ПЧ-АД меньше на 38%. Если сравнить трехконтурные СПР приводов Г-Д и ПЧ-АД, то привод ПЧ-АД обладает на 20% лучшим быстродействием, при том лучше ограничивая максимальные броски динамического момента $M_{y.\max}$ в 2,5 раза.

Таким образом, из рассмотренных систем управления наилучшей оказывается пятиконтурная СПР, ограничивающая максимальные броски суммарного потока машины Ψ_{\max} , она ограничивает броски динамического момента при допус-

тимом времени переходного процесса. Не проигрывая в быстродействии ни одной из систем для привода ПЧ-АД по сравнению с шестиконтурной СПР, пятиконтурная СПР уменьшает на 25% амплитуду колебаний динамического момента M_{\max} в пусковых режимах, а также обладает наибольшей жесткостью электромеханической характеристики. И несмотря на незначительный проигрыш в ограничении максимальных бросков динамического момента по сравнению с четырехконтурной СПР в приводе Г-Д, пятиконтурная СПР привода ПЧ-АД уменьшает в 2,6 раза, время переходного процесса $t_{п.п}$ в пусковых режимах, а также обладает наибольшей жесткостью электромеханической характеристики.

2.4 Выводы

1. Разработаны алгоритмы управления на основе классических и многоконтурных СПР для двухмассового расчетного объекта управления для электроприводов с системами Г-Д и ПЧ-АД. Это дало возможность получить дополнительные контура с соответствующими регуляторами момента и скорости механизма.

2. Применение многоконтурных систем подчиненного регулирования в электроприводах постоянного и переменного токов позволяют получить ЭМС инвариантную к внешним возмущениям при ограничении тока якорной цепи привода постоянного тока и тока статора в электроприводе переменного тока.

3. С возрастанием числа замкнутых контуров возрастает влияние малых постоянных времени неучтенных при синтезе.

4. Пятиконтурная СПР с ПИД-регулятором потокосцепления ротора и шестиконтурная СПР с ПИ-регуляторами потокосцепления ротора и тока статора показывают отличные результаты работы в электроприводе ПЧ-АД. В двухмассовой системе при учете зазора для электропривода поворота экскаватора увеличивается быстродействие электропривода, ограничиваются пульсации динамических моментов.

5. Четырехконтурная СПР с ПИД-регулятором тока якоря и пятиконтурная СПР с ПИ-регуляторами токов возбуждения и якоря демонстрируют превосход-

ные результаты работы в электроприводе Г-Д. В двухмассовой системе электропривода поворота экскаватора при учете зазора увеличивается быстродействие электропривода, ограничиваются пульсации динамических моментов.

ГЛАВА 3. Электропривод механизма поворота постоянного и переменного тока с комбинированной оптимальной системой управления

Рассмотренные во второй главе системы с АКОР и системы подчиненного регулирования обладают своими плюсами и минусами. Обнаружено, что электропривод с АКОР по сравнению с СПР может иметь при возмущающем воздействии малое преимущество по быстродействию, но уступает последним при управляющем воздействии. По этой причине рационально разрабатывать комбинированные оптимальные регуляторы, учитывающие как положительные свойства систем с АКОР, так и систем подчиненного регулирования

Рассматриваемые в этой главе комбинированные оптимальные системы управления (КОСУ) объединяют оптимальное регулирование внешних координат и подчиненное регулирование внутренних координат и электропривода. Комбинированную оптимальную систему управления можно составить из системы, представляющей одно-, двух- или трехконтурную систему последовательной коррекции средних и больших постоянных времени и системы, ограничивающей динамические нагрузки в механической части при помощи методов АКОР. Структурная схема КОСУ изображена на рис. 3.1.

Комбинированные оптимальные алгоритмы управления разрабатываются таким образом. Первые r уравнений системы (рис. 3.1) описывают внутренние координаты, которые необходимо скорректировать методом технического оптимума. При настройке внутренних контуров на технический оптимум передаточная функция замкнутого r -го контура в относительных единицах равна

$$W_{3,r}(p) \approx \frac{1}{2rT_{\mu} + 1}. \text{ Согласно теории комбинированных оптимальных систем [8, 9],}$$

для дальнейшего синтеза необходимо пренебречь некомпенсируемой постоянной времени, тогда $W_{3,r}(p) = 1$. Остальные $(n - r)$ уравнения системы (рис. 3.1) описывают внешние координаты, которые необходимо регулировать методами оптимального управления.

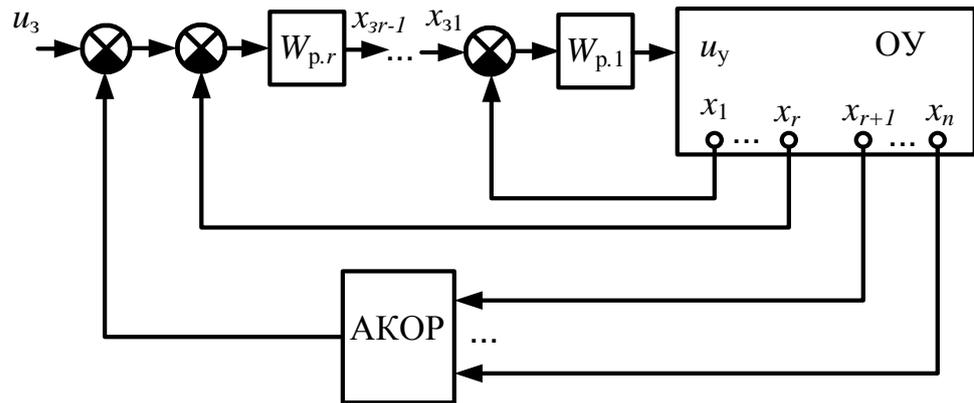


Рис. 3.1. Структурная схема КОСУ электропривода

Можно осуществить как частичную коррекцию постоянных времени электрических величин, так и полную, включая электромеханическую постоянную времени двигателя. КОСУ можно разбить на две группы: системы с коррекцией питающего напряжения и системы с полной последовательной коррекцией внутренних координат.

3.1 Синтез комбинированной оптимальной системы управления электроприводом постоянного тока

3.1.1 Синтез комбинированной оптимальной системы управления с коррекцией питающего напряжения

Рассмотрим математическое описание двухмассовой электромеханической системы (ЭМС) с электроприводом типа ТВ – Г – Д с учетом только координат, а также при введении различных производных координат. Координатами ЭМС являются: токи возбуждения генератора и якорной цепи, скорости двигателя и второй массы и упругий момент. Математическое описание двухмассовой ЭМС состоит из системы пяти дифференциальных уравнений первого порядка и представляет модель объекта управления.

Введем контур питающего напряжения, структурная схема которого приведена на рисунок 3.2.

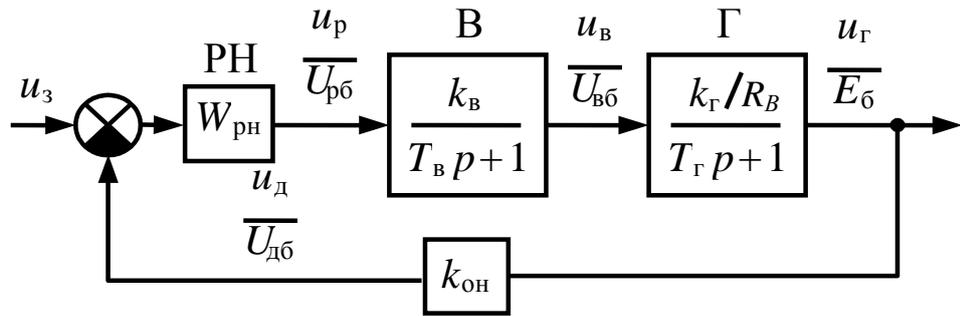


Рис. 3.2. Структурная схема контура питающего напряжения

По методике расчета на “технический оптимум” определим передаточную функцию регулятора питающего напряжения, приравнивая желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура питающего напряжения:

$$\frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} = W_{\text{рн}}(p)W_{\text{в}}(p)W_{\text{г}}(p)k_{\text{он}},$$

где $W_{\text{рн}}(p)$, $W_{\text{в}}(p)$, $W_{\text{г}}(p)$ – передаточные функции соответственно регулятора питающего напряжения, возбудителя, генератора;

$k_{\text{он}}$ – коэффициент передачи датчика питающего напряжения;

T_{μ} – некомпенсируемая постоянная времени;

$k_{\text{в}}$, $k_{\text{г}}$ – коэффициенты усиления тиристорного возбудителя и генератора.

Таким образом, для системы ТВ – Г – Д получаем ПИ-регулятор питающего напряжения. Разделив и умножив каждое звено соответственно на выходную и входную базовые величины, получим передаточные функции всех звеньев контура питающего напряжения в относительных единицах. Передаточная функция замкнутого контура питающего напряжения

$$W_{\text{зпн}}(p) = \frac{1/k_{\text{он}}}{2T_{\mu}p+1}.$$

При пренебрежении некомпенсируемой постоянной времени:

$$W_{\text{зпн}}(p) = \frac{1}{k_{\text{он}}} = k_{\text{н}}.$$

Двухмассовую электромеханическую систему (ЭМС) представим в виде расчетной схемы (рисунок 3.3).

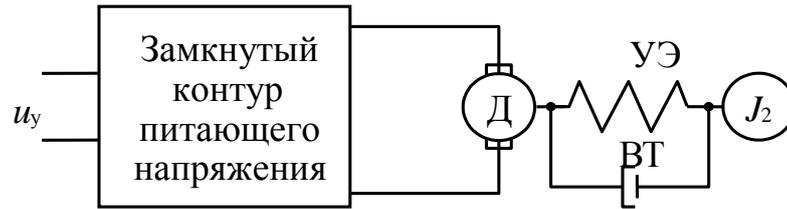


Рис. 3.3. Расчетная схема двухмассовой ЭМС

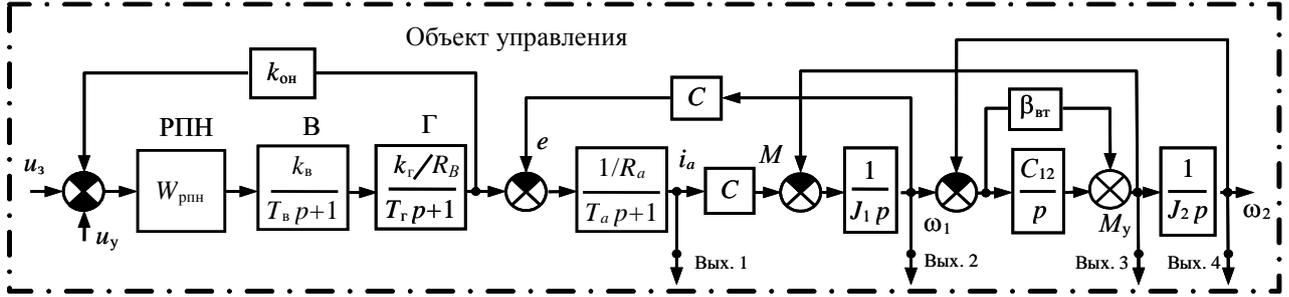
Пренебрегаем M_c .

Математическое описание ЭМС с коррекцией питающего напряжения может быть представлено в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{C}{L_a} \omega_1 + \frac{k_H^*}{L_a} u_y^*, \\ \frac{d\omega_1}{dt} = \frac{C}{J_1} i_a - \frac{1}{J_1} M, \\ \frac{dM}{dt} = C_{12} (\omega_1 - \omega_2) + \beta_{\text{вТ}} (\omega_1' - \omega_2'), \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2} M. \end{array} \right. \quad (3.1)$$

Структурная схема объекта управления в соответствии с системой уравнений (3.1) представлена на рисунок 3.4.

а



б

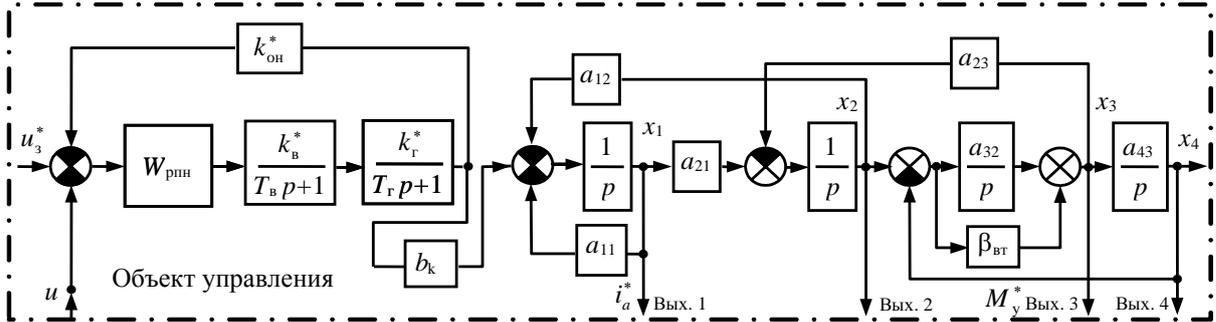


Рис. 3.4. Структурная схема объекта управления:

а – в абсолютных единицах; б – в относительных единицах

Умножив и разделив каждую переменную на базовую величину, получим:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_a^*}{dt} = -\frac{1}{T_a} i_a^* - \frac{c\omega_\delta}{L_a I_{a\delta}} \omega_a^* + \frac{k_H u_{y\delta}}{L_a I_{a\delta}} u_y^*, \\ \frac{d\omega_1^*}{dt} = \frac{cI_{a\delta}}{J_1 \omega_\delta} i_a^* - \frac{M_\delta}{J_1 \omega_\delta} M_y^*, \\ \frac{dM_y^*}{dt} = \frac{c_{12}\omega_\delta}{M_\delta} (\omega_1^* - \omega_2^*) + \beta_{вт} \frac{\omega_\delta'}{M_\delta} (\omega_1'^* - \omega_2'^*), \\ \frac{d\omega_2^*}{dt} = \frac{M_\delta}{J_2 \omega_\delta} M_y^*; \quad \beta_{вт}' = \frac{\beta_{вт} \omega_\delta'}{M_\delta}. \end{array} \right.$$

Обозначим:

$$a_{11} = \frac{1}{T_a}, \quad a_{12} = \frac{c\omega_\delta}{L_a I_{a\delta}}, \quad b_k = \frac{k_H u_{y\delta}}{L_a I_{a\delta}}, \quad a_{21} = a_{23} = \frac{cI_{a\delta}}{J_1 \omega_\delta}, \quad a_{32} = \frac{c_{12}\omega_\delta}{M_\delta} = a_{34}, \quad a_{31} = \beta_{вт}' \frac{M_\delta}{J_1 \omega_\delta},$$

$$a_{33} = \beta_{вт} \frac{M_\delta}{\omega_\delta} \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right), \quad a_{11} = \frac{1}{T_a}, \quad a_{12} = \frac{c\omega_\delta}{L_a I_{a\delta}}, \quad b_k = \frac{k_H u_{y\delta}}{L_a I_{a\delta}}, \quad a_{21} = a_{23} = \frac{cI_{a\delta}}{J_1 \omega_\delta},$$

$$a_{32} = \frac{c_{12}\omega_\delta}{M_\delta} = a_{34}, \quad a_{31} = \beta_{вт}' \frac{M_\delta}{J_1 \omega_\delta}, \quad a_{33} = \beta_{вт} \frac{M_\delta}{\omega_\delta} \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right), \quad a_{43} = \frac{M_\delta}{J_2 \omega_\delta}.$$

В относительных единицах электромеханическую систему описывают уравнениями (3.2) :

$$\begin{cases} x_1' = -a_{11}x_1 - a_{12}x_2 + bu, \\ x_2' = a_{21}x_1 - a_{23}x_3, \\ x_3' = a_{31}x_1 + a_{32}x_2 - a_{33}x_3 - a_{34}x_4, \\ x_4' = a_{43}x_3. \end{cases} \quad (3.2)$$

где a_{ij} – коэффициенты при координатах, выраженные в реальном масштабе времени, в отличие от рассмотренных ранее; x_1, x_2, x_3, x_4 – соответственно ток якорной цепи, скорость двигателя, упругий момент и скорость второй массы в относительных единицах; u – управляющее воздействие.

Если информация имеется только об электрических параметрах, то электромеханическую систему рассматривают как одномассовую. В этом случае, пренебрегая некомпенсируемыми постоянными времени в контуре питающего напряжения, математическое описание электромеханической системы представляют в виде:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}i_a - \frac{c}{L_a}\omega_1 + \frac{k_H}{L_a}u_y, \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{c}{J_\Sigma}i_a. \end{cases}$$

Умножив и разделив все переменные на их базовые величины получим:

$$\begin{cases} \frac{di_a^*}{dt} = -\frac{1}{T_a}i_a^* - \frac{c\omega_\delta}{L_a I_{a\delta}}\omega^* + \frac{k_H u_{y\delta}}{L_a I_{a\delta}}u_y^*, \\ \frac{d\omega^*}{dt} = \frac{c I_{a\delta}}{J_\Sigma \omega_\delta}i_a^*. \end{cases}$$

В формализованном виде математическое описание одномассовой электромеханической системы представим в виде уравнений (3.3):

$$\begin{cases} x_1' = -a_{11}x_1 - a_{12}x_2 + b_k u, \\ x_2' = a_{21}^0 x_1, \end{cases} \quad (3.3)$$

где J_Σ – суммарный момент инерции, $a_{21}^0 = \frac{c I_{a\delta}}{J_\Sigma \omega_\delta}$.

Рассмотрим объект регулирования в виде одномассовой электромеханической системы, описываемой системой уравнений (3.3):

Критерий оптимальности принимаем в виде минимизации квадратичных отклонений координат и управляющего воздействия:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x_1^2 + x_2^2 + u^2) dt$$

На основании метода динамического программирования Р.Беллмана [5] определяем коэффициенты оптимальных обратных связей по току якорной цепи и скорости двигателя. Определим структуру аналитически конструируемого оптимального регулятора, который поместим в прямой канал регулирования. Воспользуемся вычислительной процедурой принципа максимума Л.С. Понтрягина [93]:

Функция Гамильтона имеет вид:

$$H = -\frac{1}{2}(x_1^2 + x_2^2 + u^2) + \psi_1(-a_{11}x_1 - a_{12}x_2 + b_k u) + \psi_2 a_{21}^0 x_1.$$

Приравняв к нулю производную функции Гамильтона по управлению и полагая, что оптимальное управление будет отрицательным по отношению к задающему воздействию, получим:

$$u^0 = -b_k \psi_1. \quad (3.4)$$

Система сопряженных уравнений примет вид

$$\begin{cases} \frac{d\psi_1}{dt} = \frac{\partial H}{\partial x_1} = -a_{11}\psi_1 + a_{21}^0\psi_2 - x_1, \\ \frac{d\psi_2}{dt} = \frac{\partial H}{\partial x_2} = -a_{12}\psi_1 - x_2. \end{cases} \quad (3.5)$$

На основании (3.4) и (3.5) составим структуру АКОР (рисунок 3.5).

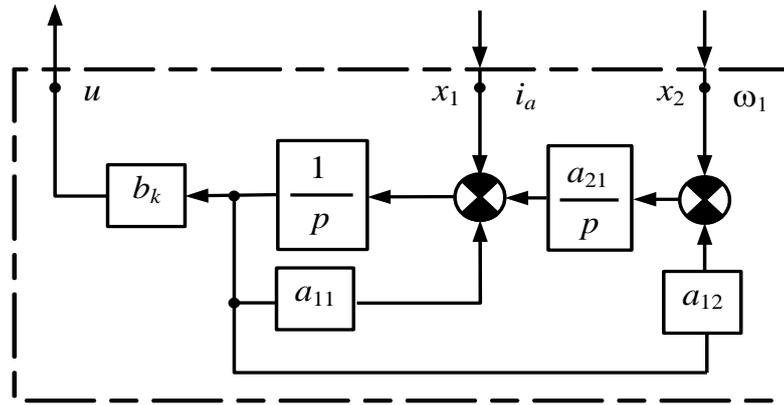


Рис. 3.5. Структурная схема АКОР по i_a и ω_1

Структурную схему электропривода с КОСУ в прямом канале, представляющую внутренний контур питающего напряжения и АКОР по i_a и ω_1 , можно рассмотреть как трехконтурную систему подчиненного регулирования.

Внешним контуром является контур скорости с интегральным регулятором, которому подчиняется контур тока якорной цепи с аperiodическим регулятором и внутренней обратной связью с регулятора тока на регулятор скорости, а так же контур питающего напряжения с ПИ-регулятором (рисунок 3.6).

В АКОР аperiodическое звено $W_{пр}(p) = \frac{b_k}{p + a_{11}}$ выполняет роль регулятора тока, а интегрирующее звено $W_{рс}(p) = \frac{a_{21}}{p}$ – регулятора скорости.

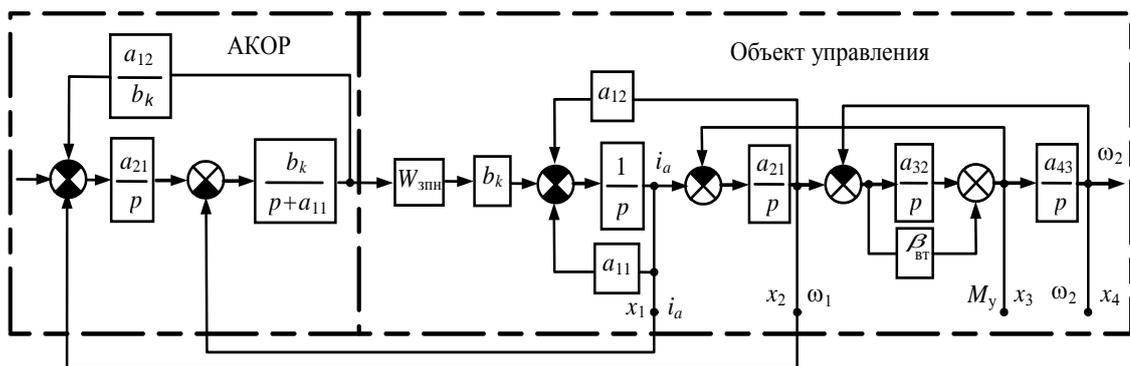


Рис. 3.6. Структурная схема электропривода с КОСУ по i_a и ω_1

Кроме того, есть внутренняя обратная связь a_{12}/b_k с регулятора тока на регулятор скорости.

При наличии полной информации о координатах двухмассовой электромеханической системы с коррекцией питающего напряжения математическое описание системы, в соответствии с (3.2) имеет вид:

$$\begin{cases} x_1' = -a_{11}x_1 - a_{12}x_2 + b_k u, \\ x_2' = a_{21}x_1 - a_{23}x_3, \\ x_3' = a_{31}x_1 + a_{32}x_2 - a_{33}x_3 - a_{34}x_4, \\ x_4' = a_{43}x_3. \end{cases}$$

Критерий оптимальности рассматриваем в виде минимизации функционала:

$$J = \int_0^{\infty} (x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + x_4^2 + u^2) dt.$$

Составляем функцию Гамильтона:

$$\begin{aligned} H = & -\frac{1}{2}(x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + x_4^2 + u^2) + \psi_1(-a_{11}x_1 - a_{12}x_2 + b_{11}u) + \psi_2(a_{21}x_1 - a_{32}x_3) + \\ & + \psi_3(a_{31}x_1 + a_{32}x_2 - a_{33}x_3 - a_{34}x_4) + \psi_4 a_{43}x_3. \end{aligned}$$

Приравняв к нулю производную функции Гамильтона по управлению и полагая, что оптимальное управление будет отрицательным по отношению к задающему воздействию, получим:

$$u_0 = -b_k \psi_1. \quad (3.6)$$

Система сопряженных уравнений примет вид:

$$\begin{cases} \psi_1' = -a_{11}\psi_1 + a_{21}\psi_2 + a_{31}\psi_3 - x_1, \\ \psi_2' = -a_{12}\psi_1 + a_{32}\psi_3 - x_2, \\ \psi_3' = -a_{23}\psi_2 - a_{33}\psi_3 + a_{43}\psi_4 - x_3, \\ \psi_4' = -a_{34}\psi_3 - x_4. \end{cases} \quad (3.7)$$

В соответствии с (3.6) и (3.7) составлена структурная схема АКОР по току якорной цепи, скорости двигателя, моменту и скорости второй массы (рисунок 3.7).

Структурная схема комбинированной оптимальной системы управления при наличии полной информации о координатах двухмассовой электромеханической системы приведена на рисунке 3.8.

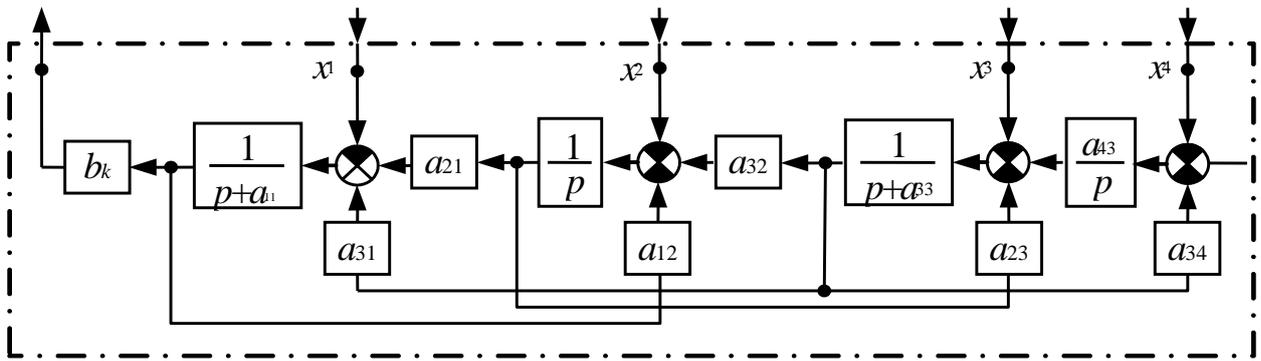


Рис. 3.7. Структурная схема АКОР по i_a , ω_1 , M , ω_2

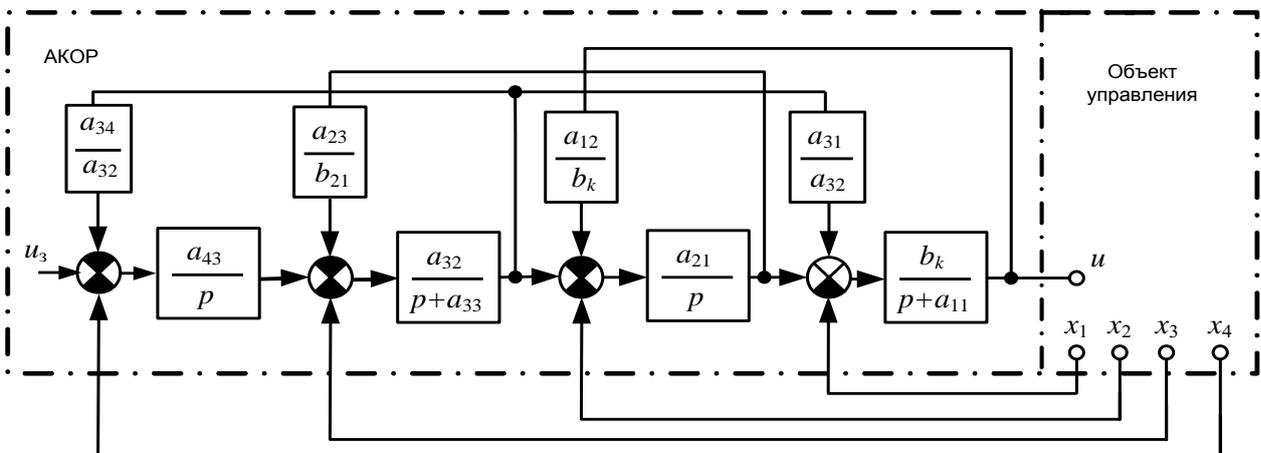


Рис. 3.8. Структурная схема электропривода с КОСУ по i_a , ω_1 , M , ω_2

Как следует из рисунка 3.8, комбинированная оптимальная система управления электроприводом представляет с учетом контура питающего напряжения пятиконтурную систему подчиненного регулирования с интегральными регуляторами скорости и регуляторами тока и момента, которые являются аperiodическими звеньями. Кроме того, имеются внутренние обратные связи между регуляторами.

3.1.2 Синтез комбинированной оптимальной системы управления с последовательной коррекцией тока якорной цепи

Рассмотрим последовательную коррекцию контуров питающего напряжения и тока якорной цепи (рис. 3.9).

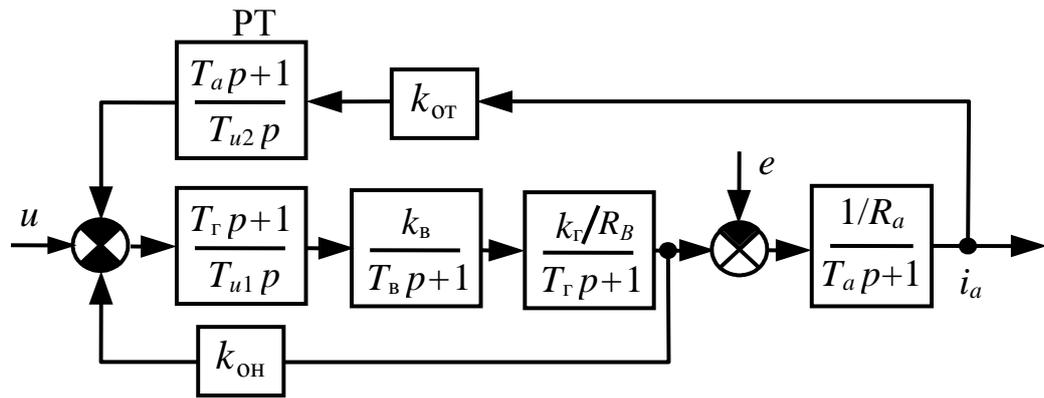


Рис. 3.9. Структурная схема двухконтурной СПР

По методике расчета системы подчиненного регулирования на “технический оптимум” передаточные функции регуляторов напряжения $W_{\text{рн}}(p)$ и тока $W_{\text{рт}}(p)$ таковы:

$$W_{\text{рн}}(p) = \frac{T_{\Gamma} p + 1}{T_{u1} p}, W_{\text{рт}}(p) = \frac{T_a p + 1}{T_{u2} p}, T_{u1} = 2T_{\mu} k_B k_{\Gamma} k_{\text{OH}}, T_{u2} = \frac{2T_{\mu} k_{\text{OT}}}{k_{\text{OH}} R_a}, T_{\mu\Gamma} = 2T_{\mu}.$$

Разделив и умножив каждое звено соответственно на выходную и входную базовые величины, получим передаточные функции всех звеньев в относительных единицах. Передаточная функция замкнутого контура:

$$W_{\text{зкт}}(p) = \frac{1/k_{\text{OT}}}{2T_{\mu\Gamma} p + 1}.$$

При пренебрежении некомпенсируемой постоянной времени $T_{\mu\Gamma}$ передаточная функция замкнутого контура тока:

$$W_{\text{зкт}}(p) \approx 1/k_{\text{OT}} = k_{\Gamma}$$

Двухмассовую электромеханическую систему представим в виде расчетной схемы (рисунок 3.10).



Рис. 3.10. Расчетная схема двухмассовой электромеханической системы

Математическое описание электромеханической системы имеет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_1}{dt} = \frac{k_T}{J_1} u_y - \frac{1}{J_1} M_y, \\ \frac{dM}{dt} = C_{12} (\omega_1 - \omega_2) + \beta_{\text{BT}} (\omega'_1 - \omega'_2), \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2} M_y. \end{array} \right. \quad (3.8)$$

Структурная схема объекта управления с контуром питающего напряжения и тока якорной цепи представлена на рисунке 3.11.

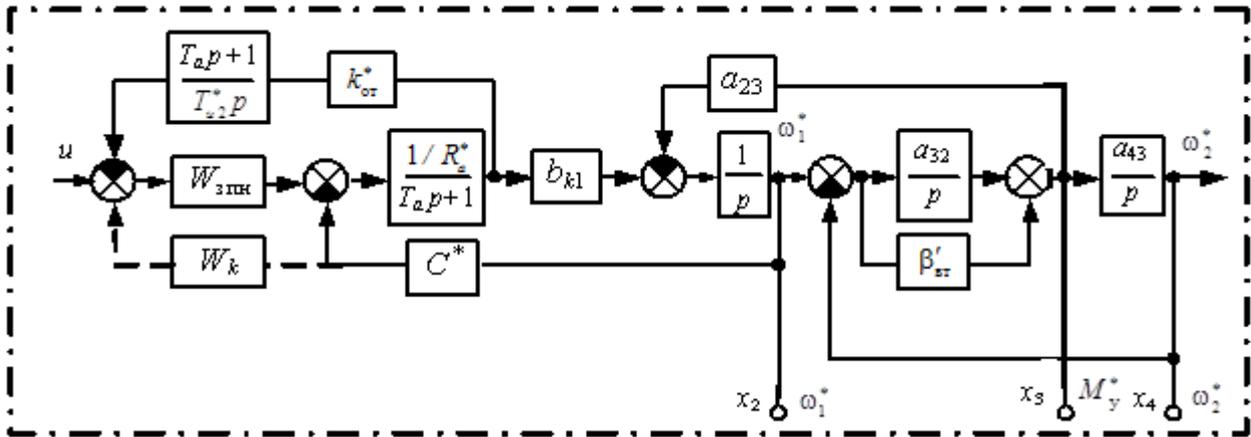


Рис. 3.11. Структурная схема объекта управления с двухконтурной СПР

Умножив и разделив все переменные на их базовые величины, получим систему уравнений в относительных единицах:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_1^*}{dt} = -\frac{M_{\bar{6}}}{J_1 \omega_{\bar{6}}} M_y^* - \frac{u_{y\bar{6}} k_T}{\omega_{\bar{6}} J_1} u^*, \\ \frac{dM_y^*}{dt} = \frac{c_{12} \omega_{\bar{6}}}{M_{\bar{6}}} (\omega_1^* - \omega_2^*) + \beta_{\text{BT}} (\omega_1'^* - \omega_2'^*), \\ \frac{d\omega_2^*}{dt} = \frac{M_{\bar{6}}}{J_2 \omega_{\bar{6}}} M_y^*. \end{array} \right.$$

Обозначим:

$$b_{21} = b_{k1} = \frac{k_T u_{y\bar{6}}}{\omega_{\bar{6}} J_1}, \quad b_{31} = \beta'_{\text{BT}} b_{k1}, \quad \beta'_{\text{BT}} = \frac{\beta_{\text{BT}} \omega'_{\bar{6}}}{M_{\bar{6}}}.$$

Математическое описание двухмассовой электромеханической системы с коррекцией тока якорной цепи после преобразований в формализованном виде следующее:

$$\begin{cases} x'_2 = a_{23}x_3 + b_{21}u, \\ x'_3 = a_{32}x_2 - a_{33}x_3 - a_{34}x_4 + b_{31}u, \\ x'_4 = a_{43}x_3. \end{cases} \quad (3.9)$$

При наличии информации о координатах одномассовой системы с учетом двухконтурной системы подчиненного регулирования (с контурами питающего напряжения и тока якорной цепи) математическое описание электромеханической системы имеет вид:

$$\frac{d\omega_1}{dt} = \frac{k_T}{J_\Sigma} u_y.$$

В относительных единицах:

$$x'_2 = b_{k1}^0 u, \quad b_{k1}^0 = \frac{k_T u_{y\delta}}{\omega_\delta J_\Sigma}.$$

Критерий оптимальности – минимизация функционала:

$$J'_1 = \int_0^\infty (x_2^2 + u^2) dt.$$

Оптимальное управление:

$$u_0 = b_{k1}^0 \Psi_2, \\ \Psi'_2 = x_2, \quad \Psi_2 = \frac{1}{p} x_2.$$

На рисунке 3.12 изображена КОСУ с последовательной коррекцией тока якорной цепи. Она представляет трехконтурную систему с внешним контуром скорости с интегральным регулятором скорости и двухконтурную систему подчиненного регулирования внутренних координат с ПИ-регуляторами тока якоря и питающего напряжения.

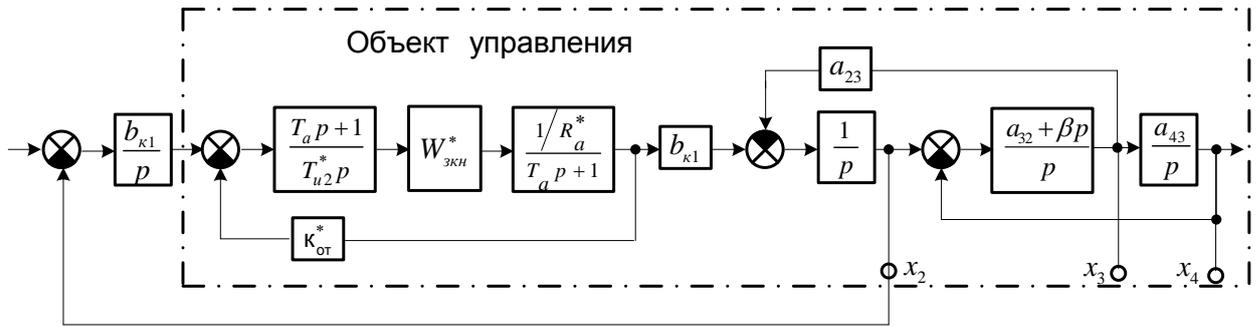


Рис. 3.12. Структурная схема электропривода с КОСУ с последовательной коррекцией по току якорной цепи и оптимальным регулированием по скорости двигателя

При полной информации о координатах двухмассовой системы математическое описание электромеханической системы в соответствии с системой 3.9 будет иметь вид:

$$\begin{cases} x_2' = -a_{23}x_3 + b_{21}u, \\ x_3' = a_{32}x_2 - a'_{33}x_3 - a_{34}x_4 + b_{31}u, \\ x_4' = a_{43}x_3. \end{cases}$$

Критерий оптимальности – минимизация функционала:

$$J = \int_0^{\infty} (x_2^2 + x_3^2 + x_4^2 + u^2) dt.$$

Оптимальное управление:

$$u_0 = b_{21}\psi_2 + b_{31}\psi_3. \quad (3.10)$$

Система сопряженных уравнений:

$$\begin{cases} \psi_2' = +a_{32}\psi_3 - x_1, \\ \psi_3' = -a_{23}\psi_2 - a_{33}\psi_3 + a_{43}\psi_4 - x_3, \\ \psi_4' = -a_{34}\psi_3 - x_4. \end{cases} \quad (3.11)$$

Структурная схема электромеханической системы с двухконтурной системой подчиненного регулирования по току якорной цепи и питающему напряжению и АКОР по скоростям двигателя и второй массы и моменту приведена на рисунке 3.13.

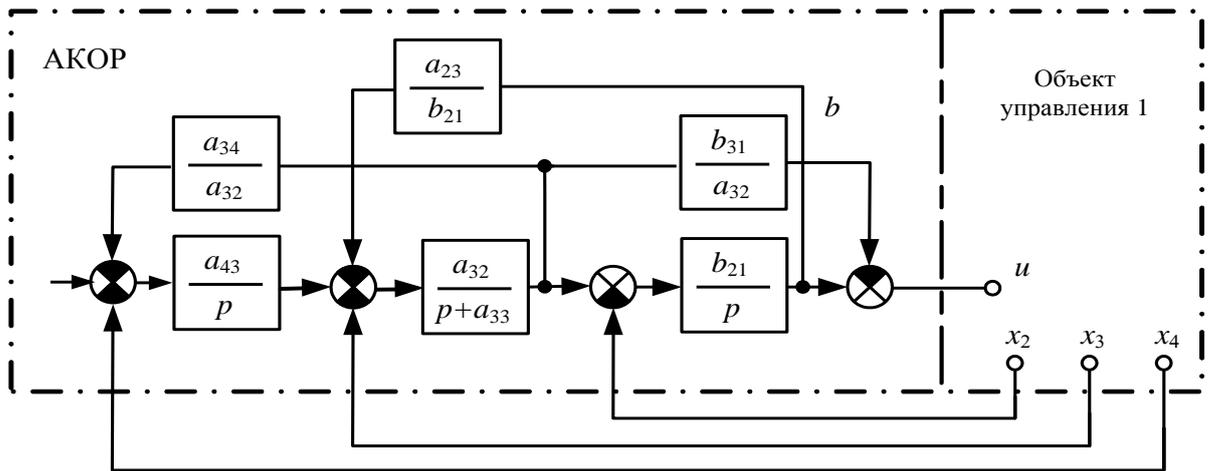


Рис. 3.13. Структурная схема электромеханической системы с двухконтурной системой подчиненного регулирования и АКОР по ω_1 , M , ω_2

Комбинированная оптимальная система управления электроприводом представляет АКОР с интегральными регуляторами скоростей двигателя и второй массы и апериодическим регулятором момента с внутренними обратными связями между регуляторами и систему подчиненного регулирования внутренних координат с внешним контуром тока якорной цепи и внутренним контуром питающего напряжения.

3.1.3 Синтез комбинированной оптимальной системы управления с последовательной коррекцией скорости двигателя

Рассмотрим трехконтурную систему подчиненного регулирования с контурами питающего напряжения, тока якорной цепи и скорости двигателя (рисунок 3.14).

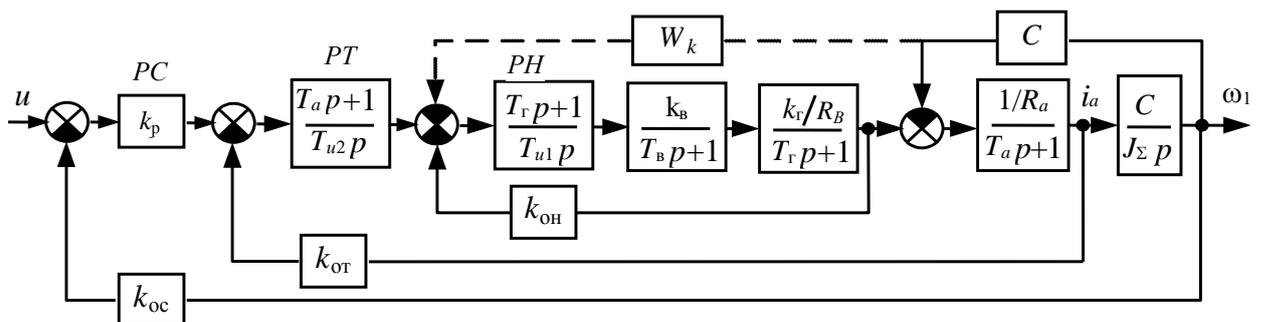


Рис. 3.14. Структурная схема трехконтурной СПР

Передаточная функция замкнутого контура тока:

$$W_{\text{зкт}}(p) = \frac{1/k_{\text{от}}}{4T_{\mu}p + 1}.$$

Приравняем желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура скорости (при пренебрежении влиянием противо-ЭДС):

$$\frac{1}{8T_{\mu}p(4T_{\mu}p + 1)} = W_{\text{pc}}(p) \frac{1/k_{\text{от}}}{4T_{\mu}p + 1} \cdot \frac{C}{J_{\Sigma}p} k_{\text{oc}}$$

Получим передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{\text{pc}}(p) = \frac{J_{\Sigma}k_{\text{от}}}{8T_{\mu}k_{\text{oc}}C} = k_{\text{pc}}$$

Передаточная функция замкнутого контура скорости:

$$W_{\text{зкс}}(p) = \frac{1/k_{\text{oc}}}{8T_{\mu}p + 1}.$$

При пренебрежении некомпенсируемой постоянной времени T_{μ} :

$$W_{\text{зкс}}(p) = \frac{1}{k_{\text{oc}}} = k_{\text{c}}$$

Математическое описание электромеханической системы с коррекцией питающего напряжения, тока якорной цепи и скорости двигателя примет вид:

$$\begin{cases} \frac{dM_y}{dt} = -c_{12}\omega_2 - \beta_{\text{вт}} \frac{1}{J_2} M_y + c_{12}k_c u_y, \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2} M_y. \end{cases}$$

Структурная схема объекта управления с контурами питающего напряжения, тока якорной цепи и скорости двигателя представлена на рисунке 3.15.

Умножим и разделим все переменные на их базовые величины, получим

$$\begin{cases} \frac{dM_y^*}{dt} = -\frac{c_{12}\omega_\delta}{M_\delta}\omega_2^* - \frac{\beta_{\text{ВТ}}}{J_2}M_y^* + \frac{c_{12}k_c u_{y\delta}}{M_\delta}u_y^*, \\ \frac{d\omega_2^*}{dt} = \frac{M_\delta}{\omega_\delta J_2}M_y^*. \end{cases}$$

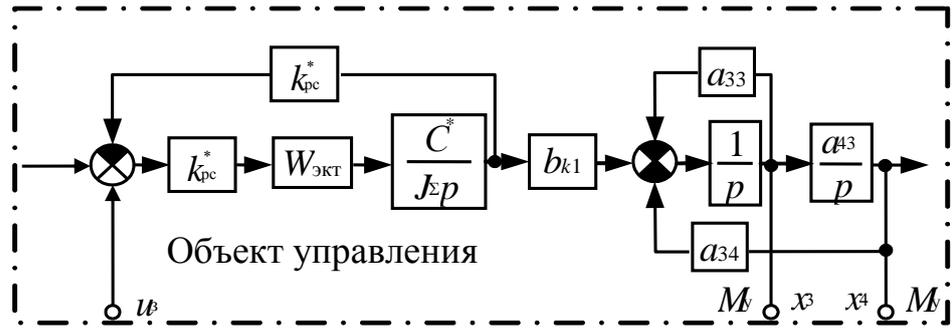


Рис. 3.15. Структурная схема объекта управления с трехконтурной СПР

В формализованном виде электромеханическая система с коррекцией скорости двигателя описывается следующими уравнениями:

$$\begin{cases} x_3' = -a_{33}x_3 - a_{34}x_4 + b_{k2}u, \\ x_4' = a_{43}x_3, \end{cases} \quad (3.12)$$

Критерий оптимальности в – минимизация функционала:

$$J = \int_0^{\infty} (x_3^2 + x_4^2 + u^2) dt.$$

Оптимальное управление:

$$u^0 = -b_{k2}\psi_3. \quad (3.13)$$

Система сопряженных уравнений:

$$\begin{cases} \psi_3' = -a_{33}\psi_3 + a_{43}\psi_4 - x_3, \\ \psi_4' = -a_{34}\psi_3 - x_4. \end{cases} \quad (3.14)$$

В соответствии с (3.13) и (3.14) составлена структурная схема АКОР по моменту и скорости второй массы (рисунок 3.16).

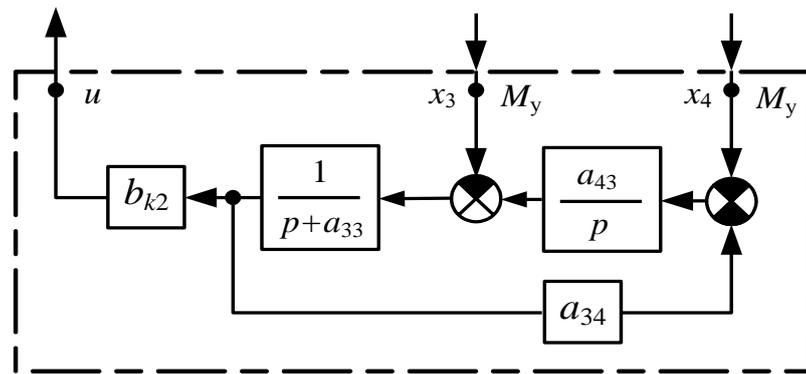


Рис.3.16. Структурная схема АКОР по M_y и ω_2

Структурная схема электромеханической системы с трехконтурной системой подчиненного регулирования внутренних координат и АКОР внешних координат по моменту и скорости второй массы (комбинированная оптимальная система управления) приведена на рисунке 3.17..

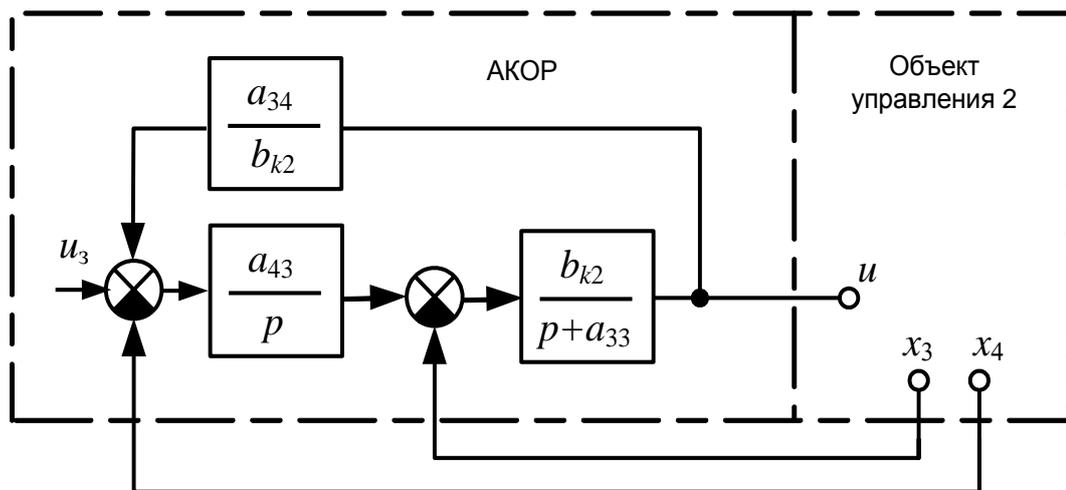


Рис. 3.17. Структурная схема электромеханической системы с КОСУ по M и ω_2

Комбинированная система управления представляет пятиконтурную систему с интегральным регулятором скорости второй массы и апериодическим регулятором момента с внутренней связью с регулятора момента на регулятор скорости второй массы, а также трехконтурной системой подчиненного регулирования внутренних координат: питающего напряжения, тока якорной цепи и скорости двигателя.

3.2 Синтез комбинированной оптимальной системы управления электроприводом переменного тока

Как было замечено в пункте 2.2, что при постоянном сигнале i_{sx} электромагнитный момент машины определится только составляющей тока статора i_{sy} . Внешне структура такая же, как и для привода постоянного тока, но обычно $u_{и}$ выражается более сложной функцией, чем противоЭДС двигателя постоянного тока. В данном случае, при реализации системы представленной нашей математической моделью мы можем учесть влияние $u_{и}$ которая будет определяться как и для приводов постоянного тока только скоростью двигателя $\frac{k_R}{L'_s} \cdot \omega_1$. Так как $u_{дв}$ отрицательно сказывается на быстродействии системы регулирования тока, то ее влияние следует скомпенсировать, в дальнейшем она будет скомпенсирована методами КОСУ.

Математическое описание АКЗ во вращающейся системе координат, совмещенной с потокоцеплением ротора как при питании АКЗ от источника напряжения, так и при питании АКЗ от источника тока, является основой для синтеза асинхронных систем с векторным управлением.

3.2.1 Математическое описание модели АД применительно к оптимальным системам управления

Из уравнений (1.5), (2.6) получаем математическое описание двухмассовой электромеханической системы при питании от источника тока при постоянном сигнале i_{sx} и стабилизации потока ψ_{Rx} в виде системы дифференциальных уравнений [109, 15]:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{Rx}}{dt} = -\frac{1}{T_R}\psi_{rx} + r_r k_R i_{sx} \\ \frac{di_{Sy}}{dt} = -\frac{1}{T_s}i_{Sy} - \frac{k_R}{L'_s}\omega_1 \\ \frac{d\omega_1}{dt} = \frac{mp_n k_R}{2J_1}\psi_{rx} i_{Sy} - \frac{1}{J_1}M_y \\ \frac{dM_y}{dt} = c_{12}(\omega_1 - \omega_2) + \beta_{в.т}(\dot{\omega}_1 - \dot{\omega}_2) \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2}M_y \end{cases} \quad (3.15)$$

Первое уравнение системы (3.15) получается из первого уравнения системы (2.8). Второе уравнение системы (3.15) получается из второго уравнения системы (2.6) с учётом того, что при постоянном сигнале i_{sx} электромагнитный момент машины определится только составляющей тока статора i_{Sy} и стабилизации потока ψ_{Rx} из него исключаются следующие слагаемые [98, 102]:

$$\omega_k L'_s i_{sx}; \quad \frac{k_R}{T_R}\psi_{rx}.$$

Третье, четвёртое и пятое уравнения системы (3.15) получается из третьего уравнения системы (2.6) и уравнения (1.5).

Объединяя всё вышеизложенное, составим структурную схему двухмассовой электромеханической системы (рис. 3.18).

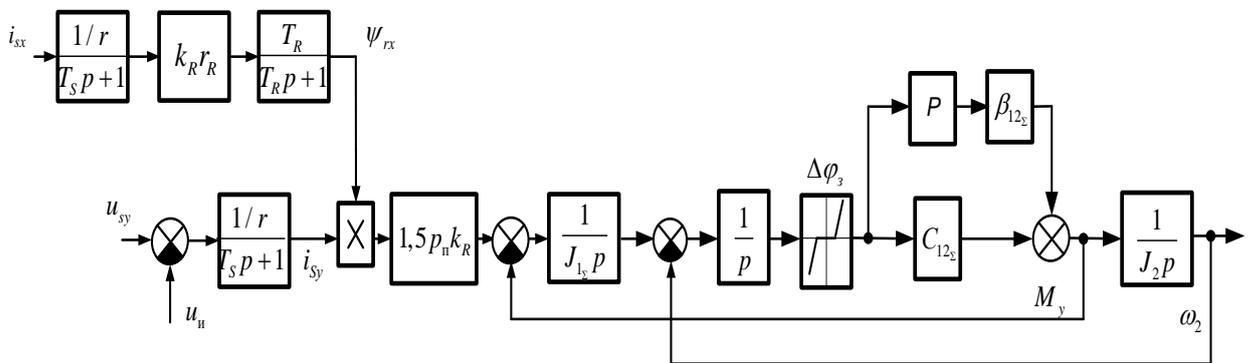


Рис. 3.18. Структурная схема двухмассовой электромеханической системы

Если пренебречь упругими связями в передачах, то получаем структурную схему одномассовой электромеханической системы (рис. 3.19).

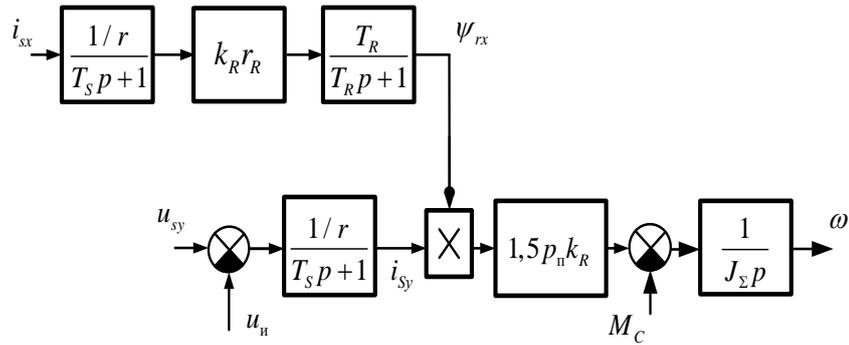


Рис. 3.19. Структурная схема одномассовой электромеханической системы

Математическое описание одномассовой электромеханической системы ПЧ – АД имеет вид:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{rx}}{dt} = -\frac{1}{T_R} \psi_{rx} + r_r \cdot k_R \cdot i_{sx} \\ \frac{di_{sy}}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{sy} \\ \frac{d\omega_{\Sigma}}{dt} = \frac{m \cdot p_{II} \cdot k_R}{2 \cdot J_{\Sigma}} \psi_{rx} i_{sy} \end{cases} \quad (3.16)$$

Комбинированная оптимальная система управления электроприводом переменного тока может быть синтезирована в двух вариантах: для одномассового объекта управления, структурная схема которого представлена на рис. 3.19, и для двухмассового объекта управления (рис. 3.18). Первый вариант используется если имеется информация о координатах электромеханической системы только до скорости двигателя. Если имеется информация (в основном косвенная) также о моменте и скорости второй массы, то пользуются вторым вариантом.

КОСУ по первому варианту состоит из системы последовательной коррекции потокосцепления ротора и системы АКОР скорости двигателя, а по второму варианту состоит из системы подчиненного регулирования скорости двигателя и системы АКОР скорости второй массы.

3.2.2 Синтез комбинированной оптимальной системы одномассового объекта управления

Примем структуру регулирования потокосцепления ротора одноконтурной (рис. 3.20). По методике расчета системы на технический оптимум определим передаточную функцию регулятора потокосцепления ротора по оси «х», приравнивая желаемую и реальную передаточные функции разомкнутого контура потокосцепления.

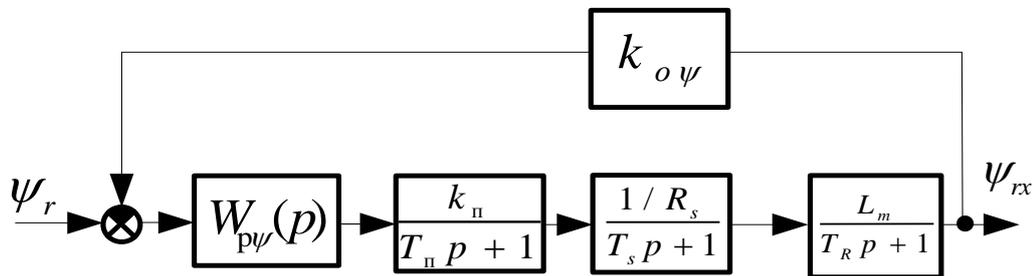


Рис. 3.20. Структурная схема одноконтурной СПР потокосцепления ротора

Полученная в пункте 2.2.1. передаточная функция регулятора потокосцепления по оси «х» имеет вид:

$$W_{p\psi}(p) = \frac{(T_s p + 1)(T_R p + 1)}{2T_\mu \frac{k_\pi}{R_s} L_m k_{o\psi} p} = \frac{T_s + T_R}{T_{и1}} + \frac{1}{T_{и1} p} + \frac{T_s T_R}{T_{и1}} p,$$

где $T_{и1} = 2T_\mu \frac{k_\pi}{R_s} L_m k_{o\psi}$, $\frac{T_s + T_R}{T_{и1}}$ — пропорциональная, $\frac{1}{T_{и1} p}$ — интегральная,

$\frac{T_s T_R}{T_{и1}} p$ — дифференциальная части регулятора потокосцепления

Таким образом получился ПИД-регулятор.

Передаточная функция замкнутого контура потокосцепления

$$W_{з\psi}(p) = \frac{1/k_{o\psi}}{2T_\mu p + 1},$$

Пренебрегаем некомпенсированной постоянной времени T_μ

$$W_{\psi}(p) \approx \frac{1}{k_{\text{оп}}} \quad (3.17)$$

Математическое описание одномассовой электромеханической системы электропривода переменного тока может быть представлено в виде :

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{Rx}}{dt} = -\frac{1}{T_R}\psi_{Rx} + r_R k_R i_{sx} \\ \frac{di_{sy}}{dt} = -\frac{1}{T_s}i_{sy} - \frac{k_R}{L'_s}\omega_{\Sigma} + \frac{1}{L'_s}u_y \\ \frac{d\omega_{\Sigma}}{dt} = \frac{3p_{\Pi}k_R}{2J_{\Sigma}}\psi_{Rx}i_{sy} \end{cases} \quad (3.18)$$

С учетом последовательной коррекции потокосцепления ротора ψ_{Rx} система (3.18) преобразуется в систему двух уравнений:

$$\begin{cases} \frac{di_{sy}}{dt} = -\frac{1}{T_s}i_{sy} - \frac{k_R}{L'_s}\omega_{\Sigma} + \frac{1}{L'_s}u_y \\ \frac{d\omega_{\Sigma}}{dt} = \frac{3p_{\Pi}k_R}{2J_{\Sigma}k_{\text{оп}x}}i_{sy} \end{cases} \quad (3.19)$$

Умножим и разделим все переменные на их базовые значения. Получаем математическое описание объекта регулирования, содержащего ток статора по оси «у», скорость двигателя и управляющее воздействие в относительных единицах ($i_{sy}^* = \frac{i_{sy}}{I_{s\delta}}$, $\omega^* = \frac{\omega}{\omega_{\delta}}$, $u_y^* = u$) в следующем виде :

$$\begin{cases} \frac{di_{sy}^*}{dt} = -\frac{1}{T_s}i_{sy}^* - \frac{k_R\omega_{\delta}}{L'_s I_{\delta}}\omega_1^* + \frac{u_{\delta}}{L'_s I_{\delta}}u_y^* \\ \frac{d\omega^*}{dt} = \frac{3p_{\Pi}k_R \cdot I_{\delta}}{2J_{\Sigma} \cdot \omega_{\delta} \cdot k_{\text{оп}x}}i_{sy}^* \end{cases} \quad (3.20)$$

Введем обозначения:

$$i_{sy}^* = x_1, \quad \omega^* = x_2, \quad a_{11} = \frac{1}{T_s}, \quad a_{12} = \frac{k_R\omega_{\delta}}{L'_s I_{\delta}}, \quad b_k = \frac{u_{\delta}}{L'_s I_{\delta}}, \quad a_{21} = \frac{3p_{\Pi}k_R I_{\delta}}{2J_{\Sigma}\omega_{\delta}k_{\text{оп}x}}.$$

Тогда в формализованном виде ЭМС описывается системой уравнений:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_{11}x_1 - a_{12}x_2 + b_k u_y \\ \dot{x}_2 = a_{21}^0 x_1 \end{cases}, \quad (3.21)$$

Критерий оптимальности рассматривается в виде минимизации квадратичных отклонений координат и управляющего воздействия:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x_1^2 + x_2^2 + u^2) dt, \quad (3.22)$$

Определим структуру аналитически конструируемого оптимального регулятора (АКОР). Воспользуемся вычислительной процедурой принципа максимума Л.С. Понтрягина.

Составляем функцию Гамильтона:

$$H = -\frac{1}{2}(x_1^2 + x_2^2 + u^2) + \psi_1(-a_{11}x_1 - a_{12}x_2 + b_k u) + \psi_2 a_{21}^0 x_1. \quad (3.23)$$

Приравняв к нулю производную функции Гамильтона по управлению, получим оптимальное управление

$$u^0 = b_k \psi_1. \quad (3.24)$$

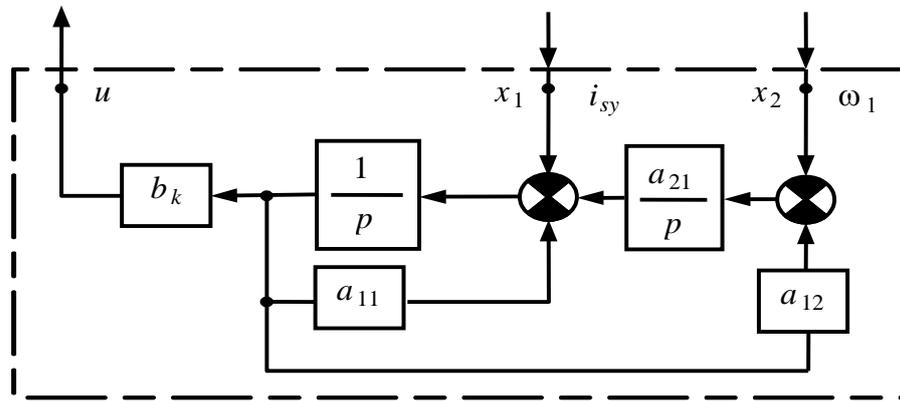
Полагая, что оптимальное управление отрицательно по отношению к задающему воздействию, примем

$$u^0 = -b_k \psi_1. \quad (3.25)$$

Берем частные производные функции Гамильтона по координатам и составляем систему сопряженных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_1}{dt} = -a_{11}\psi_1 + a_{21}^0\psi_2 - x_1, \\ \frac{d\psi_2}{dt} = -a_{12}\psi_1 - x_2. \end{cases} \quad (3.26)$$

На основании (3.25) и (3.26) составим структуру АКОР (рис. 3.21).

Рис. 3.21. Структурная схема АКОР по i_{sy} и ω

Поместим АКОР не в обратной цепи, а в прямой канал регулирования скорости двигателя, при этом улучшается практическая реализация системы регулирования, которая приближается по виду к системам подчиненного регулирования. Структура регулирования скорости двигателя с АКОР в прямом канале может быть представлена как двухконтурная система подчиненного регулирования с внутренним контуром и апериодическим регулятором тока статора по оси «у», а также внешним контуром с интегральным регулятором скорости двигателя и внутренней обратной связью с регулятора тока статора на регулятор скорости двигателя. Структурная схема двухконтурной системы подчиненного регулирования скорости двигателя представлена на рис. 3.22.

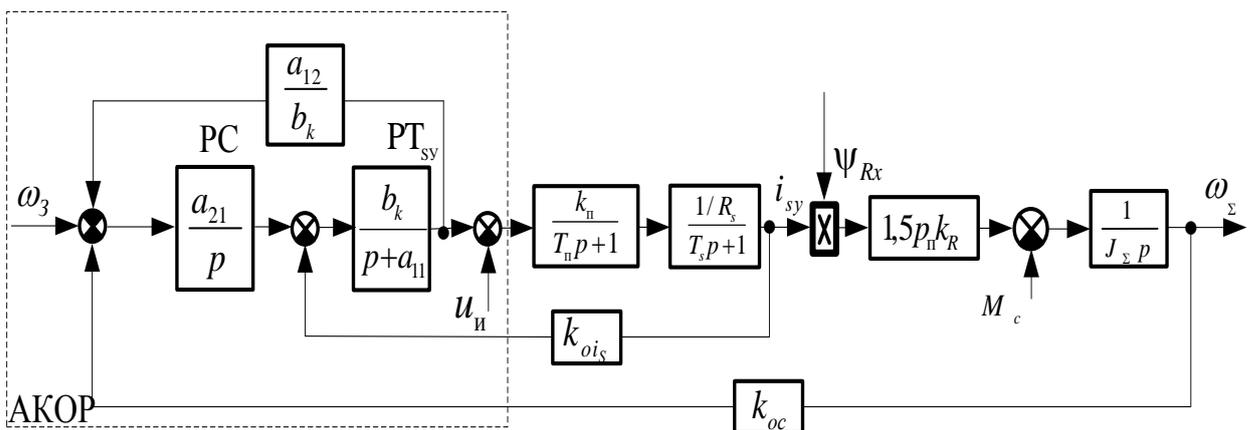


Рис. 3.22. Структурная схема регулирования скорости двигателя с АКОР

Структурная схема электропривода переменного тока поворотного механизма экскаватора с комбинированной оптимальной системой управления

представлена на рис. 3.23. КОСУ состоит из внутреннего контура потокосцепления статора по оси «х», рассчитанного по методу технического оптимума и аналитически конструируемого оптимального регулятора (АКОР) в прямом канале по току статора по оси «у» и скорости двигателя.

Таким образом комбинированную оптимальную систему управления можно рассматривать, как трёхконтурную систему подчинённого регулирования с внутренним контуром потокосцепления ротора по оси «х» и ПИД-регулятором и двухконтурную систему подчиненного регулирования внешних координат с контуром тока статора по оси «у» и апериодическим регулятором, а также контуром скорости с интегральным регулятором, причем имеется внутренняя обратная связь с регулятора тока на регулятор скорости.

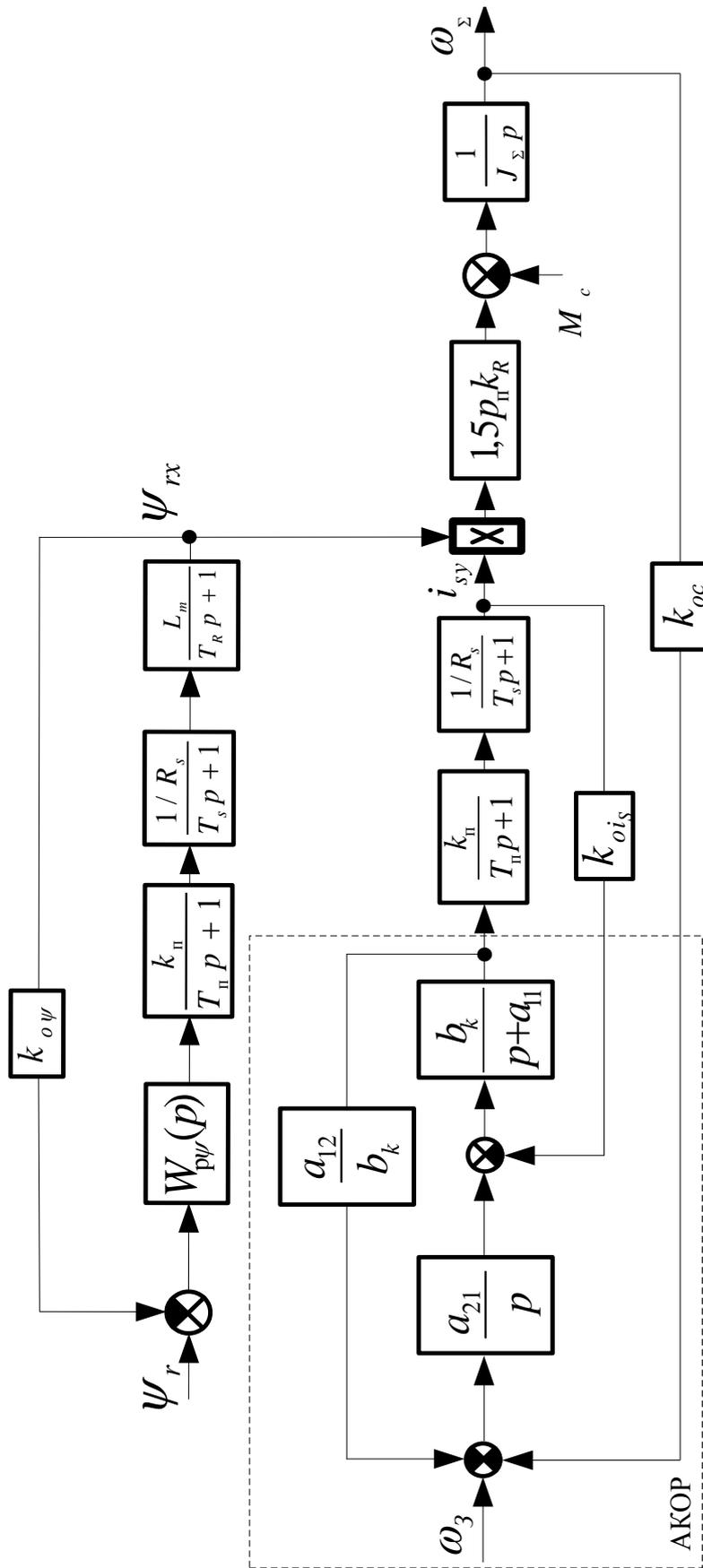


Рис. 3. 23. Структурная схема электропривода переменного тока с КОСУ

3.2.3 Синтез комбинированной оптимальной системы двухмассового объекта управления

Рассмотрим в качестве объекта регулирования двухмассовую электромеханическую систему (рис. 3.24).

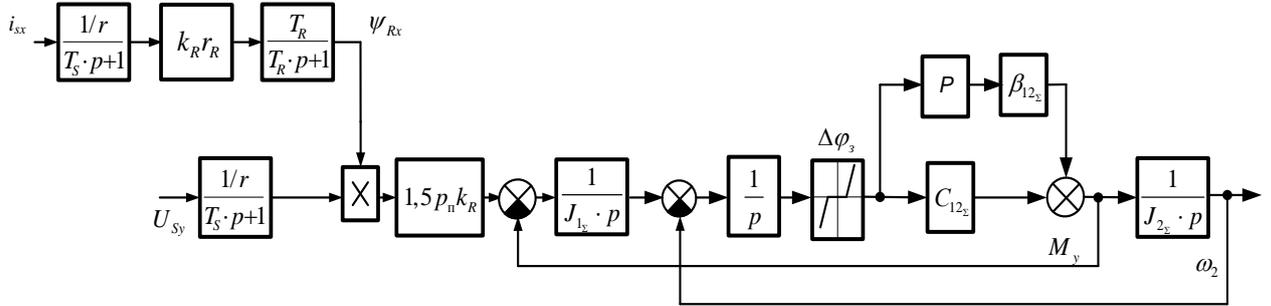


Рис. 3.24. Структурная схема двухмассовой электромеханической системы

КОСУ двухмассовой электромеханической системой представим в виде внутренней структуры регулирования скорости двигателя, осуществляемой последовательной коррекцией скорости двигателя, и оптимального регулирования скорости второй массы в виде АКОР.

Синтез контуров потокосцепления ротора, тока статора по оси «у» и скорости двигателя, составляющих структуру регулирования скорости двигателя, аналогичен рассмотренным при синтезе трехконтурной системы подчиненного регулирования (п. 2.2.1).

Передаточная функция регулятора потокосцепления ротора по оси «х» согласно формуле (2.12) имеет вид ПИД-регулятора:

$$W_{p\psi}(p) = \frac{(T_s p + 1)(T_R p + 1)}{2T_\mu \frac{k_{\Pi}}{R_s} L_m k_{o\psi} p} = \frac{T_s + T_R}{T_{и1}} + \frac{1}{T_{и1} p} + \frac{T_s T_R}{T_{и1}} p,$$

Регулятор тока статора по оси «у» согласно выражению (5.2) имеет передаточную функцию, соответствующую ПИ-регулятору:

$$W_{p.i.y.}(p) = \frac{T_s p + 1}{2T_\mu \frac{k_{\Pi}}{R_s} k_{oi_s} p} = \frac{T_s p + 1}{T_{и2} p}.$$

Передаточная функция регулятора скорости двигателя в соответствии с (2.14) имеет вид пропорционального регулятора:

$$W_{pc}(p) = \frac{J_{\Sigma} k_{oiS}}{4T_{\mu} 1,5 p_n \cdot k_R \cdot k_{oc}}.$$

Передаточная функция замкнутого контура скорости двигателя:

$$W_{зс1}(p) = \frac{1/k_{oc1}}{4T_{\mu} p + 1}$$

Структура регулирования скорости второй массы может быть представлена в виде АКОР в прямом канале момента и скорости второй массы. Математическое описание двухмассовой электромеханической системы в соответствии с (3.15) может быть представлено в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\psi_{rx}}{dt} = -\frac{1}{T_R} \psi_{rx} + r_r \cdot k_R \cdot i_{sx} \\ \frac{di_{sy}}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{sy} - \frac{k_R}{L'_s} \cdot \omega_1 \\ \frac{d\omega_1}{dt} = \frac{m \cdot p_n \cdot k_R}{2J_1} \psi_{rx} i_{sy} - \frac{1}{J_1} M_y \\ \frac{dM_y}{dt} = c_{12}(\omega_1 - \omega_2) + \beta_{в.т}(\dot{\omega}_1 - \dot{\omega}_2) \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2} M_y \end{array} \right. \quad (3.27)$$

Исключаем первые три уравнения уже скорректированной координаты. Для управления двухмассовым объектом регулирования переходим к регулированию скорости механизма. В этом случае учитываем зазор в передаче машины $\Delta\varphi_3$ и суммарную жёсткость $C_{12\Sigma}$. В результате система регулирования будет представлять пятиконтурную систему регулирования, где контуры потокосцепления ротора, тока статора по оси «у» и скорости двигателя будем рассматривать как структуру регулирования скорости двигателя, а контура АКОР момента и скорости второй массы как структуру регулирования скорости второй массы.

Получаем математическую модель уже скорректированной двухмассовой электромеханической системы в относительных единицах:

$$\begin{cases} \frac{dM_y^*}{dt} = -\beta_{\text{в.т}} \frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2} M_y^* - \frac{c_{12} \omega_6}{M_6} \omega_2^* + \frac{c_{12} \omega_6}{M_6} \omega_1^* \\ \frac{d\omega_2^*}{dt} = \frac{3 p_{\text{п}} k_R \cdot M_6}{2 J_2 \cdot \omega_6} M_y^* \end{cases} \quad (3.28)$$

Введем обозначения:

$$M_y^* = x_3, \quad \omega_2^* = x_4, \quad a_{33} = \beta_{\text{в.т}} \frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2}, \quad a_{34} = \frac{c_{12} \omega_6}{M_6}, \quad b_{k2} = \frac{c_{12} \omega_6}{M_6}, \quad a_{43} = \frac{3 p_{\text{п}} k_R \cdot M_6}{2 J_2 \cdot \omega_6}.$$

Тогда в формализованном виде ЭМС описывается системой уравнений:

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = -a_{33} x_3 - a_{34} x_4 + b_{k2} u \\ \dot{x}_4 = a_{43} x_3 \end{cases}, \quad (3.29)$$

Критерий оптимальности рассматривается в виде минимизации квадратичных отклонений координат и управляющего воздействия:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x_3^2 + x_4^2 + u^2) dt, \quad (3.30)$$

Воспользуемся вычислительной процедурой принципа максимума Л.С. Понтрягина. Функция Гамильтона примет следующий вид:

$$H = -\frac{1}{2} (x_3^2 + x_4^2 + u^2) + \psi_3 (-a_{33} x_3 - a_{34} x_4 + b_{k2} u) + \psi_4 a_{43} x_3. \quad (3.31)$$

Приравняв к нулю производную функции Гамильтона по управлению, и полагая, что оптимальное управление будет отрицательным по отношению к задающему воздействию, примем:

$$u^0 = -b_{k2} \psi_3. \quad (3.32)$$

Тогда система сопряженных уравнений примет вид:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_3}{dt} = -a_{33} \psi_3 + a_{34} \psi_4 - x_3, \\ \frac{d\psi_4}{dt} = -a_{34} \psi_3 - x_4. \end{cases} \quad (3.33)$$

На основании (3.32) и (3.33) составим структуру АКОР (рис. 3.25).

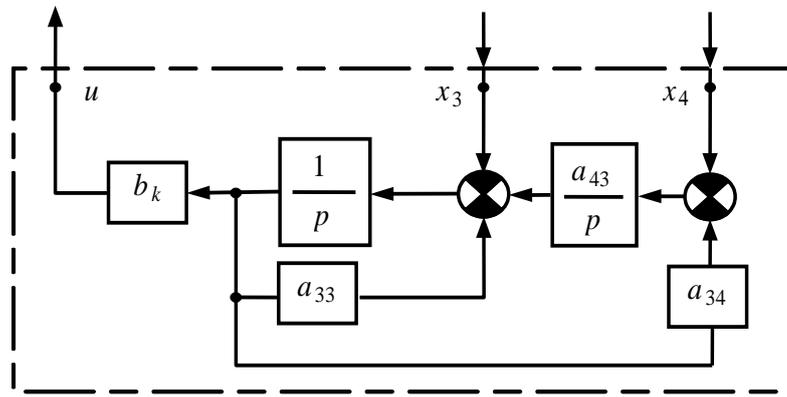


Рис. 3. 25. Структурная схема АКОР по M_y и ω_2

Поместим АКОР не в обратной цепи, а в прямой канал регулирования скорости поворотной платформы экскаватора, при этом улучшается практическая реализация системы регулирования, которая приближается по виду к системам подчиненного регулирования.

Структурная схема электропривода переменного тока поворотного механизма экскаватора с комбинированной оптимальной системой управления представлена на рис. 3.26.

КОСУ состоит из трехконтурной системы подчиненного регулирования внутренних координат: потокосцепления ротора по оси «х», тока статора по оси «у» и скорости двигателя (первой массы), регуляторы которых рассчитаны по методу технического оптимума, и двухконтурной системы оптимального регулирования внешних координат: момента и скорости поворотной платформы (второй массы) с АКОР в виде интегрального регулятора скорости и апериодического регулятора момента, с которого имеется внутренняя обратная связь на регулятор скорости второй массы.

Таким образом, КОСУ можно представить как пятиконтурную систему подчиненного регулирования с контурами потокосцепления ротора по оси «х», тока статора по оси «у», скорости двигателя, момента и скорости второй массы.

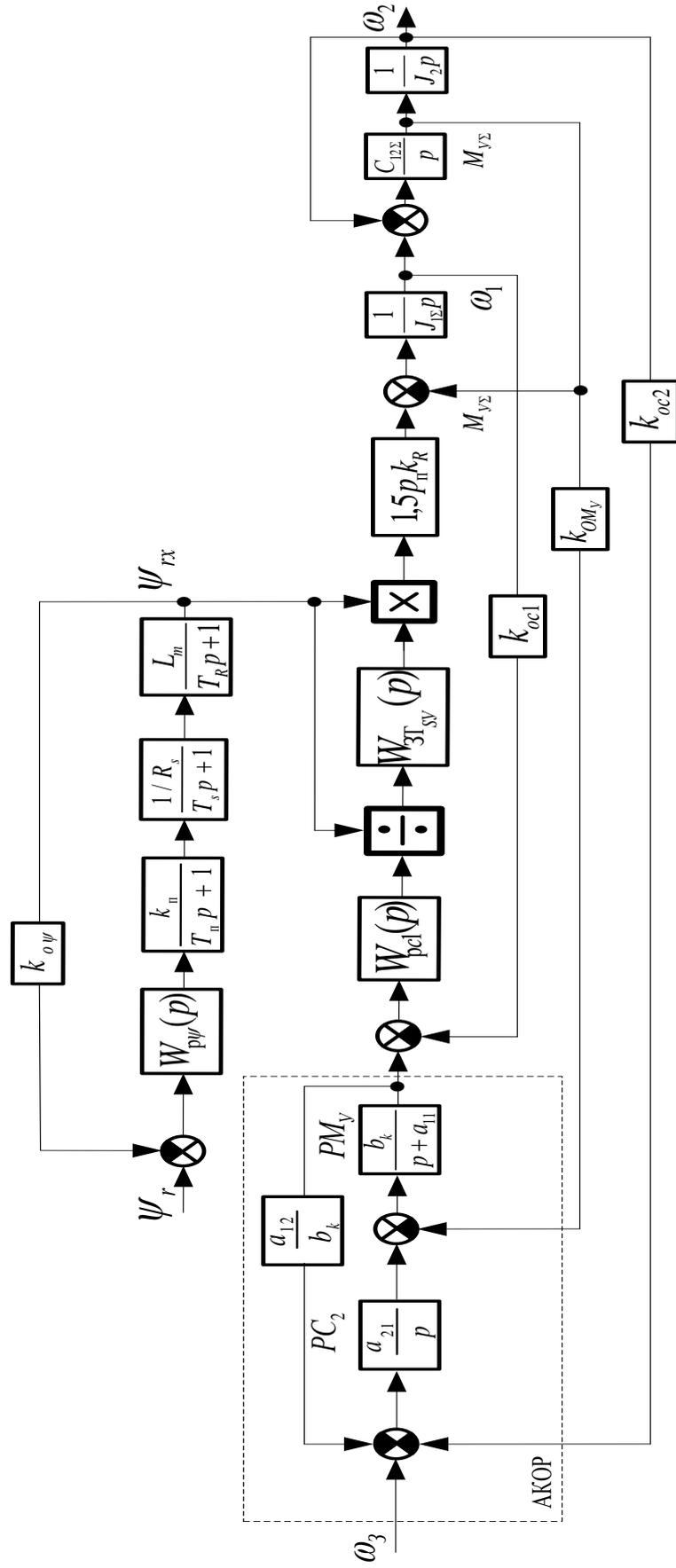


Рис. 3. 26. Структурная схема двухмассовой электромеханической системы поворота с КОСУ

3.3 Исследования динамики электропривода переменного и постоянного тока с комбинированной оптимальной системой управления

На основании структурных схем (рис. 3.6, рис. 3.8, рис. 3.12, рис. 3.13, рис. 3.17, рис. 3.23, рис. 3.26) были составлены схемы моделей электропривода с КОСУ в программе MATLAB и проведено моделирование. При моделировании учитывались малые запаздывания в возбудителе и преобразователе, динамика реальных замкнутых контуров, инерционность реальных дифференциаторов и ограничение на величину управляющего сигнала, которыми пренебрегали при синтезе СПР. Динамика исследовалась в характерном для электропривода поворотного механизма пусковом переходном процессе, в котором наблюдаются значительные динамические нагрузки, требующие ограничения для увеличения надежности и эффективности. На приведенных осциллограммах, время указано в секундах, а значения представлены в относительных единицах. За базовые для тока возбуждения, тока статора, и скоростей приняты их сопоставимые номинальные значения. Для момента в качестве базового принят максимальный суммарный момент всех двигателей, а для тока якорной цепи – максимальное (стопорное) значение тока якоря двигателя.

По результатам моделирования определено влияние весовых коэффициентов критерия оптимальности на динамику ЭМС и на основании результатов моделирования предложен способ выбора весовых коэффициентов критерия оптимальности, заключающийся в нахождении пересечения областей допустимых значений координат объекта управления. В результате чего в комбинированных оптимальных системах управления в частном случае решен вопрос определения весовых коэффициентов критериев оптимальности в численном виде, а в общем случае задача нахождения весовых коэффициентов не решена.

3.3.1 Результаты моделирования электропривода постоянного тока с комбинированной оптимальной системой управления

Электропривод с коррекцией питающего напряжения

Результаты моделирования электропривода с системой управления построенной по (3.6) и (3.7), приведены на рисунках 3.27–3.30.

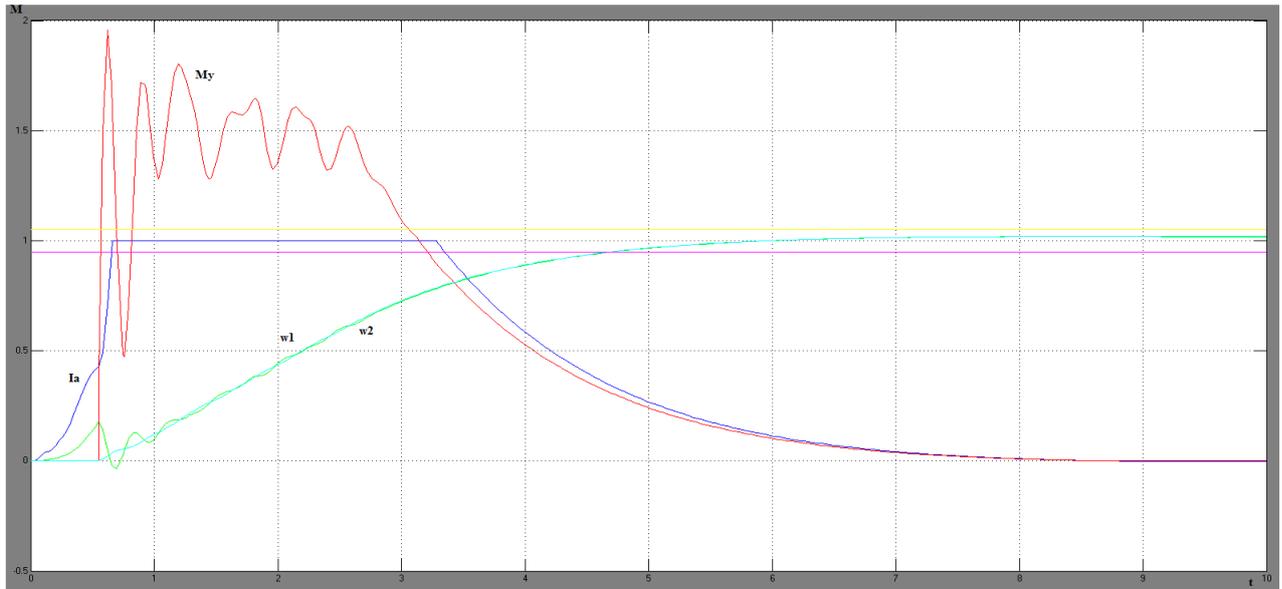


Рис. 3.27. Переходные процессы электропривода с КОСУ с наименьшим временем переходного процесса

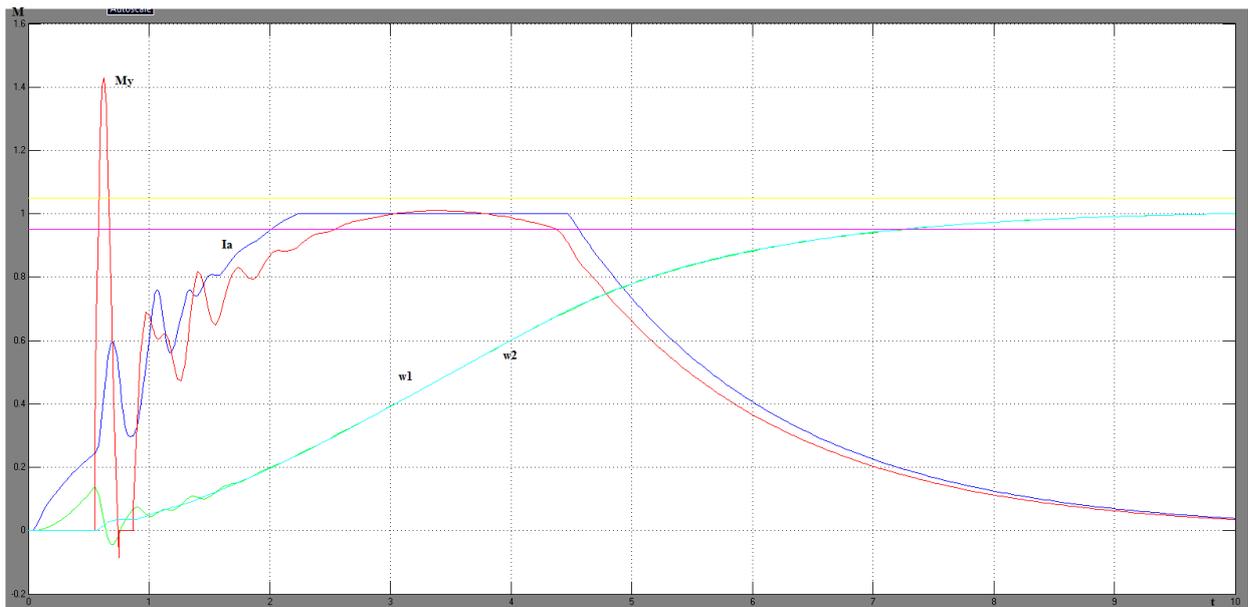


Рис. 3.28. Переходные процессы электропривода с КОСУ с наименьшими бросками динамического момента

В табл. 3.1 приведены результаты моделирования электропривода с КОСУ с коррекцией питающего напряжения и оптимальным регулированием по $i_{\text{я}}$ и ω_1 . Наблюдается зависимость максимальных значений бросков динамического момента (M_{max}) и времени переходного процесса ($t_{\text{пп}}$) от весового коэффициента по току якоря (k_{ia}) и весового коэффициента по скорости двигателя ($k_{\omega 1}$).

Таблица 3.1 Зависимость бросков динамического момента

K_{ia}	M_{max}	$t_{\text{пп}}$	$k_{\omega 1}$	M_{max}	$t_{\text{пп}}$
0,00	2,09	6,00	0	2,09	6
0,10	1,64	6,60	1	2,02	4,9
0,20	1,43	7,20	3	2,12	4,45
0,30	1,43	7,80	6	2,12	4,33
0,40	1,30	8,20	8	2,1	4,3
0,50	1,21	8,80	10	2,12	4,2

Составим графики зависимости координат объекта управления от значений весовых коэффициентов (рис. 3.29, Рис. 3.30) и найдём пересечение областей допустимых значений координат объекта управления.

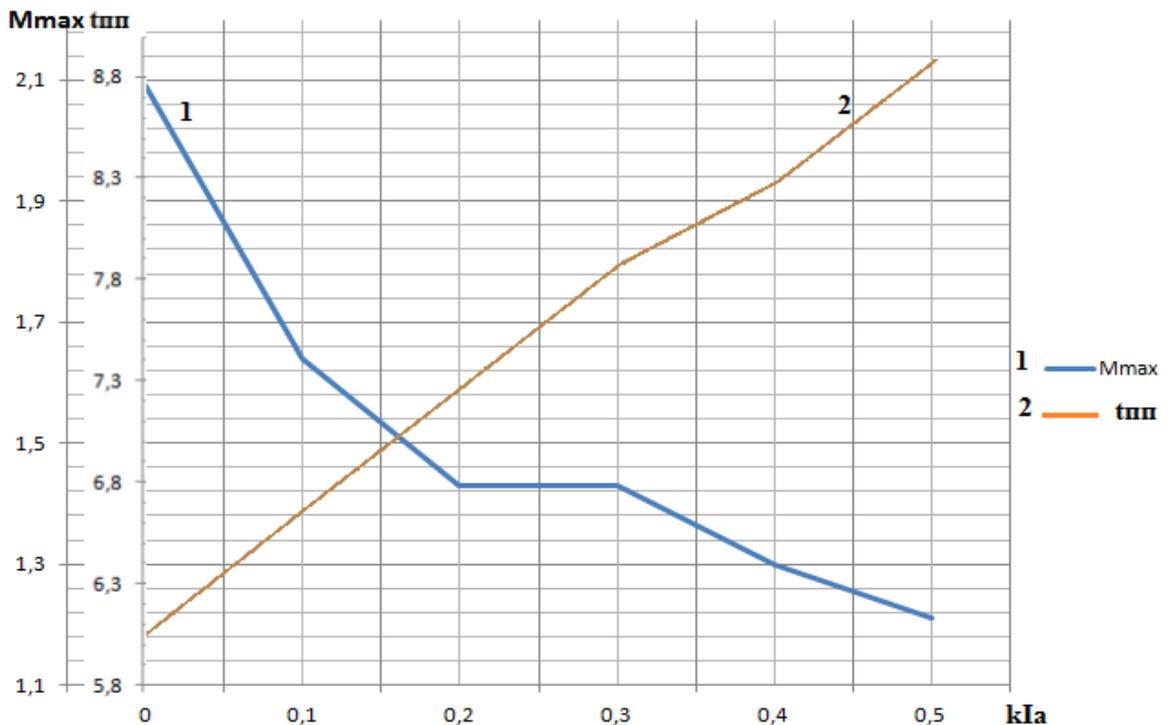


Рис. 3.29. График зависимости бросков динамического момента (M_{max}) и времени переходного процесса системы ($t_{\text{пп}}$) от весового коэффициента по току якоря (k_{ia})

Выявлено, что при увеличении весового коэффициента по току якоря, уменьшаются максимальные броски динамического момента, однако увеличивается время переходного процесса. Регулируя величину весового коэффициента по току якоря мы можем настроить систему таким образом, что бы она с одной стороны уменьшала динамические броски момента и с другой стороны уменьшала время переходного процесса

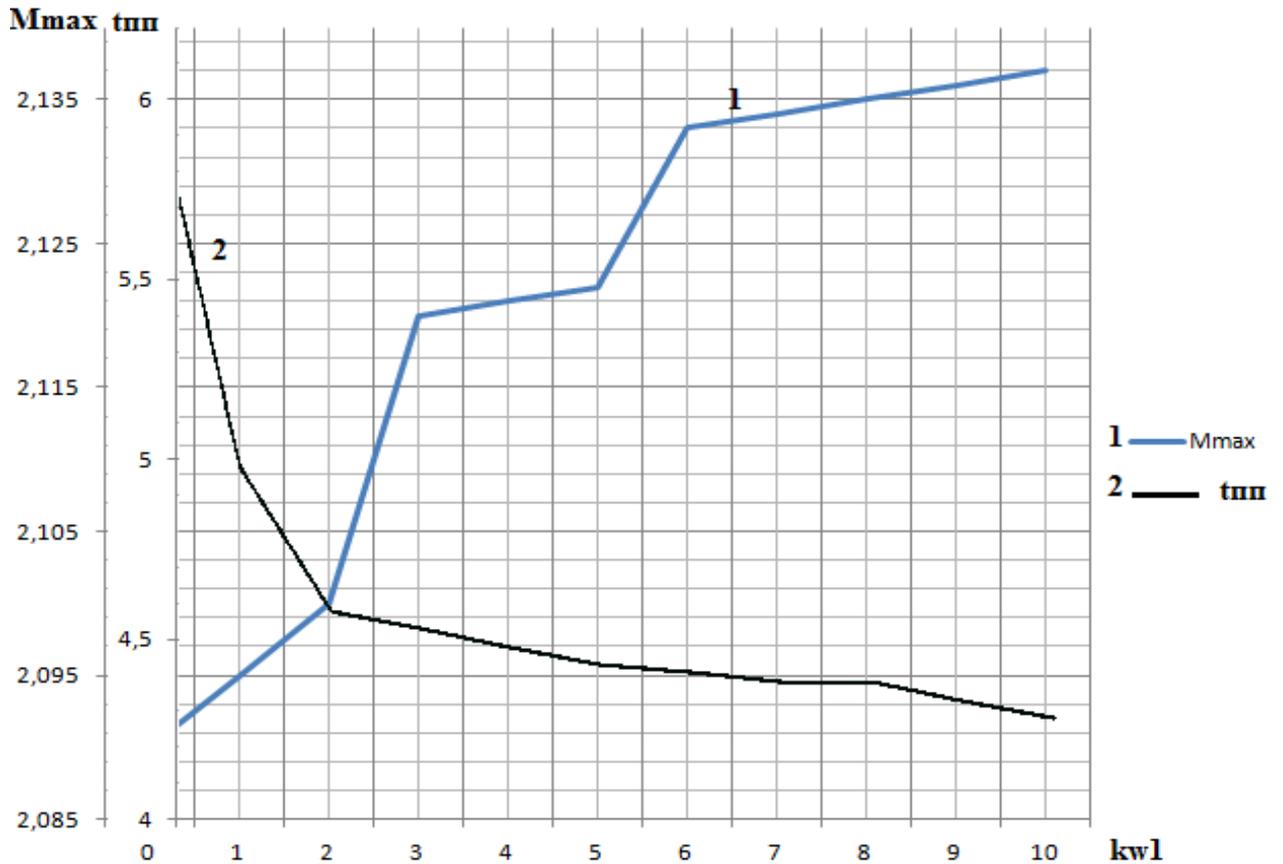


Рис. 3.30. График зависимости максимальных значений динамического момента (M_{max}) и времени переходного процесса системы ($t_{пп}$) от весового коэффициента по скорости двигателя ($k_{\omega 1}$)

Выявлено, что при увеличении весового коэффициента по скорости двигателя, максимальные броски динамического момента остаются почти неизменными, при уменьшении времени переходного процесса, что является положительной динамикой для электропривода. В табл. 3.2 показана зависимость (M_{max}) и ($t_{пп}$) от весовых коэффициентов (k_{ia}) и ($k_{\omega 1}$).

Таблица 3.2 Зависимость показателей переходного процесса

k_{ia}	0,1		0,2		0,3		0,4		0,5	
$k_{\omega 1}$	M_{max}	$t_{пп}$	M_{max}	$t_{пп}$	M_{max}	$k_{\omega 1}$	M_{max}	$t_{пп}$	M_{max}	$t_{пп}$
0	1,64	6,60	1,56	6,00	1,49	0	1,64	6,60	1,56	6,00
1	1,83	5,50	1,71	6,00	1,70	1	1,83	5,50	1,71	6,00
2	1,97	5,20	1,90	4,90	1,88	2	1,97	5,20	1,90	4,90
3	2,00	4,60	1,92	4,90	1,91	3	2,00	4,60	1,92	4,90
4	2,04	4,50	2,00	4,80	1,91	4	2,04	4,50	2,00	4,80
5	2,03	4,40	2,00	4,50	1,94	5	2,03	4,40	2,00	4,50
6	2,07	4,40	2,01	4,50	1,99	6	2,07	4,40	2,01	4,50
7	2,01	4,38	2,01	4,40	2,00	7	2,01	4,38	2,01	4,40
8	2,07	4,35	2,01	4,40	2,00	8	2,07	4,35	2,01	4,40
9	2,00	4,33	2,03	4,40	2,00	9	2,00	4,33	2,03	4,40
10	2,09	4,31	2,04	4,30	2,00	10	2,09	4,31	2,04	4,30

В соответствии с табл. 3.2 можно подобрать весовые коэффициенты критерия оптимальности по току якорной цепи и скорости двигателя.

Электропривод с последовательной коррекцией тока якорной цепи

Результаты моделирования электропривода, с последовательной коррекцией тока якорной цепи (3.8) и оптимальным регулированием скорости двигателя (структурная схема показана на рис. 3.12), приведены на рисунках 3.31–3.33.

Выявлено, что при увеличении весового коэффициента по току якоря, уменьшаются максимальные броски динамического момента, однако увеличивается время переходного процесса.

При увеличении весового коэффициента по скорости двигателя, максимальные броски динамического момент остаются почти неизменными, при уменьшении времени переходного процесса.

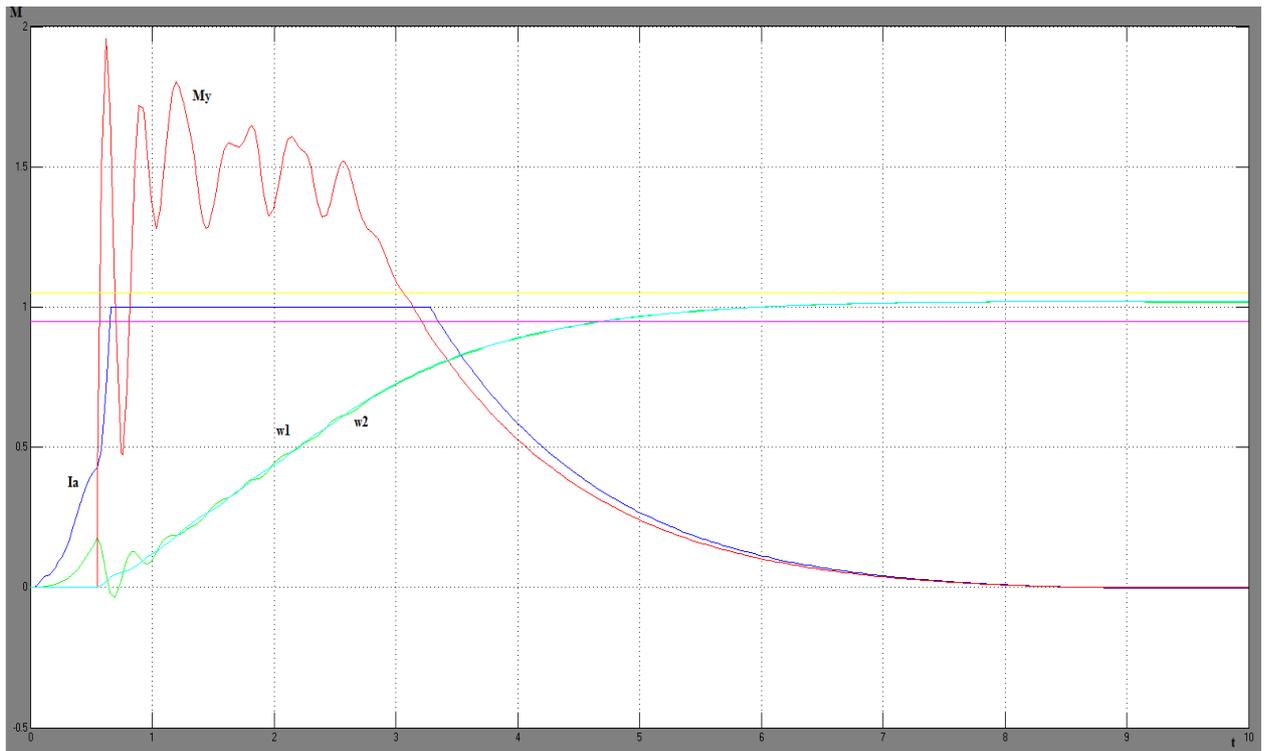


Рис. 3.31. Переходные процессы электропривода с КОСУ с коррекцией i_a и наименьшим временем переходного процесса $t_{\text{пт}}$

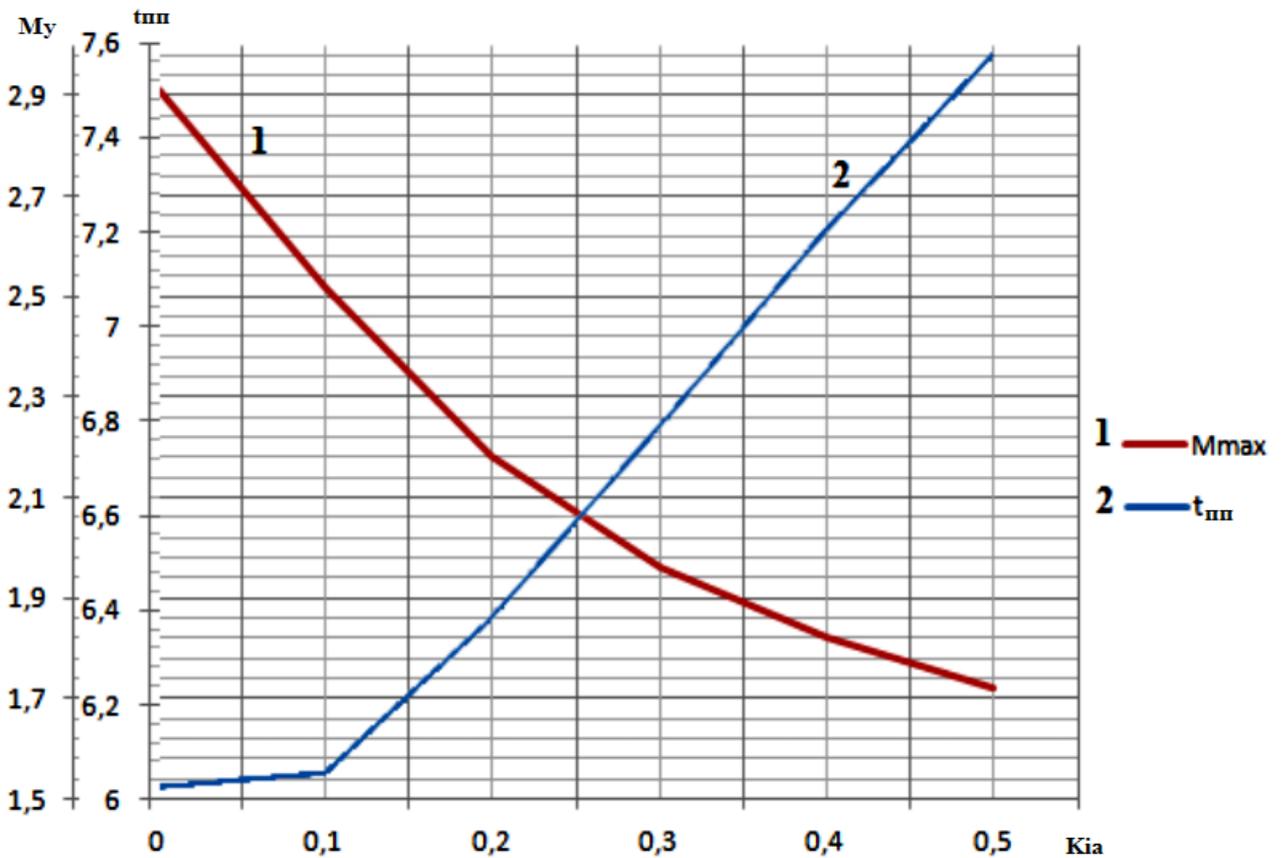


Рис. 3.32. График зависимости бросков динамического момента (M_{max}) и времени переходного процесса ($t_{\text{пт}}$) от весового коэффициента по току якоря (K_{i_a})

В таблице 3.3 и таблице 3.4 приведены результаты моделирования электропривода с КОСУ с коррекцией питающего напряжения и оптимальным регулированием по i_a и ω_1 , M_y и ω_2 при различных весовых коэффициентах критерия оптимальности. На рисунке 3.31 показана осциллограмма переходных процессов электропривода с наименьшим временем переходного процесса $t_{пп}$.

Таблица 3.3 Зависимость бросков момента и времени переходного процесса

K_{ia}	M_{max}	$t_{пп}$	K_{w1}	M_{max}	$t_{пп}$
0	2,91	6,02	0	2,92	6,14
0,1	2,52	6,05	2	2,87	5,84
0,2	2,18	6,38	4	2,85	5,65
0,3	1,96	6,78	6	2,8	5,55
0,4	1,82	7,2	8	2,82	5,55
0,5	1,72	7,57	10	2,85	5,55

Таблица 3.4 Зависимость M_{max} и $t_{пп}$ от k_{My} и $k_{\omega 2}$

k_{My}	M_{max}	$t_{пп}$	$k_{\omega 2}$	M_{max}	$t_{пп}$
0,2	2,93	6,56	1	2,905	6,3
0,1	2,93	6,25	0,8	2,9	6,22
0	2,91	6,14	0,6	2,9	6,2
1	2,8	6	0,4	2,9	6,18
2	2,79	5,75	0,2	2,905	6,16
4	2,79	5,65	0	2,9055	6,14
6	2,81	5,55	0,5	2,91	5,71
8	2,91	5,55	5	2,91	5,55
10	2,92	5,55	10	2,91	5,55

Выявлено, что увеличение весового коэффициента по динамическому моменту приводит к практически неизменному максимальному броску динамического момента на всём промежутке значений, при уменьшении времени переходного процесса, что является положительной динамикой для электропривода (рис. 3.33). Увеличение весового коэффициента по скорости второй массы приводит к практически неизменному максимальному броску динамического момента на всём промежутке значений, при уменьшении времени

переходного процесса, что является положительной динамикой для электропривода.

В таблице 3.5 показана зависимость максимальных бросков динамического момента (M_{\max}) и времени переходного процесса ($t_{\text{пн}}$) от весовых коэффициентов по току якоря (K_{ia}) и скорости двигателя ($K_{\omega 1}$).

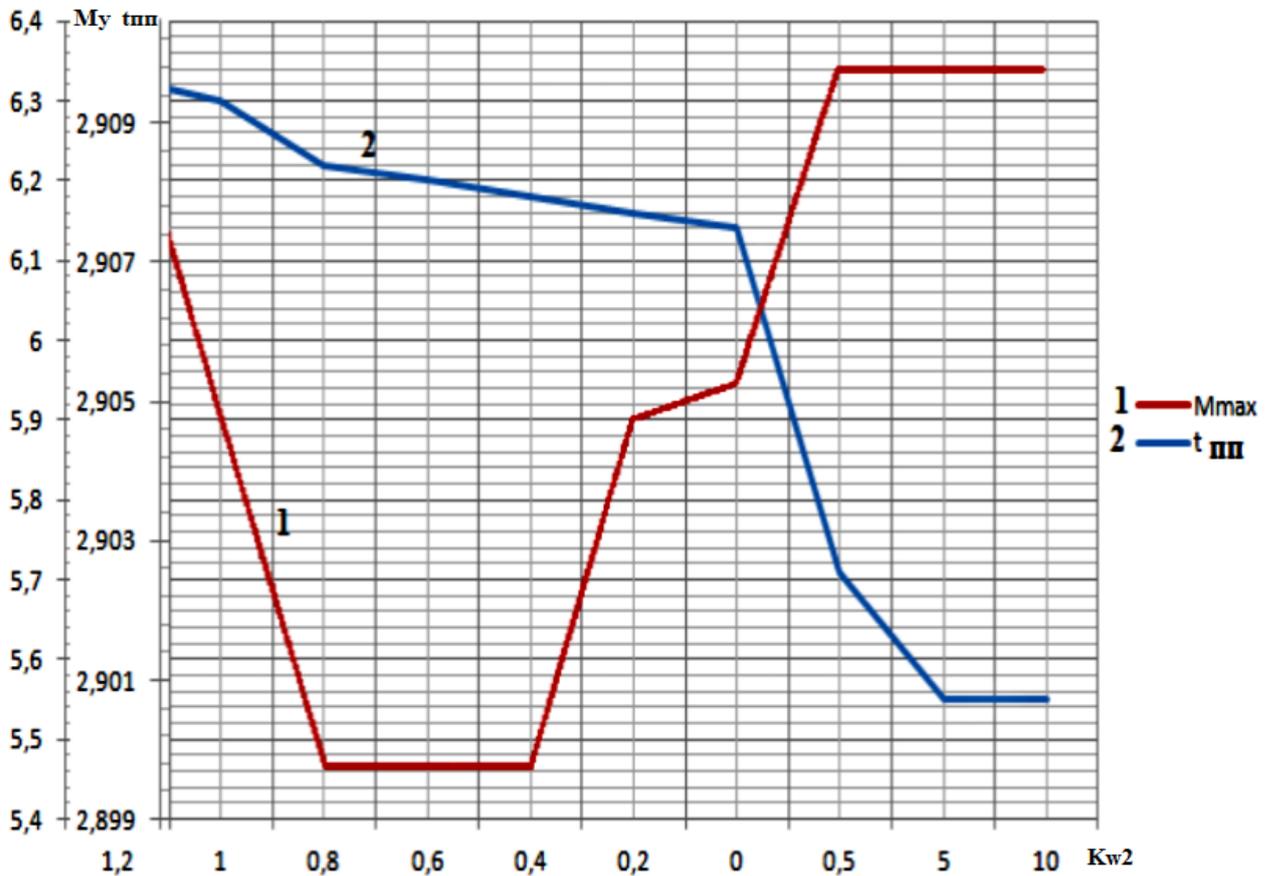


Рис. 3.33. График зависимости времени переходного процесса ($t_{\text{пн}}$) и максимальных бросков динамического момента M_{\max} от весового коэффициента по скорости второй массы (K_{w2})

При разных вариациях весовых коэффициентов по току двигателя и скорости двигателя наблюдается аналогичная тенденция: уменьшение времени переходного процесса и малое увеличение максимального значения броска динамического момента при увеличении значения весового коэффициента по скорости двигателя, уменьшение бросков максимального значения динамического момента и увеличение времени переходного процесса при увеличении весового коэффициента по току двигателя, а также практически неизменное значение

максимального броска динамического момента на всем промежутке изменений весового коэффициента по моменту и скорости второй массы при незначительном уменьшении времени переходного процесса.

Таблица 3.5 Зависимость M_{\max} и $t_{\text{пп}}$ от K_{ia} и $K_{\omega 1}$

K_{ia}	0,1		0,2		0,3		0,4		0,5	
$K_{\omega 1}$	M_{\max}	$t_{\text{пп}}$								
0	2,52	6,04	2,18	6,38	1,96	6,78	1,82	7,20	1,72	7,57
0,5	2,56	6,06	2,19	6,41	1,96	6,80	1,80	7,19	1,71	7,52
1	2,48	5,99	2,00	6,40	1,96	6,61	1,80	6,90	1,69	7,29
1,5	2,77	5,96	2,26	6,26	2,09	6,49	1,92	6,67	1,8	6,97
2	2,74	5,98	2,34	6,17	2,23	6,33	2,08	6,52	2,02	6,72
4	2,87	5,55	2,86	5,57	2,60	5,62	2,35	5,67	2,45	5,84
6	2,90	5,55	2,70	5,55	2,63	5,58	2,50	5,62	2,64	5,78
8	2,85	5,55	2,81	5,55	2,88	5,56	2,62	5,59	2,55	5,75
10	2,81	5,55	2,91	5,55	2,76	5,56	2,70	5,57	2,61	5,72

Результаты моделирования электропривода с системой управления построенной по (3.12), приведены на рисунках 3.34–3.35.

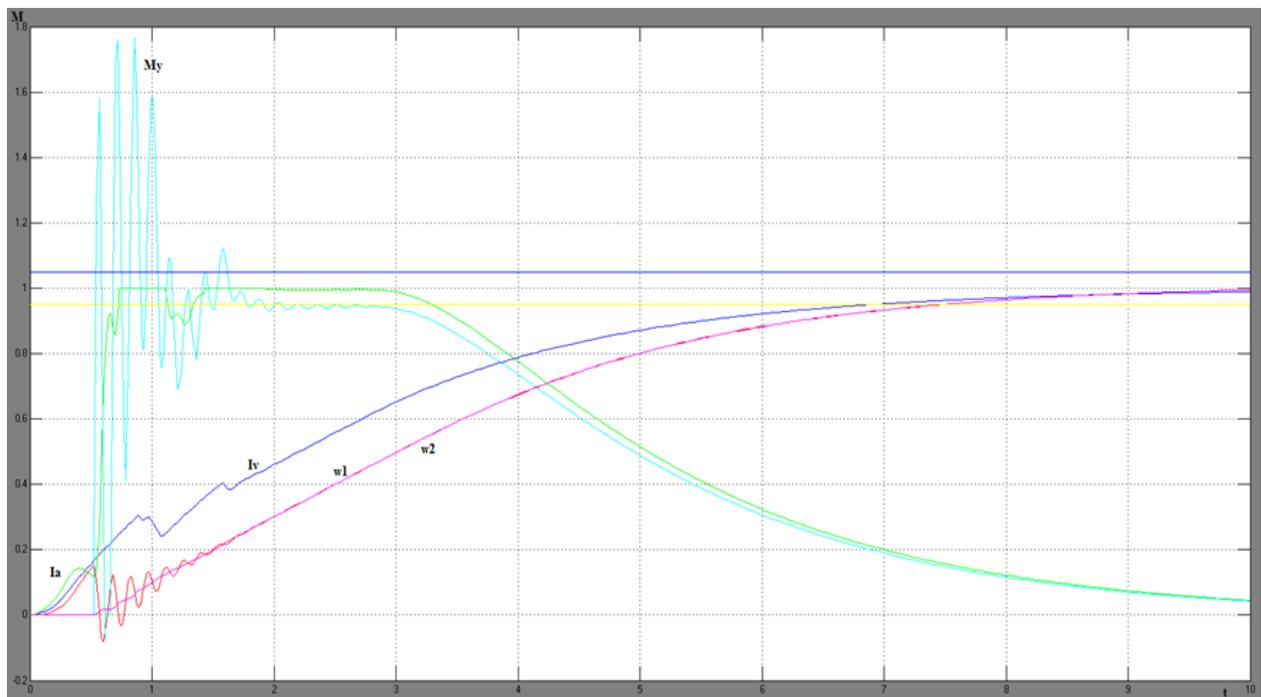


Рис. 3.34. Переходные процессы электропривода с КОСУ с коррекцией напряжения и оптимальным регулированием по i_a , ω_1 , M и ω_2

Выявлено, что максимальные броски динамического момента достигают значения не превышающего двукратного допустимого, при незначительном уменьшении времени переходного процесса. В электроприводе с классической трехконтурной СПР максимальные броски динамического момента достигают значений примерно на 30 % превышающих двукратно допустимые статические значения, при большем времени переходного процесса [40, 98].

На рис. 3.35 приведены графики зависимости электропривода двухмассовой системы с КОСУ с коррекцией тока якоря и оптимальным регулированием по ω_1 , представленной на рисунке 3.12, при различных весовых коэффициентах критерия оптимальности и отражены соответствующие значения времени переходного процесса и максимальных бросков динамического момента. Точка пересечения графиков, показывает наилучшее значение весовых коэффициентов критерия оптимальности.

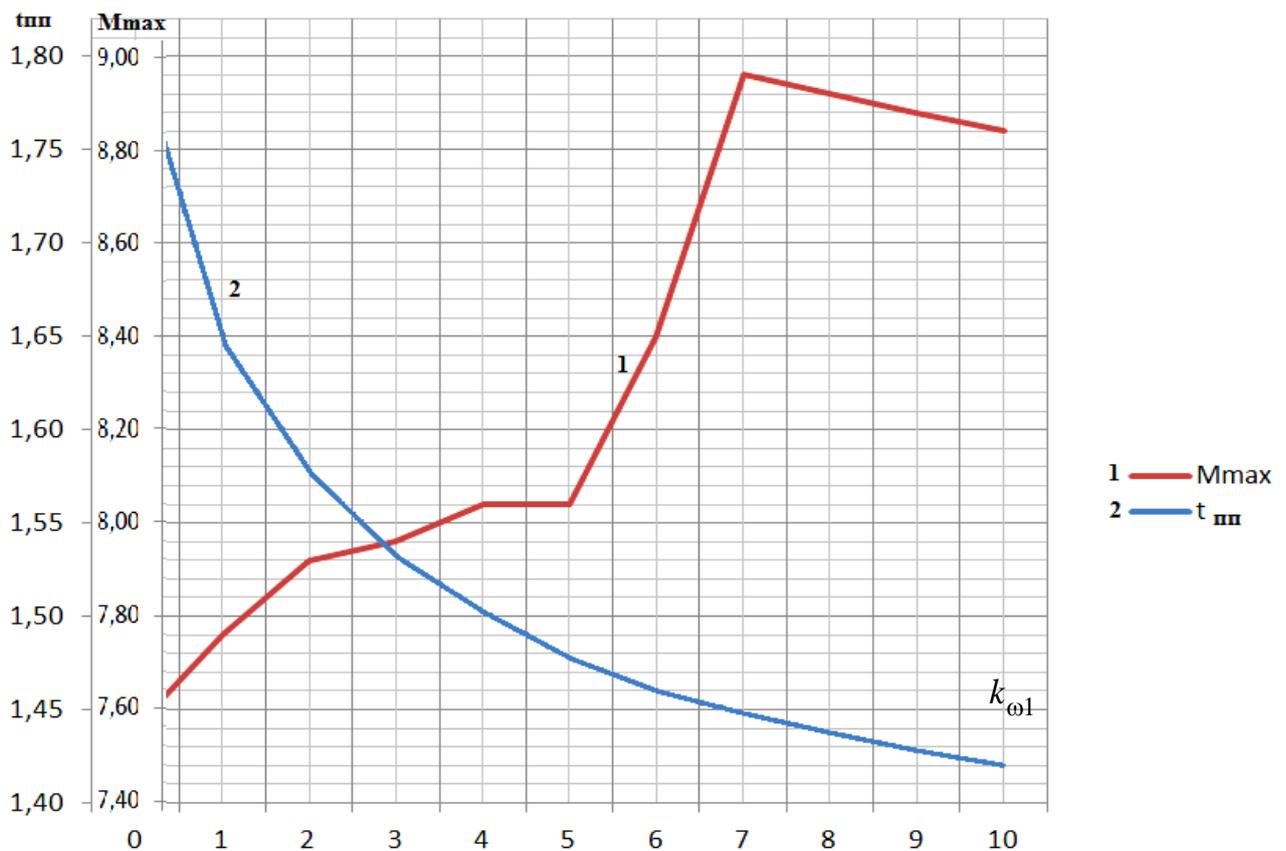


Рис. 3.35. Зависимости времени переходного процесса и максимальных бросков динамического момента от весового коэффициента критерия оптимальности $k_{\omega 1}$

В табл. 3.6 приведены результаты моделирования электропривода с КОСУ с коррекцией тока якоря и оптимальным регулированием по ω_1 при различных весовых коэффициентах критерия оптимальности и показаны соответствующие значения времени переходного процесса ($t_{пп}$) и максимальных бросков динамического момента (M_{max}) с наименьшим временем переходного процесса $t_{пп}$.

Таблица 3.6 Зависимость M_{max} и $t_{пп}$ от $\kappa_{\omega 1}$

$\kappa_{\omega 1}$	M_{max}	$t_{пп}$
0	1,44	9,00
1	1,49	8,38
2	1,53	8,10
3	1,54	7,92
4	1,56	7,80
5	1,56	7,70
6	1,65	7,63
7	1,79	7,58
8	1,78	7,54
9	1,77	7,50

Как видно из графиков на рис. 3.35 при увеличении весового коэффициента по току якоря, увеличиваются максимальные броски динамического момента, что является негативной характеристикой для электропривода, однако уменьшается время переходного процесса, что является положительной характеристикой для электропривода.

В результате моделирования электропривода с КОСУ с коррекцией скорости двигателя и оптимальным регулированием по M_u и ω_2 , выявлено, что они не отвечают желаемым требованиям в ограничении максимальных бросков динамического момента и уменьшения времени переходного процесса.

Уменьшение динамических нагрузок осуществляется за счет электрической части привода, что повышает надежность и долговечность системы.

3.3.2 Результаты моделирования электропривода переменного тока с комбинированной оптимальной системой управления

Результаты моделирования электропривода по структурной схеме, представленной на рис. 3.22, приведены на рисунках 3.36–3.37.

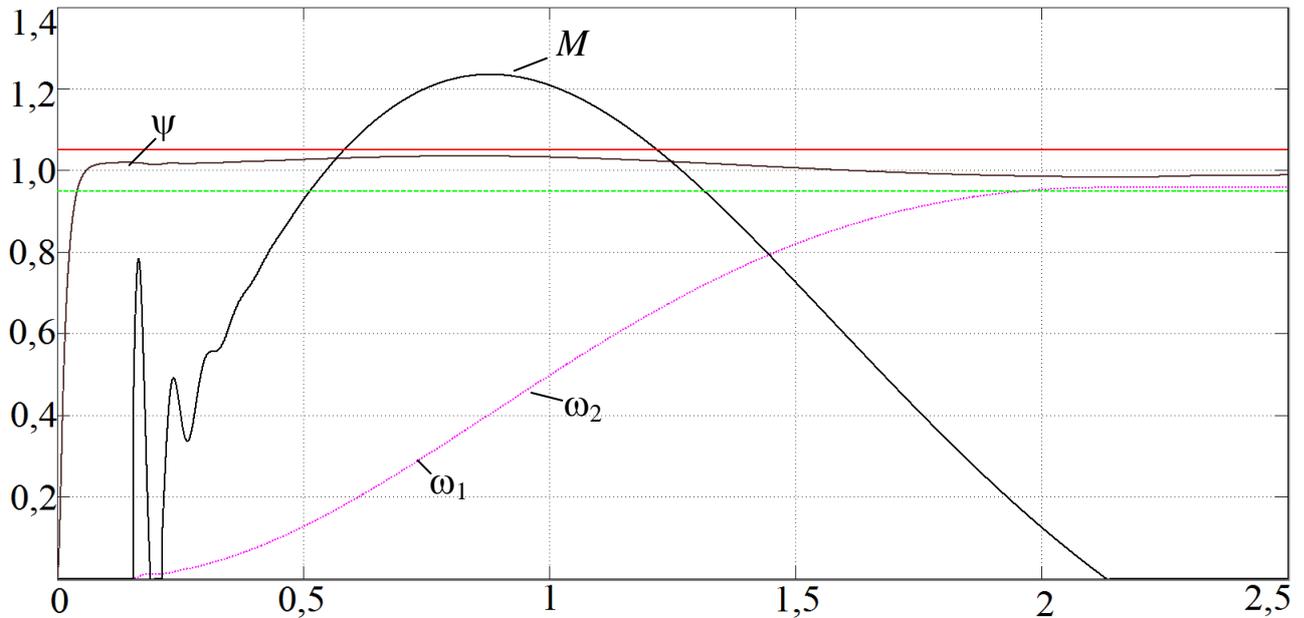


Рис. 3.36. Переходные процессы электропривода с КОСУ с коррекцией потокосцепления и оптимальным регулированием i_{sy} и ω_1

В табл. 3.7 приведены результаты моделирования электропривода с КОСУ с коррекцией потокосцепления ротора и оптимальным регулированием по i_{sy} и ω_1 . В них наблюдается зависимость бросков динамического момента (M) и времени переходного процесса ($t_{\text{пн}}$) от весового коэффициента по току статора (K_{is}), зависимость бросков динамического момента (M) и времени переходного процесса ($t_{\text{пн}}$) от весового коэффициента по скорости двигателя (K_{ω_1}).

Составим графики зависимости координат объекта управления от значений весовых коэффициентов (рис. 3.37) и найдём пересечение областей допустимых значений координат объекта управления.

Таблица 3.7 Зависимость M_{\max} и $t_{\text{пп}}$ от k_{is} и $k_{\omega 1}$

k_{is}	M_{\max}	$t_{\text{пп}}$	$k_{\omega 1}$	M_{\max}	$t_{\text{пп}}$
0,010	2,33	2,71	1	1,80	3,79
0,015	2,14	2,75	2,5	1,65	3,45
0,020	2,12	2,79	5	1,47	2,30
0,025	2,04	2,86	7,5	1,33	1,83
0,030	1,98	2,93	10	1,23	1,97

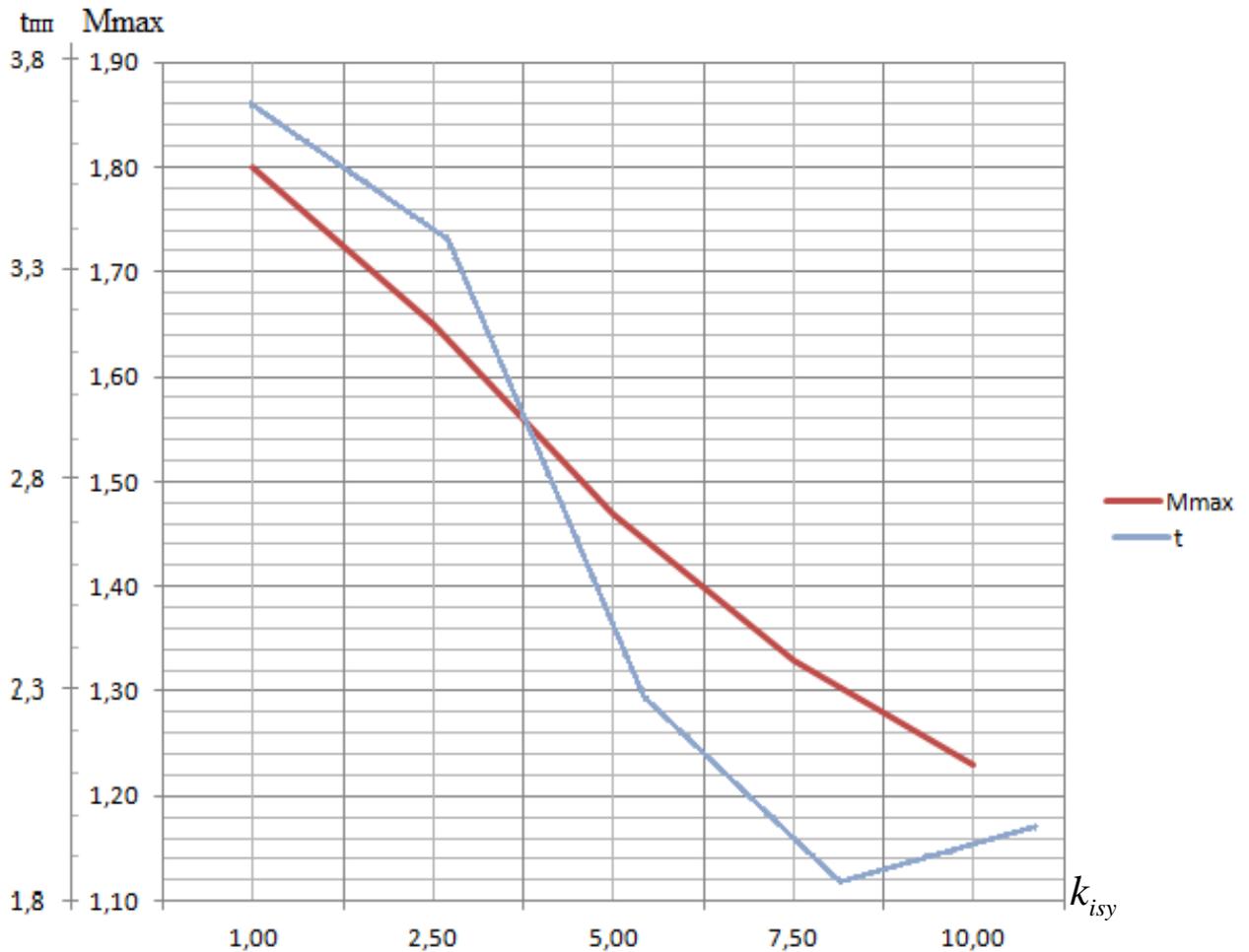


Рис. 3.37. Зависимости времени переходного процесса и максимальных бросков динамического момента от весового коэффициента k_{isy}

Выявлено, что увеличение весового коэффициента по току статора приводит к уменьшению максимального броска динамического момента, при увеличении времени переходного процесса. Увеличение весового коэффициента по скорости двигателя приводит к уменьшению максимального броска динамического момента, при уменьшении времени переходного процесса.

Результаты моделирования электропривода с по структурной схеме, представленной на рис. 3.26, приведены на рисунках 3.38–3.39.

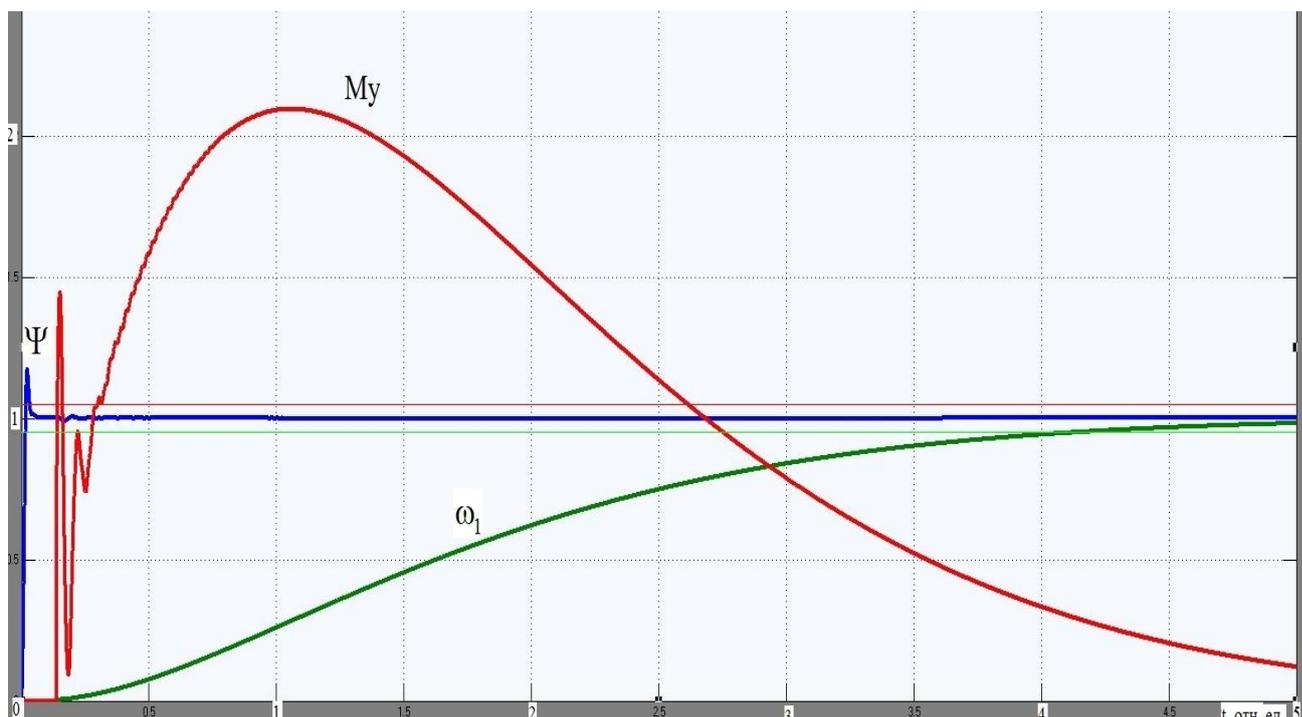


Рис. 3.38. Переходные процессы электропривода с КОСУ с коррекцией скорости двигателя и оптимальным регулированием M_y и ω_2

На осциллограмме (рис. 3.38) приведены результаты моделирования электропривода с последовательной коррекцией скорости двигателя и оптимальным регулированием по M_y и ω_2 .

Составим графики зависимости координат объекта управления от значений весовых коэффициентов (рис. 3.39) и найдём пересечение областей допустимых значений координат объекта управления.

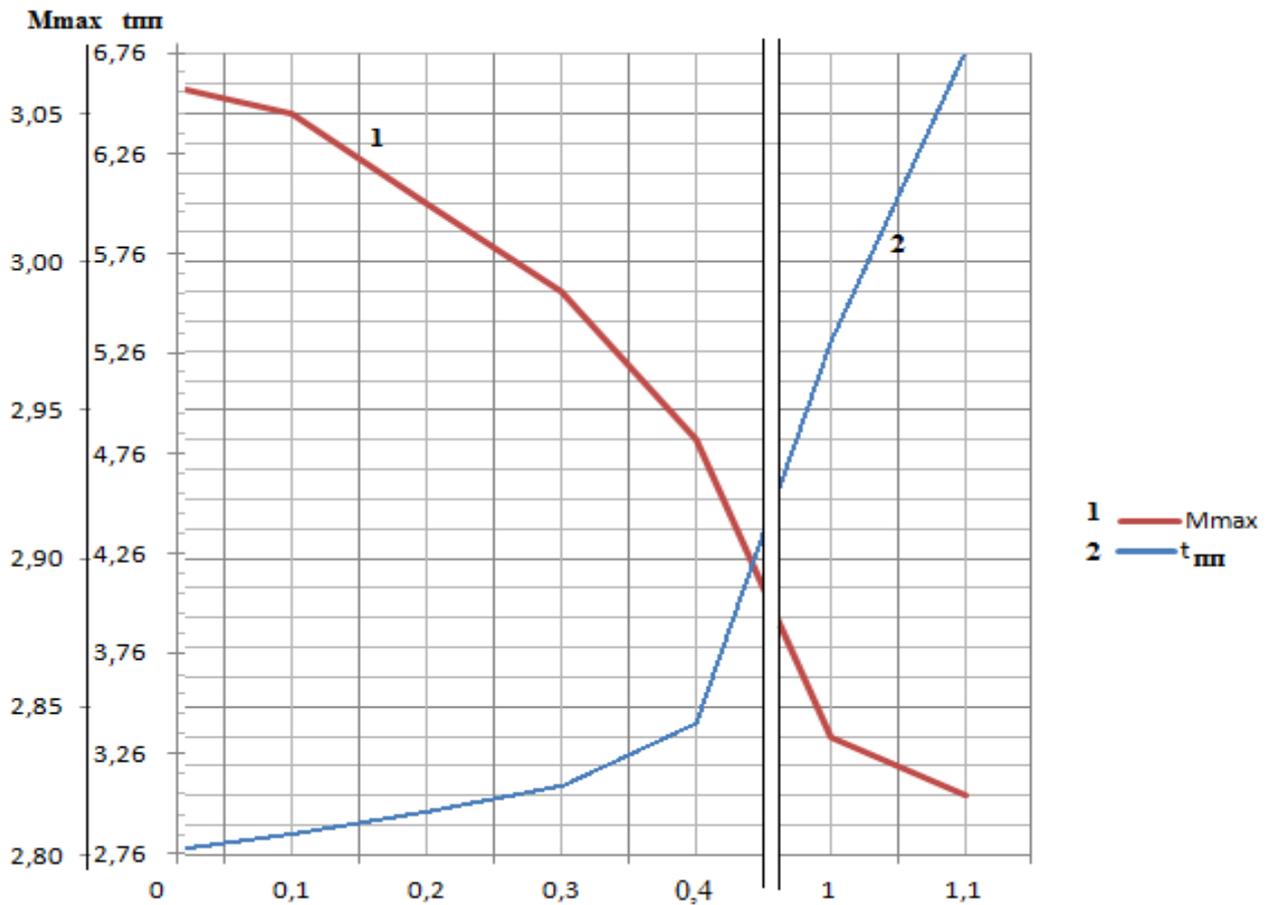


Рис. 3.39. Зависимости времени переходного процесса и максимальных бросков динамического момента от весового коэффициента $k_{\omega 1}$

Как видно из графика (рис. 3.39), при увеличении весового коэффициента по скорости механизма, уменьшаются максимальные броски динамического момента, однако увеличивается время переходного процесса. Регулируя величину весового коэффициента по скорости второй массы можем настроить систему таким образом, чтобы она отвечала необходимым требованиям. Таким образом получаем возможность настройки системы на требуемые параметры переходных процессов.

При разных вариациях весового коэффициента по моменту в канале «у», наблюдается аналогичная тенденция: уменьшаются максимальные броски динамического момента.

3.4 Выводы

1. Рассмотрено применение методов комбинированных оптимальных систем управления посредством последовательной коррекции внутренних координат электропривода и оптимальным регулированием внешних координат. Выявлено, что как для системы Г-Д, так и для системы ПЧ-АД синтез КОСУ необходимо осуществлять для одномассовых объектов управления, так как синтез КОСУ для двухмассового объекта управления не оправдывает желаемых результатов. Для системы Г-Д наиболее простым и в то же время наилучшим является система с внутренним контуром питающего напряжения и оптимальным регулированием по току якоря и скорости двигателя, а для системы ПЧ-АД с внутренним контуром потокосцепления ротора и оптимальным регулированием тока статора по оси «у» и скорости двигателя.

2. Рассмотренные комбинированные оптимальные системы управления отличаются от классических комбинированных систем управления, сочетающих системы управления по отклонению и возмущению. В общем виде структура аналитически конструируемого оптимального регулятора определяется транспонированной моделью объекта регулирования.

3. В комбинированных оптимальных системах управления решен вопрос определения весовых коэффициентов критериев оптимальности в численном виде, в частном случае – уменьшения максимальных значений бросков динамического момента при уменьшении времени переходного процесса. В общем случае задача нахождения весовых коэффициентов критерия оптимальности не решена.

4. Результат исследования показал преимущество оптимальных комбинированных систем управления электроприводом поворота перед классическими системами подчиненного регулирования. За счёт возможности настройки системы, за счет выбора весовых коэффициентов критерия оптимальности позволяет выбрать требуемые характеристики электропривода: момента и времени переходного процесса.

ГЛАВА 4. Проверка результатов исследования на физической модели

Для проверки разработанных в диссертационной работе комбинированных оптимальных алгоритмов управления, с помощью физического моделирования, на кафедре «Электроэнергетика» в лаборатории электропривода создан аппаратно-лабораторный комплекс.

При разработке экспериментальной установки ставилась задача создания одномассовой электромеханической системы, реализация рассмотренного в работе векторного частотно-токового способа управления АИТ - АД, с комбинированными оптимальными алгоритмами управления, работающей при пусковых режимах.

Функциональная блок-схема экспериментальной установки с современным цифровым управлением изображена на рисунке 4.1. Центральным элементом которой является плата управления (ПУ) с процессором STM32F407.

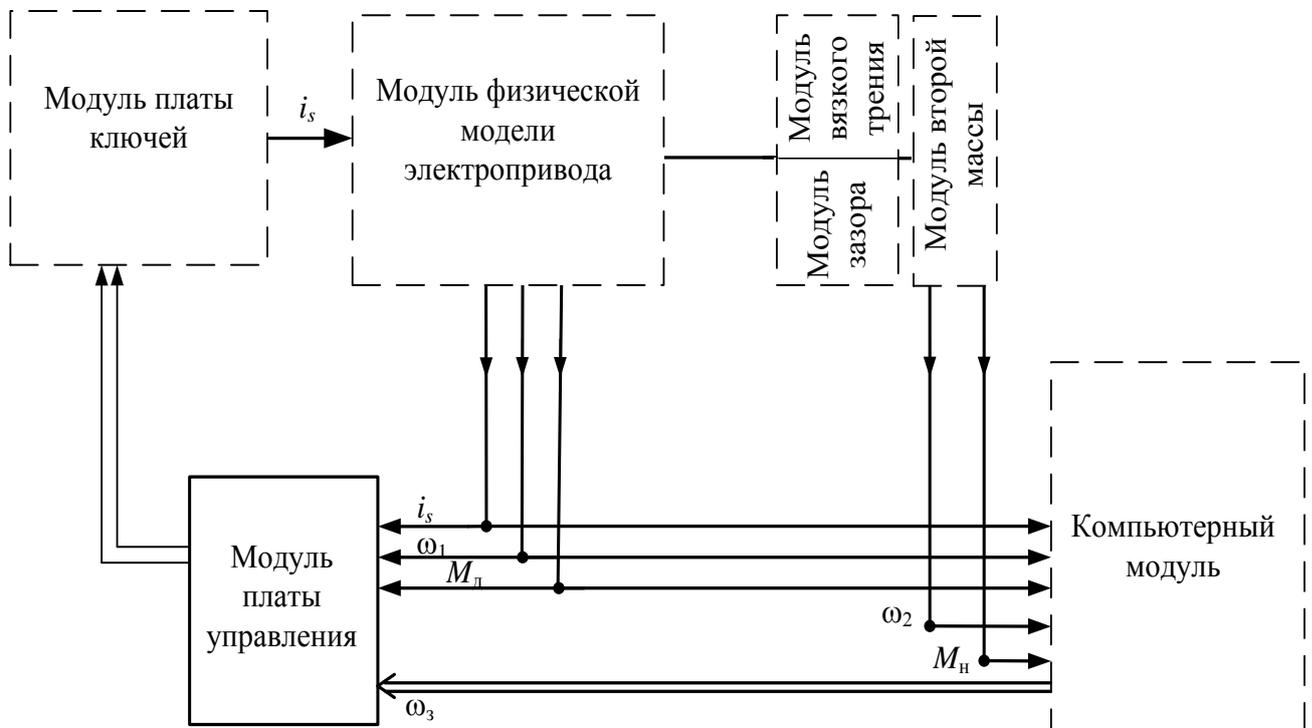


Рис. 4. 1. Функциональная блок-схема экспериментальной установки

Модуль физической модели электропривода представляет собой электромеханическую систему - асинхронный двигатель, мощностью на несколько порядков ниже экскаваторного электропривода.

Модуль физической модели электропривода соединен с модулем второй массы (J2) , так же в эксперименте присутствуют модуль вязкого трения (BT) и модуль реализующий зазор в передачах (З).

Для силового модуля был использован частотный преобразователь. Он состоит из платы управления и платы ключей, соединяемых проводом - шлейфом. Плата STM32F4DISCOVERY была подключена стандартно, платой управления.

Фактически доказано, что современные преобразователи частоты позволяют значительно сократить энергопотребление оборудования и оптимизировать различные технологические процессы, что в свою очередь ведет к экономии сырья и других ресурсов, а так же способствует улучшения качества конечного продукта. Но, с заменой систем частотного регулирования с использованием тормозных резисторов на системы с использованием рекуперации энергии в сеть, появилась возможность дополнительной экономии. Теперь, энергию, возникающую при торможении двигателей можно возвращать в питающую сеть, осуществляя полную корректировку ее параметров в соответствии с параметрами сети.

Для того чтобы накопленную мощность можно было возвращать в источник переменного тока, в качестве входного выпрямителя привода рекуперации используются преобразователи с ШИМ источником напряжения. Теперь поток мощности переменного тока может течь в любую сторону, током можно управлять и получить почти единичный коэффициент мощности. В случае работы преобразователя частоты в режиме рекуперации, каскад IGBT транзисторов (используемый в приводе в качестве выходного каскада) работает как синусоидальный выпрямитель, преобразующий переменный ток в постоянное напряжение для питания системы. При интенсивном торможении двигателя и, как следствие, превышении напряжения на звене постоянного тока преобразователя частоты выше определенного уровня, каскад IGBT транзисторов ПЧ генерирует ШИМ - сигнал в сторону сети. Это напряжение содержит много высокочастотных гармоник, кото-

рые блокируются индуктивностью и на выходе ПЧ получается синусоидальный ток с малой составляющей высших гармоник. Для синхронизации привода рекуперации с сетью не требуется дополнительного оборудования. Определение частоты и угла вектора сетевого напряжения происходит за счет подачи ШИМ - модулятором трех специальных тестирующих импульсов в питающую сеть.

Плата STM32F4DISCOVERY реализует закон управления координатами электропривода на основании алгоритма на рисунке 4. 2.

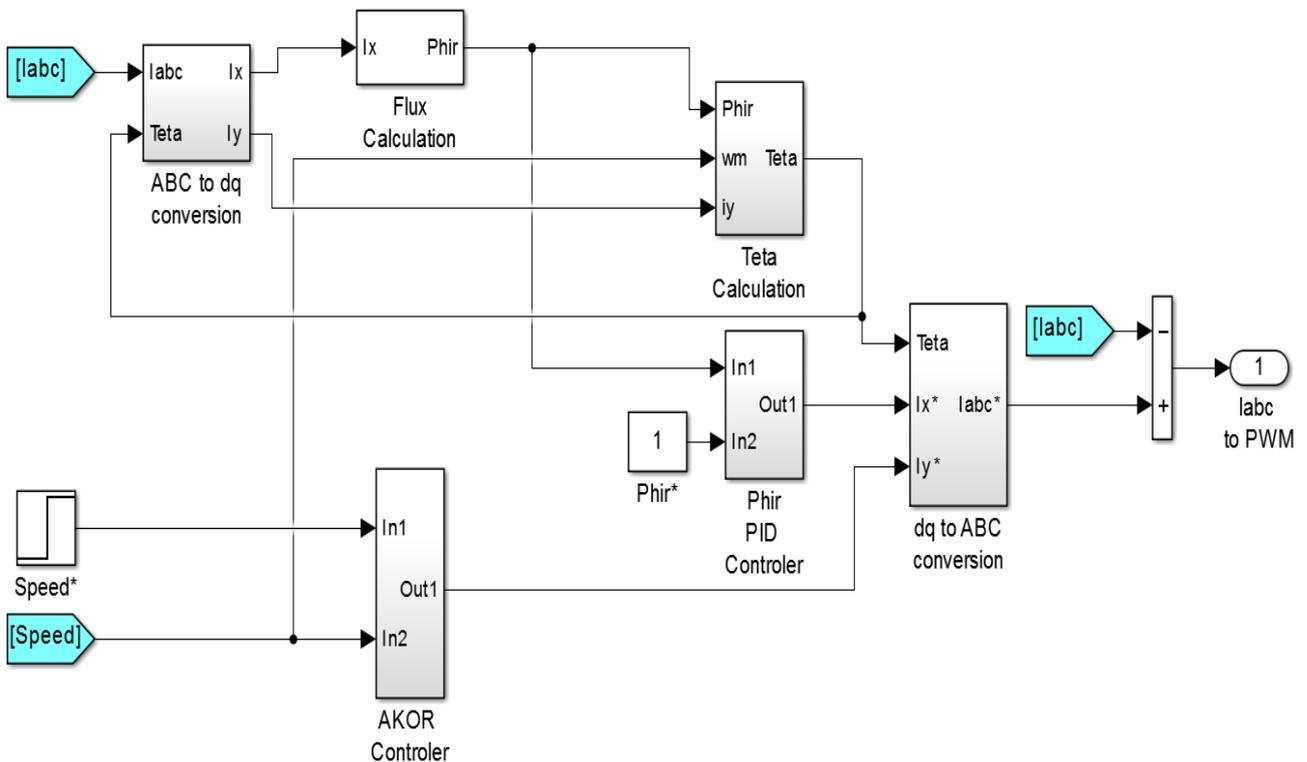


Рис. 4. 2. Модель Simulink алгоритма векторного управления с АКОР

Через USB порт соединённый с компьютером осуществляется регистрация координат объекта, а так же формирование выходных осциллограмм координат.

4.1 Описание блоков и реализация модулей модели

В качестве аппаратной платформы выбрана плата STM32F4DISCOVERY, процессор которой позволяет реализовывать сложные численные алгоритмы и содержит всю необходимую периферию. Фрагменты кода для генерации ШИМ (16-разрядные частоты генерации пространственного вектора ШИМ, частота ШИМ может быть легко отрегулирована, разрешение 11 бит на 17.6 кГц), считывания инкрементального энкодера и реализации рекуперации электроэнергии в сеть взяты из библиотеки STM32 FOC firmware libraries v2.2, архитектура прошивки представлена на рисунке 4.3 [6].

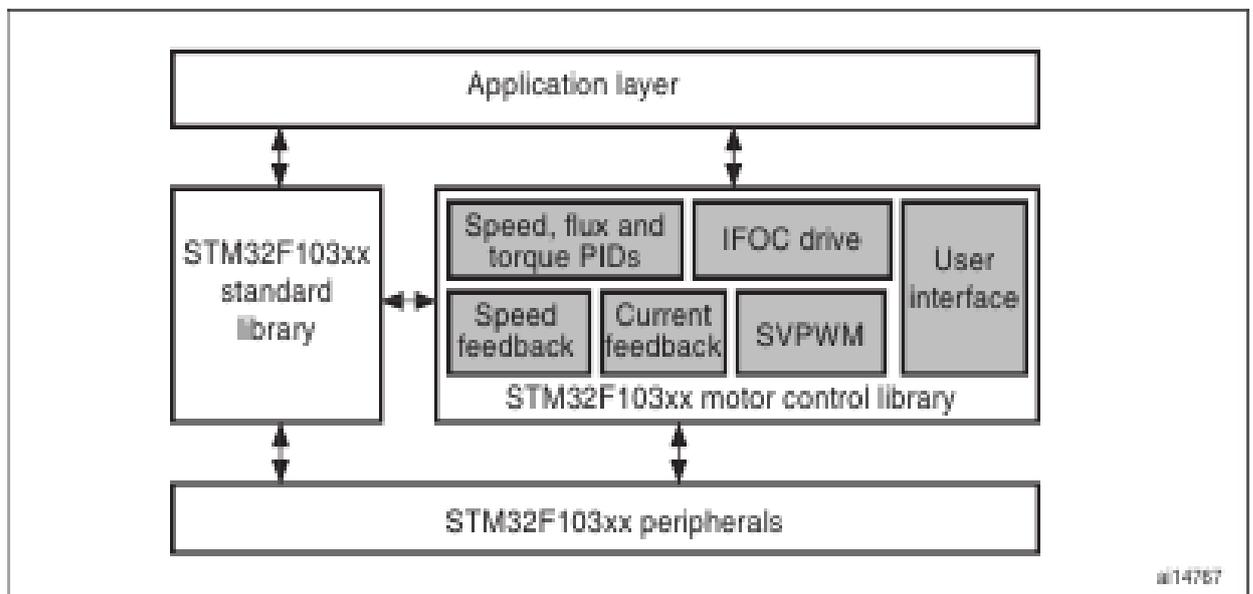


Рис. 4. 3. Архитектура прошивки.

Модель Simulink алгоритма векторного управления была транслирована в код на языке Си с помощью встроенного в MATLAB средства Coder Generation. В качестве стратегии интегрирования выбрана одношаговая схема (ode1). Вся арифметика алгоритма реализована с плавающей точкой одинарной точности (float), которую аппаратно поддерживает микроконтроллер STM32F4. Ядро процессора работает на частоте 168 МГц. Время расчета одного цикла алгоритма -

150 мкс. Частота дискретизации алгоритма была выбрана в 500 мкс. KEIL и Vision 4.70 были использованы в качестве компилятора исходного кода. Для отладки внутренние сигналы алгоритма управления выводились на два встроенных в микроконтроллер ЦАП.

Далее приведены характеристики и описание микроконтроллера STM32F4, а блок-схема микроконтроллера STM32F4 изображена на рисунке 4. 4.

Микроконтроллер STM32F407VG имеет 32-разрядное RISC-ядро ARM Cortex-M4F и является новым поколением ARM-процессоров для встраиваемых систем. Оно разработано для применения в недорогих платформах и удовлетворяет потребностям в МК с уменьшенным количеством выводов и низкой потребляемой мощностью, наряду с детерминированным ответом на прерывания. Ядро работает на частоте до 168 МГц и имеет блок арифметики с плавающей точкой (FPU), который поддерживает все ARM-инструкции и типы данных одинарной точности.

ARM Cortex-M4F обладает исключительной эффективностью кода, совмещая высокую производительность, характерную для ARM, с используемым объемом памяти, соответствующим 16- или даже 8-разрядным микроконтроллерам. Процессор поддерживает набор DSP-инструкций, который позволяет эффективно обрабатывать сигналы и выполнять сложные алгоритмы управления. Для ускорения разработки программного обеспечения с применением модуля операций с плавающей точкой (FPU) имеется инструментарий, использующий особый метаязык. Поддержка семейства STM32F4 имеется во всех основных средах разработки для ARM-микроконтроллеров. Микроконтроллер STM32F407VG имеет высокоскоростную встроенную память (1 Мбайт Flash и 192 кбайт SRAM), до 4 кбайт SRAM для хранения резервных копий переменных и большое количество расширенных линий I/O и периферийных модулей, подключенных к двум шинам APB, двум шинам ANB и 32-битной мульти-ANB матрице шин. Все МК в семействе имеют в своем составе три 12-разрядных 24-х канальных АЦП (минимальное время преобразования 0,57 мкс, при частоте ядра 169 МГц), 2 ЦАП, мощный микроблок RTC, двенадцать 16-разрядных таймеров общего назначения, включая два

таймера с ШИМ для управления электродвигателями, два 32-разрядных таймера общего назначения, настоящий аналоговый генератор случайных чисел (RNG) и модуль криптографического ускорителя. Кроме того, в состав МК входят стандартные и расширенные интерфейсы обмена данными: до трех модулей I2C; три модуля SPI, два модуля I2S (полнодуплексные); 4xUSART и 2xUART; модули USB OTG full-speed и USB OTG high-speed с поддержкой full-speed (ULPI); 2xCAN; интерфейс SDIO/MMC; интерфейсы Ethernet и видеокamеры (только в микросхемах STM32F4x7). Для достижения точности работы, соответствующей классу «аудио», периферийные модули I2S необходимо тактировать от специальных внутренних генераторов с ФАПЧ или от внешнего источника сигнала.

К новым расширенным периферийным блокам, появившимся в семействе STM32F4, относятся: SDIO; гибкий расширенный контроллер статической памяти FSMC (для микросхем в корпусе со 100 выводами и более); интерфейс видеокamеры для CMOS-датчиков, аналоговый генератор случайных чисел и криптографический ускоритель. В семействе STM32F4 имеется 4 подсемейства, которые отличаются наличием или отсутствием Ethernet-интерфейса, интерфейса видеокamеры и криптографического сопроцессора. Несмотря на расширенный набор инструкций, приближающий микроконтроллеры семейства STM32F4 к цифровым сигнальным процессорам, их можно использовать в качестве обычных МК благодаря богатому набору периферийных блоков, стандартному для устройств с ядром Cortex-M. STM32F4xx выпускаются в 4 типах корпусов с количеством выводов от 64 до 176, при этом в зависимости от количества выводов несколько меняется состав периферийных модулей, входящих в их состав.

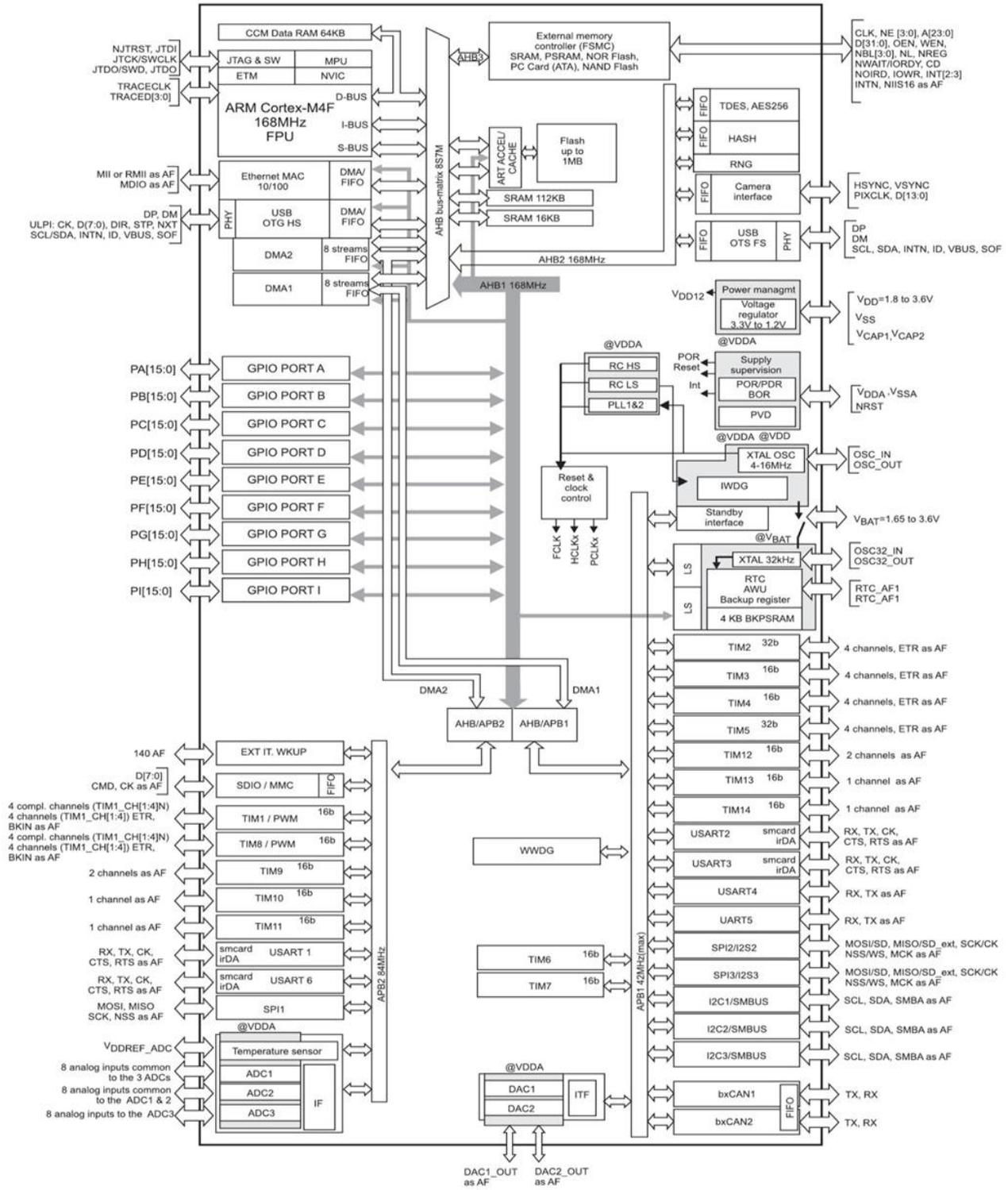


Рис. 4. 4. Блок-схема микроконтроллера STM32F407.

Адаптивный акселератор памяти реального времени (ART Accelerator) — это ускоритель памяти, оптимизированный для использования в стандартных для

промышленности МК с ядром ARM Cortex-M4F, таких как семейство STM32F4. Он служит для «балансирования» производительности ядра и Flash-памяти, которая обычно требует ожидания со стороны процессора, работающего на высокой частоте.

Для обеспечения полной производительности процессора 210 DMIPS на частоте 168 МГц акселератор производит предварительную выборку инструкций и организует кэш переходов в 128-разрядный буфер памяти, что ускоряет выполнение кода программы. Как показывают результаты теста CoreMark, производительность, достигаемая благодаря ART-акселератору, соответствует нулевому времени ожидания выборки инструкции из Flash-памяти CPU при частоте до 168 МГц.

Блок защиты памяти (MPU) используется для управления доступом CPU к памяти, чтобы предотвращать возможность нежелательного изменения областей памяти, используемых другой задачей. Массив памяти, управляемый блоком MPU, разделен на 8 защищенных областей. Размер защищенной области памяти может находиться в диапазоне между 32 байт и 4 Гбайт. Блок MPU особенно полезен для приложений, в которых некоторый критичный или сертифицированный код необходимо защищать от доступа со стороны других задач, которые обычно управляются одной из ОС реального времени (RTOS). Если программа пытается получить доступ к области памяти, защищенной блоком MPU, то RTOS посылается специальный сигнал, который приводит к выполнению заранее заданных действий по обработке внештатной ситуации. В рабочем окружении RTOS ее ядро может динамически обновлять настройки блока MPU, основываясь на выполняемых задачах. Блок MPU является необязательным и его можно отключить, если он не требуется для выполнения текущих задач.

Модуль вычисления контрольных сумм (CRC unit) используется для получения 32-разрядных контрольных сумм с заданным полиномом. Наряду с другими приложениями, основанная на CRC техника используется для контроля над обменом данными их целостностью. В стандарте EN/IEC 60335-1 предлагается конкретный метод контроля целостности Flash-памяти. Модуль вычисления CRC по-

могает вычислять контрольную сумму программы в процессе ее выполнения, для сравнения с сигнатурой, вычисленной во время сборки программы и хранящейся в специально выделенной области памяти. Такой контроль служит для предотвращения модификации кода программы во время ее выполнения.

Встроенное ОЗУ (SRAM). Все микроконтроллеры STM32F4 имеют до 192 кбайт системной SRAM, включая 64 кбайт тесно связанного (CCM) ОЗУ данных (data RAM), к которому со стороны процессора имеется прямой доступ. Доступ ко всем областям ОЗУ может осуществляться на частоте CPU с нулевым временем ожидания. Дополнительно имеется область резервного ОЗУ (backup SRAM) размером 4 кбайт.

Схема подключения и задействованных выводов микроконтроллера представлена на рисунке 4. 5.

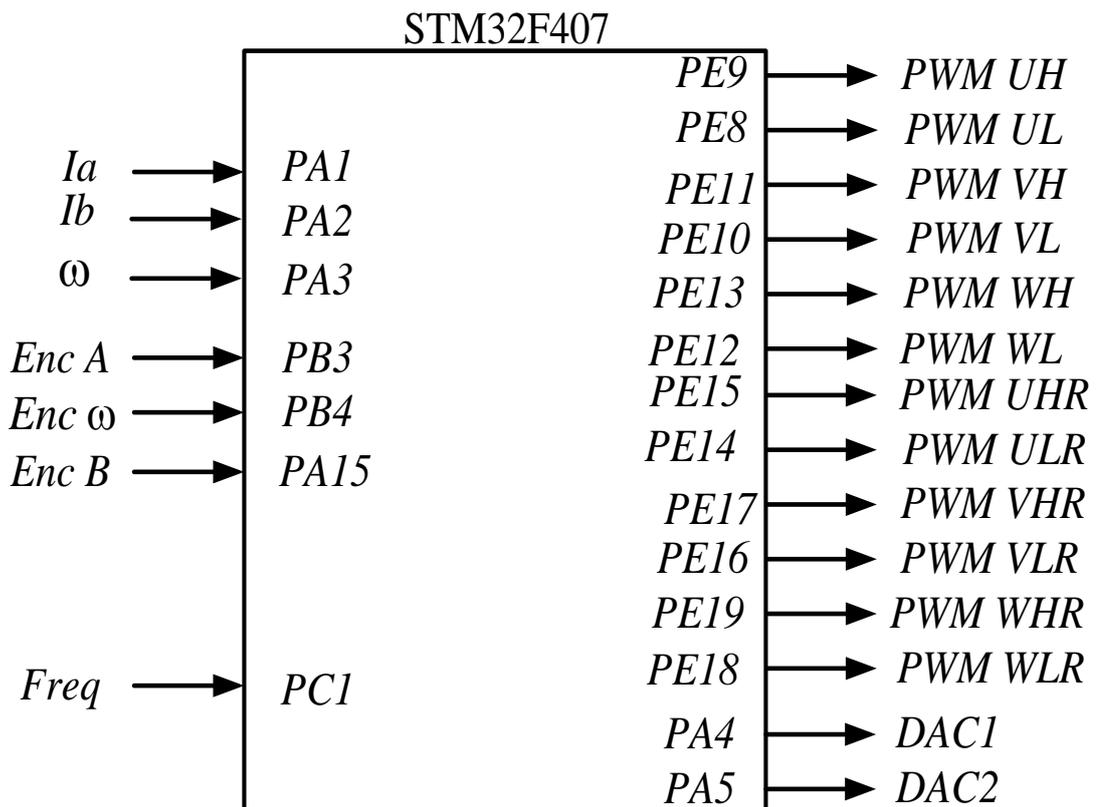


Рис. 4. 5. Блок-схема микроконтроллера STM32F407.

В качестве датчиков тока использовались LEM НХ03-Р, сигнал с которых

нормировался к интервалу 0 - 3 В с помощью операционного усилителя. Компенсация дрейфа нуля датчиков в микроконтроллере реализована с помощью скользящего среднего с интервалом 1 с для динамической калибровки нуля.

Задание скорости осуществляется с помощью компьютерного модуля, подключенного к микроконтроллеру.

Задачи сбора, обработки, отображения информации и управления экспериментальной установкой решаются при помощи специального программного обеспечения. Все поступающие на компьютер сигналы программа представляет в виде средних или мгновенных значений в графической форме. В интерфейсной части в окне «команды» задается временной интервал работы экспериментальной установки, базисные значения поступающих сигналов для представления в относительных единицах и их смещения для удобства последующей обработки полученной информации.

Модуль транзисторного преобразователя представляет собой мостовую схему соединения транзисторов IGBT типа и подключен к источнику стабилизированного постоянного напряжения. Функциональная схема модуля изображена на рисунке 4.6.

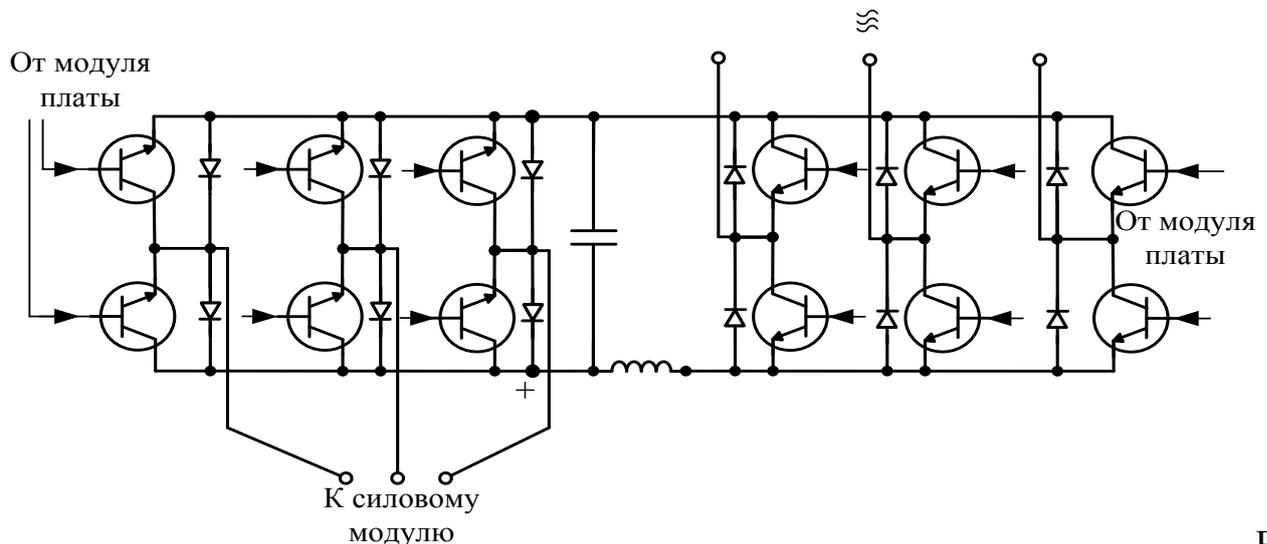


Рис.

4.6. Функциональная схема модуля соединения транзисторов IGBT типа.

Измерение момента и угловой скорости осуществляется с помощью датчика крутящего момента (Д1) М40. М40-5 – датчик крутящего момента цифрового ти-

па, предназначен для измерения крутящего момента и допускает использование при высоких частотах вращения до 30000 об./мин

Датчик М40-5 имеет как цифровой (интерфейс RS232/485), так и аналоговый ($\pm 5В$) выходы и могут непосредственно подключаться к компьютеру для мониторинга процесса измерений и сохранения данных. Датчик М40-5 оснащен оптоэлектронным датчиком частоты вращения.

Датчики крутящего момента М40-5 позволяют измерять как статический, так и динамический, быстроизменяющийся крутящий момент положительной и отрицательной полярности.

Тип	Номинальный измеряемый крутящий момент	Максимальная частота вращения
М40-5	5Нм	30 000 мин ⁻¹

Элемент J2 эмитирует инерционность второй массы экскаваторного электропривода механизма поворота. Полная функциональная схема экспериментальной установки приведена на рисунке 4. 7. На рисунке 4. 8 представлен внешний вид платы STM32F4DISCOVERY. Внешний вид экспериментальной установки показан на рисунках 4. 9 - 4. 10.

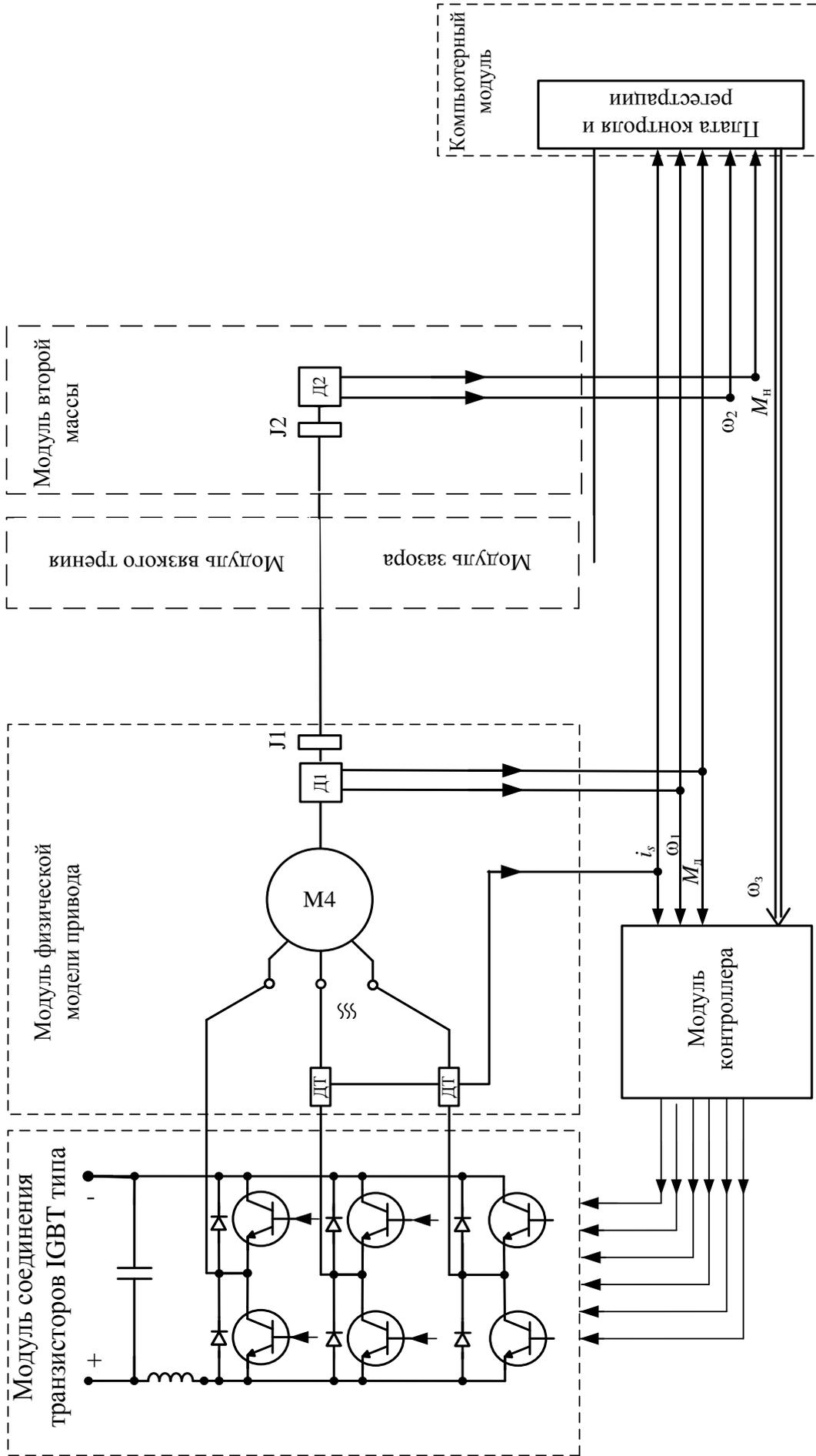


Рисунок 4. 7. Функциональная схема экспериментальной установки

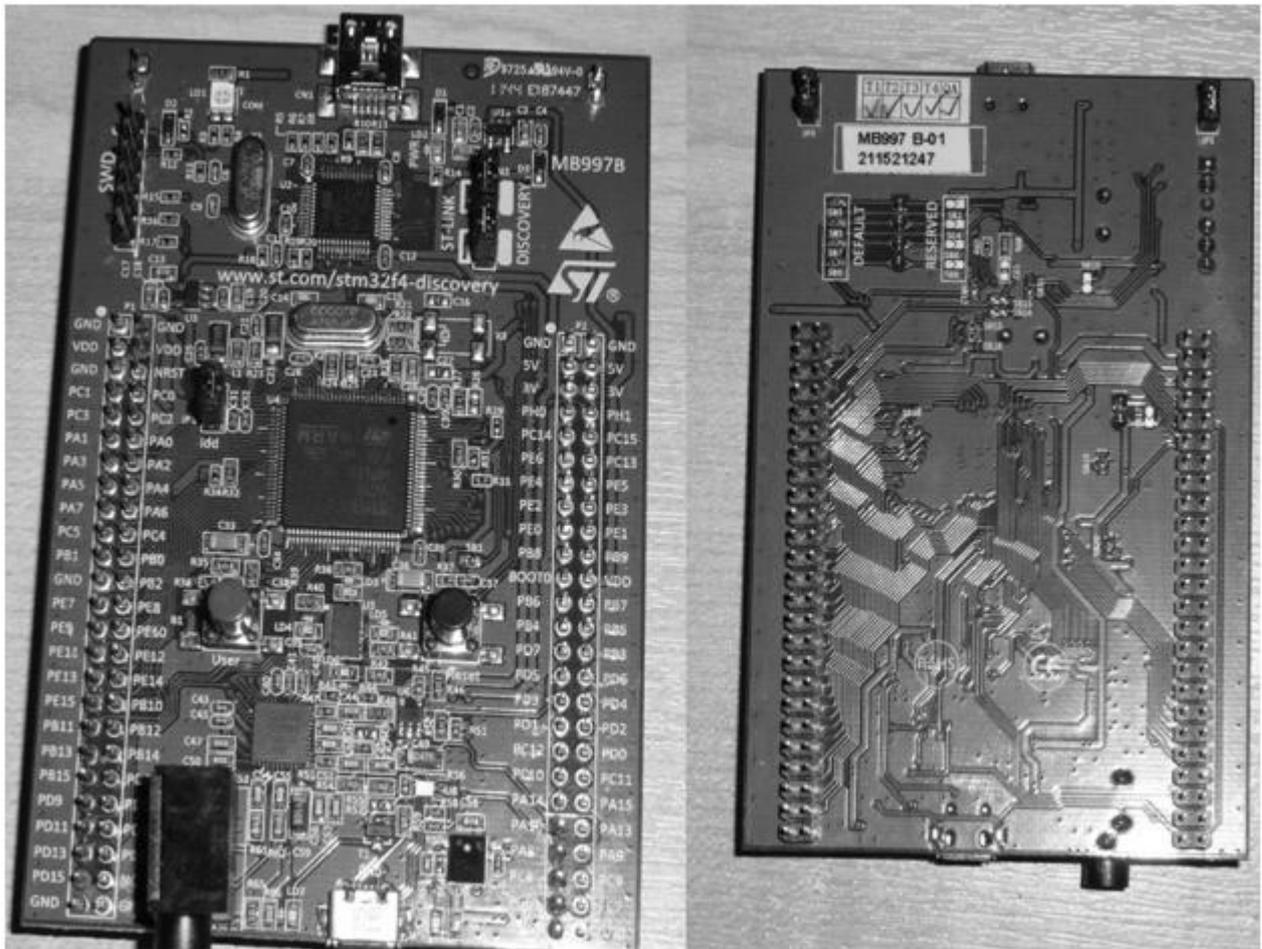


Рис. 4. 8. Внешний вид платы STM32F4DISCOVERY

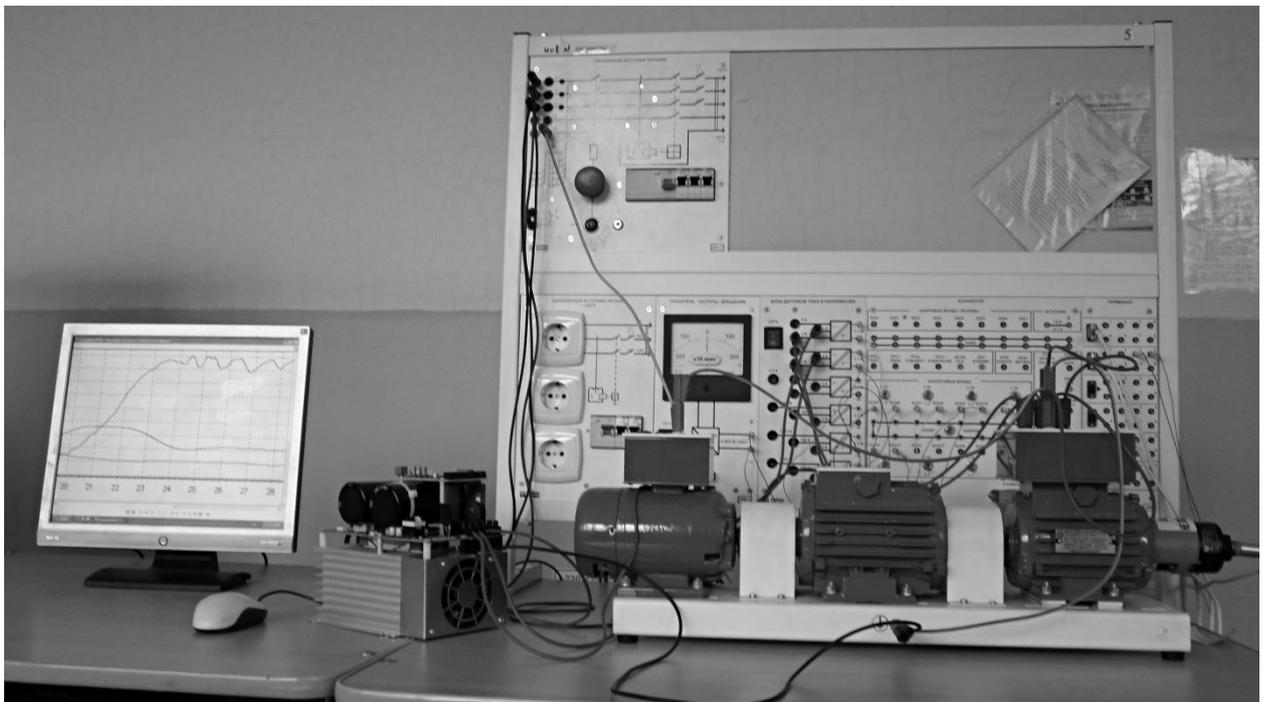


Рис. 4. 9. Внешний вид экспериментальной установки

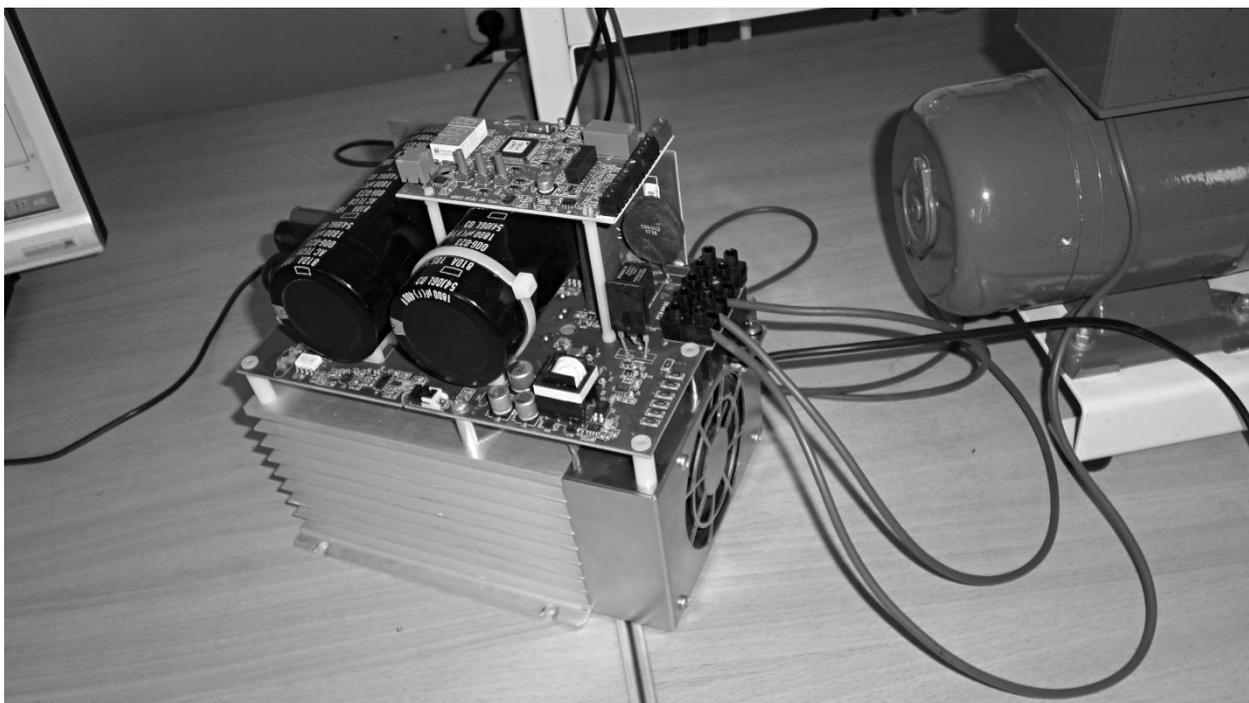


Рис. 4. 10. Внешний вид экспериментальной установки

4.2 Экспериментальное исследование электропривода с комбинированной оптимальной системой управления

Из-за того, что параметры экспериментальной установки и исследуемого объекта различны, то для проверки теоретических выкладок было произведено моделирование данной установки при различных весовых коэффициентах критерия оптимальности и различной нагрузки. Для удобства отображения результатов все осциллограммы переходных процессов приведены в относительных единицах, в качестве базовых брались номинальные значения координат. При моделировании время указано в секундах, а на графиках, построенных по экспериментальным данным в миллисекундах.

Далее на рисунках представлены результаты моделирования и экспериментов.

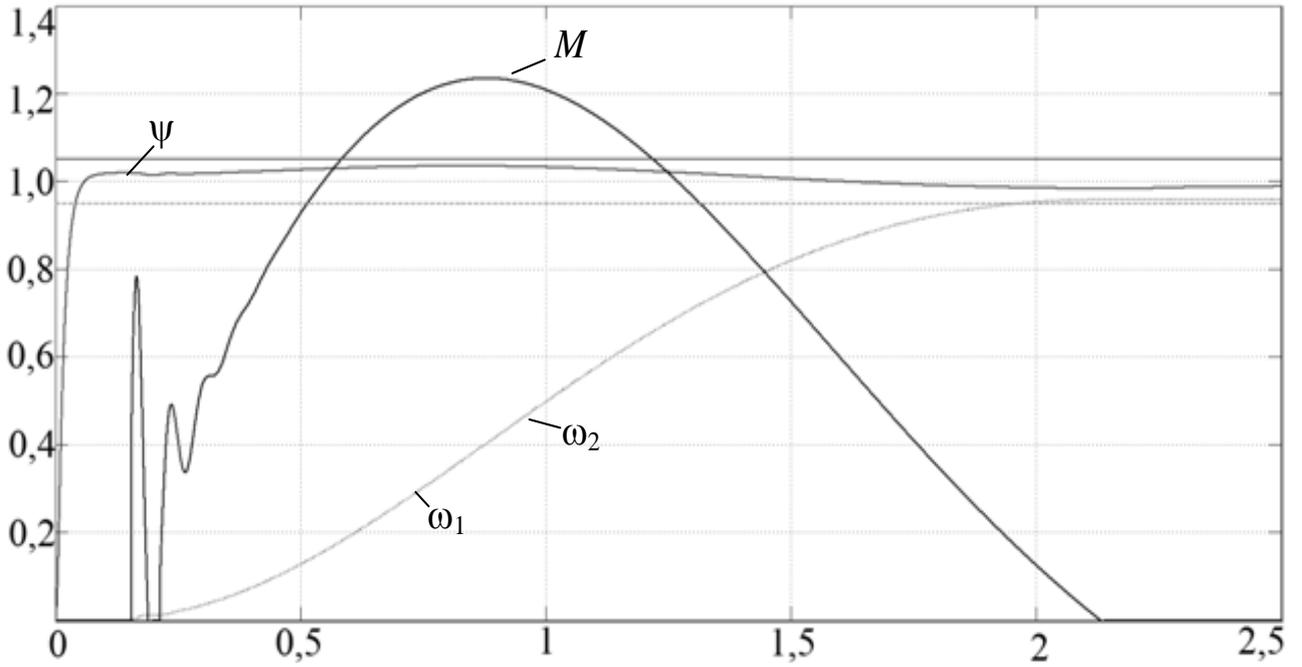


Рис. 4. 11. Переходные процессы моделирования пуска с КОСУ по i_s и ω_1 при

$$k_{\omega 1} = 10$$

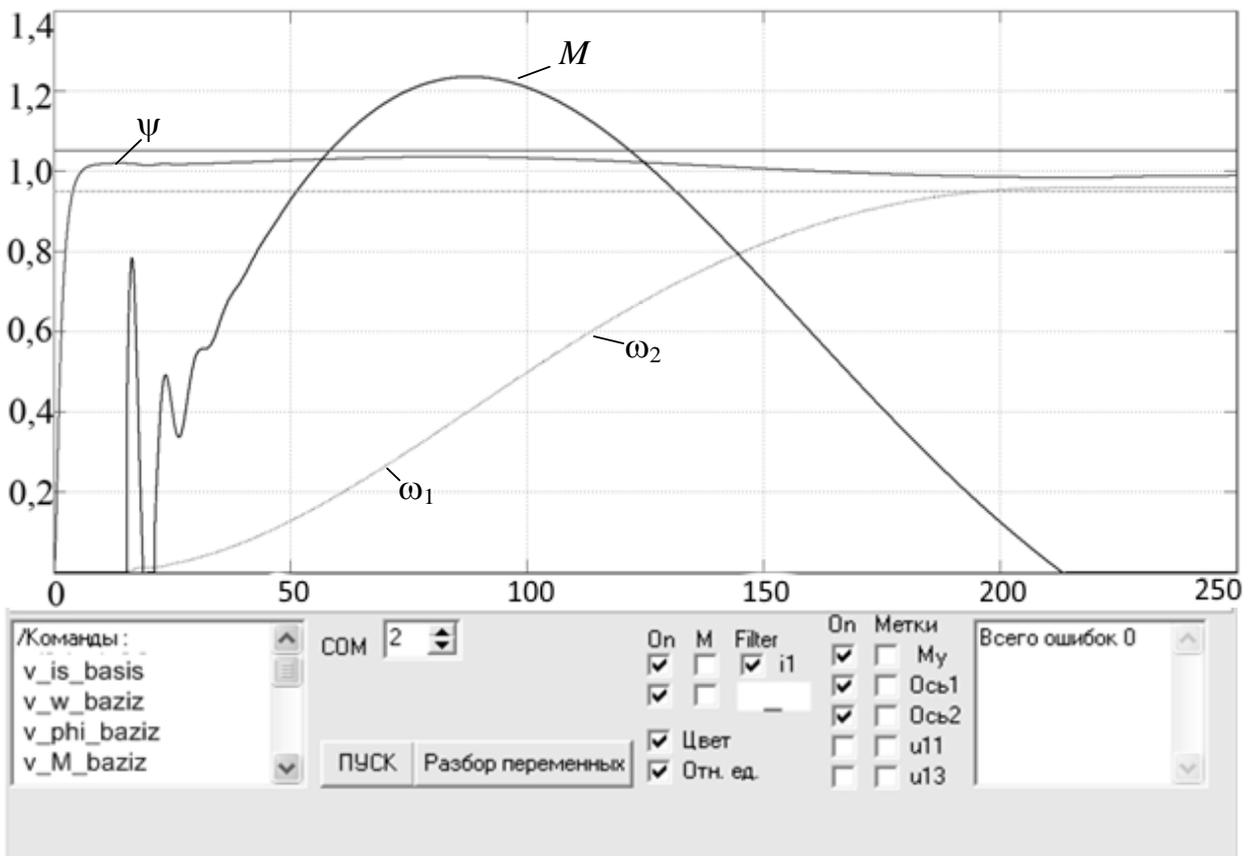


Рис. 4. 12. Экспериментальные переходные процессы при пуске с КОСУ по

$$i_s \text{ и } \omega_1 \text{ при } k_{\omega 1} = 10$$

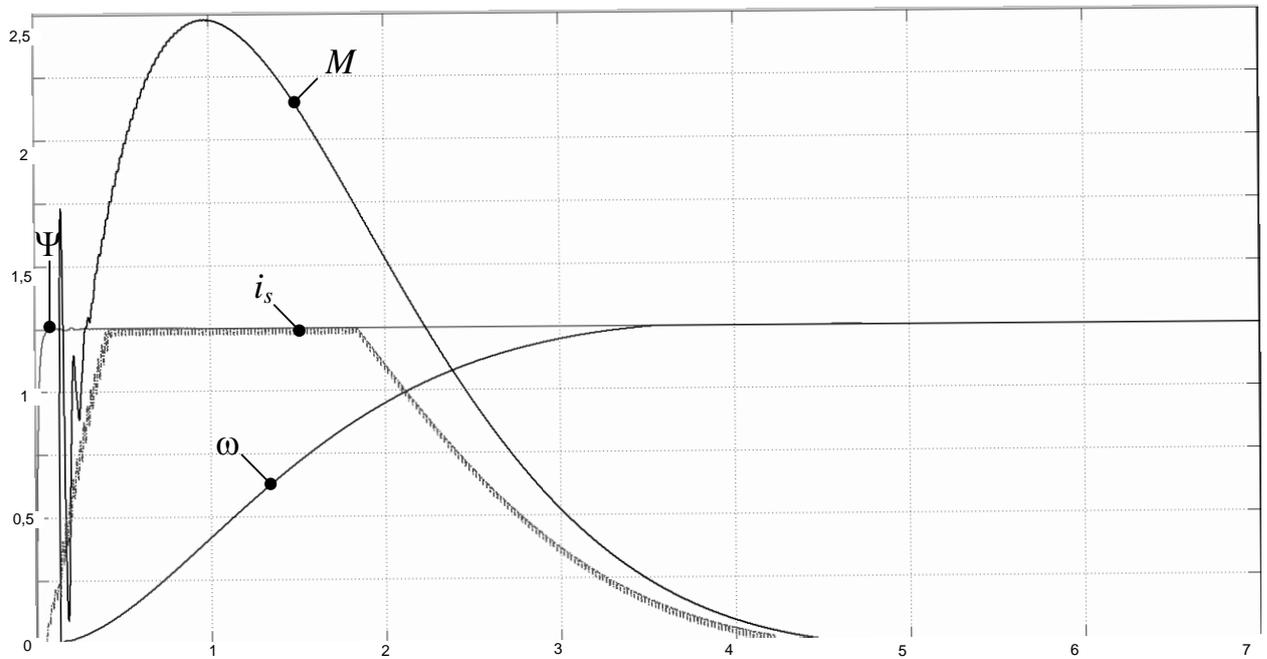


Рис. 4.13. Переходные процессы моделирования пуска с с КОСУ по

$$M_y \text{ и } \omega_2 \text{ при } k_{\omega\omega 2} = 0,2$$

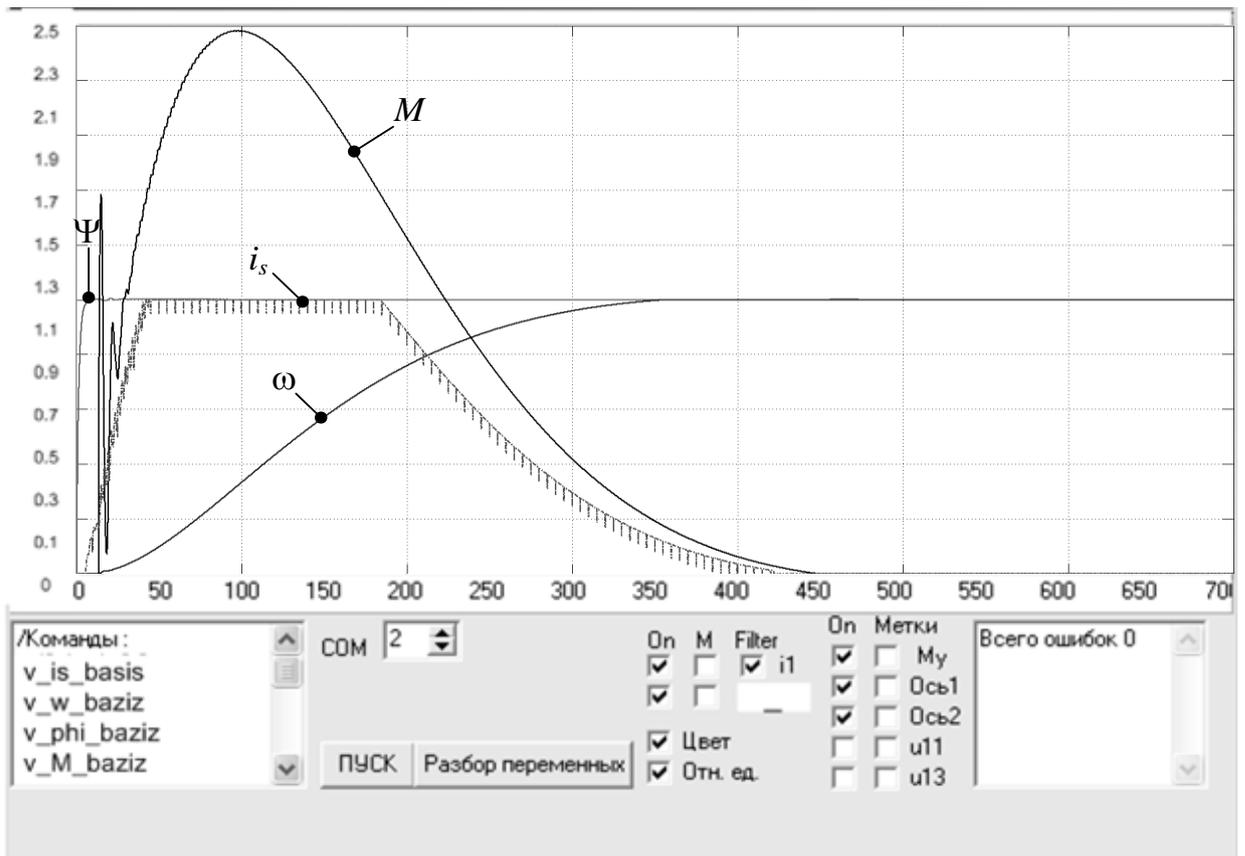


Рис. 4.14. Экспериментальные переходные процессы при пуске с КОСУ по

$$M_y \text{ и } \omega_2 \text{ при } k_{\omega\omega 2} = 0,2$$

Сопоставляя полученные результаты (рис. 11), можно видеть, то, что в опытных данных наблюдаются наиболее сильные колебания токов статора, которые вызваны реализацией ШИМ модуляции и использованием транзисторов IGBT типа. Также при эксперименте ток статора и упругий момент показывают большие значения по сравнению с результатами имитирования. В целом результаты моделирования и проведенного опыта близки друг к другу и входят в инженерную зону отклонения равную 5%.

Таким образом, экспериментальные переходные процессы подтверждают результаты компьютерного имитирования и правильность теоретических заключений, и на этом основании предполагается, что исследованные законы управления будут точно отработаны и в других режимах работы.

4.3 Выводы

1. С помощью экспериментальной установки проверена возможность реализации рассмотренных законов комбинированного оптимального управления электромеханической системой.

2. В результате сравнения экспериментальных данных с результатами моделирования выявлено их совпадение.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе были рассмотрены различные варианты синтеза алгоритмов управления с последовательной коррекцией и комбинированных оптимальных систем управления для электропривода поворотного механизма экскаватора, выполненного по системе генератор – двигатель и по системе преобразователь частоты – асинхронный двигатель. Применение комбинированных оптимальных систем управления позволяет получить инвариантную к внешним возмущениям систему и снизить максимальный бросок динамического момента и время переходного процесса.

Основные результаты диссертации заключаются в следующем:

1. Построена математическая модель асинхронного короткозамкнутого двигателя с учётом различного числа фаз. Показано, что при числе фаз равном девяти наблюдается уменьшение бросков динамического момента и увеличение критического момента двигателя при пуске.

2. Разработан экскаваторный электропривод поворотного механизма экскаватора по системе преобразователь частоты-асинхронный двигатель с последовательной коррекцией координат.

3. Разработаны комбинированные оптимальные алгоритмы систем управления для электроприводов поворотного механизма экскаватора, позволяющие ограничивать максимальные броски динамического момента и повысить производительность экскавации.

4. В результате моделирования электропривода постоянного и переменного тока с КОСУ наилучшими показали себя системы с коррекцией питающего напряжения и оптимальным регулированием по $i_{\text{я}}$ и ω_1 и с коррекцией потокосцепления ротора и оптимальным регулированием по i_{sy} и ω_1 соответственно. Выявлено, что они отвечают желаемым требованиям в ограничении максимальных бросков динамического момента и уменьшения времени переходного процесса.

5. Исследовано влияние весовых коэффициентов критерия оптимальности на динамические характеристики приводов на основе ПЧ-АД и Г-Д, обоснованы и даны рекомендации по их выбору. Предложен способ выбора весовых коэффициентов критерия оптимальности, заключающийся в нахождении пересечения областей допустимых значений координат объекта управления.

6. Наибольший эффект от применения комбинированных оптимальных систем управления наблюдается в электроприводе ПЧ-АД.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Алексеев, В.В. Электрические машины. Моделирование электрических машин электроприводов горного оборудования [текст]: учеб. пособие / В.В. Алексеев, А.Е. Козярук, Э.А. Загривный. – СПб.: Санкт-Петербургский государственный горный институт (технический университет), 2006. – 58 с.
2. Андриевский, Б.Р. Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB [текст] / Б.Р. Андриевский, А.Л. Фрадков. – СПб.: Наука, 2000. – 475 с.
3. Афанасьев, В.Н. Математическая теория конструирования систем автоматического управления [текст]: учебник для вузов / В.Н. Афанасьев, В.Б. Колмановский, В.Р. Носов. – 3-е изд., испр. и доп. – М.: Высш. шк., 2003. – 614 с.: ил.
4. Башарин, А.В. Управление электроприводами [текст]: учеб. пособие для вузов / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. – 392с., ил.
5. Беллман, Р. Динамическое программирование [текст] / Р. Беллман. – М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1960.
6. Борисевич А.В., Омельченко Н.В. Реализация векторного управления асинхронным электродвигателем на микроконтроллере STM32F4 // Современные научные исследования и инновации. 2014. № 4. Ч. 1 [Электронный ресурс]. URL: <http://web.snauka.ru/issues/2014/04/33144> (дата обращения: 02.06.2017).
7. Бражников, В.Ф. Теория установившихся электромагнитных процессов в многофазном инверторном асинхронном электроприводе [текст]: в 2-х ч., Ч. 1: Многофазные асинхронные двигатели. / Бражников, В.Ф., Соустин, Б.П. – Красноярск: Изд-во Краснояр. ун-та, 1984. – 177 с.
8. Бражников, В.Ф. Теория установившихся электромагнитных процессов в многофазном инверторном асинхронном электроприводе [текст]: в 2-х ч., Ч. 2: Многофазный асинхронный инверторный электропривод. / Бражников, В.Ф., Соустин, Б.П. – Красноярск: Изд-во Краснояр. ун-та, 1985. – 139 с.

9. Бушев, А.В. Полиномиальный подход к синтезу квазиоптимального по быстродействию электропривода с переменной структурой [текст] / А.В. Бушев // Мехатроника, автоматизация управление. – 2006. – №1 С.18–21.
10. Бушев, А.В. Система управления электроприводом с переменной структурой [текст] / А.В. Бушев, В.А. Бушев // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2006. – С. 65–70.
11. Валиев, Р.М. Методика синтеза систем управления экскаваторными электроприводами [текст] / Р.М. Валиев // Горный информационно-аналитический бюллетень. – 2007. – №4 – С. 198–206.
12. Валиев, Р.М. Разработка структур систем управления электроприводами главных механизмов одноковшовых экскаваторов-мехлопат [текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Валиев Рустам Мансурович. – М., 2007. – 150 с. – Библиогр.: 131–140 с.
13. Волков, Д.П. Динамика и прочность одноковшовых экскаваторов [текст] / Д.П. Волков, – М.: Машиностроение, 1965. – 464 с.
14. Волков, Д.П. Динамика электромеханических систем экскаваторов [текст] / Д.П. Волков, Д.А. Каминская. – М.: Машиностроение, 1971. – 384 с.
15. Герман-Галкин, С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК [текст]. - СПб. КОРОНА - Век, 2008. - 368 с.
16. Вуль, Ю.Я. Наладка электроприводов экскаваторов [текст] / Ю.Я. Вуль, В.И. Ключев, Л.В. Седаков. 2-е изд., перераб. и доп. – М: Недра, 1975. – 312 с.
17. Дыда, А.А. Адаптивное управление с переменной структурой с парными и нелинейными деформируемыми поверхностями переключения [текст] / А.А. Дыда, В.Е. Маркин // Информационные системы управления. – М., 2003. – №1(5). – С. 100–105.
18. Дьяченко, Н.С. Исследование динамики главных электроприводов с последовательной коррекцией координат [текст] / Н.С. Дьяченко, И.С. Рублевский, А.В. Коловский // Современная техника и технологии: Сб. тр. XIV Между-

нар. научн.-практ. конф. студентов, аспирантов, и молодых ученых в 3-х томах. Т. 1. – Томск: Изд-во ТПУ, 2008. – С. 364–366

19. Емельянов, С.В. Бинарные системы автоматического управления [текст] / С.В. Емельянов. – М.: МНИИПУ, 1984. – 314 с.

20. Емельянов, С.В. Избранные труды по теории управления [текст] / С.В. Емельянов; [отв. Ред. С.К. Коровин]. – М.: Наука, 2006. – 450 с. – (Памятники отечественной науки. XX век).

21. Емельянов, С.В. Новые типы обратной связи: Управление при неопределенности [текст] / С.В. Емельянов, С.К. Коровин. – М.: Наука. ФИЗМАТЛИТ, 1997. – 352 с.

22. Завьялов, В.М. Многокритериальное управление асинхронным электроприводом [текст] / В.М. Завьялов, А.А. Нестеров, И.Ю. Семькина // Вестн. КузГТУ, 2005. – №1 – С. 81-84.

23. Изосимов, Д.Б. Скользящий режим в электроприводе [текст]: аналитический обзор / Д.Б. Изосимов, С.Е. Рывкин. – М.: Препринт. Институт проблем управления, 1993. – 124 с.

24. Ильинский, Н.Ф. Основы электропривода [текст]: учеб. пособие для вузов / Н.Ф. Ильинский. – М.: Изд-во МЭИ, 2003. – 221 с., ил.

25. Иржак, Ю.М. Опыт автоматизации рабочих процессов одноковшовых экскаваторов [текст]: обзор / Ю.М. Иржак, В.Н. Полузадов, Л.А. Антропов. – М.: ЦНИЭИуголь, 1984. – 47 с.

26. Исследование динамики электромеханических систем электропривода инерционных механизмов [текст]: отчет о НИР / МЭИ; рук. Ключев В.И. – Москва, 1974. – 164 с. – № ГР 70002532. – Инв. № Б337987.

27. Исследование прогнозирующего управления электротехническими системами ветровых электростанций [текст] / А.А. Колесников, Е.Я. Глушкин, А.В. Букатов, А.В. Коловский // Вести высших учебных заведений Черноземья. – 2008. – №3(13), – С. 24–26.

28. Калман, Р. Очерки по математической теории систем [текст] / Р. Калман, П. Фалб, М. Арбиб. – М.: Мир, 1971.

29. Квакернак, Х. Линейные оптимальные системы управления [текст] / Х. Квакернак, Р. Сиван. – М.: Мир, 1977. – 650 с.
30. К вопросу об исследовании стохастических электромеханических систем [текст] / В.П. Кочетков, Е.Я. Глушкин, П.Э. Подборский, А.А. Колесников // Изв. вузов. Электромеханика. – 2005. – №6. – С. 16–20.
31. Ким, Д.П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы [текст] / Д.П. Ким. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.
32. Ким, Д.П. Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы [текст]: учеб. пособие / Д.П. Ким. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 464 с.
33. Ключев, В.И. Ограничение динамических нагрузок электропривода [текст] / В.И. Ключев. – М.: Энергия, 1971. – 320с.
34. Ключев, В.И. Теория электропривода [текст]: учебник для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с., ил.
35. Ключев, В.И. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов [текст]: учебник для вузов / В.И. Ключев, В.М. Терехов. – М.: Энергия, 1980. – 360 с., ил.
36. Ключев В.И. Разработка и исследование экскаваторных электроприводов // Электротехника. – 1995. – № 10. – С. 20 – 24.
37. Курочкин, Н.С. Динамика автоматизированного электропривода с комбинированной оптимальной системой управления [текст] / Кочетков В. П., Курочкин Н. С // Вестник СибГАУ. 2016. Т. 17. № 2. С. 393–402.
38. Курочкин, Н.С. Динамика экскаваторного электропривода переменного тока с комбинированной оптимальной системой управления [текст] / Кочетков В. П., Курочкин Н. С // Известия вузов. Горный журнал. – 2017. – № 1. – С. 109-116.
39. Курочкин, Н.С. Моделирование и исследование динамики электропривода поворота экскаватора с комбинированной оптимальной системой управления [текст] / В.П. Кочетков, Н.С. Курочкин, А.В. Коловский, Е.Я. Глуш-

кин // Автоматизация процессов управления – Научно-производственное объединение "Марс". – 2016. – №3 (45). – С. 30–37.

40. Курочкин, Н.С. Исследование динамики электропривода поворота экскаватора с комбинированной оптимальной системой управления [текст] / В.П. Кочетков, Н.С. Курочкин // Вестник Уфимского государственного авиационного технического университета ГОУ ВПО "Уфимский государственный авиационный технический университет" г. Уфа. – 2016. – Т.20 №3 (37). – С. 101–106.

41. Курочкин, Н.С. Синтез комбинированной оптимальной системы управления для асинхронных электроприводов экскаваторов [текст] / Н.С. Курочкин // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: Труды Седьмой Всерос. научн.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Новокузнецк: СибГИУ, 2016. – С. 162–169.

42. Курочкин, Н.С. Переходные процессы электрического привода с квазиоптимальной системой управления [текст] / Н.С. Курочкин // Результаты фундаментальных и прикладных исследований в России и за рубежом. Материалы международной научно-практической конференции – Новокузнецк: НИЦ «Поволжская научная корпорация», 2016. – С. 151–153.

43. Коловский, А.В. Синтез системы управления с переменной структурой экскаваторным электроприводом при управляющем воздействии [текст] / А.В. Коловский, Е.М. Бартош, Д.И. Кокорин // Современная техника и технологии: сб. трудов XIV Междунар. научн.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых: в 3-х т. Т. 1. – Томск: ТПУ, 2008. – С. 388 – 390.

44. Коловский, А.В. Синтез системы управления с переменной структурой электропривода постоянного тока с изменяемыми параметрами [текст] / А.В. Коловский // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: доклады междунар. научн.-практ. конф.: в 2 ч. Ч 2 –Томск: Изд-во В-Спектр, 2007. – С. 43–46.

45. Коловский, А.В. Синтез системы управления с переменной структурой электроприводом с использованием эталонной модели [текст] / А.В. Коловский, Е.В. Аболтынь, С.В. Дьяченко // Современные техника и технологии: сб. трудов XV

Междунар. научн.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых: в 3-х т. Т. 2. – Томск: Изд-во ТПУ, 2009 – С. 230–231.

46. Кочетков, В.П. Автоматизированный экскаваторный электропривод с разрывным управлением и явной эталонной моделью [Текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-17-2011): доклады 17-й Междунар. научн.-практ. конф. – Томск: САН ВШ; В-Спектр, 2011. – С. 89–92.

47. Кочетков, В.П. Анализ влияния весовых коэффициентов критерия оптимальности на динамику электромеханической системы с разрывным управлением [текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Инновационное развитие, модернизация и реконструкция объектов ЖКХ в современных условиях: тезисы докладов II межрегиональной научно-практ. конференции. – Абакан: РИО ХТИ – филиала СФУ, 2011. – С. 215–219.

48. Кочетков, В.П. Анализ и идентификация случайно изменяющихся параметров электропривода системы «генератор-двигатель» [текст] / В.П. Кочетков, Е.Я. Глушкин, П.Э. Подборский, А.А. Колесников // Электричество. – 2006. – №5. – С. 40–44.

49. Кочетков, В.П. К вопросу о математической модели электромеханической системы [текст] / В.П. Кочетков, П.Э. Подборский // Сб. трудов XVII Межд. науч. конф. – Кострома: Изд-во Костромского гос. технол. ун-та, 2004. – С. 173–175.

50. Кочетков, В.П. К вопросу о физико-математическом моделировании динамики экскаваторного электропривода [текст] / В.П. Кочетков, А.А. Колесников, А.В. Коловский // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: тр. 3-ей всероссийской научн.-практ. конф. – Новокузнецк: СибГИУ, 2006. – С. 76–81.

51. Кочетков, В.П. Компьютерное моделирование электропривода с учетом жесткости и зазора в механической части [текст] / В.П. Кочетков, П.Э. Подборский // Сб. трудов 5-й Межд. науч.-тех. конф. Ч. 1. – СПб: «Нестор», 2004. – С. 230–234.

52. Кочетков В.П. Оптимизация управления технологическим процессом открытой добычи полезных ископаемых карьерными экскаваторами: Автореф. дис. докт. техн. наук. – Томск, 1996.

53. Кочетков, В.П. Оптимизация динамики экскаваторного электропривода с системой управления переменной структуры [текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Тр. V Междунар. (16 Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2007. – СПб. 2007. – С. 154–157.

54. Кочетков, В.П. Оптимизация динамики электромеханической системы с помощью систем с переменной структурой [текст] / В.П. Кочетков, П.Э. Подборский, А.В. Коловский // Мехатроника, автоматизация, управление. – М.: – 2009. – №10(103), С. 42–47.

55. Кочетков, В.П. Оптимизация систем автоматического управления экскаваторного электропривода [текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский, Н.С. Дьяченко, И.С. Рублевский // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: тр. VI всероссийской научн.-практ. конф. – Новокузнецк: СибГИУ, 2007. – С. 223–227.

56. Кочетков, В.П. Оптимизация управления технологическим процессом открытой добычи полезных ископаемых карьерными экскаваторами [текст]: дис. ... докт. техн. наук: 05.13.07 / Кочетков Владимир Петрович. – Красноярск, 1996. – 469 с. – Библиогр.:390–422.

57. Кочетков, В.П. Основы теории управления [текст]: учеб. пособие. / В.П. Кочетков. – 2-е изд., испр.– Абакан: ХГУ им. Н.Ф. Катанова, 2007. – 260 с.

58. Кочетков, В.П. Основы электропривода [текст]: учеб. пособие. / В.П. Кочетков. – 2-е изд., испр. – Абакан: Сиб. федер. ун-т; ХТИ – Филиал СФУ, 2007. – 272 с.

59. Кочетков В.П., Подборский П.Э., Колесников А.А. Комбинированная система управления экскаваторным электроприводом//Сб. трудов III Междунар. науч.-практ. конф. – Томск: Изд-во ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2005. – С. 65 – 69.

60. Кочетков, В.П. Применение систем с переменной структурой для управления экскаваторным электроприводом [текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Россия молодая: передовые технологии – в промышленность!: матер. Всерос. научн.-техн. конф. Кн. 3. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2008. – С. 72–76.

61. Кочетков, В.П. Применение системы с переменной структурой и явной эталонной модели для управления экскаваторным электроприводом [текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. – 2011. – №2, С. 250 – 253.

62. Кочетков, В.П. Синтез системы управления переменной структуры с подчиненным регулированием внутренних координат для экскаваторного электропривода [текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Интеллектуальные ресурсы ХТИ – Филиала СФУ – Хакасии 2007 (наука, техника, образование): доклады и тезисы докладов 6-й региональной научн.-практ. конф. – Красноярск: СФУ, 2007. – С. 131–135.

63. Кочетков, В.П. Совершенствование экскаваторного электропривода [Текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-17-2011): доклады 17-й Междунар. научн.-практ. конф. – Томск: САН ВШ; В-Спектр, 2011. – С. 84–88.

64. Кочетков, В.П. Теория автоматизированного электропривода [текст]: учеб. пособие / В.П. Кочетков, Г.А. Багаутинов. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 1992. – 328 с.

65. Кочетков, В.П. Теория автоматического управления [текст]: учеб. пособие по выполнению контрол. работы / В.П. Кочетков, А.В. Коловский. – Абакан: Сиб. федер. ун-т; ХТИ – филиал СФУ, 2008 г. – 80 с.

66. Кочетков, В.П. Управление электромеханической системой при помощи скользящих режимов [текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: Труды IV Всерос. научн.-практ. конф. Новокузнецк: Изд-во СибГИУ, 2010. – С. 76–83.

67. Кочетков, В.П. Электропривод с системой управления переменной структуры с настраиваемой поверхностью переключения [Текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский, А.Ф. Бурцев // «Инновационное развитие, модернизация и реконструкция объектов ЖКХ в современных условиях»: материалы Межрегиональной научно-практической конференции. – Абакан: РИО ХТИ – филиал СФУ, 2010. – С. 196–201

68. Кочетков, М.В. Ограничение динамических нагрузок копающих механизмов карьерного экскаватора [текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Кочетков Максим Владимирович. – Красноярск, 1997. – 175 с. – Библиогр.: 117–125 с.

69. Красовский, Н.Н. Теория оптимального управления движением [текст] / Н.Н. Красовский. – М.: Наука, 1968.

70. Лебедев, А.В. Система управления со скользящим режимом для многомерного нестационарного нелинейного объекта [текст] / А.В. Лебедев, В.Ф. Филаретов // Тр. V Междунар. (16 Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2007. – СПб. 2007. – С. 110–112.

71. Летов, А.М. Аналитическое конструирование регуляторов [текст] / А.М. Летов // Автоматика и телемеханика. – 1960. Т.1 – № 4. – С. 436–441; – № 5. – С. 561–568; – № 6. – С 661–665; – 1961. Т.22 – № 4. – С. 425–435; – 1962. – Т.23 – № 11 – С. 1405–1413.

72. Летов, А.М. Динамика полета и управления [текст] / А.М. Летов. – М.: Наука, 1969. – 360 с.

73. Ломакин, М.С. Автоматическое управление технологическими процессами карьеров [текст] / М.С. Ломакин. – М.: Недра, 1978. – 280 с.

74. Ломакин М.С. Автоматизация открытых горных работ [текст]: Учеб. Пособие. – М.: изд.МГИ, 1972г. -260 с.

75. Ловчаков, В.И. Оптимальное управление электротехническими объектами [текст]: учебник для вузов/ В.И. Ловчаков, Б.В. Сухинин, В.В. Сурков. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2004. – 149 с.

76. Маркин, В.Е. Управление с переменной структурой с использованием нелинейных и деформируемых поверхностей переключения [текст] / В.Е. Маркин, А.А. Дыда // Дальневосточная школа-семинар им. Ак. Золотова: тез. докл. – Владивосток: Дальнаука, 2002. – С. 102-103.

77. Маркин, В.Е. Управление с переменной структурой с использованием парных поверхностей переключения [текст] / В.Е. Маркин // Дальневосточная школа-семинар им. Ак. Золотова: тез. докл. – Владивосток: Дальнаука, 2002. – С. 100-102.

78. Маркин, В.Е. Синтез и исследование адаптивных систем с переменной структурой для управления манипуляционными роботами [текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01 / Маркин Василий Евгеньевич. – Владивосток, 2003. – 168 с. – Библиогр.: 155–164 с.

79. Мартынов, М.В. Автоматизированный электропривод в горной промышленности [текст] / М.В. Мартынов, Н.Г. Переслегин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: «Недра», 1977. – 375 с.

80. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления [текст]: учебник / под ред. проф. Н.Д. Егупова. – М.: МГТУ им Н.Э. Баумана, 2001. – 744 с.

81. Мирошник, И.В. Теория автоматического управления. Линейные системы [текст] / И.В. Мирошник. – СПб.: Питер, 2005. – 336 с.: ил. – (Серия «Учебное пособие»).

82. Мирошник, И. В. Теория автоматического управления. Нелинейные и оптимальные системы [текст] / И. В. Мирошник. – СПб.: Питер, 2008. – 272 с.: ил. – (Серия «Учебное пособие»)

83. Могучев М.В. Улучшение динамических и энергетических показателей электроприводов экскаваторов, выполненных на базе моноблочного транзисторного преобразователя с прямым обменом энергией с сетью [текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Могучев Максим Владимирович. – Самара, 2006. – 221 с. – Библиогр.: 183–191 с.

84. Носырев, М.В. Расчеты и моделирование САУ главных электроприводов одноковшовых экскаваторов [текст]: учеб. пособие / М.В. Носырев, А.Л. Карякин. – Свердловск: Изд-во СГИ им. Вахрушева, 1987. – 88 с.

85. Онищенко, Г.Б. Электрический привод [текст]: учебник для вузов / Г.Б. Онищенко. – М.: РАСХН, 2003. – 320 с., ил.

86. Павленко, С.В. Модернизация главных электроприводов действующего парка карьерных экскаваторов [текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Павленко Сергей Викторович. – М., 2003. – 230 с. – Библиогр. 219–230 с.

87. Павленко, С.В. Экскаваторы с разными системами управления главных электроприводов для горнорудных предприятий. Статистический анализ надежности [текст] / С.В. Павленко // Привод и управление. – 2001. – №1. – С. 6–10

88. Пат. 155344 Российская федерация. Устройство управления электроприводом экскаватора [текст] / Кочетков В.П., Кочетков М.В., Курочкин Н.С., Кравченко И.Е.; заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет». – № 2015119931/03; заявл. 26.05.2015; опубл. 10.10.2015, Бюл. № 28. – 3 с.

89. Пат. 101718 Российская федерация, МПК E02F 9/20. Устройство комбинированного оптимального управления электроприводом экскаватора [текст] / Кочетков В.П., Кочетков Д.А., Глушкин Е.Я., Подборский П.Э., Коловский А.В., Рублевский И.С., Лемытский А.Е. ; заявитель и патентообладатель ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет». – №2010139552/03 ; заявл. 24.09.2010 ; опубл. 27.01.2011, Бюл. №3. – 3 с.

90. Певзнер, Л.Д. Теория автоматического управления [текст]: учеб. пособие / Л.Д. Певзнер. – М.: Изд-во Московского гос. горного университета, 2002. – 472 с.

91. Подборский, П.Э Совершенствование методов синтеза систем управления электроприводами поворотных механизмов карьерных экскаваторов [текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Подборский Павел Эдуардович. – Абакан 2006. – 205 с. – Библиогр.: 151–168 с.

92. Полузадов, В.Н. Разработка и исследование систем автоматического управления приводом поворота карьерных экскаваторов [текст]: автореф. дис. ... канд. техн. наук / В. Н. Полузадов. – Свердловск: СГИ, 1971.
93. Математическая теория оптимальных процессов [текст] / Л.С. Понтрягин, В.Г.Болтянский, Р.В. Гамкрелидзе и др. – М.: Наука, 1969.
94. Попов, Е.П. Теория нелинейных систем автоматического регулирования и управления [текст]: учеб. пособие / Е.П. Попов. – 2-е изд., стер. – М.: Наука. ФИЗМАТЛИТ, 1988. – 256 с.
95. Разработка и исследование рациональных электромеханических систем экскаваторов ЭКГ-4,6 и ЭКГ-8. Исследование динамики электромеханических систем поворотного и напорного механизмов с системой подчиненного регулирования [текст]: отчет о НИР (промежуточный) / КПИ; рук. В.П. Кочетков. – Красноярск, 1989. – 169с. – № ГР 01880077588.
96. Разработка и исследование рациональных электромеханических систем экскаваторов ЭКГ-4,6 и ЭКГ-8. Математическое описание электромеханических систем главных механизмов [текст]: отчет о НИР (промежуточный) / КПИ; рук. В.П. Кочетков. – Красноярск, 1988. – 88с. – № ГР 01880077588.
97. Рывкин, С.Е. Синтез систем управления автоматизированными синхронными электроприводами с использованием скользящих режимов [текст]: дис. ... докт. техн. наук: 05.13.06 / Рывкин Сергей Ефимович. – М., 2006. – 370 с. – Библиогр.: 332–363 с.
98. Рудаков, В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением [текст] / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
99. Семыхина, И.Ю. Снижение динамических нагрузок в электроприводах карьерных экскаваторов [текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Семыхина Ирина Юрьевна. – Кемерово, 2007. – 125 с. – Библиогр. 112–122 с.
100. Справочник по теории автоматического управления [текст] / под ред. А.А. Красовского. – М.: Наука, Физ.-мат. лит., 1987. – 712 с.

101. Справочное пособие по теории систем автоматического регулирования и управления [текст] / под общ. ред. Е.А. Санковского. – Мн.: Вышэйш. школа, 1973. – 584 с.

102. Синергетические методы управления сложными системами: механические и электромеханические системы [текст] / Под общей редакцией А.А. Колесникова - М.: Едиториал УРСС, 2005. - 279 с.

103. Терехов, В.М. Система управления электроприводов [текст]: учебник для вузов / В.М. Терехов, О.И. Осипов – М.: Академия, 2005. – 304 с.

104. Удут Л.С. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. Ч.6. Механическая система электропривода постоянного тока [текст]: учеб. пособие / Л.С. Удут, Н.В. Коянин, О.П. Мальцева. – Томск: Изд-во ТПУ, 2004. – 144с.

105. Уткин, В.И. Скользящие режимы в задачах управления и автоматизации [текст] / В.И. Уткин. – М.: Наука, 1981. – 368 с.

106. Уткин, В.И. Скользящие режимы и их применение в системах с переменной структурой [текст] / В.И. Уткин. – М.: Наука, Физ.-мат. лит., 1974. – 272 с.

107. Филлипс, Ч. Системы управления с обратной связью [текст] / Филлипс Ч., Харабор Р. – М.: ЛБЗ, 2001. – 616 с.

108. Цыпкин, Я.З. Основы теории автоматических систем [текст] / Я.З. Цыпкин. – М.: Наука, Физ.-мат. лит., 1977. – 560 с.

109. Черных, И. В. Simulink: среда создания инженерных приложений [текст] / Под общ. ред. к. т. н. В. Г. Потемкина. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 496 с.

110. Чиликин, М.Г. Общий курс электропривода [текст]: учебник для вузов / М.Г. Чиликин, А.С. Сандлер – 6-е изд., доп. и перераб. – М.: Энергоиздат, 1981. – 576 с.: ил.

111. Шидловский, С.В. Автоматическое управление. Перестраиваемые структуры [текст] / С.В. Шидловский. – Томск: ТГУ, 2006. – 288 с.

112. Шидловский, С.В. Разработка и исследование перестраиваемых вычислительных сред для систем автоматического управления [текст]: автореф. дис. ... докт. техн. наук / Шидловский Станислав Викторович. – Новосибирск, 2007. – 35 с.

113. Шкода, Р.В. Моделирование и анализ двухзонной системы управления электроприводами копающих механизмов экскаваторов, выполненными по системе тиристорный возбудитель – генератор – двигатель [текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Шкода Рустам Валерьевич. – Воронеж, 2008. – 187 с. – Библиогр.: 160–172 с.

114. Экспериментальные исследования регулируемых электроприводов с упругими связями [текст]: отчет о НИР / МЭИ, рук. В.И. Ключев.– Москва, 1982. – 56 с. – № ГР 01827029952; Инв. № 028830003299.

115. Электропривод экскаваторов [текст]: доклады науч.-практич. семинара. – М.: Изд-во МЭИ, 2004. – 112 с.

116. Яковлев, В.И Рациональная структура систем управления экскаваторными приводами [текст] / В.И. Яковлев, Ю.А. Вуль, Р.А. Тюнов // Электричество. – 1965. – № 2.

117. Choi, S.-B. Moving Switching Surfaces for Robust Control of Second-Order Variable Structure Systems. / S.-B. Choi, C.-C. Cheong, D.-W. Park // Int. J. Control. – 1993. – № 1. – Vol. 58. – pp. 229-245.

118. Cristi, R. Adaptive Sliding Mode Control of Autonomous Underwater Vehicles in the Dive Plane / R. Cristi, F. Papoulias, A. Healey // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 1990. – №3. – Vol. 15. – pp 152-160.

119. Variable-structure Control of Globally Feedback Decoupled Deformable Vehicle Maneuvers / T.A.W. Dwyer, H. Sira-Ramirez, S. Monaco, S. Stomelli // Proc. Of 27-th CDC. – 1987– pp. 1281-1287.

120. Kwatny, H.G. Variable structure regulation of partially linearizable dynamics / H.G. Kwatny, H. Kim // System and Control Letters. – 1990. – № 15. – pp 67-80.

121. Yoo, D.S. Variable Structure Control with Simple Adaptation Laws for Upper Bounds on the Norm of the Uncertainties / D.S. Yoo, M.J. A Chung // IEEE Transactions On Automatic Control. – 1992. – №6. – Vol. 37. – pp. 860-864.
122. Yoerger, D.R. Adaptive Sliding Control of An Experimental Underwater Vehicle / D.R. Yoerger, J.-J.E. Slotine // Proc. of IEEE International Conf. on Robotics and Automation. – Sacramento. – USA. – 1991. – P. 2746–2751.
123. Ramadorai, A.K. On Modelling and Adaptive Control of Underwater Robots / A.K. Ramadorai, T.J. Tarn // Journal of Robotic Systems. – № 1. – 1993. – P. 47–60.
124. Slotine, J.-J.E. Sliding Controller Design for Nonlinear Systems / J.-J.E. Slotine // Int. J. Contr, 40(2), 1984, P.24-36.
125. Lebedev, A.V. The Synthesis of Multi-Dimensional Variable Structure System for Autonomous Underwater Vehicle / A.V. Lebedev, V.F. Filaretov // Asia Off-shore Mechanics Symposium : proc. of The Sixth (2004) ISOPE Pacific. – Vladivostok. – Russia. – 2004. – P. 236–240.
126. Amer, S. Sliding Mode Control Of Two Arms Manipulating a Flexible Beam / S. Amer, T.C. Hsia, T. Rida // International Symposium on Robotics. – April 2001. – P. 19–21.
127. Ha, Q.P. Variable structure systems approach to friction estimation and compensation / Q.P. Ha, A. Bonchis, D.C. Rye, H.F. Durrant-Whyte // Robotics and automation. – 2000. – vol.4. – P. 3543-3548.
128. Kalman, R. Contribution to the theory of optimal control / R. Kalman // Bol. Soc. Mat. Mexicana. – vol. 5. – 1960. – P. 102-119.
129. Andrescu, G.D. Sliding mode based observer for sensorless control of PMSM drives – two comparative study cases / G.D. Andrescu, A. Popa, A. Spilca // Proceeding of the 7th International Conference on Optimization of Electrical and Electronical Equipment. – OPTIM. – 2000. – Brasov. – Romania. – 2000. CD-ROM.
130. Carpita, M. Sliding mode controlled with switching optimization techniques / M. Carpita // EPE Journal. – 1994. – vol. 4, no.3. – pp. 30-35.

131. Young, K. Frequency shaped variable structure control / K. Young, U. Ozguner // Proceeding of International Workshop on Variable Structure Systems and Their Applications, VSS'90. – Sarajevo. – Yugoslavia. – 1990. – P. 181-185.

132. Zinober, A.S. Variable structure and Lyapunov control / A.S. Zinober – Berlin: Springer Verlag. – 1994. – 420 p.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Расчёт параметров многофазного асинхронного двигателя

Рассмотрим вариант сохранения фазного напряжения при переходе к 9-тифазному двигателю, который имеет важное практическое значение, потому что обеспечивает создание МАД на тех же напряжения, что и трёхфазные АД, в том числе на стандартные напряжения. Это исключает необходимость применения дополнительных устройств для согласования МАД с питающей сетью при замене трёхфазных АД.

В этом варианте для пересчёта параметров АД используются следующие выражения:

Число витков фазной обмотки:

$$w = const$$

Активное сопротивление обмотки статора:

$$R_{s2} = R_{s1} \frac{m_2}{m_1}$$

где m_2 и m_1 - соответственно число фаз многофазного и трёхфазного АД.

Тогда

$$R_{s2} = R_{s1} \frac{m_2}{m_1}$$

Индуктивность статора и ротора:

$$L_{s2} = L_{r2} = L_{1s} = L_{1r} = const$$

где L_{s2} и L_{r2} - соответственно индуктивность статора и ротора МАД.

Программы в блоках MATLAB Function и MATLAB Function

Программа разработанная и загруженная в блок MATLAB Function:

function y =matrix(u)

a=u(19);

c1=cos(a); c2=cos(a+2*pi/9); c3=cos(a+4*pi/9); c4=cos(a+6*pi/9);

c5=cos(a+8*pi/9); c6=cos(a+10*pi/9); c7=cos(a+12*pi/9); c8=cos(a+14*pi/9);

c9=cos(a+16*pi/9); k2=cos(2*pi/9); k3=cos(4*pi/9); k4=cos(6*pi/9); k5=cos(8*pi/9);

k6=cos(10*pi/9); k7=cos(12*pi/9); k8=cos(14*pi/9); k9=cos(16*pi/9);

M=[2.5 k2 k3 k4 k5 k6 k7 k8 k9 c1 c2 c3 c4 c5 c6 c7 c8 c9; k9 2.5 k2 k3 k4 k5 k6 k7
k8 c9 c1 c2 c3 c4 c5 c6 c7 c8; k8 k9 2.5 k2 k3 k4 k5 k6 k7 c8 c9 c1 c2 c3 c4 c5 c6 c7;
k7 k8 k9 2.5 k2 k3 k4 k5 k6 c7 c8 c9 c1 c2 c3 c4 c5 c6; k6 k7 k8 k9 2.5 k2 k3 k4 k5
c6 c7 c8 c9 c1 c2 c3 c4 c5; k5 k6 k7 k8 k9 2.5 k2 k3 k4 c5 c6 c7 c8 c9 c1 c2 c3 c4; k4
k5 k6 k7 k8 k9 2.5 k2 k3 c4 c5 c6 c7 c8 c9 c1 c2 c3; k3 k4 k5 k6 k7 k8 k9 2.5 k2 c3
c4 c5 c6 c7 c8 c9 c1 c2; k2 k3 k4 k5 k6 k7 k8 k9 2.5 c2 c3 c4 c5 c6 c7 c8 c9 c1; c1 c9
c8 c7 c6 c5 c4 c3 c2 3 k9 k8 k7 k6 k5 k4 k3 k2; c2 c1 c9 c8 c7 c6 c5 c4 c3 k2 3 k9 k8
k7 k6 k5 k4 k3; c3 c2 c1 c9 c8 c7 c6 c5 c4 k3 k2 3 k9 k8 k7 k6 k5 k4; c4 c3 c2 c1 c9
c8 c7 c6 c5 k4 k3 k2 3 k9 k8 k7 k6 k5; c5 c4 c3 c2 c1 c9 c8 c7 c6 k5 k4 k3 k2 3 k9 k8
k7 k6; c6 c5 c4 c3 c2 c1 c9 c8 c7 k6 k5 k4 k3 k2 3 k9 k8 k7; c7 c6 c5 c4 c3 c2 c1 c9
c8 k7 k6 k5 k4 k3 k2 3 k9 k8; c8 c7 c6 c5 c4 c3 c2 c1 c9 k8 k7 k6 k5 k4 k3 k2 3 k9;
c9 c8 c7 c6 c5 c4 c3 c2 c1 k9 k8 k7 k6 k5 k4 k3 k2 3];

M=2/81*0.0287*M;psi=u(1:18); psi=psi(:);

y=M\psi;

Программа разработанная и загруженная в блок MATLAB Function1:

```
function Mem=nivelir_moment(u)
```

```
u=u(:);
```

```
D=[0 1 -1 1 -1 1 -1; -1 0 1 -1 1 -1 1; 1 -1 0 1 -1 1 -1; -1 1 -1 0 1 -1 1;  
1 -1 1 -1 0 1 -1; -1 1 -1 1 -1 0 1; 1 -1 1 -1 1 -1 0; -1 1 -1 1 -1 1 -1;  
1 -1 1 -1 1 -1 0];
```

```
Ir=u(1:9);
```

```
PSIr=u(10:18);
```

```
Mem=1*Ir*D*PSIr/sqrt(3);
```

Данные трёхфазных асинхронных короткозамкнутых двигателей

Данные двигателей из каталожных данных Simulink приведены в табл. В.

Таблица В

Элемент характеристики	Данные двигателя
Мощность двигателя	3 кВт
Сопротивление статора, R_s Ом	0,049
Сопротивление фазы ротора, R_r Ом	0,4246666
Индуктивность фазы статора, L_s Гн	0,005732
Индуктивность фазы ротора, L_r Гн	0,005732
Индуктивность ветви намагничивания, L_m Гн	0,174522
Момент инерции, J кг·м ²	0,0117
Число пар полюсов, P_p	2
Мощность двигателя	4 кВт
Сопротивление статора, R_s Ом	1,405
Сопротивление фазы ротора, R_r Ом	1,395
Индуктивность фазы статора, L_s Гн	0,005839
Индуктивность фазы ротора, L_r Гн	0,005839
Индуктивность ветви намагничивания, L_m Гн	0,1722
Момент инерции, J кг·м ²	0,0131
Число пар полюсов, P_p	2
Мощность двигателя	55 кВт
Сопротивление статора, R_s Ом	0,067
Сопротивление фазы ротора, R_r Ом	0,032
Индуктивность фазы статора, L_s Гн	0,0007
Индуктивность фазы ротора, L_r Гн	0,0007
Индуктивность ветви намагничивания, L_m Гн	0,0287
Момент инерции, J кг·м ²	0,621
Число пар полюсов, P_p	2

Технические характеристики

Технические характеристики асинхронного двигателя 5AM280s4e приведены в таблице Г. 2.

Таблица Г. 2.

Элемент характеристики	Параметры двигателя
Мощность, кВт	110
Номинальная частота вращения, об/мин	1485
Напряжение, В	440
Ток номинальный, А	202
Коэффициент полезного действия, %	95,1
Коэффициент мощности	0,87
Номинальный момент, Нм	707
Отношение пускового момента к номинальному	2,1
Отношение пускового тока к номинальному	6,4
Динамический момент инерции ротора, кг·м ²	2,3
Масса, кг	742
Число полюсов	2p=4



АКТ

о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы Курочкина Никиты Сергеевича

Результаты диссертационной работы Курочкина Никиты Сергеевича приняты к сведению в качестве рекомендации по модернизации электроприводов механизмов поворота карьерных экскаваторов, работающих на ООО «УК «Разрез Майрыхский».

Результаты представлены в виде:

- Методики синтеза комбинированных оптимальных систем управления автоматизированным электроприводом переменного тока, заключающейся в последовательной коррекции внутренних координат и использовании теории оптимальных систем для регулирования внешними координатами электропривода;

- Методики расчёта экскаваторного электропривода с применением аналитически конструируемого оптимального регулятора, минимизирующего квадратичный функционал рассогласований координат, применение которого позволит снизить броски упругого момента и поэтому повысить эксплуатационную надёжность карьерных экскаваторов.

Использование указанных результатов позволит: повысить качество проектирования и эффективность работы конструкторов экскаваторных электроприводов; повысить эксплуатационную надёжность карьерных экскаваторов.

Главный энергетик

Главный инженер



Держко Д.Н.

Леденев С.А.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ

ХАКАССКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ –
филиал федерального государственного
автономного образовательного учреждения
высшего образования
«Сибирский федеральный университет»

655017, г. Абакан, ул. Щетинкина, 27,
тел./ факс: (390-2) 22-53-55
E-mail: khti@khakassia.ru

УТВЕРЖДАЮ

Декан энергетического факультета
ХТИ – филиала СФУ

Е. В. Платонова



14.09.2017 2017

14.09.2017 № 494
на № _____ от _____

Акт

об использовании результатов диссертационной работы Н.С.Курочкина в учебном процессе

Комиссия в составе, декана энергетического факультета, к.т.н., доцента Е. В. Платоновой, и.о. заведующего кафедрой «Электроэнергетика», к.т.н., доцента Г. Н. Чистякова и члена Ученого совета энергетического факультета д.т.н. профессора В.П. Кочеткова составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Н. С. Курочкина использованы в учебном процессе на кафедре «Электроэнергетика» в виде:

1. Учебного пособия по выполнению контрольной работы по дисциплине «Электрический привод»;
2. Моделей электропривода с различными системами управления, используемыми при выполнении контрольных работ по дисциплине «Типовой электропривод»;
3. Теоретические результаты диссертационной работы включены в учебные программы дисциплин «Теория автоматического управления», «Электрический привод» и «Типовой электропривод»; бакалавриата 13.03.02.07 – «Электроснабжение».

Использование результатов диссертационной работы повышает качество подготовки специалистов в области электроснабжения и расширяет диапазон знаний студентов.

И.о. зав кафедрой «Электроэнергетика»
к.т.н., доцент

Г.Н. Чистяков

Член совета энергетического факультета
д.т.н., профессор

В.П. Кочетков