

**НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ УКРАИНЫ
«КИЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ»**

На правах рукописи

Босак Алла Васильевна

УДК 621.313: 62-83

**УПРАВЛЕНИЕ ПОЗИЦИОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С
НЕАВТОНОМНОЙ ЗАДАЮЩЕЙ МОДЕЛЬЮ И НЕЧЕТКИМИ
РЕГУЛЯТОРАМИ**

Специальность 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы

диссертация на соискание научной степени

кандидата технических наук

Научный руководитель
Чермалых Александр Валентинович
кандидат технических наук, доцент

Киев – 2016

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	4
ВВЕДЕНИЕ	5
РАЗДЕЛ 1	
СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ИССЛЕДОВАНИЙ СИСТЕМ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЦИКЛИЧЕСКОГО ДЕЙСТВИЯ.....	12
1.1	12
1.2	19
1.3	24
1.4	35
РАЗДЕЛ 2	
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФАЗЗИ-УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ.....	38
2.1	38
2.2	40
2.2.1	40
2.2.2	45
2.3	49
2.4	55
2.5	59
2.6	61
2.7	62
2.8	64
РАЗДЕЛ 3	
КОМБИНИРОВАННОЕ ФАЗЗИ-УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С НЕАВТОНОМНОЙ ЗАДАЮЩЕЙ МОДЕЛЬЮ.....	65
3.1	65
3.2	70

3.3	Построение системы управления позиционным электроприводом с неавтономной задающей моделью...	82
3.4	Реализация многопериодной оптимальной диаграммы скорости позиционного электропривода с фаззи-регулятором	92
3.5	Позиционное управление многосвязной электромеханической системой с адаптивным фаззи-регулятором.....	96
3.6	Выводы к разделу 3.....	101
РАЗДЕЛ 4	ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ И ПОЛОЖЕНИЕМ МНОГОСВЯЗНОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЧЕТКОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ЗАДАЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ.....	103
4.1.	Особенности многосвязных электромеханических систем	103
4.2.	Составление структурных схем упругих систем с распределенными параметрами методом граничных упругих связей	104
4.3.	Моделирование многосвязных электромеханических систем с нечеткой коррекцией оптимальных управляющих воздействий	111
4.4	Учет изменения параметров многосвязной ЭМС при автоматическом управлении	125
4.5	Выводы к разделу 4.....	131
РАЗДЕЛ 5	АНАЛИЗ ДИАГРАММ СКОРОСТИ И КОМПЕНСАЦИЯ ВНЕШНИХ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ВОЗМУЩЕНИЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЗИЦИОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ.....	133
5.1	Сравнение основных диаграмм скорости.....	133
5.2	Компенсация внешних и параметрических возмущений в системах управления электроприводами.....	147
5.3	Исследование характеристик позиционного электропривода с нечетким регулятором на экспериментальной установке	162
5.4	Выводы к разделу 5.....	168
	ВЫВОДЫ.....	170
	СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	172
	ПРИЛОЖЕНИЯ.....	190
	АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ.....	210

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ЭП – электропривод

ЭМС – электромеханическая система

ОУ – объект управления

ВД – вентильный двигатель

СПР – система подчиненного регулирования

РП – регулятор положения

ЗМ – задающая модель

САУ – система автоматического управления

БНВ – блоки нечеткого вывода

ФР – фаззи – регулятор

ФМ – фаззи – множество

КС – корректирующая связь

УПП – управляемый полупроводниковый преобразователь

ВК – возможные комбинации

БД – блок деления

НЭ – нелинейный элемент

КНР – корректирующий нелинейный регулятор

БВМ – блок выделения модуля

ФРП – фаззи – регулятор положения

ФРМ – фаззи – регулятор момента

Д – двигатель

РМ – рабочий механизм

ЗИ – задатчик интенсивности

ДЗ – дифференцирующее звено

ДФР – демпфирующий фаззи-регулятор

УМС – упругая электромеханическая система

БР – блок регулятора

ШПУ – шахтная подъемная установка

ВВЕДЕНИЕ

Внедрение передовых технологий и создание современного оборудования требуют обеспечения высокой точности, скорости, широкого диапазона регулирования, равномерности и согласованности действия электроприводов (ЭП) в процессе воспроизведения заданных траекторий движения замкнутых электромеханических систем (ЭМС). Особенно жесткие требования предъявляются к современным системам ЭП циклического действия (приводы экскаваторов, подъемных машин, промышленных манипуляторов и других механизмов). В большинстве случаев главной задачей таких ЭМС становится перемещение рабочего органа на заданное расстояние за минимальное время при определенных ограничениях режимных показателей. Поэтому при выборе оптимальных диаграмм скорости и ее производных по времени, а также соответствующих им управляющих воздействий такие системы должны рассматриваться как позиционные.

Оптимизация управления ЭП в общем случае включает в себя две связанные между собой задачи: 1) реализация оптимальных по определенным критериям законов изменения управляемых переменных (одной или нескольких) и формирование пропорциональных этим переменным оптимальных задающих воздействий; 2) воспроизведение с наименьшей погрешностью управляемыми переменными задающих воздействий. Первая задача касается оптимизации по режиму управления, вторая - оптимизации по переходным процессам. Повышению качества показателей систем управления ЭП известными методами препятствует широкий спектр дестабилизирующих факторов изменения параметров ЭМС при эксплуатации. Поэтому возникает необходимость создания системы управления, которая дала бы возможность предотвратить подробный анализ всего спектра воздействующих на объект управления (ОУ) дестабилизирующих факторов и была бы нечувствительной к изменению

параметров и к возмущению. Для решения этой задачи перспективным становится использование нечетких регуляторов, обеспечивающих реализацию заданных динамических режимов. Для повышения точности отработки сигнала заданной скорости нечеткое управление может выполнять функцию корректировки действия традиционных ПИ или ПИД – регуляторов.

Поэтому научно-практическая задача, которая заключается в разработке быстродействующей системы управления позиционным электроприводом с использованием неавтономной задающей модели и нечетких регуляторов, является **актуальной**.

Связь работы с научными программами, планами, темами.

Диссертационная работа выполнена в соответствии с планом научных исследований Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт» по теме «Оптимизация динамических нагрузок в электромеханических системах с упругими связями» и является составной частью госбюджетной НИР: «Оптимизация электропотребления шахтных стационарных установок с применением средств диагностирования их энергоэффективности» (№ ДР 0113U001637).

Цель и задачи исследования.

Целью работы является повышение эффективности управления позиционным электроприводом сложной структуры, подверженным влиянию параметрических и внешних возмущений.

Для достижения цели поставлены следующие задачи:

1. На основании анализа существующих методов позиционного управления обосновать возможность использования нечеткого управления для объектов сложной структуры.
2. Разработать структуру и параметры двухканального нечеткого регулятора с входными сигналами заданных значений скорости и ускорения или положения и скорости.

3. Разработать структурную схему системы управления с обратной связью по упругому моменту для объектов с упругими звеньями.

4. Разработать компьютерную математическую модель статически уравновешенной подъемной установки как сложной упругой ЭМС с распределенными параметрами.

5. Разработать алгоритм исключения влияния возмущающих воздействий на объект управления, используя нелинейную компенсирующую обратную связь по скорости.

Объект исследования – процессы управления позиционным электроприводом с неавтономной задающей моделью и контуром адаптации по ошибке регулирования.

Предмет исследования - система управления позиционным электроприводом, корректирующая переходные процессы по быстродействию и динамическим нагрузкам.

При решении поставленных в работе задач использованы следующие **методы исследований**: методы теории оптимального управления для разработки алгоритмов управления позиционным электроприводом по критериям максимального быстродействия, минимальных динамических нагрузок, минимальных потерь энергии; теория механических колебаний для формирования оптимальных управляющих воздействий и построения структурной схемы подъемной установки, а также использован метод компьютерного моделирования для проверки эффективности математических моделей.

Научная новизна полученных результатов.

1. Впервые формализована структура нечеткого регулятора, которая базируется на использовании его адаптивных свойств, для обеспечения заданной точности позиционирования при изменяющихся параметрах и нагрузки, что обеспечивает слабую чувствительность системы управления к параметрическим возмущениям.

2. Нашел дальнейшее развитие метод исключения колебательных процессов для ЭМС, содержащих упругие звенья, который заключается в построении системы управления с обратной связью по упругому моменту с применением адаптивных нечетких регуляторов момента и положения, что позволило повысить динамические показатели качества управления в условиях параметрических изменений, в частности при изменении активного сопротивления, значения момента инерции, статической нагрузки.

3. Нашел дальнейшее развитие метод компенсации возмущающих воздействий на объект управления, который основан на использовании специальной компенсирующей модели, функционирующей согласно обратному динамическому алгоритму по действительной скорости или положению с применением нечеткого регулятора, что обеспечило стабилизацию динамических показателей качества управления во время действия параметрических возмущений.

Практическое значение полученных результатов заключается в разработке перспективных систем управления электроприводом сложной структуры, подверженного влиянию внешних и параметрических возмущений.

Практические результаты диссертационной работы следующие:

1. Разработана система управления позиционным электроприводом с нечеткой коррекцией заданных диаграмм скорости и положения, обеспечивающая реализацию этих диаграмм в оптимальном по быстродействию и динамическим нагрузкам режиме при действии параметрических и внешних возмущений, используя стандартную аппаратуру.

2. Использование предложенной системы управления позволит за счет исключения колебательных процессов в переходных режимах и точного останова рабочего органа достичь минимальных потерь энергии за счет исключения маневровых операций, связанных с применением посадочных устройств и, следовательно, уменьшения времени рабочего цикла.

3. Разработанная система управления ориентирована на использование регулируемых электроприводов с любым двигателем. Наибольший интерес результаты работы представляют для ЭМС с упругими механическими звеньями, например для подъемных установок глубоких шахт.

4. Разработанный фаззи - регулятор системы автоматического управления позиционным электроприводом, представляет собой комбинированный регулятор, который состоит из традиционного регулятора и нечеткого адаптивного, что практически позволяет улучшить чувствительность системы управления к возмущающим воздействиям без существенных изменений в существующих системах управления.

Результаты диссертационной работы внедрены на промышленных объектах ООО «НТК ЭНПАСЭЛЕКТРО», а также в учебном процессе на кафедре автоматизации управления электротехническими комплексами Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт» для студентов специальности 7.05070204 и 8.05070204 - «Моделирование ЭМС», «Цифровое управление электроприводом», «Автоматизированный электропривод машин и установок», а также при выполнении лабораторных работ по этим дисциплинам, курсовых, дипломных, магистерских диссертациях.

Личный вклад соискателя. Соискатель решил научно-прикладные задачи синтеза алгоритмов и структурных схем неавтономной задающего модели с нелинейным входным сигналом, и нелинейной прямой передачи адаптивного нечеткого регулятора, получил унифицированную структуру регулятора для привода любой структуры.

В научных работах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежат: [116, 117, 115, 120, 121] - выполнение части экспериментальных исследований, построение структурной схемы системы позиционного управления и её моделирование; [122, 123] - выполнение теоретических исследований методов управления систем с ПИД - регулятором в компенсирующем канале; [124] - научное обоснование

формирования оптимального задающего воздействия; [125, 126] - выполнение экспериментальных исследований, анализ результатов; [127, 128] - выполнение теоретических исследований методов оптимизации управления электромеханическими системами с упругими звеньями; [129, 130, 114] - выполнение части экспериментальных исследований по оптимизации управления электромеханическими системами; [108, 109, 131, 132] - научное обоснование использования нечеткого регулятора в системах позиционного управления; [133] - выполнение части экспериментальных исследований по моделированию системы управления позиционным электроприводом с дискретным положением рабочего органа; [134, 136, 137] - научное обоснование использования нечеткой коррекции управляющих воздействий для сложных электромеханических систем; [135] - выполнение части экспериментальных исследований по оптимизации динамических режимов электромеханической системы.

Апробация результатов диссертационной работы. Основные положения диссертации докладывались, обсуждались и были одобрены на таких международных научно-технических конференциях: на V-XIII ежегодных Международных научно-технических конференциях молодых ученых и специалистов «Электромеханические и энергетические системы, методы моделирования и оптимизации» (г. Кременчуг, 2007-2015 гг.) на XIII, XV Международных научно-технических конференциях «Проблемы энергоресурсосбережения в электротехнических системах. Наука, образование и практика» (г. Кременчуг, 2011г., 2014г.); на XVIII Международной научно-технической конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика» (г. Одеса 2011 г.); на X Международной научно-технической конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика» (АР Крым, с. Малый Маяк 2013 г.).

Публикации. По результатам диссертационной работы автором исследований опубликовано 25 работы, в том числе 14 в научных

специализированных изданиях, из которых 3 в изданиях, входящих в наукометрические базы данных “Ulrich’s Periodicals Directory”, “Index Copernicus”, “Cite Factor” и “Polish Scholarly Bibliography”.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, приложений, списка литературных источников, содержит 138 наименований. Основной текст изложен на 170 страницах печатного текста, содержит 90 рисунков, 4 таблицы, 6 приложения.

РАЗДЕЛ 1

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ИССЛЕДОВАНИЙ СИСТЕМ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЦИКЛИЧЕСКОГО ДЕЙСТВИЯ

1.1 Обзор и анализ систем позиционного управления

Задача создания высокоэффективной системы электропривода является наиболее сложной для позиционных машин и механизмов, назначение которых – линейное или угловое перемещение рабочего органа из одного положения в другое по определенной программе при изменяющихся заданных перемещениях и ограничениях производных перемещения по времени. К таким динамическим системам относятся шахтные подъемные установки, различные грузоподъемные краны, роторные и одноковшовые экскаваторы, нажимные устройства некоторых типов прокатных станов, летучие ножницы с регулятором пространственного положения ношей, многоцелевые и специализирующие манипуляторы, промышленные роботы и др.

Как правило, главным требованием к электроприводу таких систем является обеспечение заданной точности позиционирования при изменяющихся параметрах и нагрузке. В этой связи электродвигатель должен работать во всех четырех квадрантах механической характеристики. Кроме внешних возмущений (изменения статической нагрузки, сил трения) в позиционных механизмах имеют место параметрические возмущения, главным из которых является изменение приведенного момента инерции в широких пределах.

Существенное влияние на качество переходных процессов оказывают и механические колебания, обусловленные упругими свойствами отдельных механических звеньев. Так, в шахтных подъемных установках с высотой подъема около 1000 м при стопорении машины механическим тормозом амплитуда колебаний конечных грузов достигает 1м. Поэтому актуальной

задачей является полная остановка системы в режиме "плавающей подвески" с помощью двигателя, используя контур регулирования положения. Аналогичные процессы происходят и с перемещаемым ковшом в экскаваторах - драглайнах при выполнении транспортных операций.

От качества регулирования позиционного электропривода во многом зависит производительность практически всех систем программного управления циклического действия. Применение программно-позиционного управления рабочего органа в роторных экскаваторах для формирования заданных значений угла откоса уступа и поддержания необходимых параметров ширины заходки и толщины стружки повышает производительность на 5 ... 10%, улучшает условия труда, снижает расход энергии. В общем случае, при выборе режима работы позиционного электропривода и проектировании системы управления необходимо учитывать следующие основные требования:

- максимальное быстродействие при заданных ограничениях на координаты привода;
- обеспечение заданной точности;
- минимальное потребление энергии;
- исключение (или снижение до минимума) динамических нагрузок, возбужденных упругими звеньями с малым коэффициентом жесткости;
- инвариантность системы к параметрическим возмущениям.

Обычно в каждом конкретном случае одно из требований принимается за основное, а на остальные или накладываются ограничения, или они удовлетворяются частично. В соответствии с этим строится система управления. Однако более рациональным следует считать разработку системы управления с перенастройкой программы, которая удовлетворяла бы каждому из указанных требований. При этом нужно иметь в виду, что увеличение числа управляемых переменных и соответствующих им обратных связей приводит к усложнению настройки и снижению надежности системы. Поэтому наиболее целесообразным является применение

комбинированных систем управления с замкнутыми контурами регулирования по основным координатам и прямыми передачами, которые обеспечивают необходимое быстродействие за счет компенсации инерционности объекта, но не снижают устойчивости системы.

Следует отметить, что для позиционных механизмов электрическая машина постоянного тока идеально подходит в качестве основы регулируемого электропривода, если бы не наличие коллектора, который:

- ограничивает номинальную мощность и частоту вращения;
- накладывает ограничения на условия окружающей среды, в котором может работать данная электрическая машины;
- препятствует получению полного крутящего момента при неподвижном роторе в интервале, превышающем несколько секунд;
- увеличивает массу и момент инерции двигателя.

Кроме того, машины постоянного тока имеют достаточно сложную конструкцию, требуют значительных затрат на их изготовление.

Учитывая выше сказанное, становится ясно, почему в последние годы все более широкое применение получают регулируемые приводы переменного тока с преобразователями частоты питающего напряжения. Причем, при проектировании приводов с высокими динамическими показателями, соответствующими быстрой сменой момента и скорости вращения используют сложные системы управления преобразователями в подвижных координатах. В случае синхронного двигателя с возбуждением постоянным током со стороны ротора эти координаты определяются углом поворота ротора. Управляемая таким образом машина переменного тока, как по режиму работы, так и по системе регулирования тока, частоты вращения, положения соответствует приводу постоянного тока.

В диссертации предлагается структура универсальной системы управления позиционным электроприводом, основанная на применении неавтономной задающей модели и нечетких регуляторов. Обоснована возможность применения такой системы практически для любых типов

регулируемых электроприводов. Предлагаемая комбинированная система характеризуется переменной структурой и обеспечивает низкую чувствительность к внешним возмущениям и изменению параметров.

Более половины всей электроэнергии, производимой в каждой промышленно развитой стране, превращается электрическими приводами в механическую энергию. Для того чтобы удовлетворить меняющимся требованиям механической нагрузки, необходимы регулируемые электроприводы. Прогресс в области полупроводниковой техники как в силовой электронике, так и в микроэлектронике открыл возможности для разработки регулируемых электроприводов переменного тока, которые имеют большую мощность, более компактную конструкцию, большой КПД и лучшие динамические характеристики. Преимущества переменного тока в наибольшей степени проявляются в позиционных электроприводах, работающих по схеме вентильного двигателя (ВД), с управлением по положению [1,2]. Характерной особенностью данного режима является наличие жесткого соотношения между пространственным положением намагничивающей силы ротора и вектором потока [3,4]. По режиму работы, а также по способу регулирования тока, частоты вращения и напряжения привод с ВД соответствует приводу постоянного тока. В этой связи при разработке универсальных систем управления обычно берут за основу привод постоянного тока, а затем вносят соответствующую коррекцию, учитывающую специфику конкретного выполнения силового преобразователя и собственно двигателя.

Существенное влияние на выбор системы управления электроприводом предоставляют разного рода дестабилизирующие факторы, обусловленные нелинейными характеристиками управляемых преобразователей и электрических машин, ограниченной точностью изготовления и конечной жесткостью элементов кинематических цепей, сложной природой технологических процессов, а также неполной априорной информации о параметрах и свойствах объекта управления. В этой связи в большинстве

случаев нельзя достичь желаемых результатов, используя для построения систем управления сложными техническими объектами классические методы синтеза. В каждом конкретном случае нужен специальный подход, что позволяет избежать детального анализа целого спектра действующих на систему дестабилизирующих факторов, которые условно делятся на параметрические (внутренние) и координатные (внешние) возмущения. Изменение параметров или структуры объекта, зависящих от природы возмущающих факторов можно отнести к параметрическим возмущениям [5...8]. Силы сопротивления, преодолеваемые электроприводом, а также возмущения возникающие в сигналах задания и обратных связях относятся к координатным возмущениям.

Следует отметить, что существует большой разрыв между теоретическими разработками, которые достигли высокого уровня, и практической реализацией высококачественных систем управления. Создание микропроцессорных систем, с помощью которых возможна реализация сложных алгоритмов, в настоящее время делает реальным проектирование оптимально функционирующих электромеханических систем, в том числе и позиционных.

В позиционных и следящих электроприводах, в отличие от электроприводов со скоростным технологическим режимом работы, в которых внешний входной сигнал системы управления задает значение скорости, такой сигнал задает значение перемещения рабочего органа. Примерами установок с позиционным электроприводом могут служить различные подъемно-транспортные установки, некоторые типы роботов и манипуляторы.

Поскольку основной функцией позиционного электропривода является перемещение рабочего органа из одного положения в другое, главным требованием, предъявляемым к нему, является точная отработка заданных диаграмм движения, за минимально короткое время работы.

Для позиционных электроприводов одним из самых распространенных видом систем управления являются системы, построенные по принципу подчиненного регулирования параметров (СПР). Для таких систем объект управления описан в виде системы линейных дифференциальных уравнений. Однако при отработке средних и малых перемещениях исполнительного механизма наибольшую часть приведенного момента сопротивления движению составляет момент, создаваемый силами трения, математическое описание которого трудно поддается линеаризации.

Так для электроприводов, которые осуществляют согласованное позиционирование исполнительных механизмов, вместе с традиционными требованиями быстродействия и точности возникает проблема минимизации энергопотребления. Причем, быстродействие такой позиционной системы определяется электроприводом, который осуществляет наиболее длительную операцию позиционирования рабочего органа. Для этого случая электропривод должен работать с возможно максимальным быстродействием, а остальные приводы могут работать медленнее, таким образом, обеспечивая экономию потребляемой энергии за счет торможения посредством влияния диссипативных сил. Для примера технических систем, которые могут выполнять многокоординатное позиционирование рабочего органа, можно привести многокоординатные обрабатывающие центры, координатно-пробивочные прессы, порталные манипуляторы. При согласовании процесса позиционирования рабочего органа с другими технологическими операциями, когда увеличение времени позиционирования не оказывает влияние на общую продолжительность технологического цикла (привод конвейерных манипуляторов), может также возникать схожая проблема.

Теории проектирования и расчета систем регулирования положения посвящено большое количество исследований [9 - 12,13,14,15]. На практике наибольшее распространение получили системы, выполненные по принципу подчиненного регулирования с линейным и нелинейным

регулятором положения (РП). Некоторые существенные недостатки таких систем привели к другому принципу построения позиционного электропривода, который состоит в формировании на входе контура регулирования положения с линейным регулятором сигнала, пропорционального заданному (желаемому) закону изменения во времени регулируемой координаты. Быстродействие привода с задатчиком положения и линейным РП определяется динамическими свойствами контура регулирования положения и может быть существенно повышен при использовании комбинированного управления [16]. Теория комбинированных систем и тесно связанной с ней теория инвариантности рассмотрена в работе [17].

Таким образом, одной из главных задач является создание на базе компьютера или микроконтроллеров общей структуры системы комбинированного управления по оптимальным задающим воздействием.

Учитывая то, что в зависимости от сложности позиционного механизма и требованиям, предъявляемым к точности и быстродействию количество используемых прямых каналов может быть различным, целесообразно на базе контроллеров построить задающую модель (ЗМ) с выходными сигналами, изменяющимся пропорционально желанным диаграммам перемещения, скорости, ускорения (тока), а также производной ускорения по времени (рывка). Рывок является главным обобщающим критерием режимов работы электроприводов с упругими звеньями (приводов разного рода крановых механизмов, шахтных подъемников, одноковшовых экскаваторов) и дает возможность правильно подойти к выбору оптимальной скоростной диаграммы разгона и замедления. Оптимальная скоростная диаграмма обеспечивает максимальную производительность позиционного механизма и минимальные динамические нагрузки. Поскольку в позиционных электроприводах в основном используется подчиненная система регулирования координат, при которой передаточная функция замкнутого контура положения имеет в знаменателе полином четвертой степени, то для

полной компенсации инерционности системы с помощью прямых каналов комбинированного управления универсальная ЗМ должна иметь на входе и сигнал, пропорциональный второй производной ускорения по времени. Задатчики положения или скорости являются частными случаями многоканальной задающей модели.

1.2 Обзор и анализ методов оптимального управления

К системам управления позиционными электроприводами предъявляется ряд жестких требований: высокое быстродействие, точность воспроизведения заданных траекторий, плавность движения, отсутствие перерегулирования в переходных режимах, необходимый запас устойчивости, надежность, технологичность изготовления и обслуживания.

Необходимость совершенствования систем управления динамическими объектами с переменными параметрами привела к развитию концепции адаптивного управления. Теория этого класса систем управления интенсивно развивалась в течение последних десятилетий и в настоящее время располагает значительным арсеналом методов, обеспечивающих эффективное управление широким классом нестационарных объектов в условиях неопределенности [18, 19, 20, 21].

Один из основных подходов, широко применяемых в теории адаптивного управления, заключается в получении оценок меняющихся во времени характеристик объекта управления, связанных с его параметрами, и в дальнейшем использовании полученной информации для изменения настроек регуляторов с целью поддержки постоянных свойств замкнутой системы управления.

Построение адаптивных систем базируется на сочетании двух принципов управления: принципа управления по отклонению при построении основного координатного контура и принципа управления по возмущению параметрического типа. Второй принцип предполагает

построение контура адаптации и обеспечивает коррекцию настроек регулятора основного контура. Таким, образом, принцип управления по возмущению применяется в качестве средства компенсации параметрических возмущений на управляемый процесс.

Большинство адаптивных систем управления можно применять в основном для объектов с медленно меняющимися характеристиками, что выражается в необходимости соблюдения условий квазистационарности [18, 19, 22, 23]. Использование в адаптивных системах управления конечных коэффициентов передачи в основном контуре позволяет вести управление в рамках принятого математического описания процесса и ограничиваться при этом конечным объемом информации о состоянии системы. Поэтому появляется необходимость в получении информации о переменных параметрах объекта управления.

Создание адаптивных систем не является единственно возможным подходом к управлению нестационарными объектами и процессами. Можно отметить, например, системы, построенные на принципе умышленного создания автоколебательных режимов в замкнутых контурах регулирования [15].

Существуют некоторые недостатки адаптивных систем, разработанных согласно традиционным принципам. Известно, что большинство алгоритмов адаптации, получены при возможности определения всех параметров объекта управления в процессе идентификации, а также при отсутствии параметрических и возмущающих воздействий. Кроме этого, большинство алгоритмов адаптации работоспособны, если выполняется гипотеза квазистационарности объекта управления, а также отсутствуют возмущающие воздействия в процессе настройки регулятора. При этом большинство алгоритмов адаптации достаточно сложны в реализации, а сам процесс адаптации может занимать очень длительное время. [24].

В основу построения систем управления, обладающих низкой чувствительностью к параметрическим и координатным возмущениям,

может быть положена теория инвариантности. Однако, в таких системах для компенсации параметрических возмущений, как правило, предусматривается косвенное применение известных методов адаптации. Поэтому при их практической реализации возникают трудности, присущие адаптивным системам.

Анализ способов решения задач управления объектами и процессами с переменными параметрами диктует необходимость уделять все большее внимание проблеме теории чувствительности. Впервые эта проблема была сформулирована в работе [25], а затем приняла самостоятельное направление в теории управления в связи с созданием и быстрым развитием класса самонастраивающихся систем. В теории чувствительности рассматриваются вопросы, связанные с анализом влияния малых изменений параметров объекта управления и регуляторов на динамические свойства системы управления в целом, а также с синтезом систем, обладающих незначительной чувствительностью к изменениям этих параметров. Системы, сохраняющие работоспособность при вариациях в определенных пределах параметров объекта управления называют "грубыми" или инвариантными по отношению к параметрическим возмущениям, в отличие от систем управления, рассматриваемых в теории инвариантности, которые предполагают инвариантность по отношению к внешним возмущениям.

В настоящее время в теории чувствительности сформированы такие подходы к синтезу систем автоматического управления, которые соответствуют условиям параметрической инвариантности:

1. Использование в системе избыточных объектов, которыми являются корректирующие устройства, коэффициенты усиления, постоянные времени и т.д. Эти элементы названы избыточными в силу того, что при синтезе системы без учета чувствительности к параметрическим возмущениям, они делают задачу синтеза неопределенной. В связи с этим величины параметров избыточных элементов задаются произвольно с целью удовлетворения низкой чувствительности.

2. Синтез структуры системы автоматического управления, обеспечивает наименьшую чувствительность выходной переменной или определенного функционала от нее по отношению к вариациям параметров объекта управления. В этом случае используется то положение, что заданные требования к динамическим свойствам системы могут обеспечиваться различными структурами.

3. Синтез оптимальных "грубых" систем управления. В этом случае используются методы и математический аппарат синтеза систем управления, оптимальных в смысле выбранного критерия качества. Новым является учет дополнительного критерия качества - функционала грубости, представляющий собой интегральную сумму взвешенных по соответствующим константам функций чувствительности.

Этот функционал может минимизироваться или служить в качестве ограничения.

Теоретически исчерпывающее решение задачи управления нестационарными объектами в условиях действия координатных возмущений дает идея построения систем, устойчивых при неограниченном увеличении коэффициента усиления [26], реализация которых за счет использования скользящих режимов нелинейных элементов [27 - 31] позволяет при определенных условиях обеспечить нулевую чувствительность систем управления к параметрическим и координатным возмущениям.

Следует отметить, что существует большой разрыв между теоретическими разработками, которые достигли высокого уровня, и практической реализацией высококачественных систем управления. Создание микропроцессорных систем, с помощью которых возможна реализация сложных алгоритмов, в настоящее время делает реальным проектирование оптимально функционирующих электромеханических систем, в том числе и позиционных электроприводов с управлением положением.

Задача оптимального управления позиционным электроприводом постоянного тока при условии полного использования двигателя по нагреву была сформулирована как вариационная и решена с применением уравнения Эйлера в работах [32,33]. В результате получены уравнения оптимальных диаграмм тока и скорости в процессе отработки заданного перемещения.

Дальнейшие теоретические исследования по оптимальному управлению электроприводами проводились в нескольких направлениях. Работы [34 - 36] посвящены синтезу систем управления, обеспечивающих оптимальный переходный процесс в электроприводе с двигателем независимого возбуждения с учетом локальных ограничений на фазовые координаты и интегральных ограничений на уровень тепловых потерь в якоре. В результате найдена зависимость напряжения питания от скорости двигателя и разницы заданного и действительного значений напряжений.

Обобщенные исследования электроприводов с оптимальным управлением в тех случаях, когда определяющими являются ограничения на уровень тепловых потерь, опубликованы в работах [37 - 41]. Большое количество публикаций [42, 43, 44] посвящено вопросам оптимального управления при отсутствии интегральных, но наличии локальных ограничений на модуль управляющего воздействия и фазовые координаты объекта управления. Как правило, в этих работах рассматриваются вопросы синтеза оптимальных по быстродействию систем управления объектами, движение которых с достаточной степенью точности описывается системой линейных дифференциальных уравнений.

В настоящее время при проектировании микропроцессорных систем управления электроприводами получили распространение два направления: прямое цифровое управление без аналоговых контуров регулирования и управление внешними контурами с помощью компьютера [45, 46, 47, 48].

Использование дискретного контура регулирования скорости в позиционных системах может быть оправдано уменьшением количества применяемых в системе датчиков (например, исключение тахогенератора,

так как информация о скорости поступает от цифрового датчика положения). Разработаны различные технические средства для получения информации о среднем и мгновенном значениях скорости и тока, реализации интегральной части дискретного ПИ-регулятора и т.п. [49]. Вместе с тем, несмотря на большое число фундаментальных работ по анализу и синтезу дискретных систем управления, их применение к решению задач управления электроприводами нашло отражение лишь в небольшом количестве исследований [50, 51], в которых затрагиваются вопросы синтеза систем с комбинированным управлением.

1.3 Обзор и анализ методов нечеткого управления

Для современных технологических установок, приборов и агрегатов, большой сложностью является их точное математическое описание (математическая модель) [52]. Это можно объяснить, как отсутствием знаний в соответствующих областях науки и многообразием задействованных факторов, так и нестационарностью объекта в условиях неконтролируемых возмущающих воздействий. Часто при идентификации объекта, получение экспериментальных данных для математической модели связано со значительными трудностями и большой длительностью экспериментов, материальных ресурсов или выходом из строя объекта управления.

Для таких систем широкое использование получили ПИД - регуляторы, основанные на эмпирическом подходе, при котором закон управления выбирается, при любых логических структурах и строгом математическом описании. [56 - 60]. В частности, идеализированный закон ПИД-регулирования для непрерывного случая имеет вид:

$$U(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt + K_D \frac{d}{dt} e(t),$$

$$e(t) = x_0(t) - y(t),$$

где $e(t)$ – сигнал ошибки регулирования; x_0 – задающее воздействие; $y(t)$ – выходной сигнал объекта; $U(t)$ – выходной сигнал регулятора - управляющее воздействие; K_P, K_I, K_D – коэффициенты пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих соответственно.

ПИД-регуляторы эффективны в управлении различными объектами и процессами. Более 70% применяемых в настоящее время в промышленности регуляторов - это ПИД-регуляторы.

На практике существует большое количество достаточно эффективных методов экспериментальной настройки параметров ПИД-регуляторов для определенных объектов управления [56 - 59].

При проектировании систем управления сложных ЭМС, влияние на динамический режим упругих связей, звеньев с запаздыванием, гидромеханических устройств и др. не учитывается. Для таких систем ПИД-регуляторы часто не могут обеспечить необходимого качества управления [54, 55, 59].

В связи с этим возникает необходимость синтеза систем управления сложными объектами, способных работать в условиях параметрической неопределенности [53 - 55].

В связи с этим, становится актуальным использование интеллектуальных систем управления, способных к "пониманию" и обучению объектов управления в отношении параметрических и возмущающих воздействий [55, 61, 62 - 64]. Основным отличием интеллектуальных систем является наличие алгоритма системной обработки знаний. Архитектурной особенностью таких систем управления является наличие механизма получения, хранения и обработки знаний для воспроизведения заданных функций.

Для создания интеллектуальных систем управления можно основываться на два принципа: ситуационное управление (управление на

основе анализа внешних ситуаций или событий) и использование современных информационных технологий обработки и хранения знаний.

В структуре интеллектуальных САУ могут содержаться дополнительные блоки, выполняющие функцию системной обработки знаний на основе названных выше информационных технологий. Данные блоки могут выполняться или как надстроичными над обычными регуляторами, настраивая нужным образом параметры,[65-70] или непосредственно включаться в замкнутый контур управления[71-73].

Применение нечеткого управления (Fuzzy Control, Fuzzy-управление) позволяет создавать высококачественные системы управления и является одной из самых перспективных интеллектуальных технологий [74 - 81].

Для нечетких систем автоматического управления характерным является наличие блоков нечеткого логического вывода (БНВ). В большинстве случаев выходные и входные сигналы БНВ являются вещественными четкими функциями времени, а сам блок содержит звенья фаззификации (введение нечеткости) и дефаззификации (приведение к четкости) - см. рис. 1.1.

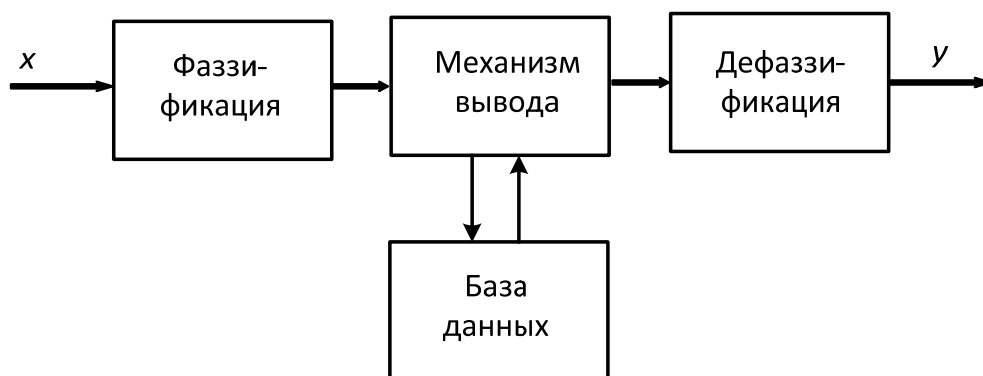


Рис.1.1. Структура блока нечеткого вывода

Основы теории нечеткого управления отражены в таких работах [77 - 84].

Место нахождения блоков нечеткого логического вывода является главным признаком классификации нечетких систем управления, при этом нечеткая система формирует управляющие сигналы, или сигналы с нечеткой системы управляют параметрами традиционной системы управления.

На рис. 1.2 приведена структурная схема системы управления с фаззи-регулятором.

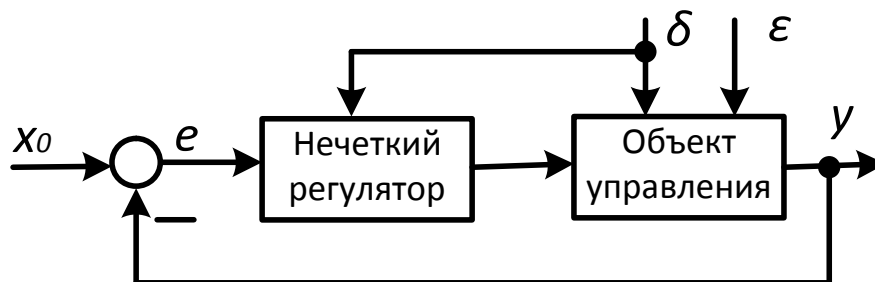


Рис.1.2. Структурная схема системы управления с фаззи-регулятором

На рис 1.2 приняты следующие обозначения: x_0 - входной сигнал, y - выходной сигнал, δ и ε - контролируемое и неконтролируемое воздействие соответственно.

На практике нашли применение ряд систем с нечеткими комплексными динамическими моделями (fuzzy complex dynamic model) [82 - 85], в которых математическое описание объекта или контроллера представлено группой традиционных моделей (обычно линейных), а переход между данными моделями (или плавный, или скачкообразный) осуществляется при помощи сигналов из блоков нечеткого вывода.

Системы управления с нечеткой логикой можно разделить также на неадаптивные и адаптивные [86]. В неадаптивных база знаний по проектированию и настройке системы остается неизменной. В адаптивных база знаний подстраивается в процессе работы в зависимости от возмущающих воздействий.

Применяются системы управления с адаптивными фаззи-контроллерами [87 - 89], в которых коэффициент передачи изменяется

автоматически в зависимости от сигнала ошибки регулирования. Такие системы реализуются на программируемых микроконтроллерах, а надежность этих систем, основанная на использовании сложных алгоритмов определения управляющих сигналов.

В обычных системах автоматического регулирования используются в регуляторах дифференцирующие и интегрирующие звенья первого порядка. Выходные переменные таких звеньев являются входными сигналами системы фаззи-управления. Такими переменными также могут быть значения отклонений управляемых переменных от заданных значений. Выходные переменные системы нечеткого управления могут использоваться для выполнения коррекции параметров системы управления.

Пример реализации фаззи-управления приведен на рис. 1.3 [90].

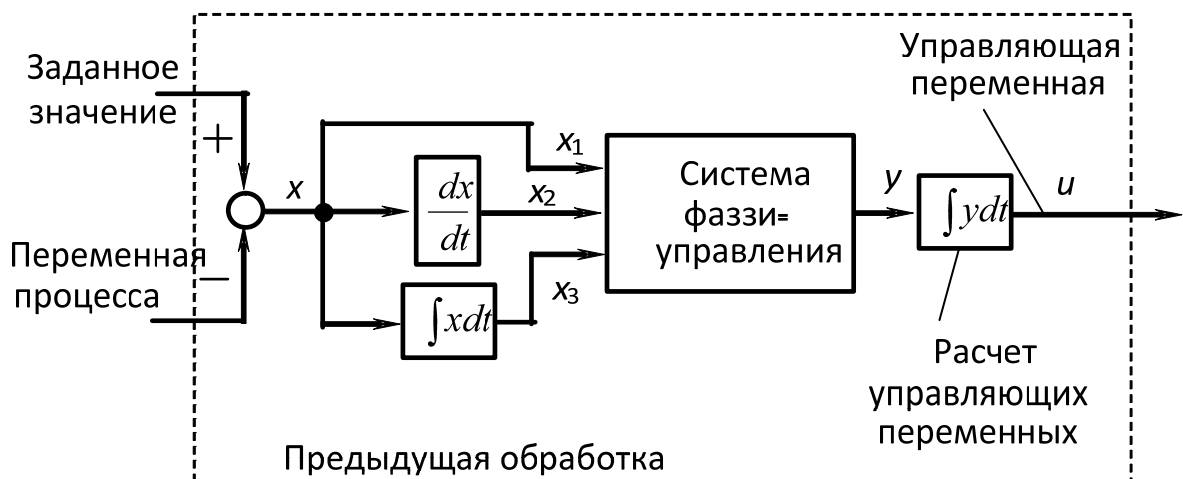


Рис.1.3. Общая структурная схема нечеткого управления

В примере в качестве входной переменной используется разница между заданным и реальным значением управляемой переменной процесса. Эта разница совместно с ее производной по времени и интегралом по заданному интервалу времени передается в систему фаззи-управления как три входные переменные. Переменная для коррекции контролируемого сигнала получается на основе интегрирования выходного сигнала системы фаззи - управления.

В настоящее время множество работ в основном зарубежных авторов посвящено системам фаззи-управления верхнего (технологического) уровня в различных технических установках. Имеются также работы по фаззи-управлению нижнего уровня применительно к электроприводам, например, в следящем электроприводе. Но в этих работах фаззи-регулятор (ФР) является только дополнительным корректирующим средством, а главная задача управления режимом слежения возлагается на традиционные регуляторы [91, 92].

Вопросы оптимизации позиционных электроприводов автоматизированных систем на основе фаззи-контроллера рассмотрены в работах [93, 94]. Синтез алгоритма фаззи-управления выполнен по методике, в состав которой входит совокупность рекомендаций по составлению свода правил и определению параметров функций принадлежности для всех входных и выходных переменных.

Процедура синтеза выполняется по этапам, как это показано на структурной схеме построения алгоритма (рис.1.4).

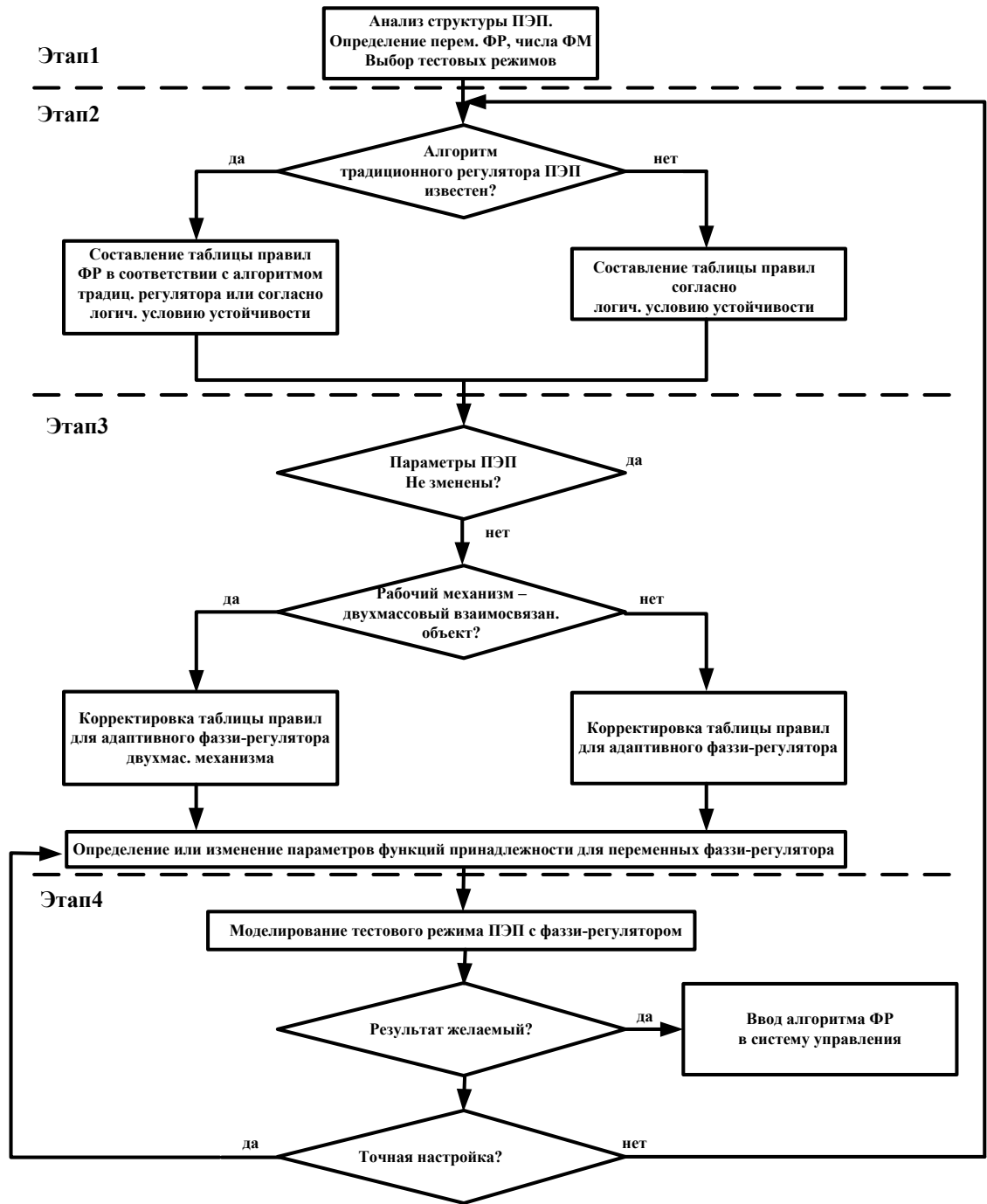


Рис. 1.4. Структурная схема синтеза алгоритма фаззи-управления

Конечной формой алгоритма ФР является зависимость физического выходного управляющего воздействия от физических входных переменных. В качестве входных переменных используются сигналы рассогласования и скорости вращения (рис. 1.5).

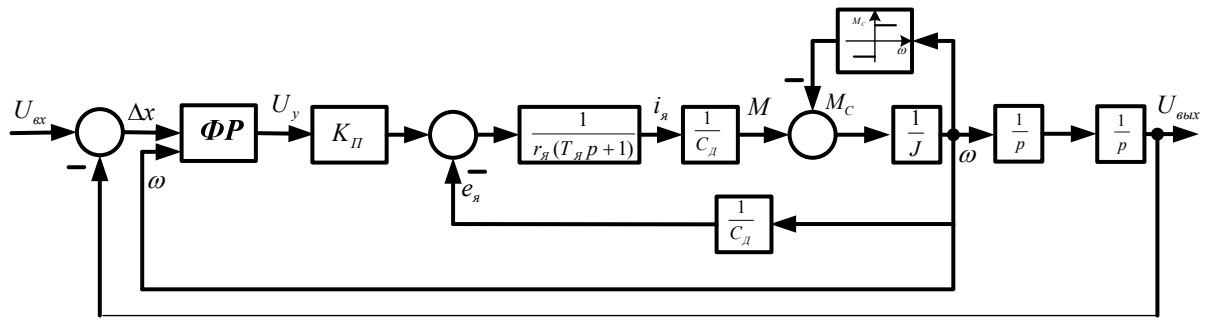


Рис. 1.5. Структурная схема позиционного электропривода с фаззи-управлением

Стратегия управления ФР закладывается в таблице правил по предварительному определению число фаззи-множеств (ФМ), описывающих каждую переменную ФР. В данном случае принято 5 множеств для входных переменных и 7 для выходной.

Характерным для данной работы является использование двух фаззи-регуляторов, что связано с неточным позиционированием, определенным наличием переменного момента сопротивления M . Когда рабочий орган (РО) подходит к остановке при большом рассогласовании ΔX , скорость становится уже мала и РО останавливается, не доходя до заданного уровня (в соответствии с таблицей правил). Для дополнительного снижения ошибки в систему вводят дополнительный ФР. Таким образом получается система с двумя ФР, причем второй работает только в области остановки с дополнительным правилом: при подходе к установившемуся значению перемещения, когда ошибка еще «велика», а скорость уже «мала», дать дополнительное управляющее воздействие. Вне зоны «велико» и при достаточно «больших» скоростях, дополнительное управляющее воздействие не требуется. Выходы с обоих фаззи-регуляторов подаются на блок максимизации, на выходе которого выделяется управляющий сигнал.

В данной работе было предложено объединение двух ФР в один, на уровне алгоритмов, путем учета всех задействованных выходных фаззи-

множеств, с последующей корректировкой центров функций принадлежности.

Для формирования трех функций управления был использован многоканальный фаззи-контроллер, который реализуется на одном фаззи-контроллере: точная отработка механизмом заданного перемещения с одновременным демпфированием колебаний маятниковой подвесы и формирование точного воспроизведения заданного перемещения. Однако, данная задача оказывается весьма сложной для системы автоматического управления, так как алгоритм устранения колебаний маятника может входить в противоречие с алгоритмом точной остановки.

Поэтому лучший по демпфированию возможен в том случае, когда демпфирующее воздействие подается на вход контура скорости, а не на вход контура тока или силы. При этом в работе используется комбинированная система управления: фаззи-регулятор в прямом канале управления и традиционный демпфирующий регулятор в цепи обратной связи.

Для того, чтобы добиться точного позиционирования при одновременном демпфировании колебаний в сложной двухмассовой системе эффективным является применение в цепи управления перемещением тележки фаззи-регулятора, устраняющим ошибку позиционирования, в сочетании с демпфирующим традиционным или фаззи-регулятором в цепи обратной связи. Что бы придать системе управления меньшую чувствительность к изменению параметров электропривода предложено в работе заменить ПД-регулятора на фаззи-регулятор.

Для устранения раскачки груза механизма с маятниковой подвеской рабочего органа применяют фаззи-регулятор положения с составленным оптимальным алгоритмом, что позволяет осуществить заданный режим позиционирования, с большим быстродействием и точностью остановки по сравнению с традиционным управлением.

Использование в следящем электроприводе регуляторов на базе нечеткой логики рассмотрено в работах [95-97].

В зависимости от того, насколько система удовлетворяет ряду предъявляемых к ней требований, можно судить о применяемости следящего привода в том или другом конкретном случае. Устойчивость работы системы, время переходного процесса, число колебаний, диапазон регулирования, точность - статическая ошибка определяют основные показатели качества регулирования. А наличие в каналах управления нелинейностей, звеньев с запаздыванием оказывает влияние на точность работы системы, и решение этой проблемы, как правило, является достаточно сложной задачей.

Использование интеллектуальных систем при постоянно растущих требованиях к быстродействию и точности таких объектов решает данную задачу.

В большинстве работ принципы нечеткого управления использованы при разработке и исследовании экспертных систем, а работ, связанных с применением этих принципов для технических объектов, очень мало. Это объясняется тем, что существующие модели нечетких систем не адаптированы для синтеза и анализа сложных технических объектов, а математическое описание таких систем управления имеет нетрадиционный и в большей степени качественный характер.

Из-за отсутствия методов и способов реализации систем управления электроприводами с использованием нечеткого подхода к построению таких систем, в каждом конкретном случае необходимо создать алгоритм оптимизации распределения функций принадлежности и синтезировать базу знаний нечеткого логического регулятора. В работе [96] для решения задачи управления следящим электроприводом на базе нечеткой логики предложен способ построения нечетких регуляторов для компенсации нелинейностей в каналах управления и получены сравнительные оценки управления с нечетким регулятором и регуляторами, использующими классические методы построения.

Структурная схема компенсации при введении компенсирующей связи с нечетким логическим регулятором показана на рис. 1.6.

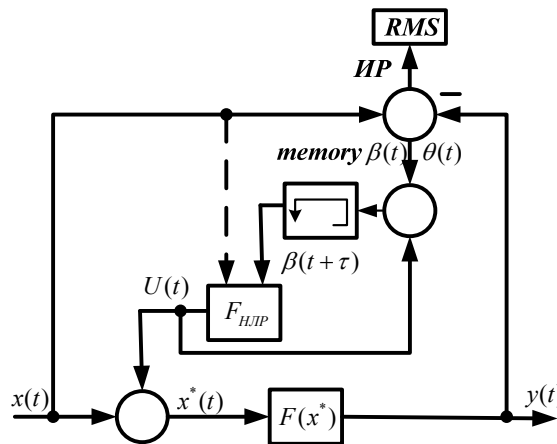


Рис. 1.6. Структурная схема компенсации

В интеллектуальной следящей системе с нечетким логическим регулятором, по сравнению с классической системой регулирования среднее квадратичное отклонение $RMS(Q_p(t))$ выходной величины (угла поворота, $\varphi(t)$ от входной (задающего сигнала, $x_2(t)$ в области малых перемещений для следящего режима в 2,16 раза меньше. Для режима позиционирования $RMS(Q_p(t))$ соответственно в 1,24 раза меньше, время переходного процесса при этом в 2 раза меньше.

Использование известных методов фаззи-управления в системах электропривода, как правило, требует сочетать их с применением традиционных регуляторов. Поэтому представляется наиболее актуальным структуру простого фаззи-регулятора строить на основе предложенного в [98] аналитического метода определения выходного нечеткого сигнала по двум входным воздействиям.

Среди причин использования Fuzzy-управления обычно выделяют следующие [83 - 88]:

- 1) возможность синтеза систем управления в условиях неопределенности, когда объект управления и необходимое управление имеют только качественного характера;
- 2) слабая чувствительность систем управления с нечеткой логикой, в частности, к изменению параметров объекта управления;
- 3) синтез систем управления сложными объектами с применением методов нечеткой логики зачастую менее трудоемкий, чем традиционных систем управления;
- 4) лингвистическая форма задания информации достаточно простая в интерпретации;
- 5) нечеткой системой может быть аппроксимирована произвольная гладкая функция.

1.4 Формулирования научных задач исследования

В результате обзора известных систем управления позиционным электроприводом в промышленности, а также анализа основных положений теории обеспечения оптимизации динамических режимов таких систем, можно сделать следующие выводы:

1. Система управления с ПИ – и ПИД – регуляторами обладают некоторой грубостью, но не робастностью, по отношению к параметрическим, координатным и другим возмущающим воздействиям.
2. Недостатком наиболее распространенной системы подчиненного регулирования (СПР) является невозможность обеспечения заданной точности позиционирования рабочего органа сложного объекта управления (ОУ) при синтезе регуляторов согласно модульному и симметричному оптимуму.
3. Для получения передаточной функции регуляторов СПР, которые компенсируют инерционность отдельных звеньев, необходимо иметь полную

информацию о структуре и параметрах ОУ для обеспечения заданного качества регулирования; при их изменении должны использоваться дополнительные средства идентификации или адаптации, что повышает сложность системы.

4. Каждая СПР имеет, как правило, несколько контуров регулирования, что требует возможности представления ОУ в виде последовательно соединенных отдельных составляющих, не имеющих перекрестных связей.

5. Большинство реальных ОУ имеют сложную нелинейную структуру, включающую звенья с запаздыванием, упругие механические связи с сосредоточенными и распределенными параметрами, для которых практически невозможно использование СПР.

6. Для системы управления, структура которых трудно описывается математически, целесообразно использовать нечеткое управление (фаззи-управление) с формированием управляющих воздействий в специальном задающем многоканальном устройстве – задающей модели (ЗМ) [2, 99].

7. Так как в большинстве работ по фаззи – управлению электроприводом (ЭП) фаззи – регулятор (ФР) является только дополнительным корректирующим средством, а главная задача управления режимом работы ЭП возлагается на традиционный регулятор, то целесообразно использовать ФР, имеющие наиболее простую структуру.

Таким образом, для достижения целей данной работы повышения качества динамических характеристик позиционного электропривода сложной структуры при действии параметрических и внешних возмущающих воздействий путем использования неавтономной ЗМ и ФР необходимо решить следующие задачи:

- разработать структуры двухканального фаззи – регуляторов с входными сигналами скорости и положения или ускорения и скорости;
- исследовать функционирование ФР при различных формах дефаззификации (разных выходах регулятора);

- построить структуру замкнутой упругой системы с обратной связью по упругому моменту для объектов с упругими звеньями;
- разработать структурную схему статически уравновешенной подъемной установки как сложной упругой ЭМС с распределенными параметрами;
- исключить влияние возмущающих воздействий на систему электропривода, используя нелинейную компенсирующую обратную связь по скорости;
- исследовать переходные процессы в сложных позиционных электроприводах как многосвязных систем.

РАЗДЕЛ 2

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФАЗЗИ-УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

2.1 Перспективы использования фаззи-регуляторов в автоматических системах управления позиционными электроприводами

Стремительное совершенствование технологий производства интегральных полупроводниковых компонентов, которые обеспечивают возможность создания высокоэкономических цифровых устройств обработки и хранения информации, а также появление эффективных средств программирования оказывают все большее влияние не только на развитие техники измерения и управления, но и на формирование новых подходов к построению автоматических систем управления.

Обычное аналоговое и цифровое управление предназначено для выполнения небольшого числа основных функций. Применение цифровых вычислителей для целей управления позволяет существенно расширить круг решаемых задач, поскольку их можно запрограммировать и таким образом выполнять сложные расчеты.

Весьма перспективным для управляемых электромеханических систем (ЭМС) является применение фаззи-контроллеров (фаззи-регуляторов), которые позволяют оптимизировать по быстродействию и динамическим нагрузкам системы управления ЭМС, имеющих трудно описываемую математическую структуру. Особый интерес представляют ЭМС, которые содержат в качестве основного звена регулируемый электропривод переменного тока, сложность которого зависит от уровня исполнения полупроводниковых преобразователей, дискретных регулируемых устройств переменной структуры, микропроцессоров [100, 101].

Кроме того, в некоторых случаях ЭМС включает нелинейные и упруго-вязкие звенья с сосредоточенными и распределенными параметрами, а также звенья с запаздыванием.

Простой, но достаточно распространенный фаззи-регулятор (ФР) имеет два входа и один выход со сводом правил. В более общем случае ФР проектируется многоканальным, то есть представляет собой систему нескольких ФР, конструктивное объединение которых образует управляемое устройство- фаззи-контроллер.

Несмотря на то, что нечеткие контроллеры уже используются для решения различных задач управления, окончательно строгая теория нечеткого управления еще находится в стадии становления.

Нечеткий контроллер с существенной нелинейностью представляет теоретический и практический интерес. Основная задача исследования таких систем заключается в выявлении зависимости аналитических структур простейших контроллеров от используемого метода вывода управляющего воздействия. О качестве функционирования нечеткого контроллера можно судить, используя различные методы вывода, например, - наиболее распространенные методы Мамдани R_M , Ларсена R_L и др.

Сравнительный анализ 12 методов вывода был выполнен в контексте нечеткого управления Mizumoto (1988) методом комбинированного моделирования. В результате исследований было установлено, что значительно лучшие результаты получаются при использовании четырех методов: R_M, R_L, R_{DP}, R_{BP} .

Результаты, полученные путем компьютерного моделирования, являются полезными в плане теории, но они не дают возможности практического использования нечетких контроллеров для построения реальных систем управления. Наиболее важным является получение аналитических зависимостей выходных переменных контроллера и выходных сигналов.

2.2 Аналитический анализ структуры простейших нечетких контроллеров с использованием различных методов вывода выходного сигнала

2.2.1 Компоненты простейших нечетких контроллеров

Название «простейшие» используется в данном случае потому, что рассматриваются контроллеры, имеющие минимально возможную конфигурацию.

Входами контроллера являются сигналы ошибки регулирования $e(nT)$ (скорости или перемещения) и ее производной $r(nT) = \frac{e(nT) - e(nT - T)}{T}$.

После масштабирования входы:

$$K_e \cdot e(nT) = K_e(y(nT)); \quad (2.1)$$

$$K_r \cdot r(nT) = K_e(e(nT) - e(nT - T)), \quad (2.2)$$

где K_e и K_r - коэффициенты пропорциональности, соответственно, ошибки e и ее производной r ; $y(nT)$ – изменение выходного сигнала за время nT ; $e(nT - T)$ - приращение входного сигнала за период T .

Масштабированная ошибка и производная фаззифицированы соответственно входу нечетких множеств, функции принадлежности которых приведены на рис. 2.1.

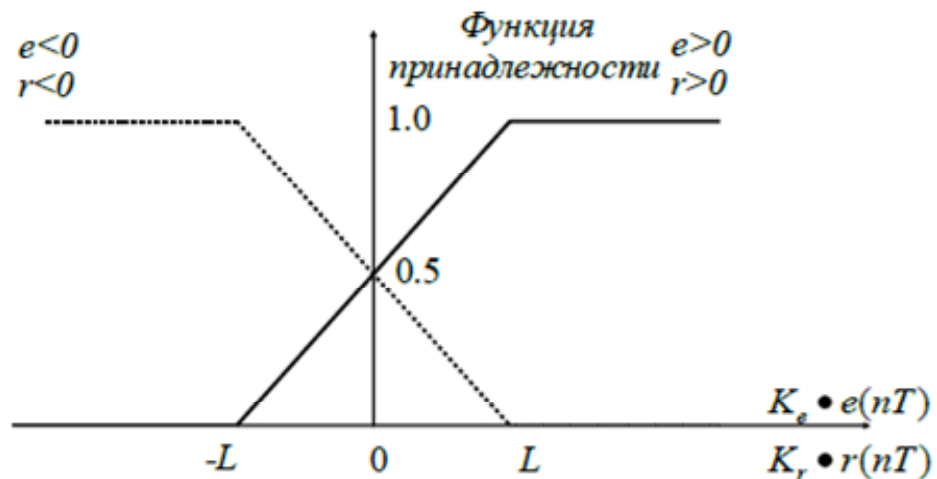


Рис. 2.1. Графическое представление входных нечетких множеств и их производных для фаззификации масштабированных входов

Вход нечетких множеств для масштабированной положительной и отрицательной ошибок, представленных рис. 2.1, описывается следующими функциями принадлежности:

$$\mu_e^+ = \frac{L + K_e \cdot e(nT)}{2L}, \text{ и } \mu_e^- = \frac{L - K_e \cdot e(nT)}{2L}, \quad (2.3)$$

$$\mu_r^+ = \frac{L + K_r \cdot r(nT)}{2L} \text{ и } \mu_r^- = \frac{L - K_r \cdot r(nT)}{2L}. \quad (2.4)$$

Очевидно, что

$$\mu_e^+ + \mu_e^- = 1 \text{ и } \mu_r^+ + \mu_r^- = 1.$$

Следовательно, используется четыре нечетких правила управления, а именно:

$$\left. \begin{array}{l}
 \text{Если } K_e \cdot e(nT) > 0 \text{ и } K_r \cdot r(nT) > 0, \text{ то } \Delta U(nT) > 0; (r_1) \\
 \text{Если } K_e \cdot e(nT) > 0 \text{ и } K_r \cdot r(nT) < 0, \text{ то } \Delta U(nT) = 0; (r_2) \\
 \text{Если } K_e \cdot e(nT) < 0 \text{ и } K_r \cdot r(nT) > 0, \text{ то } \Delta U(nT) = 0; (r_3) \\
 \text{Если } K_e \cdot e(nT) < 0 \text{ и } K_r \cdot r(nT) < 0, \text{ то } \Delta U(nT) < 0. (r_4)
 \end{array} \right\} \quad (2.5)$$

В приведенных нечетких правилах, $\Delta U(nT)$ - выход нечеткого контроллера. Три трапецидальных формы выхода нечеткого контроллера (положительный выход, нулевой и отрицательный) показаны на рис. 2.2.

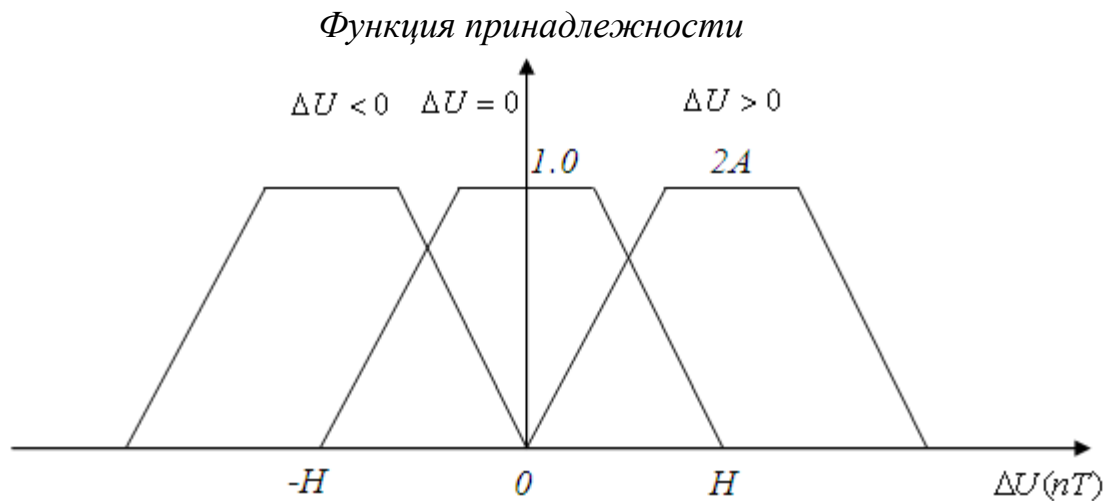


Рис. 2.2. Графическое определение вывода нечетких множеств

Здесь $2A$ и $2H$ – верхние и нижние стороны трапеций. Величина H является центральным (средним) положительным значением выходного сигнала, $-H$ - центральным отрицательным значением.

Форма трапеции определяется параметром

$$\theta = \frac{A}{H}, \quad (2.6)$$

который ограничивается значениями

$$\theta \leq 0.5, \quad (2.7)$$

чтобы избежать наложения между верхними сторонами двух соседних выходных нечетких множеств.

Четыре различных метода вывода управляющего сигнала управления $\Delta U(nT)$ показаны на рис. 2.3, а формальное определение $\Delta U(nT)$ приведено в табл. 2.1.

В таблице μ - функция принадлежности выходного нечеткого множества, которая рассчитывается по входному нечеткому множеству. Затемненные множества (рис.2.3) представляют собой выводы, которые могут быть вычислены по формулам табл. 2.2. Индексами M, L, DP и BP обозначены соответствующие методы вывода.

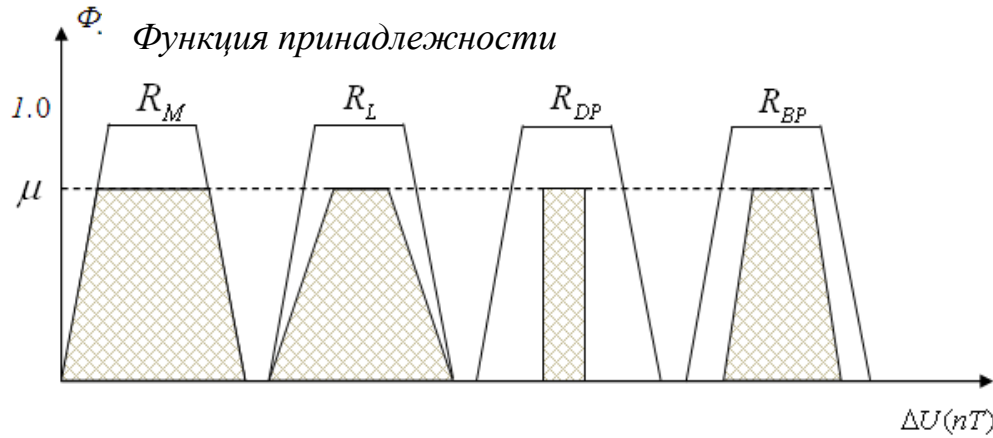


Рис. 2.3. Графическое определение четырех методов вывода

Таблица 2.1

Аналитическое определение выводов фаззи-контроллеров с различными методами R_M, R_L, R_{DP}, R_{BP} .

Метод вывода	Определение
R_M	$\mu \wedge F(\Delta U)$
R_L	$\mu \cdot F(\Delta U)$
R_{DP}	$\begin{cases} \mu, & F(\Delta U) = 1 \\ F(\Delta U), & \mu = 1 \\ 0, & \mu < 1, F(\Delta U) < 1 \end{cases}$
R_{BP}	$0 \vee (\mu + F(\Delta U) - 1)$

Таблица 2.2

Расчетные формулы площадей выходных нечетких множеств для четырех разных методов вывода, определенных в табл. 2.1

Метод вывода	Площадь выходного нечеткого множества
R_M	$S_M(\mu) = \mu(2 - \mu + \mu \cdot \theta)H$
R_L	$S_L(\mu) = \mu(1 + \theta)H$
R_{DP}	$S_{DP}(\mu) = 2\mu \cdot \theta \cdot H$
R_{BP}	$S_{BP}(\mu) = \mu(2\theta + \mu - \mu \cdot \theta)H$

Правила контроля r_2 и r_3 создают две функции принадлежности, а $F(\Delta U)$ является функцией принадлежности выходного нечеткого множества. Объединенная функция принадлежности согласно оператору «ИЛИ»

$$\mu_{r_2 \vee r_3} = \min(\mu_{r_2} + \mu_{r_3}, 1). \quad (2.8)$$

Для дефазифицированных нечетких множеств используется метод центра тяжести. Исходя из того, что выходы нечетких множеств симметричны относительно их средних значений (Н, 0 и -Н), масштабированный выходной сигнал фаззи-контроллера:

$$\begin{aligned}
 K_U \cdot \Delta U(nT) &= K_U \cdot \frac{H \cdot S(\mu_{r1}) + 0 \cdot S(\mu_{r2 \vee r3}) - H \cdot S(\mu_{r4})}{S(\mu_{r1}) + S(\mu_{r2 \vee r3}) + S(\mu_{r4})} = \\
 &= K_U \cdot H \frac{-S(\mu_{r4}) + S(\mu_{r1})}{S(\mu_{r1}) + S(\mu_{r2 \vee r3}) + S(\mu_{r4})}, \quad (2.9)
 \end{aligned}$$

где $S(\mu_{r1})$ и $S(\mu_{r4})$ - площади выходных нечетких множеств, рассчитанных по формулам табл. 2.2; K_U - коэффициент пропорциональности.

Текущее значение полного выхода контроллера

$$U(nT) = U(nT - T) + K_U \cdot \Delta U(nT), \quad (2.10)$$

где $U(nT - T)$ - выход нечеткого контроллера в момент времени $(n - 1)T$.

2.2.2 Структура простейших нечетких контроллеров

На практике рассматривают изменение масштабированных ошибки и ее производной в интервале $[-L...L]$, чтобы в полной мере использовать нелинейность нечеткого контроллера.

Простейшие нечеткие контроллеры с использованием R_M, R_L, R_{DP}, R_{BP} выводов являются различными ПИ-контроллерами с переменными коэффициентами:

$$K_U \cdot \Delta U(nT) = -(K_i \cdot e(nT) + K_p \cdot r(nT)) , \quad (2.11)$$

где пропорциональная и интегральная составляющие

$$K_p = \beta_S \cdot K_r, \quad (2.12)$$

$$K_i = \beta_S \cdot K_e. \quad (2.13)$$

Коэффициенты β_S для различных методов вывода приведены в табл. 2.3.

Для краткости рассмотрена только структура нечеткого контроллера с R_M - выводом. Структура других нечетких контроллеров может быть доказана аналогичным способом.

Таблица 2.3

Выражения для коэффициентов β при различных методах вывода, когда обе масштабированные ошибки и ее производной находятся в интервале $[-L \dots L]$.

Метод вывода	β
R_M	$\beta^M = \frac{0.5H \cdot K_U ((1 + \theta)L + 0.5(1 - \theta) K_e \cdot e(nT) - (K_r \cdot r(nT)))}{(3 + \theta)L^2 - ((1 + \theta)L \cdot \text{вход} + 0.5(1 - \theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))}$
R_L	$\beta^L = \frac{0.5H \cdot K_U}{2L - \text{вход}}$
R_{DP}	$\beta^{DP} = \frac{0.5H \cdot K_U}{2L - \text{вход}}$
R_{BP}	$\beta^{BP} = \frac{0.5H \cdot K_U ((1 + \theta)L + 0.5(1 - \theta) K_e \cdot e(nT) - (K_r \cdot r(nT)))}{(1 + 3\theta)L^2 - ((1 + \theta)L \cdot \text{вход} + 0.5(1 - \theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))}$

На рис. 2.4 показаны графически четыре входных возможных комбинации (ВК) масштабированной ошибки и ее производной.

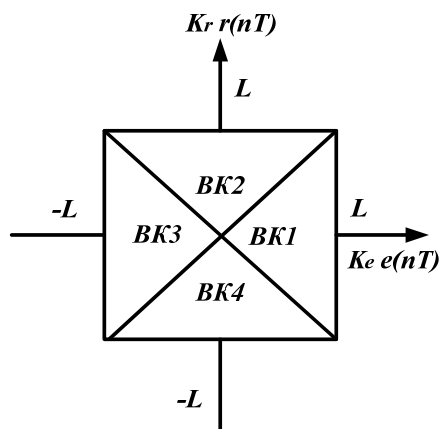


Рис. 2.4. Графическое представление четырех возможных комбинаций (ВК) масштабированной ошибки и ее производной

В каждой ВК функции принадлежности выхода нечетких множеств в правилах контроля от r_1 до r_4 могут быть получены согласно табл. 2.4,

используя нечеткую логику Заде «И». Для объединенной функции принадлежности выход равен нулю, поэтому можно записать:

$$\mu_{r2 \vee r3} = \min(\mu_{r2} + \mu_{r3}, 1) = \mu_{r2} + \mu_{r3} \leq 1. \quad (2.14)$$

Заменяя μ в $S_M(\mu)$ в табл. 2.2 на μ_{ri} ($i = 1, 2, 3, 4$) в табл. 2.4 и подставляя результирующее значение $S_M(\mu_{ri})$ в алгоритм нечеткой логики (2.9), аналитическая структура нечеткого контроллера с использованием R_M - вывода может быть получена следующим образом:

Когда $K_r \cdot |r(nT)| \leq K_e \cdot |e(nT)| \leq L$ (области ВК1 и ВК3)

$$K_U \cdot \Delta U(nT) = \frac{0.5H \cdot K_U ((1+\theta)L(K_e \cdot e(nT) + K_r \cdot r(nT)))}{(3+\theta)L^2 - ((1+\theta)L \cdot K_e \cdot |e(nT)| + 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))} + \quad (2.15)$$

$$+ \frac{0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 - (K_r \cdot r(nT))^2)}{(3+\theta)L^2 - ((1+\theta)L \cdot K_e \cdot |e(nT)| + 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))},$$

где $K_e \cdot |e(nT)| \leq K_r \cdot |r(nT)| \leq L$ (области МК2 и МК4),

$$\text{Вход} = \begin{cases} K_e \cdot |e(nT)|, |1| \\ K_r \cdot |r(nT)|, |2| \end{cases}$$

|1| - для ВК1 и ВК3, |2| - для ВК2 и ВК4.

Когда $K_r \cdot |r(nT)| \leq K_e \cdot |e(nT)| \leq L$ (области ВК1 и ВК3)

$$K_U \cdot \Delta U(nT) = \frac{0.5H \cdot K_U ((1+\theta)L(K_e \cdot e(nT) + K_r \cdot r(nT)))}{(3+\theta)L^2 - ((1+\theta)L \cdot K_e \cdot |e(nT)| + 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))} + \quad (2.16)$$

$$+ \frac{0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 - (K_r \cdot r(nT))^2)}{(3+\theta)L^2 - ((1+\theta)L \cdot K_e \cdot |e(nT)| + 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))},$$

где $K_e \cdot |e(nT)| \leq K_r \cdot |r(nT)| \leq L$ (области ВК2 и ВК4),

$$\text{Вход} = \begin{cases} K_e \cdot |e(nT)|, & |1| \\ K_r \cdot |r(nT)|, & |2| \end{cases}$$

$|1|$ - для ВК1 и ВК3, $|2|$ - для ВК2 и ВК4.

$$K_U \cdot \Delta U(nT) = \frac{0.5H \cdot K_U((1+\theta)L(K_e \cdot e(nT) + K_r \cdot r(nT))}{(3+\theta)L^2 - ((1+\theta)L \cdot K_r \cdot |r(nT)| + 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))} - \quad (2.17)$$

$$- \frac{0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 - (K_r \cdot r(nT))^2)}{(3+\theta)L^2 - ((1+\theta)L \cdot K_r \cdot |r(nT)| + 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))}.$$

Отметим, что линейный ПИ-контроллер может быть представлен в виде:

$$\Delta U_{PI}(nT) = -(K_i^{PI} \cdot e(nT) + K_P^{PI} \cdot r(nT)), \quad (2.18)$$

а нелинейные ПИ-контроллеры могут быть представлены уравнениями (2.16) и (2.17):

$$K_U \cdot \Delta U(nT) = -(K_i^M \cdot e(nT) + K_P^M \cdot r(nT)), \quad (2.19)$$

где переменные коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих

$$K_P^M = \beta^M \cdot K_r, \quad (2.20)$$

$$K_i^M = \beta^M \cdot K_e. \quad (2.21)$$

Коэффициент β^M равен

$$\beta^M = \begin{cases} \frac{0.5H \cdot K_U((1+\theta)L(K_e \cdot e(nT) + K_r \cdot r(nT)) + 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 - (K_r \cdot r(nT))^2))}{(3+\theta)L^2 - ((1+\theta)L \cdot K_e \cdot |e(nT)| + 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))}, \\ \frac{0.5H \cdot K_U((1+\theta)L(K_e \cdot e(nT) + K_r \cdot r(nT)) - 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 - (K_r \cdot r(nT))^2))}{(3+\theta)L^2 - ((1+\theta)L \cdot K_r \cdot |r(nT)| + 0.5(1-\theta)((K_e \cdot e(nT))^2 + (K_r \cdot r(nT))^2))}. \end{cases} \quad (2.21)$$

Согласно табл. 2.4, существует структурная двойственность между $K_e \cdot e(nT)$ в областях ВК1 и ВК3 и $(K_r \cdot r(nT))$ в областях ВК2 и ВК4.

Таблица 2.4

Результаты оценки выходной функции принадлежности нечетких множеств согласно контрольным правилам от r_1 до r_4 с использованием нечеткой логики Заде «И», когда обе масштабированные ошибки находятся в интервале $[-L \dots L]$

Входные комбинации ВК	Функции принадлежности нечетких множеств согласно контрольным правилам от r_1 до r_4 с использованием нечеткой логики Заде «И»			
	μ_{r1}	μ_{r2}	μ_{r3}	μ_{r4}
ВК1	μ_r^+	μ_r^-	μ_e^-	μ_e^-
ВК2	μ_e^+	μ_r^-	μ_e^-	μ_r^-
ВК3	μ_e^+	μ_e^+	μ_r^+	μ_r^-
ВК4	μ_r^+	μ_e^+	μ_r^+	μ_e^-

2.3 Свойства фаззи-контроллеров, использующих различные методы вывода

Если K_e и K_r являются постоянными величинами, пропорциональная и интегральная составляющие K_p и K_i , (2.12) и (2.13), изменяются пропорционально изменению β_S . Поэтому изучение свойств β_S для различных методов вывода является эквивалентным изучению свойств этих составляющих.

Для всех четырех методов вывода, β_S имеет следующие свойства:

$$\beta(e(nT), r(nT)) = \beta(r(nT), e(nT)); \quad (2.23)$$

$$\beta(e(nT), r(nT)) = \beta(-r(nT), -e(nT)). \quad (2.24)$$

Уравнение (2.23) указывает на то, что β_S изменяется симметрично относительно линии

$$K_r \cdot r(nT) = K_e \cdot e(nT), \quad (2.25)$$

а согласно (2.24), β_S изменяется симметрично относительно линии

$$K_r \cdot r(nT) = -K_e \cdot e(nT). \quad (2.26)$$

Очевидно, что достаточно изучить свойства β_S в одной из областей ВК1...ВК4, например, в области ВК1.

Значение β^M достигает своего максимума, когда

$$K_e \cdot e(nT) = L \text{ и } K_r \cdot r(nT) = -L, \quad (2.27)$$

так как числитель β^M в табл. 2.2. становится максимальным, а знаменатель – минимальным. Максимум β^M

$$\beta_{\max}^M = \frac{H \cdot K_U}{(1 + \theta)L}. \quad (2.28)$$

Значение β^M достигает своего минимального значения, когда

$$r(nT) = e(nT) = 0, \quad (2.29)$$

так как числитель β^M становится минимальным, а знаменатель принимает максимальное значение.

Минимальное значение β^M

$$\beta_{\min}^M = \frac{(1+\theta)H \cdot K_U}{2(3+\theta)L}, \quad (2.30)$$

а отношение β_{\max}^M к β_{\min}^M :

$$\rho^M = \frac{\beta_{\max}^M}{\beta_{\min}^M} = \frac{2(3+\theta)}{(1+\theta)^2}, \quad (2.31)$$

ρ^M монотонно убывает при возрастании θ от 0 до 0.5. Диапазон изменения ρ^M :

$$\frac{28}{9} \leq \rho^M \leq 6.$$

Значение ρ^M достигает максимального значения при $\theta = 0$.

В области ВК1 $K_e \cdot e(nT) \geq K_r \cdot r(nT)$. Для заданного $K_r \cdot r(nT)$, с увеличением $K_e \cdot e(nT)$ числитель β^M увеличивается, а знаменатель уменьшается, что приводит к увеличению β^M . При заданном $K_e \cdot e(nT)$, увеличение $K_r \cdot r(nT)$ также приводит к увеличению β^M . Когда $K_e \cdot e(nT) = L$ и $K_r \cdot r(nT) = L$, коэффициент β^M будет равен:

$$\beta_{L,L}^M = \frac{H \cdot K_U}{2L}. \quad (2.32)$$

На основании свойств β^M в области ВК1 и симметрии, описываемой в (2.23) и (2.24), можно сделать вывод, что начиная со значения $K_e \cdot e(nT) = 0$ и $K_r \cdot r(nT) = 0$, β^M строго монотонно увеличивается с возрастанием $K_e \cdot |e(nT)|$ и $K_r \cdot |r(nT)|$ во всех направлениях.

Рассмотрим свойства β^L и β^{DP} .

При использовании методов вывода R_L и R_{DP} , из табл.2.3 следует, что структура рассматриваемых фаззи-контроллеров идентична. Очевидно, что когда

$$K_e \cdot e(nT) = L \text{ или } K_r \cdot |r(nT)| = L, \quad (2.33)$$

β^L и β^{DP} достигают максимальных значений,

$$\beta_{\max}^L = \beta_{\max}^{DP} = \frac{H \cdot K_U}{2L}, \quad (2.34)$$

а при

$$K_e \cdot e(nT) = K_r \cdot r(nT) = 0, \quad (2.35)$$

β^L и β^{DP} принимают минимальные значения:

$$\beta_{\min}^L = \beta_{\min}^{DP} = \frac{H \cdot K_U}{4L}. \quad (2.36)$$

Следует отметить, что β^L и β^{DP} не зависят от θ , и поэтому

$$\rho^L = \rho^{DP} = \frac{\beta_{\max}^L}{\beta_{\min}^L} = \frac{\beta_{\max}^{DP}}{\beta_{\min}^{DP}} \equiv 2.$$

При $K_e \cdot e(nT) = L$ и $K_r \cdot r(nT) = L$:

$$\beta_{L,L}^L = \beta_{L,L}^{DP} = \frac{H \cdot K_U}{2L}.$$

Кроме симметрии относительно линий (2.25) и (2.26), β^L и β^{DP} симметричны также относительно линий

$$K_e \cdot e(nT) = 0, \quad (2.37)$$

$$K_r \cdot r(nT) = 0. \quad (2.38)$$

На основании рассмотренного выше можно сделать вывод о том, что начиная с минимальных значений при $K_e \cdot e(nT) = 0$ и $K_r \cdot r(nT) = 0$, β^L и β^{DP} монотонно возрастают с увеличением $K_e \cdot |e(nT)|$ и $K_r \cdot |r(nT)|$ во всех направлениях и достигают своего максимума, когда $K_e \cdot |e(nT)| = L$ и $K_r \cdot |r(nT)| = L$.

Рассмотрим свойства β^{BP} .

Для разных значений θ , β^{BP} достигает разных минимумов. Он либо равен

$$\beta_{\min}^{BP} = \frac{(1 + \theta)H \cdot K_U}{2(1 + 3\theta)L}, \quad (2.39)$$

когда

$$K_e \cdot e(nT) = K_r \cdot r(nT) = 0, \quad (2.40)$$

или

$$\beta_{\min}^{BP} = \frac{\theta \cdot H \cdot K_U}{(1 + \theta)L}, \quad (2.41)$$

когда

$$K_e \cdot e(nT) = L \text{ и } K_r \cdot r(nT) = -L. \quad (2.42)$$

Приравняв правые части уравнений (2.39) и (2.41) находится θ :

$$\theta = \frac{\sqrt{5}}{5} \approx 0.4472.$$

Это означает, что при $0 \leq \theta \leq 0.4472$, β^{BP} достигает минимума согласно (2.41), а при $0.4472 \leq \theta \leq 0.5$ минимум β^{BP} достигается согласно (2.39).

Аналитически может быть доказано, что β^{BP} достигает максимального значения, когда $0 \leq \theta \leq 0.1827$, чему соответствует равенство

$$(K_e \cdot e(nT), K_r \cdot r(nT)) = \left(\frac{3 + 3\theta - \sqrt{-13\theta^2 + 6\theta + 3}}{2(1 - \theta)} L, \frac{\sqrt{-13\theta^2 + 6\theta + 3} - 1 - \theta}{2(1 - \theta)} L \right), \quad (2.43)$$

причем, β^{BP} монотонно возрастает в диапазоне $(0.6340L, 0.3660L)$ при $\theta = 0$ до $(L, 0.4472L)$ при $\theta = 0.1827$.

Когда $0.1827 \leq \theta \leq 0.5$, другая переменная β_{\max}^{BP} имеет место в случае

$$(K_e \cdot e(nT), K_r \cdot r(nT)) = \left(L, \left(3 + \frac{\sqrt{6\theta^2 + 8\theta + 2 - 4}}{1 - \theta} \right) L \right), \quad (2.44)$$

причем, β^{BP} монотонно возрастает в диапазоне $(L, 0.4472L)$ при $\theta = 0.1827$ до $(L, 0.4472L)$ при $\theta = 0.5$. Поскольку может быть доказано, что R^{BP} подходит для контроля цели, независимо от выражения для β_{\max}^{BP} , выражение для β_{\max}^{BP} опущено, как и для ρ^{BP} .

Следует отметить, что когда $K_e \cdot e(nT) = L$ и $K_r \cdot r(nT) = L$:

$$\beta_{L,L}^{BP} = \frac{H \cdot K_U}{2L}. \quad (2.45)$$

2.4 Определение адекватности четырех методов вывода контроллеров для фаззи-управления и сравнение управляющих сигналов с использованием R_M - метода с R_L и R_{DP} - методами вывода

Для целей управления методы вывода R_M , R_L , R_{DP} удовлетворяют выдвинутым требованиям, а R_{BP} - не удовлетворяет.

Так как при использовании фаззи-контроллеров с методами вывода R_M , R_L , R_{DP} , с увеличением масштабированных ошибок $K_e \cdot |e(nT)|$ и (или) $K_r \cdot |r(nT)|$ увеличиваются величины β^M , β^L , β^{DP} (происходит быстрое уменьшение ошибки регулирования), а при уменьшении масштабированных ошибок (уменьшается β), ослабляется и управляющее воздействие, система стремится к установившемуся режиму, такой режим является необходимым и требуемым.

Для фаззи-контроллеров с использованием метода вывода R_{BP} максимальное управляющее воздействие не достигается при увеличении $K_e \cdot |e(nT)|$ и (или) $K_r \cdot |r(nT)|$, т.е. не обеспечивается сильная реакция системы на увеличение ошибки регулирования. С другой стороны, не обеспечивается стабилизация системы при малых масштабированных ошибках. Поэтому применение данного метода для целей нечеткого управления теряет смысл.

Управляющее воздействие фаззи-контроллера в любой момент дискретного времени nT :

$$K_U \cdot \Delta U(nT) = -\beta(K_e \cdot e(nT) + K_r \cdot r(nT)) \quad (2.46)$$

для обоих коэффициентов β_S и суммы масштабированных входов.

Рассмотрение соотношений коэффициентов β , когда система фаззи-управления находится в переходном состоянии.

Значение β_{\max}^M имеет место в координатах $(L, -L)$ и $(-L, L)$, в то время, когда β_{\max}^L и β_{\max}^{DP} имеют место при значениях $K_e \cdot |e(nT)| = L$ или $K_r \cdot |r(nT)| = L$. Согласно неравенству $\beta_{\max}^M > \beta_{\max}^L = \beta_{\max}^{DP}$, независимо от значения θ , управляющее воздействие фаззи-контроллера с использованием R_M - метода всегда сильнее, чем других фаззи-контроллеров, когда масштабированные входы находятся в областях близких к точкам с координатами $(L, -L)$ и $(-L, L)$. С другой стороны из-за того, что $\beta_{\min}^M < \beta_{\min}^L = \beta_{\min}^{DP}$, существуют некоторые области, где управляющее воздействие фаззи-контроллеров, использующих методы β_{\max}^L и β_{\max}^{DP} , сильнее.

Управляющее воздействие фаззи-контроллера с использованием R_M - вывода большое, когда выходной сигнал находится на значительном удалении от установившегося режима, но имеет тенденцию стремиться к нулю. В связи с тем, что $K_e \cdot e(nT)$ и $K_r \cdot r(nT)$ имеют противоположные знаки, модуль их суммы является малой величиной. Поэтому разница между управляющими воздействиями контроллеров с β^M - выводом не намного больше, чем при β^L и β^{DP} - выводах.

Для оценки действия управляющего воздействия на процесс управления следует рассмотреть поведение фаззи-контроллера, когда

$$K_e \cdot e(nT) \approx L \text{ и } K_r \cdot r(nT) \approx -L, \quad (2.47)$$

$$K_e \cdot e(nT) \approx -L \text{ и } K_r \cdot r(nT) \approx L. \quad (2.48)$$

В этих случаях

$$\beta^M \approx \beta_{\max}^M, \quad (2.49)$$

$$\beta^L \approx \beta_{\max}^L, \quad (2.50)$$

$$\beta^{DP} \approx \beta_{\max}^{DP}, \quad (2.51)$$

которые максимизируют управляющее воздействие фаззи-контроллера и способствуют получению быстрых переходных процессов. Следует отметить, что действие управляющего воздействия, использующего R_M - метод вывода, сильнее.

Управляющее воздействие фаззи-контроллеров с использованием R_M и R_{DP} методов вывода сильнее, когда масштабированные входы системы фаззи-управления находятся в первом или третьем квадрантах графика $K_e \cdot e(nT) - K_r \cdot r(nT)$. В этих областях процессы выхода находятся далеко от установившегося режима и имеют тенденцию удаляться от него. В связи с тем, что $K_e \cdot e(nT)$ и $K_r \cdot r(nT)$ имеют одинаковые знаки, модуль их суммы является большой величиной. Поэтому разность между управляющими воздействиями является более значительной, по сравнению с относительно большой разностью между β^M и β^L (β^{DP}).

Следует отметить, что $\beta^M = (\beta^M - \beta^{DP})$ при $(K_e \cdot e(nT), K_r \cdot r(nT)) = (L, L)$ и $(K_e \cdot e(nT), K_r \cdot r(nT)) = (-L, -L)$, потому что

$$\beta_{L,L}^M = \beta_{L,L}^L = \beta_{L,L}^{DP}. \quad (2.52)$$

Следует отметить, что диапазоны изменения K_p^M и K_i^M всегда больше, чем для $K_p^L(K_p^{DP})$ и $K_i^L(K_i^{DP})$, поскольку

$$\rho^M > \rho^L = \rho^{DP}. \quad (2.53)$$

Разница может достигать 300% когда $\theta = 0$. Поэтому треугольная форма вывода нечетких множеств может быть использована для фаззи-

контроллеров с R_M методом вывода, если необходимы максимальная динамическая точность и компенсация нелинейностей.

Когда фаззи-контроллер находится в установившемся режиме, $K_e \cdot e(nT) \approx 0$ и $K_r \cdot r(nT) \approx 0$, а также

$$\beta^M \approx \beta_{\min}^M, \quad (2.54)$$

$$\beta^L \approx \beta_{\min}^L, \quad (2.55)$$

$$\beta^{DP} \approx \beta_{\min}^{DP}. \quad (2.56)$$

При этом управляющее воздействие фаззи-контроллера будет минимальным, что приведет к стабилизации системы управления. Локальная стабильность системы фаззи-управления в точке равновесия (уставки) может быть определена следующим.

Простейшая система фаззи-управления с использованием методов вывода R_M , R_L и R_{DP} имеет некоторую локальную стабильность (устойчивость), как и соответствующая система управления с обычным ПИ-регулятором в точке равновесия.

Когда $e(nT) = 0$ и $r(nT) = 0$ - фаззи-контроллеры, представляющие собой нелинейные ПИ-регуляторы с переменными составляющими, становятся линейными ПИ-регуляторами с постоянными составляющими. Составляющие $K_r \cdot \beta_{\min}^M$ ($K_r \cdot \beta_{\min}^L$, или $K_r \cdot \beta_{\min}^{DP}$) и $K_e \cdot \beta_{\min}^M$ ($K_e \cdot \beta_{\min}^L$, или $K_e \cdot \beta_{\min}^{DP}$) относятся к фаззи-контроллерам, которые используют R_M (R_L , или R_{DP}) методы вывода. Согласно методу Ляпунова, линеаризованная нелинейная система фаззи-управления может быть асимптотически устойчивой (или неустойчивой) в точке равновесия.

Управляющее воздействие фаззи-контроллера с R_M - методом обеспечивает большую устойчивость системы управления, чем методы R_L и R_{DP} , так как

$$\beta_{\min}^M < \beta_{\min}^L = \beta_{\min}^{DP}. \quad (2.57)$$

Таким образом, фаззи-контроллеры с использованием R_M метода обеспечивают большую устойчивость, чем R_L и R_{DP} , при одинаковых значениях таких параметров, как θ , K_e , K_r , K_U и т.д.

Выполненный анализ переходных и установившихся режимов не дает точного обоснования эффективности использования того или иного фаззи-контроллера. Поэтому при проектировании реальной системы управления следует рассматривать фаззи-контроллер совместно с моделью объекта.

2.5 Представление зависимости выходного сигнала от входного воздействия регулятора структурной схемой

Согласно табл. 2.2 наиболее простая модель регулятора получается, если площади нечетких множеств определяются по R_L - методу, причем величина θ может быть принята равной нулю. В этом случае нечеткие множества будут представлять собой равнобедренные треугольники, а площади активной части будут равны $S(\mu) = \mu \cdot H$, где μ - следует принимать из табл. 2.3, в которой приведены четыре комбинации функций принадлежности, определяемые по формулам (2.3) и (2.4).

Согласно варианту ВК1, площади $S(\mu_r)$ будут равны:

$$\begin{aligned} S(\mu_{r1}) &= H \frac{L + K_r \cdot r(nT)}{2L}; \quad S(\mu_{r2}) = H \frac{L - K_r \cdot r(nT)}{2L}; \\ S(\mu_{r3}) &= H \frac{L + K_e \cdot e(nT)}{2L}; \quad S(\mu_{r4}) = H \frac{L - K_e \cdot e(nT)}{2L}. \end{aligned} \quad (2.58)$$

Подстановка значений площадей в формулу (2.9), дает

$$\begin{aligned}
K_u \cdot U(\Delta T) &= H \frac{S(\mu_{r1}) + 0 \cdot S(\mu_{r2v}\mu_{r3}) - S(\mu_{r4})}{S(\mu_{r1}) + S(\mu_{r2}) + S(\mu_{r3}) + S(\mu_{r4})} = \\
&= 0,5H \frac{K_e e(nT) + K_r r(nT)}{2L - K_e e(nT)},
\end{aligned} \quad (2.59)$$

где L - максимальное возможное значение ошибки e .

Формулу (2.59) можно представить в ином виде:

$$K_u \cdot U(\Delta T) = \frac{0,5H}{2L - K_e e(nT)} U_{\text{вх}}, \quad (2.60)$$

где $U_{\text{вх}} = K_e e(nT + K_r r(nT))$ - входное воздействие фаззи-регулятора.

Зависимость (2.60) показывает, что коэффициент передачи регулятора K_e зависит от ошибки регулирования e : чем больше ошибка, тем больше коэффициент передачи. Следовательно, всегда с увеличением ошибки регулирования будет возрастать реакция на ее уменьшение.

В общем виде такой регулятор можно представить схемой, в составе замкнутой системы управления (рис. 2.5).

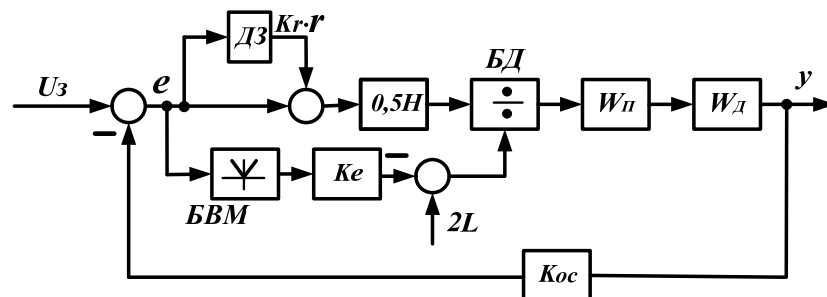


Рис. 2.5. Структурная схема замкнутой системы управления скоростью или положением с фаззи-регулятором

Для того чтобы коэффициент передачи регулятора K_r не зависел от знака ошибки e в параллельной передаче используется ее абсолютное значение. Поскольку коэффициент K_e может принимать любые значения в

диапазоне $K_e|e| < 2L$, то и K_r может также иметь любое значение, включая и очень большое.

Учитывая, что нечеткость данного регулятора определяется в основном внутренней параллельной передачей, рассмотренный регулятор можно назвать пропорциональным с нечеткой коррекцией. Для практического использования нечеткую связь нужно выполнить нелинейной, как показано на рис. 2.6.

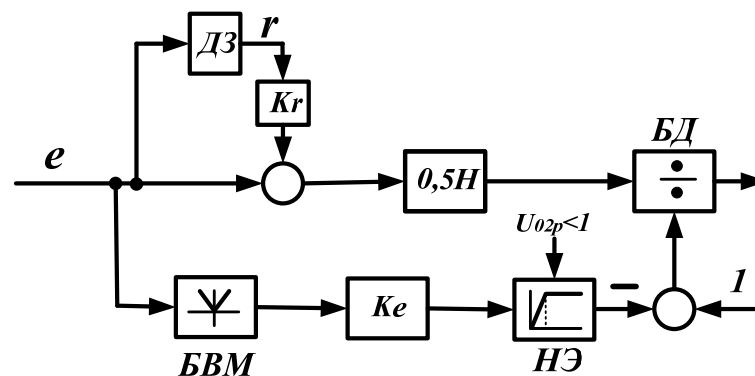


Рис. 2.6. Структурная схема пропорционального регулятора с нечеткой коррекцией

После исключения пропорциональной части нелинейного элемента НЭ, схема примет вид структуры релейного регулятора.

2.6 Сравнение управляющих воздействий фаззи-контроллеров с управляющими воздействиями линейных ПИ-регуляторов

Линейные ПИ-регуляторы имеют постоянные пропорциональную и интегральную составляющие. Составляющие нелинейных ПИ-регуляторов, представляющих фаззи-контроллеры, всегда изменяются в зависимости от выходных воздействий. Представляет интерес сравнения устойчивости фаззи-контроллеров и линейных ПИ-регуляторов.

Следует отметить, что такое сравнение должно быть сделано, если представить оба типа регуляторов одинаковыми структурами.

Пусть

$$K_p^{PI} = K_r \cdot \beta_{\min}, \quad (2.61)$$

$$K_i^{PI} = K_e \cdot \beta_{\min}, \quad (2.62)$$

где β_{\min} представляет β_{\min}^M , β_{\min}^L и β_{\min}^{DP} . Тогда, составляющие линейных ПИ-регуляторов равны составляющим нелинейных регуляторов, если $K_e \cdot e(nT) = 0$ и $K_r \cdot r(nT) = 0$. Составляющие нелинейных ПИ-регуляторов всегда больше линейных, когда $K_e \cdot e(nT) \neq 0$ и $K_r \cdot r(nT) \neq 0$. Следовательно, уравнение (2.61) и (2.62) делают фаззи-контроллеры и линейные ПИ-регуляторы сравнимыми и создают основу для сравнения эффективности двух разных типов контроллеров. Как было показано выше, качественные показатели переходных процессов с фаззи-контроллерами при использовании, R_{DP} - метода, лучше, чем в системе с линейным ПИ-регулятором, когда объект нелинейный или линейный первого порядка с запаздыванием. В случае замкнутых систем переходные процессы идентичны.

На основании сравнения свойств контроллеров с методами β_M , β_L и управляющих воздействий разных фаззи-контроллеров можно сделать вывод, что данные контроллеры также обеспечивают лучшее качество переходных процессов, чем линейные ПИ-регуляторы для нелинейных систем или содержащих звенья с запаздыванием. Однако для управления линейными процессами использование фаззи-контроллеров дает незначительные преимущества по сравнению с линейными ПИ-регуляторами.

2.7 Фаззи-контроллеры как адаптивные регуляторы

Результирующие аналитические структуры фаззи-контроллеров могут рассматриваться как нелинейные ПИ-регуляторы. Адаптация достигается

путем автоматического изменения пропорциональной и интегральной составляющих нелинейных ПИ-регуляторов в зависимости от входных воздействий, что позволяет осуществить текущую корректировку ошибок между входными и выходными переменными. В некотором смысле, подобный вид адаптации отражает активное поведение человека в процессе контроля над процессом.

Существует большое количество адаптивных регуляторов. Для разработки такого регулятора обычно требуется математическая модель контролируемого процесса. Для разработки фаззи-контроллера нет необходимости наличия такой модели процесса. Как известно из практики, точные модели нелинейных систем часто получить трудно. Поэтому, когда построение математической модели процесса невозможно или практически не рационально (время, стоимость, реализация и т.д.) следует применять фаззи-контроллеры (многие из которых являются адаптивными). Однако важно знать, что не каждый фаззи-контроллер является адаптивным. Для того, чтобы выяснить, является ли данный контроллер адаптивным, необходимо подвергнуть аналитическому анализу его структуру. Может оказаться, что аналитическое моделирование фаззи-контроллера окажется сложнее получения точной модели процесса. Если построение модели процесса доступно, то необходимо воспользоваться известными методами адаптивного контроля, теория которого достаточно развита и может обеспечить всесторонний анализ и синтез, включая устойчивость.

Фаззи-контроллеры – это нефаззи нелинейные регуляторы с возможными присущими им механизмами адаптации. Фаззи и нефаззи-контроллеры не могут заменить друг друга в первую очередь потому, что их методы разработки принципиально отличаются. Они являются разными контроллерами для разных систем контроля.

2.8 Выводы к разделу 2

1. Доказано, что простейшие фаззи-контроллеры с использованием методов вывода R_M , R_L , R_{DP} и R_{BP} - это различные ПИ-регуляторы с переменными пропорциональной и интегральной составляющими. Контроллеры с использованием R_L и R_{DP} - методов имеют идентичную аналитическую структуру. Аналитическими исследованиями свойств β_S , определяющих структуру нечеткого регулирования установлено, что R_M , R_L и R_{DP} удовлетворяют требованиям к системам управления, а R_{BP} не удовлетворяет требованиям к замкнутым системам.

2. Анализ переходных и установившихся процессов показал, что для обоснования эффективности использования того или иного фаззи – контроллера следует при проектировании системы управления рассматривать фаззи – контроллер совместно с моделью объекта.

3. Если необходимы максимальная точность позиционирования, а также компенсация нелинейности систем запаздывания следует использовать треугольную форму выходных нечетких множеств по методу R_M и R_L форм.

4. В зависимости от использованного вида входной комбинации ВК (см. табл. 2.4) нечеткая корректирующая передача ФР может быть реализована как по ошибке e так и по r .

5. Если вместо пропорционального звена в прямой цепи использовать звено с неоднозначной характеристикой релейного регулятора, то будет реализован скользящий режим.

РАЗДЕЛ 3

КОМБИНИРОВАННОЕ ФАЗЗИ-УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С НЕАВТОНОМНОЙ ЗАДАЮЩЕЙ МОДЕЛЮ

3.1 Использование параллельного включения традиционного и нечеткого регуляторов в системах управления электроприводом

Методы фаззи-логики, на основе которых функционируют нечеткие контроллеры дают в системах регулирования значительно лучшие результаты, чем классические системы управления.

Поэтому при проектировании систем управления динамическими объектами оказывается целесообразным объединять достоинства традиционных регуляторов и регуляторов на основе фаззи-логики, т.е. использовать комбинированное управление. В этом случае применяется так называемая параллельная фаззи-коррекция, когда одновременно работают классический регулятор пропорциональный (П) или пропорционально-интегральный (ПИ) и фаззи-регулятор (ФР).

При таком построении системы регулирования ФР работает следующим образом: при нормальных режимах системы, когда ошибка регулирования не превышает заданной, его вклад в общий сигнал управления незначительный, а при появлении режимов отличных от нормальных, ФР начинает влиять на величину сигнала управления.

Схемы подключения ФР к основному регулятору Р показаны на рис. 3.1.

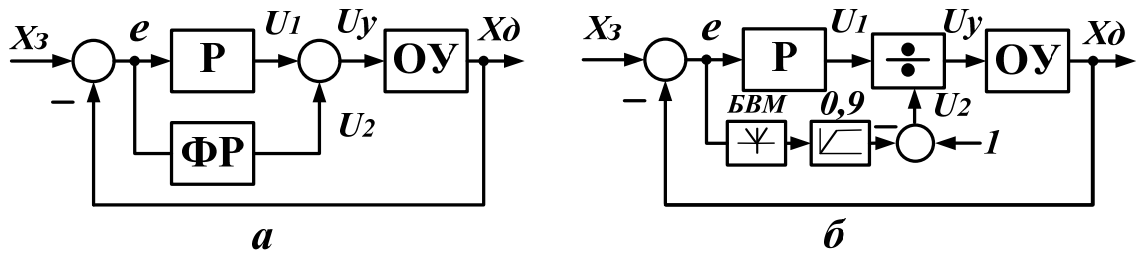


Рис. 3.1. Комбинированные включения регуляторов в систему управления

Рассмотрено два способа воздействия ФР на систему: путем суммирования выходов регуляторов ФР и Р (а) и путем деления выхода регулятора Р на выход ФР (б).

Согласно приведенным схемам, если принять регулятор Р пропорциональным с коэффициентом передачи $K_p = \frac{U_1}{e}$, то согласно схеме “а” сигнал $U_y = U_1 + U_2$, а по схеме “б” $U_y = K_p / U_2$. Следовательно, сигнал управления U_y по схеме “б” будет изменяться более интенсивно при $U_2 < 1$, т.к. увеличивается коэффициент передачи основного регулятора.

Для анализа схемы работы регуляторов представленной рис. 3.1,б, реализована система управления скоростью привода постоянного тока с корректирующим нелинейным регулятором (КНР) (рис. 3.2).

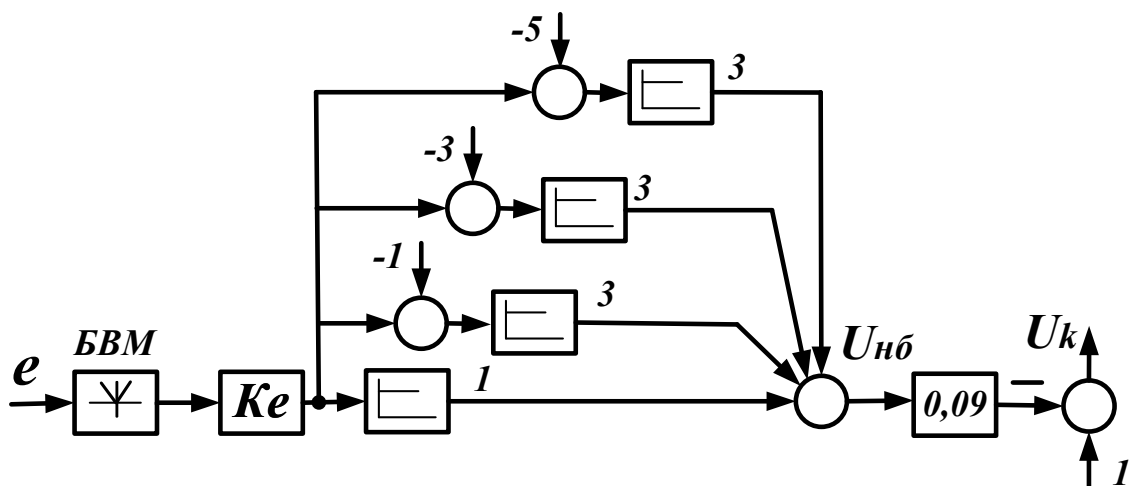


Рис. 3.2. Схема нелинейного корректирующего устройства (регулятора)

Выходом КНР служит сигнал ошибки регулирования скорости, который по модулю усиливается коэффициентом K_e и подается на блок ограничивающих нелинейных элементов. Так, если максимальный выходной сигнал блока нелинейных элементов $U_{нб}$ равен 10, то выходной сигнал КНР $U_k = 0,1$.

Изменение сигнала $U_{нб}$ при линейном увеличении сигнала e показано на рис. 3.3.

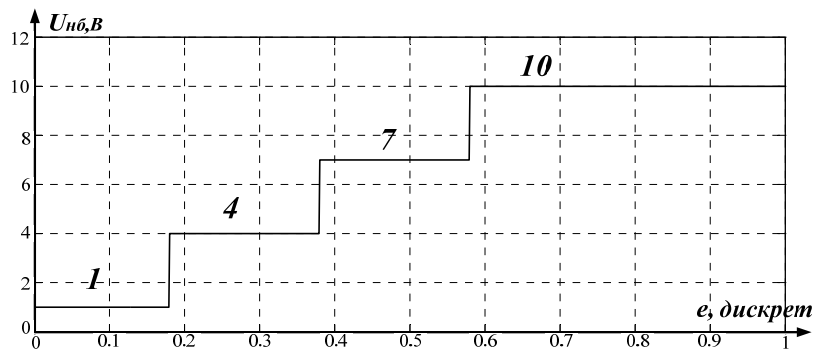


Рис. 3.3. График изменения выходного сигнала блока нелинейных звеньев

Значение коэффициента K_e выбирается таким, чтобы при максимальной ошибке e выходной сигнал $U_{нб}$ был равен 10. Работа КНР иллюстрируется подачей на вход изменяющейся линейно во времени ошибки e .

Регулятор КНР относится к фаззи-регуляторам, построенных на основе нечеткой логики. На рис. 3.3 показаны характеристики подобные тем, которые получаются при использовании 3 нечетких множеств (рис. 3.4).

Функция принадлежности $\mu(e)$ представлена равнобедренными треугольниками. Определение управляющего сигнала выполняется путем дефаззификации, используя упрощенный гравитационный метод. Площади треугольников $S_i = 1 \cdot 3 = 3$, координаты центров тяжести отдельных множеств $X_{C1} = 1$, $X_{C2} = 4$, $X_{C3} = 7$.

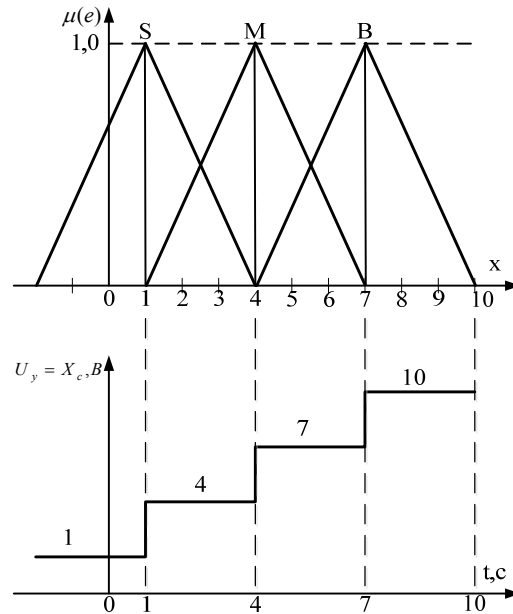


Рис. 3.4. График функции принадлежности $\mu(e)$ и выходного сигнала U_y

Эффективность использования корректирующего нелинейного регулятора показана на примере регулирования скорости привода постоянного тока системы ТПД. Основные используемые параметры этой системы: коэффициент усиления и постоянная времени тиристорного преобразователя $K_{T.П} = 20$; $T_\mu = 0,01 \text{ с}$; активное сопротивление якоря цепи $R_\text{я} = 0,05 \text{ Ом}$; электромагнитная постоянная времени $T_\text{э} = 0,15 \text{ с}$; коэффициент пропорциональности ЭДС и момента двигателя $C_\text{э} = 2,63$; момент инерции двигателя $J_1 = 23$, нагрузки $J_2 = 46$; коэффициенты обратных связей: по току $K_T = 0,023$, по скорости $K_C = 0,127$. Передаточные функции регуляторов тока и скорости определены согласно модульному оптимуму системы подчиненного регулирования:

$$W_{P.T}(p) = \frac{0,15p + 1}{0,184p}, \quad W_{P.C}(p) = 79,2.$$

Модель системы регулирования скоростью приведена на рис. 3.5 [102].

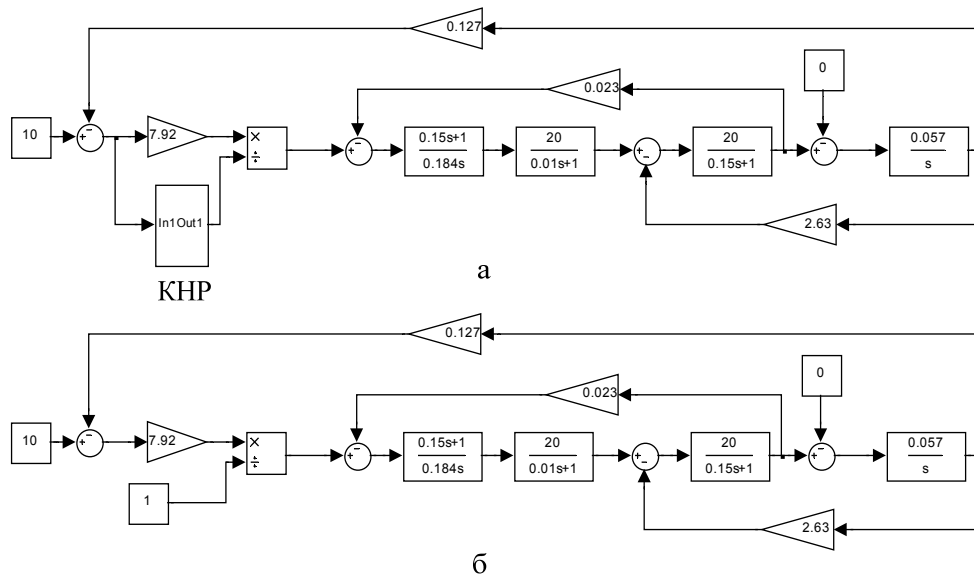


Рис. 3.5. Simulink – модель системы регулирования скорости с корректирующим нелинейным регулятором (а) и без него (б)

Графики переходных процессов, полученных по схеме рис. 3.5 при ступенчатом входном воздействии $U_{\text{вх}} = 10$, показаны на рис. 3.6.

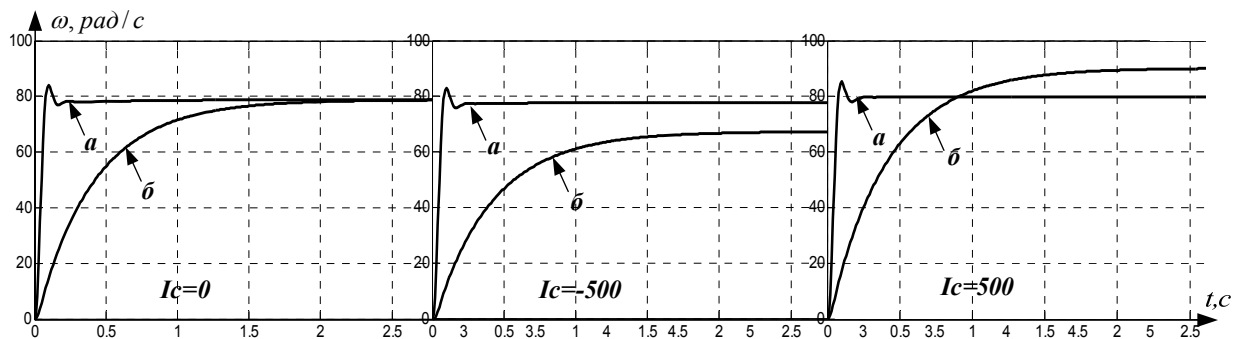


Рис. 3.6. Графики переходных процессов регулирования скорости без нагрузки и с нагрузкой $I_C = -500 \text{ A}$, $I_C = +500 \text{ A}$: а – с КНР; б – без КНР

Приведенные графики показывают, что использование фаззи-регулятора обеспечивает высокую точность воспроизведения сигнала заданной скорости $U_{\text{вх}}$. Поэтому при изменении входного сигнала по определенной программе по такой же программе будет изменяться и выходной сигнал. Кроме этого адаптивный фаззи-регулятор дает

возможность изменять амплитуду колебаний, возникающих в переходных режимах из-за инерционности отдельных звеньев и параметров упругих механических связей.

3.2 Управление позиционным электроприводом электромеханической системы с упругими механическими звеньями

В последние годы проводятся работы по оптимизации позиционных электроприводов автоматизированных установок и комплексов, включающих упругие механические звенья с сосредоточенными и распределенными параметрами. Наиболее общая модель упругой системы представляется двухмассовой системой с упругой связью и двигателем постоянного тока, структурная схема которой приведена на рис. 3.7.

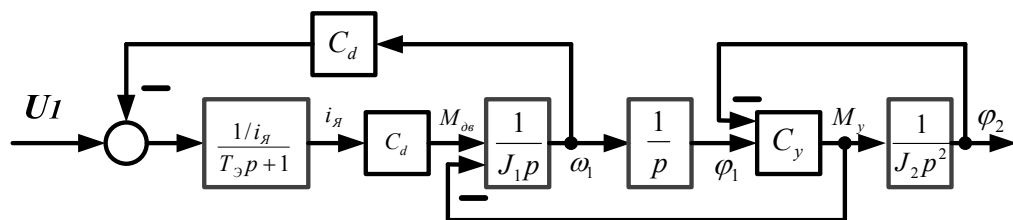


Рис. 3.7. Структурная схема двухмассовой упругой системы с двигателем постоянного тока

Входным воздействием U_1 является напряжение, приведенное к якору двигателя; выходная величина φ_2 - угол поворота рабочего органа механизма; J_1, J_2 - приведенные моменты инерции двигателя и рабочего механизма; $i_я, R_я$ - ток и сопротивление якорной цепи; C_d - коэффициент пропорциональности момента (ЭДС) двигателя; C_y - коэффициент упругости упругой связи.

Движущий момент $M_{дв}$ обычно определяется, рассматривая систему как абсолютно жесткую, поэтому для определения относительных

механических колебаний φ_2 и упругого момента M_y рассматривается операторное уравнение

$$p\varphi_2(p) = \frac{C_y M_{\partial\partial}}{[J_1 J_2 p^2 + C_y (J_1 + J_2)] \cdot (p + 1/T_M)}; \quad (3.1)$$

$$M_y(p) = C_y [\varphi_1(p) - \varphi_2(p)] = \frac{1}{J_1} \frac{C_y M_{\partial\partial}}{(p^2 + \omega_0^2)(p + 1/T_M)},$$

где $\omega_0 = \sqrt{C_y (J_1 + J_2) / (J_1 J_2)}$ - частота свободных колебаний в двухмассовой системе с упругой связью; $T_M = (J_1 + J_2) R_J / C_d^2$ - электромеханическая постоянная времени системы.

После разложения выражения (3.1) на элементарные дроби

$$M_y(p) = \frac{p}{J_1} M_{\partial\partial} C_y \left(\frac{1}{p + a} - \frac{p - a}{p^2 + \omega_0^2} \right) / (a^2 + \omega_0^2),$$

где $a = 1/T_M$.

Упругий момент

$$M_y(t) = \frac{M_{\partial\partial} C_y}{J_1 (a^2 + \omega_0^2)} (e^{-at} - \cos \omega_0 t + \frac{a}{\omega_0} \sin \omega_0 t). \quad (3.2)$$

Уравнение (3.2) соответствует незатухающим колебаниям, которые накладываются на движение всей системы как абсолютно жесткой под действием момента $M_{\partial\partial}$. Очевидно, что здесь не учитываются демпфирующие свойства двигателя и, следовательно, в рассмотренной математической модели ни при каких конечных значениях параметров системы колебания не могут быть исключены.

Приведенный анализ свидетельствует о том, что пренебрежение внутренней обратной связью двигателя при наличии упругих связей приведет к существенному различию между расчетным и реальным переходными процессами.

Для упругих систем значительный интерес представляет создание систем оптимального управления по критерию минимума динамических нагрузок в механических звеньях. Такие системы называются оптимальными по динамическим нагрузкам [45]. Система считается оптимальной по динамическим нагрузкам, если отношение максимального динамического момента (усилия) к его установившемуся значению в переходном режиме равно единице:

$$\delta_{дин} = M_{дин.м} / M_{дин.у} = 1. \quad (3.3)$$

Условие (3.3) может быть достигнуто двумя путями: формированием момента $M_{\partial\partial}$ по линейному закону с ограничениями и двухступенчатым его приложением.

Учитывая, что основная выходная переменная φ_2 зависит от упругого момента M_y , то для определения закона изменения $M_{\partial\partial}$ рассматривается структурная схема, приведенная на рис. 3.8, согласно которой

$$M_y(p) = C_y [\varphi_1(p) - \varphi_2(p)] = \frac{M_{\partial\partial}(p) C_y J_2}{J_1 J_2 p^2 + C_y (J_1 + J_2)} = \frac{M_{\partial\partial}(p) C_y}{J_1 (p^2 + \omega_0^2)}. \quad (3.4)$$

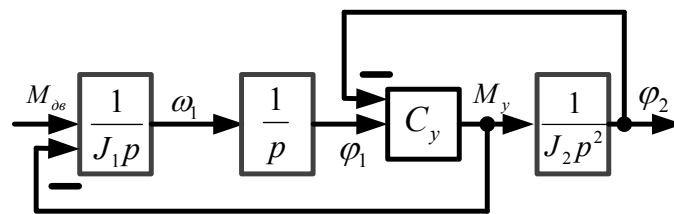


Рис.3.8. Структурная схема упругой системы

Если в период пуска движущий момент увеличивать по линейному закону, например, $M_{\partial\partial} = \varepsilon_1 t$, момент M_y в операторной форме можно записать так:

$$M_y(p) = \frac{\varepsilon_1 C_y}{J_1} \frac{1}{p(p^2 + \omega_0^2)} = \varepsilon_1 K \left(\frac{1}{p} - \frac{p}{p^2 + \omega_0^2} \right), \quad (3.5)$$

где $K = C_y / (J_1 \omega_0^2)$.

Следовательно, при линейно увеличивающемся движущем моменте $M_{\text{дв}}$

$$M_y(t) = \varepsilon_1 K \left(t - \frac{1}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right). \quad (3.6)$$

Из зависимости (3.6) видно, что составляющими переходного процесса являются прямая линия и синусоида. Обычно, в реальных системах динамическая составляющая момента (тока) увеличивается до определенного значения, затем остается постоянной, а в конце ускоренного движения снова уменьшается до нуля или до величины, равной моменту статических сопротивлений M_c . Изменение динамической составляющей момента во времени представлена на рис. 3.9. Такая кусочно-линейная характеристика может быть описана простыми линейными уравнениями, которым соответствуют графики 1, 2, 3, 4, то есть

$$M_{\text{дин}} = \varepsilon_1(t - t_0) - \varepsilon_1(t - t_1) - \varepsilon_1(t - t_2) - \varepsilon_1(t - t_3) \quad (3.7)$$

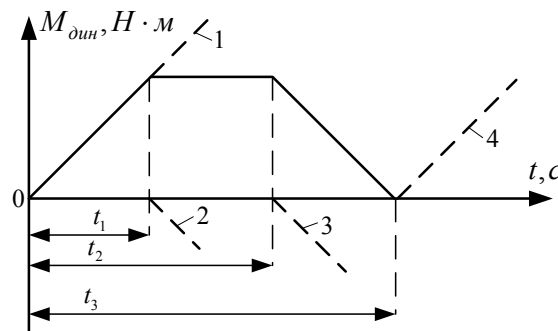


Рис. 3.9. График динамической составляющей движущего момента $M_{\text{дин}}(t)$

При $t > t_0 = 0$ $M_{дин} = \varepsilon_1 t$, а составляющий упругий момент M_{y1} будет изменяться в соответствии с (3.6).

В интервале времени $t_1 < t \leq t_2$

$$M_{y2} = \varepsilon_1 K \left[(t - t_1) - \frac{1}{\omega_0} \sin \omega_0 (t - t_1) \right],$$

а результирующий момент на этом участке

$$M_y = M_{y1} - M_{y2} = \varepsilon_1 K \left[t_1 - \frac{1}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \frac{1}{\omega_0} \sin \omega_0 (t - t_1) \right], \quad (3.8)$$

откуда следует, что если принять $t_1 = 2\pi / \omega_0$, то при $t > t_1$, колебательного процесса не будет и упругий момент $M_y = \varepsilon_1 K t_1$.

Таким образом, если принять t_1 равным периоду собственных колебаний системы, процесс будет оптимальным по динамическим нагрузкам. График изменения $M_y(t)$ приведен на рис. 3.10.

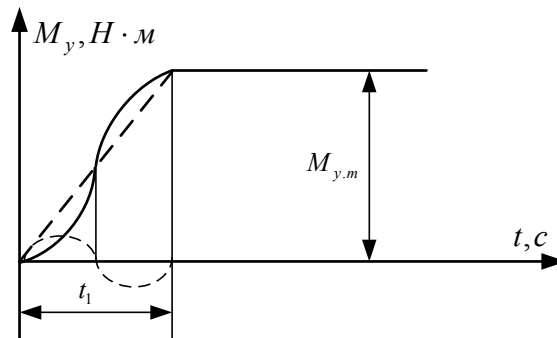


Рис. 3.10. График изменения упругого момента $M_y(t)$ в оптимальном динамическом режиме

Если уменьшать по линейному закону $M_{дин}$ в интервале $t_2 < t \leq t_3$, то при $t > t_3$ колебаний также не будет. В случае большой собственной частоте ω_0 можно принять t_1 в целое число раз больше периода колебаний.

Снижение колебательных процессов возможно и при ступенчатом приложении (снятии) динамического момента, как показано на рис. 3.11, а.

В этом случае, согласно (3.4)

$$M_y(p) = \frac{M_{дин} C_y}{J_1(p^2 + \omega_0^2)}, \quad (3.9)$$

чему соответствует при $t < 0,5 t_1$

$$M_{y1} = 0,5 M_{дин.м} K (1 - \cos \omega_0 t); \quad (3.10)$$

при $t \geq t_1$

$$M_y = M_{y1} + M_{y2} = M_{y1} + 0,5 M_{дин.м} K [1 - \cos \omega_0 (t - t_1 / 2)] \quad (3.11)$$

На рис. 3.11, б графики изменения $M_{y1}(t)$ и $M_{y2}(t)$ показаны штриховыми линиями, а $M_y(t)$ - сплошной.

Установившаяся величина упругого момента

$$M_{y.o} = M_{дин.м} K = M_{дин.м} J_2 / (J_1 + J_2). \quad (3.12)$$

При прямом приложении момента $M_{дин.м}$

$$M_y(t) = M_{дин.м} K (1 - \cos \omega_0 t) = M_{y.o} (1 - \cos \omega_0 t), \quad (3.13)$$

откуда видно, что максимальная величина $M_y(t)$ в два раза превышает среднее (установившееся) значение $M_{y.o}$, т.е. коэффициент динамичности $\delta_{дин} = 2$. Тогда как при ступенчатом приложении $M_{дин} - \delta_{дин} = 1$.

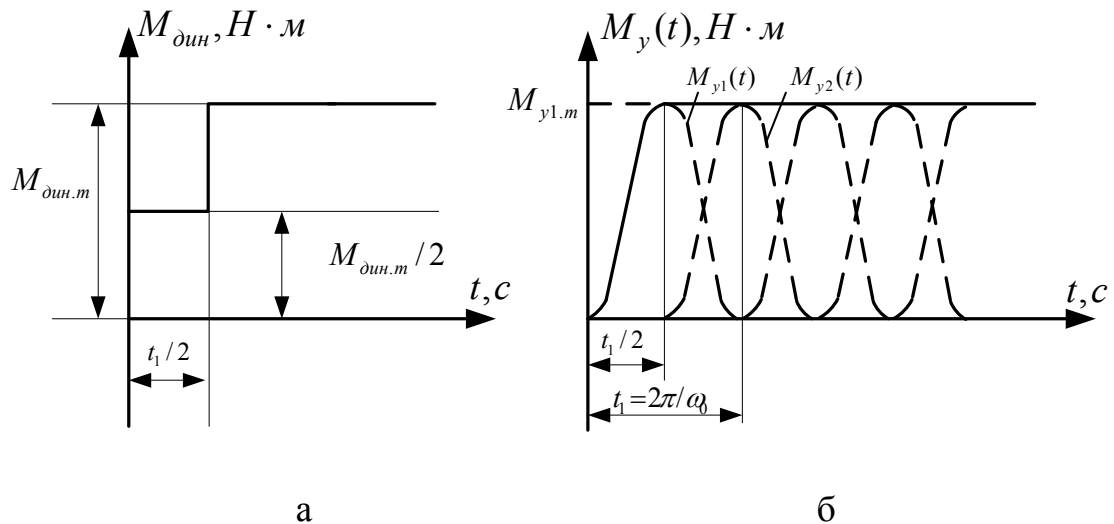


Рис.3.11. График ступенчатой динамической составляющей движущего момента $M_{\text{дин}}(t)$ (а); изменение момента $M_y(t)$ в оптимальном динамическом режиме (б)

Система управления электроприводом ЭМС, которая включает упругие звенья, должна содержать, кроме основных контуров регулирования скорости, тока, положения и средства, обеспечивающие стабилизацию динамических режимов, связанных с упругими механическими колебаниями. На рис. 3.12 представлена схема позиционной системы управления. Система содержит регуляторы тока, скорости, упругого момента и положения. Регуляторы тока и скорости пропорционально-интегральной структуры, а регуляторы момента и положения – адаптивные фаззи-регуляторы.

Формирование сигналов заданной скорости и положения осуществляется с помощью задающей модели второго порядка (ЗМ-2).

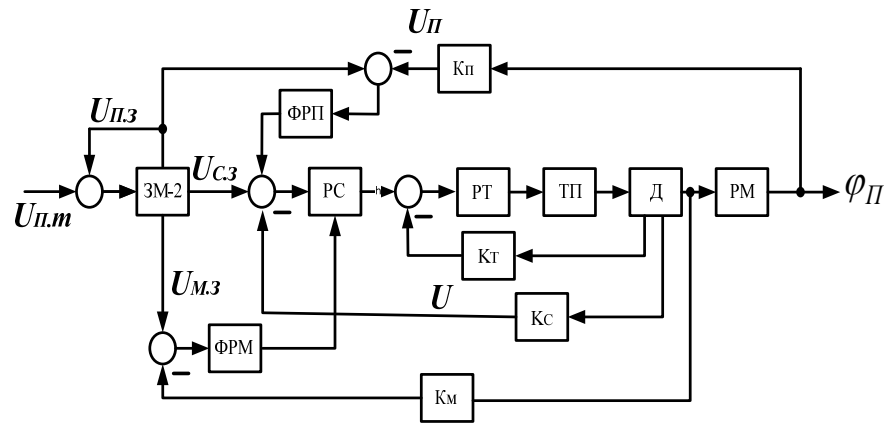


Рис. 3.12. Структурная схема системы управления позиционным электроприводом с обратной связью по упругому моменту

На рис. 3.12 приняты обозначения: $U_{II.m}$ – сигнал максимального перемещения; $U_{II.3}$, $U_{C.3}$, $U_{M.3}$ – сигналы заданных значений положения, скорости и динамического упругого момента; РС, РТ – регуляторы тока и скорости; ФРП, ФРМ – фаззи-регуляторы положения и момента; Д, РМ – двигатель, рабочий механизм. Структуры ЗМ-2 и ФР представлены на рис. 3.13.

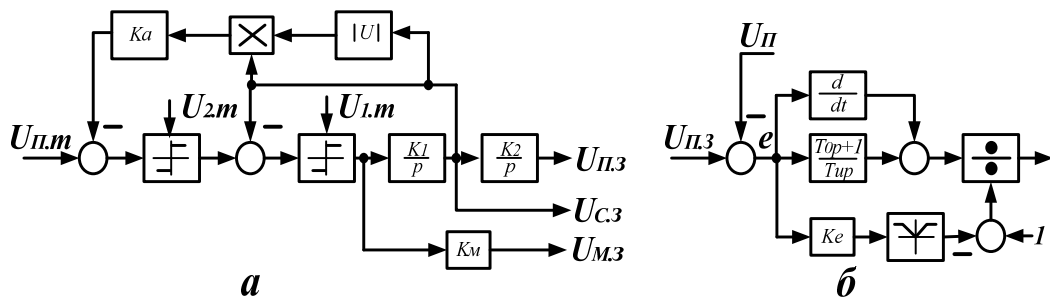


Рис. 3.13. Структурные схемы задающей модели (а) и фаззи-регулятора (б)

Заданными (исходными) величинами являются: максимальное перемещение рабочего органа $\varphi_{II.m}$, максимальная скорость V_m , максимальное ускорение a_m , параметры двигателя, рабочего механизма, тиристорного преобразователя.

Напряжения $U_{II.m}$, $U_{2.m}$, $U_{1.m}$ принимают произвольно в зависимости от используемой элементной базы.

Коэффициенты ЗМ-2: $K_2 = \frac{V_m K_{\Pi}}{U_{2.m}}$, $K_1 = \frac{a_m K_{\Pi}}{K_2 U_{1.m}}$, $K_a = \frac{K_2}{2U_{2.m} K_1}$,

где $K_{\Pi} = \frac{U_{\Pi.m}}{\varphi_{\Pi.m}}$ - коэффициент обратной связи по положению.

Структурная подсистема Д-РМ с косвенным определением упругого момента представлена на рис. 3.14.

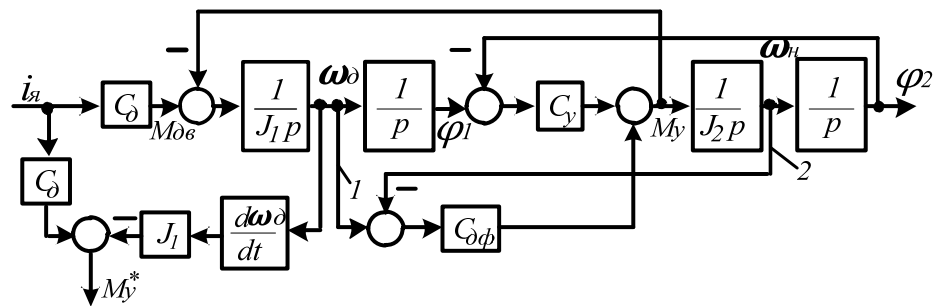


Рис. 3.14. Схема косвенного определения упругого момента M_y^*

На рис. 3.14 приняты обозначения: $M_{\delta} = C_d i_a$ - движущий момент двигателя; J_1 , J_2 - моменты инерции двигателя и рабочего механизма; C_y , $C_{\delta\phi}$ - коэффициенты упругости и демпфирования.

Для анализа упругой системы можно перенести точки присоединения 1 и 2 на выход интегратора $\frac{1}{p}$. Тогда упругий момент

$$M_y(p) = (\varphi_1 - \varphi_2)(C_{\delta\phi} p + C_y) = M_{\delta}(p) \frac{(C_{\delta\phi} p + C_y) J_2}{J_1 J_2 p^2 + (C_{\delta\phi} p + C_y)(J_1 + J_2)}.$$

Одним из способов оптимизации системы по динамическим нагрузкам является формирование движущего момента (тока) по трапецеидальному закону с периодом нарастания и уменьшения, равным периоду собственных упругих колебаний. Однако такой метод при переменной частоте колебания вследствие изменяющихся параметров упругой системы не обеспечивает

устойчивый динамический режим. Поэтому предлагается использовать замкнутую по упругому моменту систему управления.

Так как получение непосредственно сигнала пропорционального упругому моменту представляет сложную задачу, то целесообразно такую обратную связь определять косвенно по току и скорости двигателя, используя зависимость $\omega_\delta = \frac{1}{J_1 p} (M_{\delta\delta} - M_y)$, откуда $M_y^* = M_{\delta\delta} - J_1 \frac{d\omega_\delta}{dt}$, где ω_δ - частота вращения вала двигателя. Подтверждение данного решения дало компьютерное моделирование схемы рис. 3.14 показало, что при постоянных параметрах соблюдается равенство: $M_y^* = M_y$ т.е. сигнал пропорциональный M_y^* может быть использован в качестве обратной связи. В замкнутой системе сигнал заданного упругого момента может быть реализован по сигналу ускорения, формируемого по трапецеидальному закону в задающей модели второго порядка ЗМ-2 [2].

Так как основным переменным параметром является C_y , то его изменение компенсируется нечетким регулятором [108] функционирующем по ошибке e , равной разности между сигналами заданного трапецеидального момента $M_{\text{ОПТ}}$ и M_y^* (рис. 3.15).

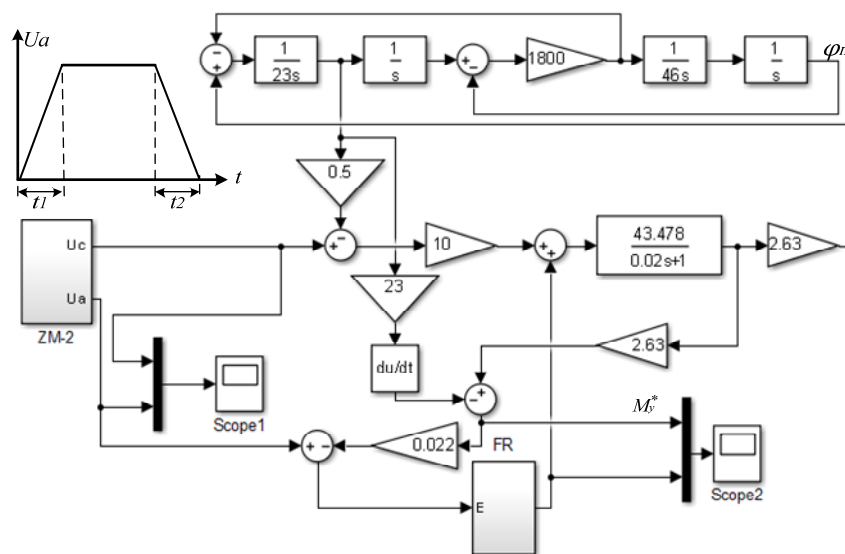


Рис. 3.15. Simulink – модель многосвязной ЭМС

Формирование сигнала ускорения выполнено из расчета значения коэффициента C_{yn} , соответствующему наиболее ответственному режиму.

Период $t_1 = t_2 = \frac{2\pi}{\omega_y}$, где ω_y - частота свободных колебаний, определенная коэффициентом C_{yn} .

На рис. 3.16 представлены графики изменения упругих моментов заданного (показано штриховой линией) и действительного при двух значениях коэффициента упругости: $C_y = C_{yn} = 1800$ (а) и $C_y = 600$ (б). Рассмотрены два варианта схемы рис. 3.16 (с фаззи – регулятором и без него).

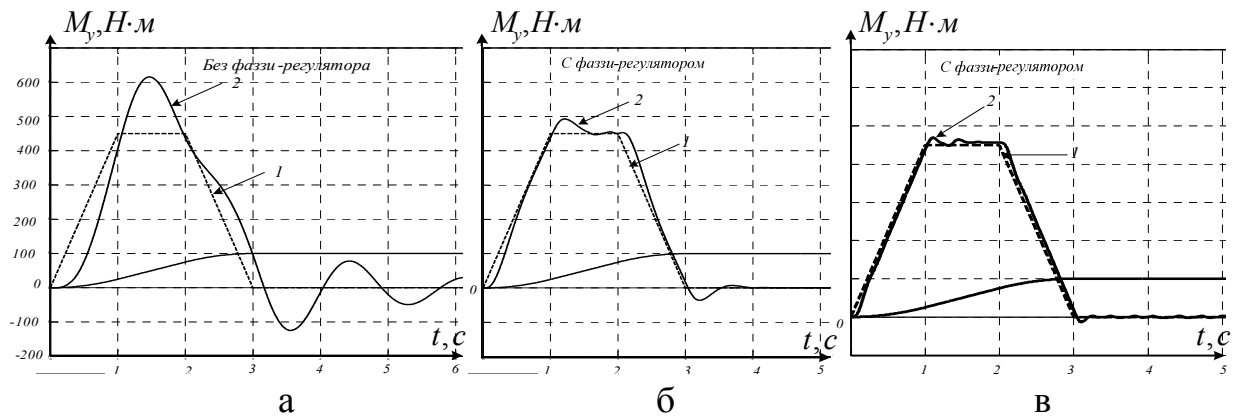


Рис. 3.16. Графики заданных (1) и действительных (2) упругих моментов при $C_y = 600$ (а, б) и $C_y = 1800$ (в)

Оптимизация системы по упругому моменту позволяет оптимизировать и процесс позиционирования, используя вместо ЗМ-2 задающее устройство третьего порядка ЗМ-3, в котором формируется три управляющих воздействия, пропорциональных соответственно ускорению (U_a), скорости (U_c) и положению (U_{II}) (рис. 3.17).

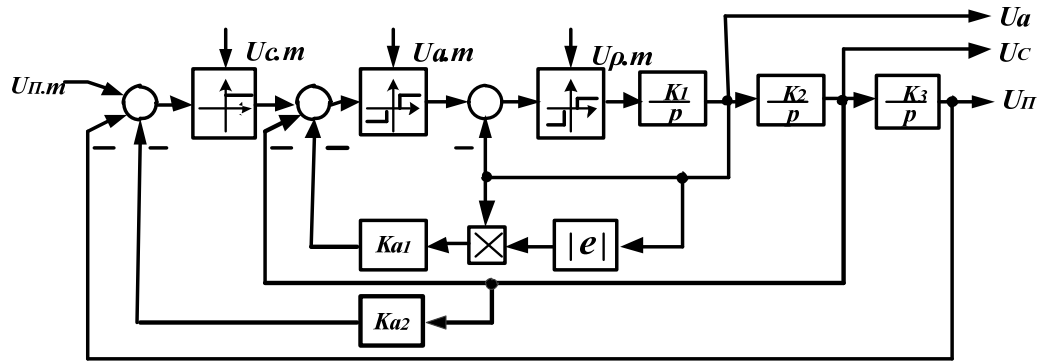


Рис. 3.17. Задающая модель третьего порядка

Если при работе системы все переменные достигнут ограничений, то коэффициенты будут равны: $K_{a1} = \frac{0,5K_2}{K_1U_{\rho.m}}$; $K_{a2} = 0,5K_3(\frac{U_{c.m}}{K_2U_{a.m}} + \frac{U_{a.m}}{K_1U_{\rho.m}})$;

$$K_3 = \frac{V_m K_{\Pi}}{U_{c.m}}; K_2 = \frac{a_m K_{\Pi}}{U_{a.m} K_3}; K_1 = \frac{\rho_m K_{\Pi}}{U_{\rho.m} K_2 K_3}.$$

Здесь V_m, a_m, ρ_m - заданные реальные максимальные значения скорости, ускорения и рывка; K_{Π} - коэффициент обратной связи по положению; $U_{c.m}, U_{a.m}, U_{\rho.m}$ - сигналы перемещения модели, пропорциональные реальным перемещениям.

В системе позиционного управления оценка качества регулирования определяется по ошибке $e_{\Pi} = U_{\Pi} - K_{\Pi}\varphi_{\Pi}$, где φ_{Π} - текущее значение реального перемещения (см. рис. 3.17). Чтобы при любых возмущающих воздействиях ошибка e_{Π} была близка к нулю, она должна подаваться на фаззи-регулятор. Тогда по подаче на вход системы рис. 3.17, кроме сигналов скорости U_c , ускорения U_a и сигнал U_{Π} , последний будет обрабатываться по ошибке $e_{\Pi} = U_{\Pi} - K_{\Pi}\varphi_{\Pi}$, где сигнал φ_{Π} представляет собой дискретное перемещение рабочего органа.

На рис. 3.18 приведены графики сигналов ускорения, скорости перемещения и упругого момента при подаче на вход ЗМ-3 постоянного сигнала $U_{\Pi.m}$.

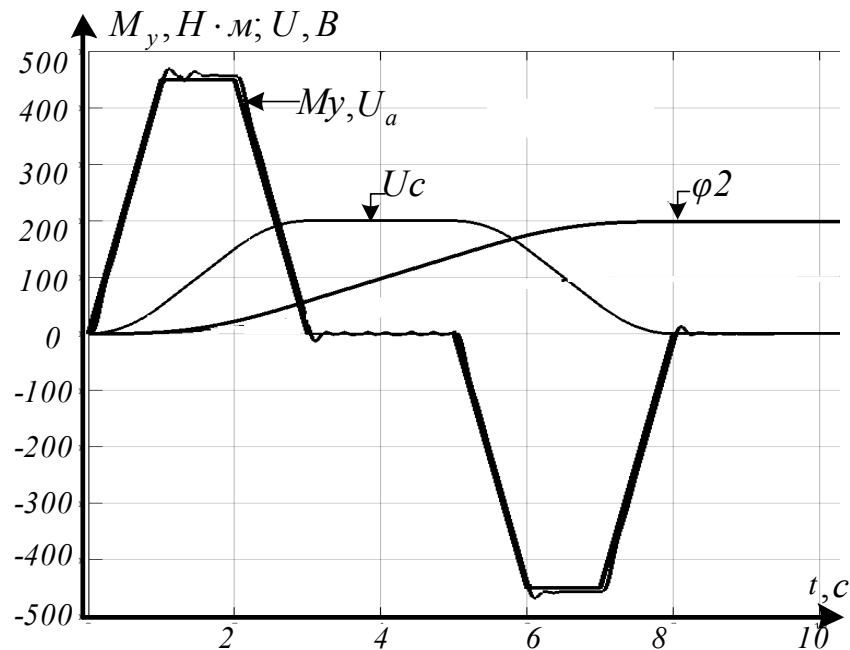


Рис. 3.18. Графики упругого момента M_y^* , перемещения φ_{II} , скорости U_c и ускорения U_a

Как следует из рисунка, заданный упругий момент по форме совпадает с графиком ускорения, который в данном варианте позиционного управления выполнен по трапецеидальному закону. С учетом коэффициента упругости C_y обратная связь по моменту имеет преимущество в тех случаях, когда используется корректировка фазы - регулятором, как показано на рис. 3.18, где приведены графики для двух коэффициентов C_y при одном и том же периоде собственных колебаний, соответствующих $C_y = 1800$.

3.3 Построение системы управления позиционным электроприводом с неавтономной задающей моделью

Задающая модель второго порядка (ЗМ-2) формирует три сигнала, пропорциональные заданной скорости, положению и ускорению. В большинстве случаев эти сигналы используются в качестве задающих воздействий на систему управления скоростью и положением. В таких вариантах построения систем управления ЗМ называется автономной.

Представляет интерес объединение ЗМ с реальным позиционным электроприводом. В такой системе входной сигнал является воздействием, пропорциональным заданному перемещению, который сравнивается с сигналом действительного перемещения рабочего механизма.

Такая система позиционного управления показана на рис. 3.19.

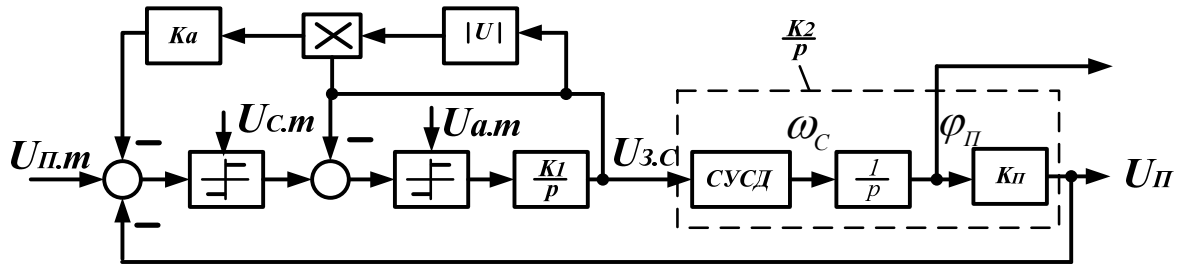


Рис. 3.19. Структурная схема системы управления позиционным электроприводом с неавтономной задающей моделью

В автономной задающей модели подсистема, выделенная штриховыми линиями, представляется интегрирующим звеном K_2 / p . Коэффициенты K_1 , K_2 , K_a определяются по заданным максимальным значениям положения (S_m), скорости (V_m), ускорения или тока (a_m) и принятым максимальным переменным модели $U_{п.м}$, $U_{с.м}$, $U_{а.м}$.

Следовательно, для достижения оптимального в смысле быстродействия процесса скорость двигателя должна изменяться примерно пропорционально изменению входного сигнала заданной скорости $U_{3.с}$.

Практически все системы регулируемого электропривода в линеаризованном виде представляются звеном второго порядка, аналогично приводу постоянного тока, т.е. передаточная функция двигателя

$$W_o(p) = \frac{\omega_c(p)}{U_{3.с}(p)} = \frac{K_0}{a_0 p^2 + a_1 p + 1}. \quad (3.14)$$

Например, для асинхронного короткозамкнутого двигателя с преобразователем частоты (ПЧ-АД)

$$W_{\partial}(p) = \frac{K_0}{T_1 T_2 p^2 + T_2 p + 1},$$

где $K_0 = K_e$ - коэффициент пропорциональности э.д.с двигателя; $T_1 = T_e$ - электромагнитная постоянная времени; $T_2 = 0,5JR_e / 3P_{\Pi} K_m K_e$, J - приведенный момент инерции двигателя; R_e - активное сопротивление статорной обмотки; P_{Π} - число пар полюсов.

Для приведения электропривода к усиливающему звену наиболее удобным является использование ПИД-регулятора, функция которого имеет вид

$$W_{\partial}(p) = K_{\Pi} + \frac{K_{\Pi}}{p} + K_{\partial} p = \frac{K_{\partial} p^2 + K_{\Pi} p + K_{\Pi}}{p}.$$

Принимая коэффициенты регулятора равными соответственно коэффициентам знаменателя передаточной функции двигателя, с учетом передаточного коэффициента тиристорного преобразователя $K_{T.\Pi}$ можно передаточную функцию замкнутой по скорости системы представить в виде

$$W_{C.3}(p) = \frac{K_0 K_{T.\Pi} / p}{1 + \frac{1}{p} K_0 K_{T.\Pi} K_C} = \frac{1 / K_C}{T_M p + 1},$$

где K_C - коэффициент обратной связи по скорости, $T_M = 1 / (K_0 K_{T.\Pi} K_C)$ - постоянная времени системы.

Если окажется $T_M > 0,01$, то нужно выход ПИД-Р подать на вход двигателя через усилитель, коэффициент которого обеспечит требуемое значение $T_M < 0,01$ с. Тогда коэффициент K_2 будет равен $\frac{1}{K_C} K_{\Pi}$.

Следовательно, при заданном коэффициенте обратной связи по положению и максимальной скорости

$$K_2 = \frac{\omega_{C.m} K_{\Pi}}{U_{C.m}} = \frac{1}{K_C} K_{\Pi},$$

откуда $K_C = \frac{U_{C.m}}{\omega_{C.m}}.$

При малой величине постоянной времени T_M , ее влияние на точность позиционирования практически будет отсутствовать.

При необходимости точного воспроизведения заданной диаграммы скорости можно параллельно ПИД-Р включить фаззи-регулятор с входным сигналом, равным разности между сигналами заданной скорости и действительной.

В практических системах управления позиционным электроприводом задающая модель и регулятор выполняются цифровыми, вся система в этом случае считается цифро-аналоговой.

Если корни характеристического уравнения объекта $a_0 p^2 + a_1 p + 1 = 0$ комплексные $p_{1,2} = -c_1 + jb_1$, где $c_1 = a_1 / 2a_0$, $b_1 = \sqrt{(4a_0 - a_1^2) / 2a_0}$, то в аналоговом виде замкнутая система с ПИД-регулятором будет представлена структурной схемой, показанной на рис. 3.20.

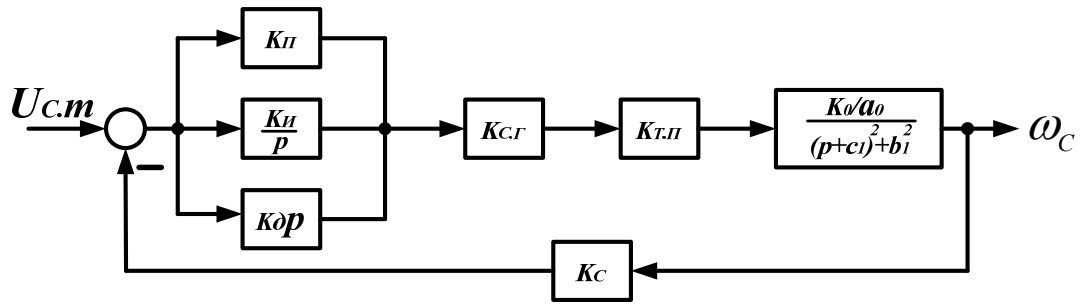


Рис. 3.20. Структурная схема системы управления скоростью электропривода

Коэффициенты ПИД-Р $K_{Т.л}$ и согласующий $K_{с.г}$ определяются согласно параметрической оптимизации из равенства

$$K_{\partial}p^2 + K_{\Pi}p + K_{\Pi} = p^2 + 2c_1p + c_1^2 + b_1^2,$$

откуда $K_{\Pi} = c_1^2 + b_1^2$; $K_{\Pi} = 2c_1$; $K_{\partial} = 1$.

Передаточная функция замкнутой системы

$$W_{з.с}(p) = \frac{(K_{с.г}K_{Т.л}K_0/a_0)/p}{1 + \frac{(K_{с.г}K_{Т.л}K_0/a_0)K_c}{p}} = \frac{1/K_c}{T_0p + 1} = \frac{\omega_c(p)}{U_{з.с}(p)}, \quad (3.15)$$

где $T_0 = \frac{1}{(K_{с.г}K_{Т.л}K_0/a_0)K_c}$.

Согласующий коэффициент $K_{с.г}$ принимается таким, чтобы постоянная времени T_0 была меньше 0,01 с.

Дискретная передаточная функция, соответствующая непрерывной функции (3.15) получается из выражения

$$W_{з.с}(z) = \frac{z-1}{z} z \left[\frac{a/K_c}{p(p+a)} \right] = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{z(1-d)/K_c}{(z-1)(z-d)} = \frac{(1-d)/K_c}{z-d}, \quad (3.16)$$

где $a = \frac{1}{T_0}$; $d = e^{-aT}$, T - период дискретизации.

Система управления позиционным электроприводом, построенная на основе задающей модели второго порядка (ЗМ-2), представлена на рис. 3.21.

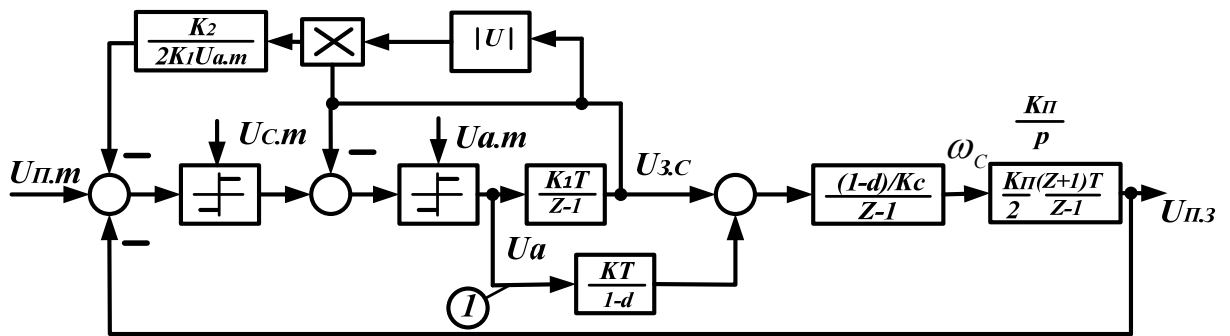


Рис. 3.21. Структурная схема системы управления электроприводом с неавтономной ЗМ

Корректирующее звено $\frac{KT}{1-d}$ введено с целью обеспечения максимального быстродействия системы управления скоростью. Это может быть подтверждено переносом точки присоединения связи 1 на выход интегратора $\frac{K_1T}{z-1}$, тогда

$$\omega_c = U_{з.с} \left(1 + \frac{z-1}{1-d}\right) \cdot \frac{(1-d)/K_c}{z-d} = U_{з.с} / K_c,$$

а структурная схема системы управления позиционным электроприводом будет иметь вид ЗМ-2 (рис. 3.22).

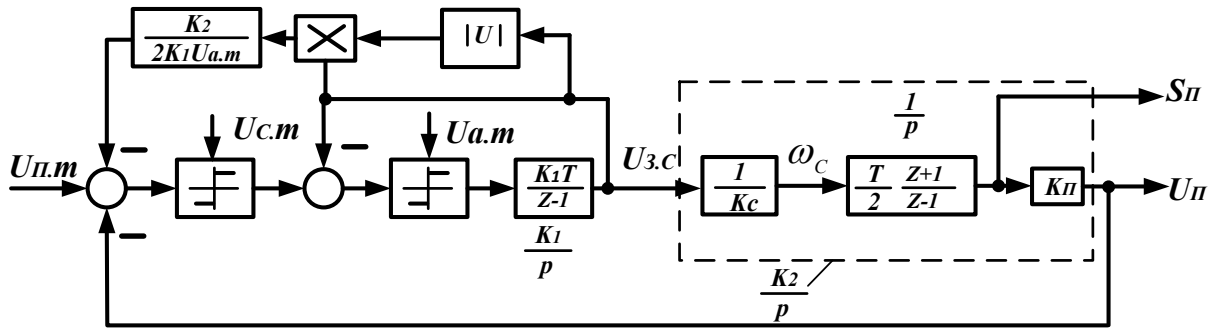


Рис. 3.22. Структурная схема преобразованной системы управления цифровой системы управления

На рис. 3.22 коэффициент $K_2 = K_{п} / K_c$, что соответствует определению этого коэффициента для ЗМ-2 по формуле

$$K_2 = \frac{\omega_{с.м} \cdot K_{п}}{U_{с.м}} = \frac{K_{п}}{K_c}.$$

Таким образом, определение выходной переменной системы управления положением сводится к определению выхода ЗМ-2 $U_{п}$, а реальная выходная переменная $S_{п} = (1 / K_{п}) U_{п}$.

С учетом ограничения рывка формирование задающего воздействия системы позиционного управления осуществляется с помощью задающей модели третьего порядка ЗМ-3. Тогда в случае неавтономном использовании такой задающей модели структурная схема системы позиционного управления будет иметь вид, показанный на рис. 3.23.

В качестве объекта управления принята модель электродвигателя с передаточной функцией (3.14).

Согласно схеме рис. 3.20, где тиристорный преобразователь представлен передаточной функцией $K_{т.п} / (T_{\mu} p + 1)$ с малой постоянной времени T_{μ} , передаточная функция замкнутой системы управления

$$W_{3,c}(p) = \frac{\omega_c(p)}{U_{3,c}(p)} = \frac{K'_0(p(T_\mu p + 1))}{1 + \frac{K'_0 K_C}{p(T_\mu p + 1)}} = \frac{K'_0}{T_\mu p^2 + p + K'_0 K_C} = \frac{K'_0 / T_\mu}{p^2 + \frac{1}{T_\mu} p + K'_0 K_C / T_\mu}$$

,

где $K'_0 = K_{C,\Gamma} \cdot K_{T,\Pi} \cdot K_0$.

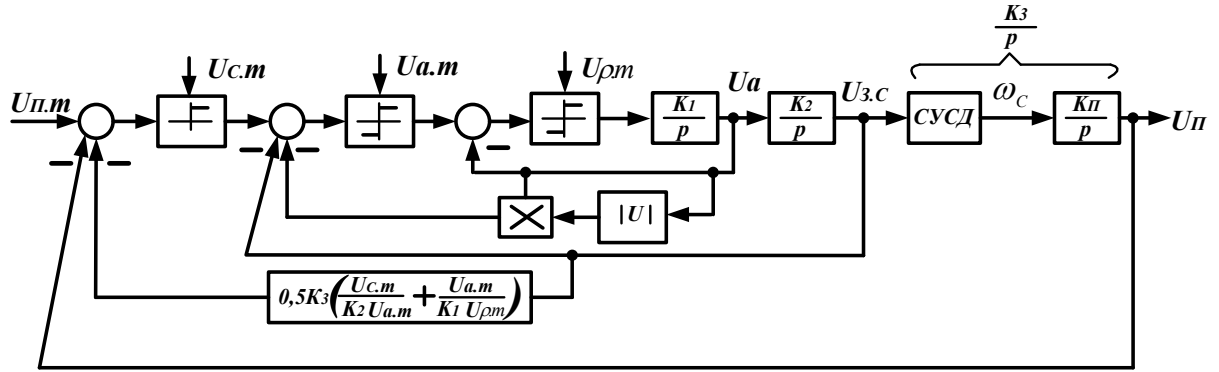


Рис. 3.23. Структурная схема системы управления электроприводом с неавтономной задающей моделью третьего порядка (ЗМ-3)

Согласно параметрической оптимизации должно соблюдаться равенство

$$p^2 + \frac{1}{T_\mu} p + K'_0 K_C / T_\mu = p^2 + \sqrt{2} q_0 p + q_0^2,$$

откуда

$$q_0 = \frac{1}{\sqrt{2} T_\mu}; \quad q_0^2 = K'_0 K_C / T_\mu = \frac{1}{2 T_\mu^2}.$$

Следовательно,

$$K'_0 = K_{C,\Gamma} \cdot K_{T,\Pi} \cdot K_0 \cdot K_C = \frac{1}{2 T_\mu}, \text{ откуда } K_{C,\Gamma} = \frac{1}{2 T_\mu K_{T,\Pi} \cdot K_0 \cdot K_C}.$$

После определения $K_{C,\Gamma}$ передаточная функция замкнутой системы электропривода будет иметь вид

$$W_{3.C}(p) = \frac{\omega_c(p)}{U_{3.C}(p)} = \frac{1/K_c q_0^2}{p^2 + \sqrt{2}q_0 p + q_0^2}. \quad (3.17)$$

В дискретной форме передаточная функция (3.17) представится следующим образом: так как корни характеристического уравнения

$$p^2 + \sqrt{2}q_0 p + q_0^2 = 0 \text{ будут равны - } p_1 = -\frac{\sqrt{2}}{2}q_0; \quad p_2 = \pm j\frac{\sqrt{2}}{2}q_0, \text{ то}$$

$$W_{3.C}(p) = \frac{1/K_c q_0^2}{(p + a_2)^2 + a_2^2}, \text{ где } a_2 = \frac{\sqrt{2}}{2}q_0. \quad (3.18)$$

Дискретная передаточная функция, соответствующая (3.18) равна

$$W_{3.C}(z) = \frac{(Az + B)q_0^2 / K_c}{\mu(z^2 - 2zd \cos a_2 T + d^2)},$$

где $\mu = 2a_2^2 = q_0^2$.

Следовательно,

$$W_{3.C}(z) = \frac{(Az + B)/K_c}{z^2 - 2zd \cos a_2 T + d^2} = \frac{(Az + B)/K_c}{z^2 - d_1 z + d^2}, \quad (3.19)$$

где $d = e^{-a_2 T}$; $d_1 = 2d \cos a_2 T$.

Структурная схема с неавтономной ЗМ-3 в дискретном виде представлена на рис.3.24, а на рис. 3.24, б представлена правая часть этой схемы, отделенная штриховой линией NN с комбинированной прямой передачей.

Если перенести точки присоединения связей 1 и 2 на выход звена $K_2 T / (z - 1)$, то передаточная функция $\omega_c / U_{3.C}$ будет иметь вид:

На последнем рисунке коэффициент $K_3 = \frac{K_{\Pi}}{K_C}$, что соответствует определению коэффициентов задающей модели третьего порядка:

$$K_3 = \frac{\omega_{c.m} K_{\Pi}}{U_{c.m}}; K_2 = \frac{a_m K_{\Pi}}{U_{a.m} K_3}; K_2 = \frac{\rho_m K_{\Pi}}{U_{\rho.m} K_2 K_3}, \text{ где } K_C = \frac{U_{c.m}}{\omega_{c.m}}.$$

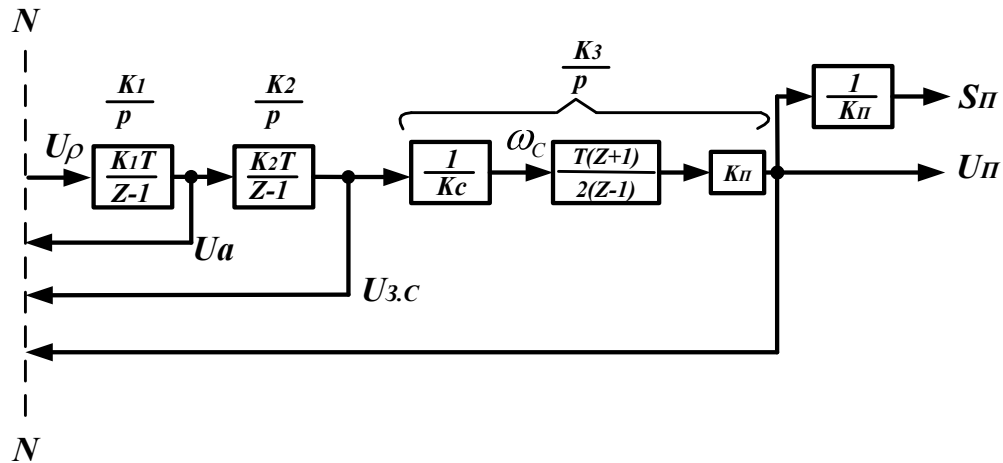


Рис. 3.25. Преобразованная часть схемы рис.3.19

3.4 Реализация многопериодной оптимальной диаграммы скорости позиционного электропривода с фаззи-регулятором

Ряд промышленных машин и установок большой мощности (шахтные подъемные установки, экскаваторы, электромеханические установки металлургического производства, подвесные канатные дороги и др.) в процессе эксплуатации подвержены действию значительных динамических нагрузок. Это определяется в основном наличием упругих механических звеньев с сосредоточенными и распределенными параметрами. Для обеспечения технологического процесса и реализации заданного режима позиционирования используются многопериодные диаграммы скорости, а также применяются различные способы гашения колебаний в периоды неустановившихся режимов. Трудность решения данной задачи состоит в том, что практически нельзя непосредственно получать информацию о динамических нагрузках. Поэтому представляет интерес использовать фаззи-

Выходные управляющие сигналы $U_{с.з}$ и $U_{п.з}$ пропорциональны соответственно заданным диаграммам скорости и положения рабочего органа механизма (РМ). Использована стандартная система управления с подчиненными контурами регулирования координат (СПРД). Исполнительным органом является груженная подъемная установка.

Характерной особенностью такой системы является наличие упругих звеньев – стальных канатов, которые вызывают упругие колебания динамических нагрузок, а значит, и колебания концевых грузов подъемной установки. При исследовании принята структурная схема статически неуравновешенной подъемной установки, которая приведена в [107].

Оптимизация динамического режима включает максимальное быстродействие при ограниченных скорости и ускорения (тока) на всех участках диаграммы скорости, точную остановку в заданном положении S_m и отсутствие упругих колебаний. Гашение колебаний достигается применением демпфирующего фаззи-регулятора (ДФР), который содержит дифференцирующее звено (ДЗ), блоки выделения модуля ошибки e (БВМ) и деления (БД).

Функциональная схема ДФР приведена на рис. 3.27.

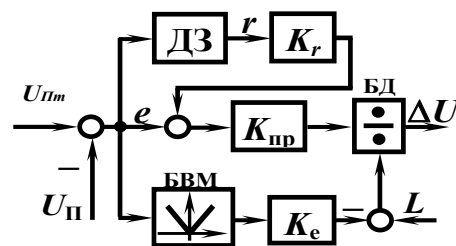


Рис. 3.27. Функциональная схема фаззи-регулятора

Вначале, пока действительное перемещение $S_{П}$ не достигнет значения S_H (путь движения с номинальной скоростью V_H), движение осуществляется точно за счет управляющего сигнала $U_{п.з}$ на выходе ЗИ-1. После этого вступает в работу модель ЗМ-2, реализующая основную часть диаграммы скорости. Этот процесс протекает до тех пор пока разность между заданным

перемещением S_m и действительным S_{Π} не достигнет определенной величины S_k (в этот момент сигнал на выходе ЗМ-2 равен нулю).

Заключительная часть диаграммы скорости снова реализуется за счет сигнала ЗИ-1 [108].

На рис. 3.28 приведены графики изменения скорости и ускорения в период одного рабочего цикла.

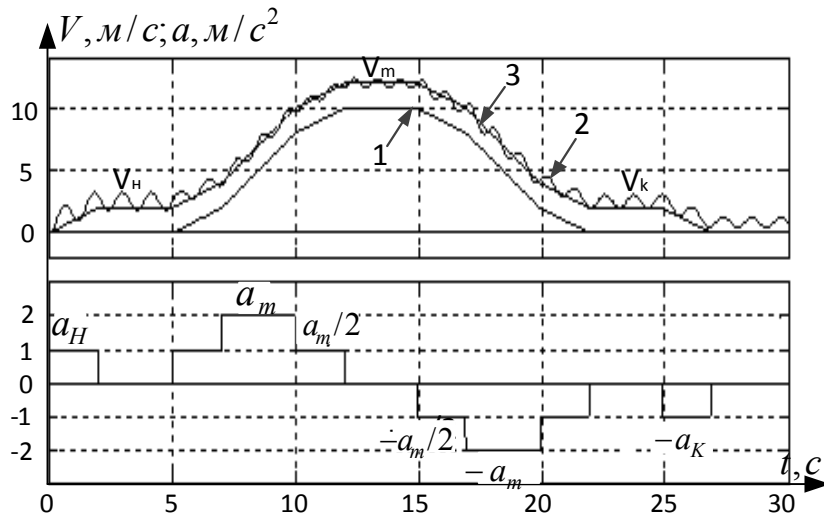


Рис. 3.28. Диаграммы: 1 – диаграмма скорости, формируемая ЗМ-2; полные диаграммы скорости: 2 – без фаззи-регулятора; 3 – с фаззи-регулятором

Заданными величинами являются: максимальная ограничиваемая скорость $V_{m.o}$, ограничиваемое основное ускорение a_m , ускорение первой ступени $a_1 = a_m / 2$; время действия первой ступени ускорения t_1 ; скорость в момент перехода ускорения с первой на вторую ступень V_a .

Максимальная скорость V_m зависит от граничного положения $S_{m.z} = 8V_a^2 / a_m$:

$$V_m = \begin{cases} (V_a^2 + a_m S_m) - V_a & \text{при } S_m \geq S_{m.z}; \\ (0,5 a_m S_m)^{1/2} & \text{при } S_m < S_{m.z}. \end{cases} \quad (3.20)$$

3.5 Позиционное управление многосвязной электромеханической системой с адаптивным фаззи-регулятором

Создание многосвязных позиционных систем управления механизмами с упругими звеньями представляет определенные трудности из-за сложности непосредственного контролирования упругих моментов. В этой связи представляет практический интерес использование косвенного определения упругих моментов и по ним синтезировать фаззи - регуляторы (контролеры), обеспечивающие желаемые переходные процессы.

В данной работе рассмотрена четырехконтурная система управления позиционным приводом постоянного тока ТП-Д, содержащая контуры тока с ПИ-регулятором, скорости с П - регулятором, упругого момента с ПИД – регулятором, а также контур положения с фаззи-регулятором (ФР). Механическая часть представлена двухмассовой системой с идеализированной упругой связью. На рис. 3.29 представлена Simulink – модель этой системы [109].

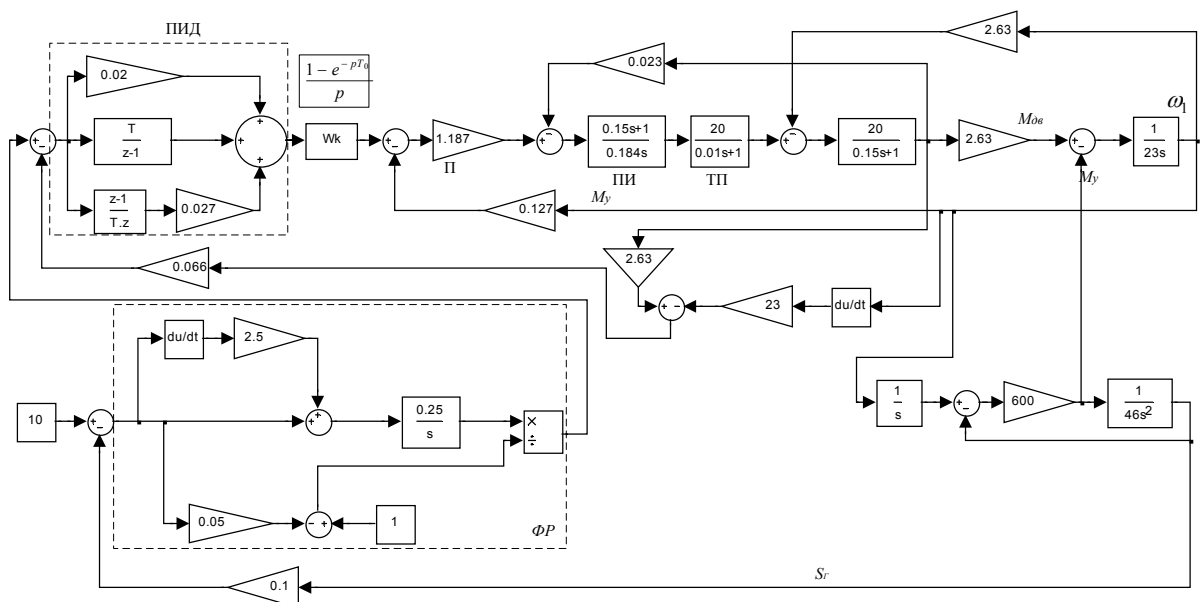


Рис. 3.29. Simulink – модель четырехконтурной системы управления позиционным электроприводом с упругой механической связью

Контроль упругого момента M_y реализован, используя зависимость

$$M_y = i_{\text{я}} c_{\delta} - J_1 \frac{d\omega_1}{dt}, \quad (3.21)$$

где $M_{\text{дв}}$ - движущий момент; M_y - момент, возникающий в упругом звене; c_{δ} - коэффициент пропорциональности момента (ЭДС); ω_1 - частота вращения двигателя.

Контуры тока и скорости соответствуют обычной системе подчиненного регулирования. Для определения регулятора момента найдена зависимость M_y от входного ступенчатого сигнала заданной скорости $U_{\text{з.с.}}$. В результате получена переходная характеристика $M_y(t)$ (график 1 на рис. 3.30), по которой используя дискретную аппроксимацию [110], получена идентифицированная характеристика 2, которой при принятых исходных параметрах основной схемы системы соответствует передаточная функция

$$W_{1y}(p) = \frac{300p}{(3p+1)(0.027p^2 + 0.02p + 1)}. \quad (3.22)$$

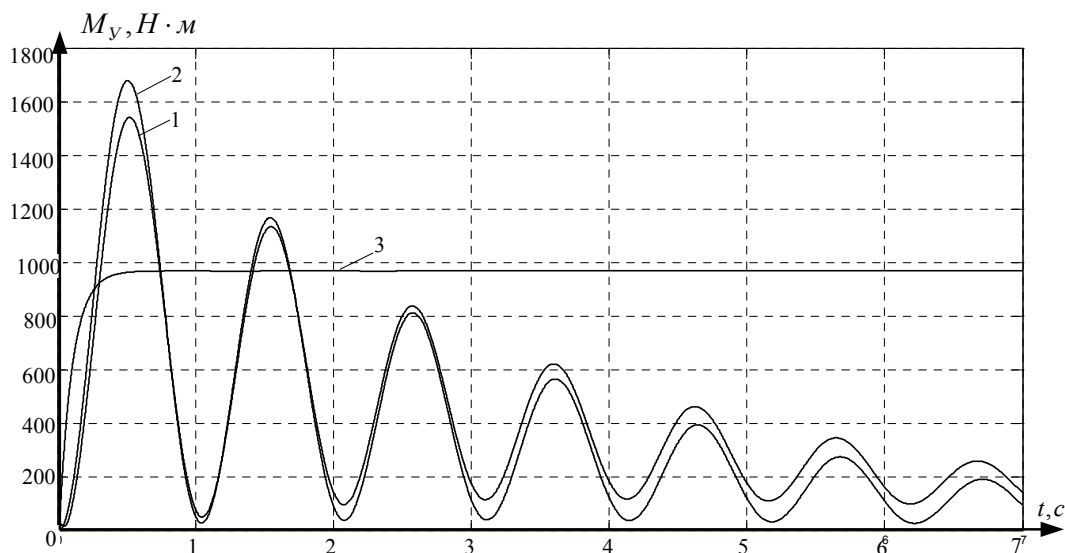


Рис. 3.30. Графики изменения упругого момента M_y при ступенчатом входном сигнале: 1,2 – соответственно реальный и идентифицированный графики $M_y(t)$; 3 – изменение момента M_y с включением ФР

По колебательной составляющей функции (3.22) выбран ПИД-регулятор, компенсирующий полином второго порядка знаменателя. Параметры регулятора представлены на рис. 3.29 в дискретной форме. Кривая 3 на рис. 3.30 иллюстрирует изменение момента M_y при использовании ПИД-регулятора.

Для определения оптимального коэффициента обратной связи по моменту M_y использована параметрическая оптимизация согласно модели Баттерворта [3]. По параметрам ПИД-регулятора в непрерывной форме с учетом компенсирующего звена определена передаточная функция замкнутого контура момента:

$$W_{2y}(p) = \frac{300}{p^2 + 10p + 300 \cdot K_{O.M}}, \quad (3.23)$$

где $K_{O.M}$ - коэффициент обратной связи по моменту.

Коэффициент обратной связи по M_y $K \setminus K_{O.M}$ определяется согласно модели Баттерворта из равенства:

$$p^2 + 10p + 300 \cdot K_{O.M} = p^2 + 1.41q_0p + q_0^2,$$

$$\text{откуда } q_0 = \frac{10}{1.41} = 7.1; \quad q_0^2 = 300 \cdot K_{O.M} = 50; \quad K_{O.M} = 0.166.$$

Учитывая, что в процессе эксплуатации системы могут изменяться параметры, в качестве регулятора положения принят адаптивный фаззи-регулятор с двумя входными сигналами по разности между заданным и действительным положениями рабочего органа.

Структура данного фаззи-регулятора является наиболее простой. В общем случае он имеет два нечетких входа – ошибку регулирования положения $e(nT)$ и ее производную (скорость) $r(nT)$. После масштабирования входы в дискретной форме имеют вид:

$K_e e(nT) = K_e (U_{п.з}(nT) - U_{п.д.}(nT)); \quad K_r r(nT) = K_r (U_{с.з}(nT) - U_{с.д.}(nT))$, где K_e и K_r - весовые коэффициенты; $U_{п.з}(nT)$, $U_{с.з}(nT)$ и $U_{п.д.}(nT)$, $U_{с.д.}(nT)$ - соответственно сигналы заданных и действительных значений положения и скорости.

Масштабированные ошибки представляют нечеткие множества с функциями принадлежности μ , показанными на рис. 3.31,а.

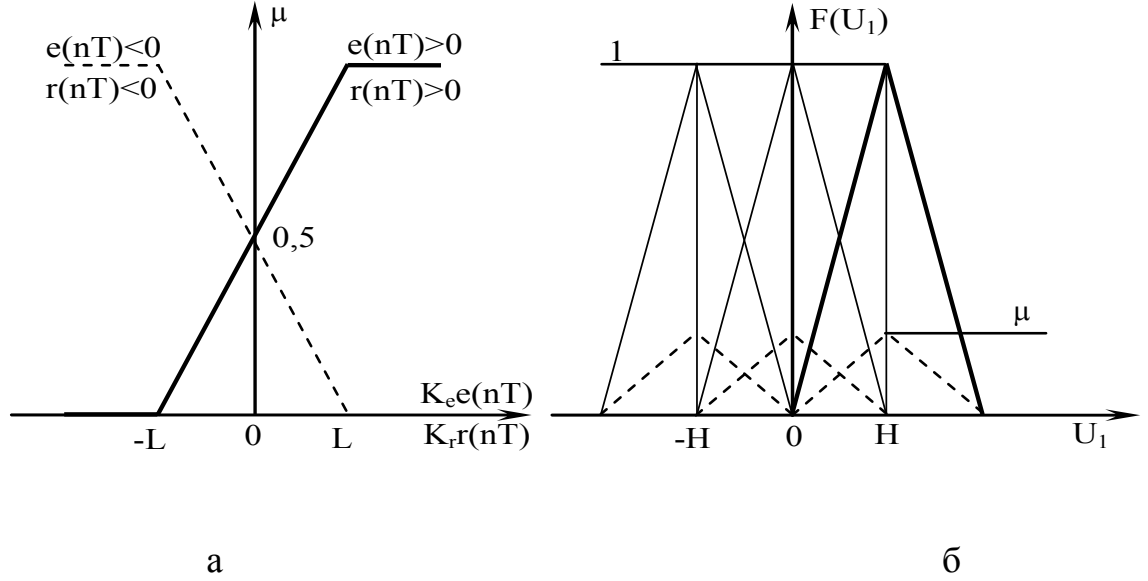


Рис. 3.31. Функции принадлежности входного (а) и выходного (б) сигналов ФР

Для области значений $e(nT) > 0$ и $e(nT) < 0$ функции принадлежности соответственно равны

$$\mu_e^+ = (L + K_e e(nT)) / 2L; \quad \mu_e^- = (L - K_e e(nT)) / 2L; \quad (3.24)$$

Аналогично для $r(nT) > 0$, $r(nT) < 0$:

$$\mu_r^+ = (L + K_r r(nT)) / 2L; \quad \mu_r^- = (L - K_r r(nT)) / 2L. \quad (3.25)$$

Функции принадлежности выхода регулятора U_1 представлены в виде трех равнобедренных треугольников (рис.3.31, б).

Для дефаззификации выходного сигнала U_1 использован гравитационный метод, согласно которому сигнал U_1 пропорционален координате центра тяжести всех активных площадей $F(U_1)$, выделенных штриховыми линиями.

В результате получено, что выходной сигнал U_1 равен:

$$U_1(nT) = \beta(K_e(nT) + K_r(nT)), \quad (3.26)$$

где $\beta = \frac{0,5 \cdot H}{L_1 - K_e|e(nT)|}$ - переменный коэффициент, зависящий от ошибки e и коэффициента передачи регулятора; $L_1 = 2L$.

Обычно на вход ФР подается не только сигнал ошибки по положению, но- и ее производная. Поэтому в позиционных системах управления входом ФР будут ошибки по положению и скорости.

Для определения значения $H(p)$ рассмотрена замкнутая по положению система с коэффициентом обратной связи равным 0,1, состоящая из регулятора положения $H(p) = K_H / p$ и замкнутого контура момента:

$$W_{п.з}(p) = \frac{300 \cdot K_H}{p^3 + 10p^2 + 50p + 300 \cdot 0,1 \cdot K_H}. \quad (3.27)$$

Сравнением знаменателя (3.27) со стандартным полиномом Баттерворта получено значение коэффициента K_H :

$$p^3 + 10p^2 + 50p + 300 \cdot 0,1 \cdot K_H = p^3 + 2q_0p^2 + 2q_0^2p + q_0^3, \quad \text{откуда} \quad q_0 = 5;$$

$$K_H = 4.16.$$

График изменения положения $S_{II}(t)$ и момента $M_y(t)$ при $U_{з.п.} = 10$ представлены на рис. 3.32 (для наглядности по оси ординат приняты разные масштабы).

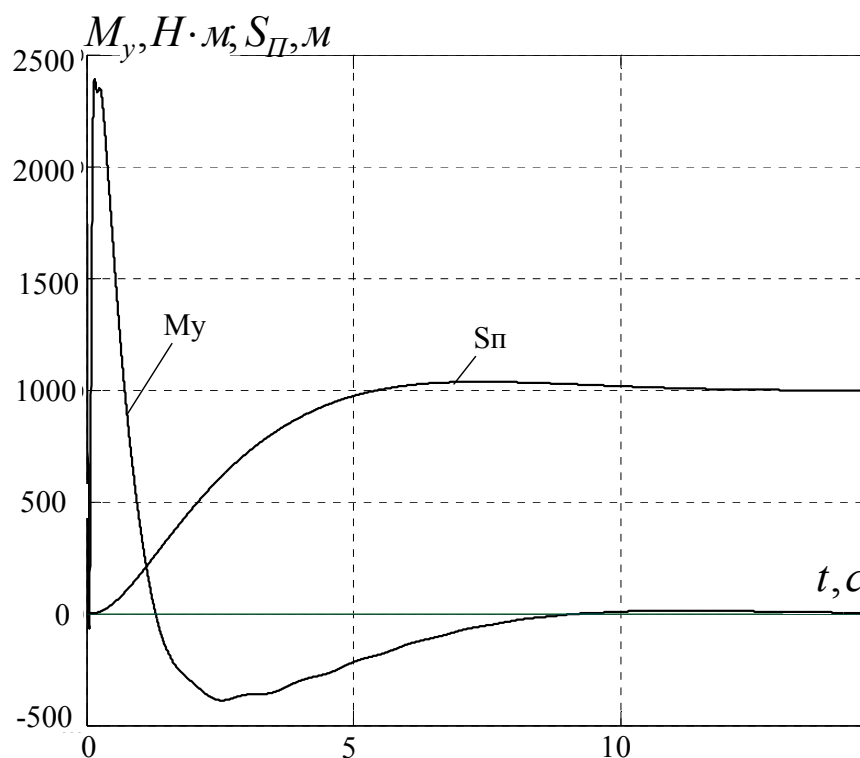


Рис. 3.32. Графики изменения момента M_y и перемещения рабочего органа S_{II} системы с ПИД-регулятором момента и ФР положения

3.6 Выводы к разделу 3

1. Наиболее эффективным средством повышения точности регулирования позиционного электропривода является параллельное включение в систему управления фаззи – регулятора (ФР) и традиционного, причем действие ФР проявляется только тогда, когда ошибка регулирования превышает заданную величину (чем больше ошибка, тем сильнее реакция на ее уменьшение).

2. Показано, что в ЭМС с упругими звеньями вследствие возникновения упругих колебаний ухудшается процесс останова рабочего

органа в заданном положении без использования средств исключения колебательных процессов или применения механического торможения.

3. Установлено, что гашение колебаний с помощью электропривода возможно двумя способами: формированием в переходных режимах движущего момента по определенному закону с учетом параметров упругой системы (изменение момента по линейному закону с ограничением или двухступенчатое приложение и снятие) и демпфированием с ФР в замкнутой по упругому моменту системе управления.

4. Использование неавтономной задающей модели (ЗМ), за счет вхождения ее в замкнутую по выходной переменной систему, обеспечивается низкая чувствительность к изменению параметрических и внешних возмущений.

5. Доказано, что для высокоточных систем управления позиционным электроприводом необходимо использовать задающую модель третьего порядка (ЗМ-3), формирующего четыре управляющих сигнала, пропорциональных положению, скорости, ускорению, упругому моменту, а сама система должна быть четырехконтурной.

РАЗДЕЛ 4

ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ И ПОЛОЖЕНИЕМ МНОГОСВЯЗНОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЧЕТКОЙ КОРРЕКЦИИ ЗАДАЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

4.1 Особенности многосвязных электромеханических систем

Системы, в которых регулируется несколько величин, называют многосвязными или многомерными [111]. Для многосвязных систем характерно наличие связей между регулируемыми величинами. Поскольку такие системы имеют сложную структуру, трудно описываемую аналитически, подвержены действию параметрических и внешних воздействий, то наиболее целесообразно использовать регуляторы на основе нечеткой логики.

Одной из характерных таких электромеханических систем является клетевая статически уравновешенная подъемная установка глубоких шахт, в которой используется многоканатная система подъема и привод большой мощности с тихоходным электродвигателем [112]. Основное требование к автоматизированной системе управления такими установками состоит в обеспечении точного останова клетки на заданном уровне вне зависимости от параметрических возмущений, переменной нагрузки и упругих деформаций многоканатной подвески клетки.

В этой связи в системе управления должны формироваться и воспроизводиться управляющие сигналы перемещения, скорости, ускорения, а также движущего и упругого моментов. Последнее используется для уменьшения до полного исключения упругих колебаний, препятствующих точному останову клетки. Удовлетворению указанных требований соответствует общее оптимальное управление такой электромеханической системой. При этом достигаются минимальные время рабочего цикла и

потери энергии за счет точного воспроизведения заданной скорости и исключения маневровых операций, связанных с использованием специальных устройств при загрузке и разгрузке клетки.

4.2 Составление структурных схем упругих систем с распределенными параметрами методом граничных упругих связей

Характерной особенностью таких систем является то, что в места соединения ветвей канатов с сосредоточенными массами введены вспомогательные идеальные упругие связи с коэффициентом жесткости C_K , которые затем исключаются подстановкой $C_K = \infty$ (рис. 4.1,а) [103]. Канаты рассматриваются как упругие инертные нити, деформация которых подчиняется закону Гука [104]. Расчетная схема ветви подъемных канатов приведена на рис. 4.1, б. Все остальные механические звенья привода, жесткость которых значительно превосходит жесткость ветвей канатов, считаются абсолютно жесткими, а их моменты инерции приведены к валу канатоведущего шкива. Элементы преобразовательного агрегата и системы управления объединены в блок УПН (управляемый преобразователь напряжения).

Наиболее общим случаем переходного процесса является процесс, вызванный приложением к двигателю вращающего момента или воздействием на канатоведущий шкив механическим тормозом.

Передаточная функция ветви подъемных канатов (например, ветви l_1) определяется на основании зависимости перемещений концов ветви упругих канатов от приложенных сил:

$$F'_{1Y} = C_K (X_1 - U_{1Y} - X_{01}); \quad F'_{2Y} = C_K (U_{21Y} + X_{01} - X_2), \quad (4.1)$$

где X_1 - абсолютное перемещение точки окружности ведущего шкива, м;

X_2 - перемещение подъемного сосуда, м;

U_{1y}, U_{2y} - соответственно относительные перемещения верхнего и нижнего концов ветви l_1 вследствие упругих деформаций, м;

X_{01} - перемещение центра тяжести канатов ветви l_1 , м.

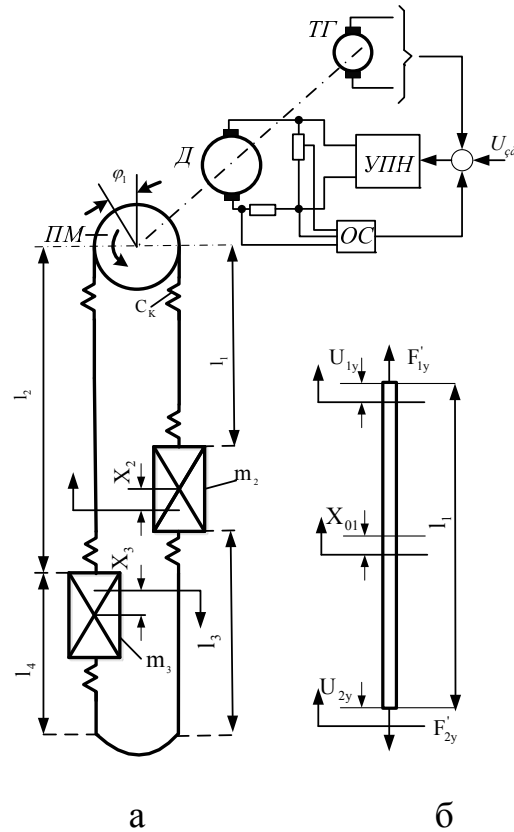


Рис. 4.1. Расчетные схемы подъемной установки (а) и упругого звена с распределенными параметрами (б)

Если считать, что усилия F'_{1y} и F'_{2y} являются функциями времени, то уравнения для изображений результирующих относительных перемещений крайних сечений ветви l_1 за счет упругих деформаций без учета затухания колебаний будут иметь вид:

$$U_{1y}(p) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_{k1}}{p^2 + n^2 b_{k1}^2} [F'_{1y}(p) - F'_{2y}(p)(-1)^n]; \quad (4.2)$$

$$U_{2y}(p) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_{k1}}{p^2 + n^2 b_{k1}^2} [F'_{1y}(p)(-1)^n - F'_{2y}(p)], \quad (4.3)$$

где $a_{K1} = \frac{2}{m_{K1}}$; $b_{K1} = \frac{\pi a_{K1}}{l_1}$; m_{K1} - масса канатов ветви l_1 , кг; a_{K1} - скорость распространения деформации вдоль каната, м/с (для стальных канатов принимают $a_{K1}=4000$ м/с).

Уравнения (4.2), (4.3) можно представить структурной схемой (рис. 4.2).

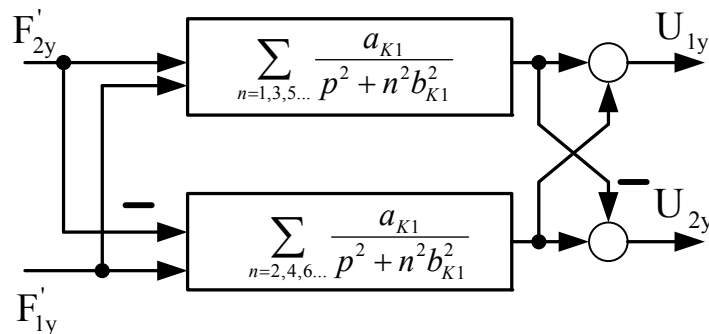


Рис. 4.2. Передаточная функция упругого звена с перекрестными связями

Наибольшее влияние на характер колебательного процесса оказывают нечетные гармоники.

Различные формы продольных колебаний накладываются на перемещение каната как абсолютно твердого тела X_{01} под действием приложенных сил. Для ветви l_1 перемещение X_{01} определяется из выражения

$$F'_{1y} - F'_{2y} = m_{K1} \frac{d^2 X_{01}}{dt^2}, \quad (4.4)$$

а в операторной форме при нулевых начальных условиях отношение представляет собой передаточную функцию ветви канатов как твердого тела.

$$\frac{X_{01}}{F'_{1y}(p) - F'_{2y}(p)} = \frac{1}{m_{K1} p^2} \quad (4.5)$$

С целью упрощения математической модели рассматриваемого упругого элемента (рис. 4.2) пренебрегают всеми четными гармониками, а сумму нечетких гармоник аппроксимируют тригонометрической функцией [112]. Тогда передаточная функция упругого звена принимает вид

$$W_1(p) = \frac{X_{1y}(p)}{F'_{1y}(p) - F'_{2y}(p)} = \frac{\pi^2}{8} \frac{a_{K1}}{p^2 + \mu_K b_{K1}^2 p + b_{K1}^2}, \quad (4.6)$$

где X_{1y} - перемещение верхнего конца ветви l_1 ; μ_K - коэффициент затухания колебаний пропорциональный относительной скорости a_{K1} .

Учитывая, что в клетевых подъемных установках используется вместо одного подъемного сосуда противовес, то целесообразно для составления структурной схемы движения клетки рассматривать одно упругое звено, а массу второго звена с противовесом присоединить к приведенной массе приводного шкива m_1 . В этом случае рассматривается схема, состоящая из двух сосредоточенных масс (m_1, m_2) и двух звеньев с распределенными параметрами. Уравнения движения составлены на основании зависимостей (4.1), (4.5), (4.6), считая, что переходный процесс вызван одновременным приложением динамической составляющей движущего усилия F_1 к массе m_1 и усилия F_2 к массе m_2 (m_1 - приведенная к окружности ведущего шкива масса всех движущихся элементов подъемной установке, кроме массы поднимаемой клетки с грузом m_2 и массы ветвей подъемных (m_{K1}) и уравновешивающих (m_{K3}) канатов).

Для построение структурной схемы системы с противовесом используются следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned}
 X_1(p) &= \frac{1}{m_1 p^2} [F_1(p) - F_{1y}(p)]; \\
 X_{01}(p) &= \frac{1}{m_{K1} p^2} [F_{1y}(p) - F_{2y}(p)]; \\
 X_2(p) &= \frac{1}{m_2 p^2} [F_{2y}(p) - F_{3y}(p)]; \\
 X_{03}(p) &= \frac{1}{m_{K3} p^2} F_{3y}(p); \\
 F_{1y}(p) &= C_K [X_1(p) - X_{1y}(p) - X_{01}(p)]; \\
 F_{2y}(p) &= C_K [X_{01}(p) - X_{1y}(p) - X_2(p)]; \\
 F_{3y}(p) &= C_K [X_2(p) - X_{3y}(p) - X_{03}(p)]; \\
 X_{1y}(p) &= -X_{2y}(p) = \frac{\frac{\pi^2}{8} a_{K1} [F_{1y}(p) - F_{2y}(p)]}{p^2 + \mu_K b_{K1}^2 p + b_{K1}^2}; \\
 X_{3y}(p) &= \frac{\frac{\pi^2}{8} a_{K3} F_{3y}(p)}{p^2 + \mu_K b_{K3}^2 p + b_{K3}^2}.
 \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

Структурная схема, соответствующая уравнениям (4.7), представлена на рис. 4.4.

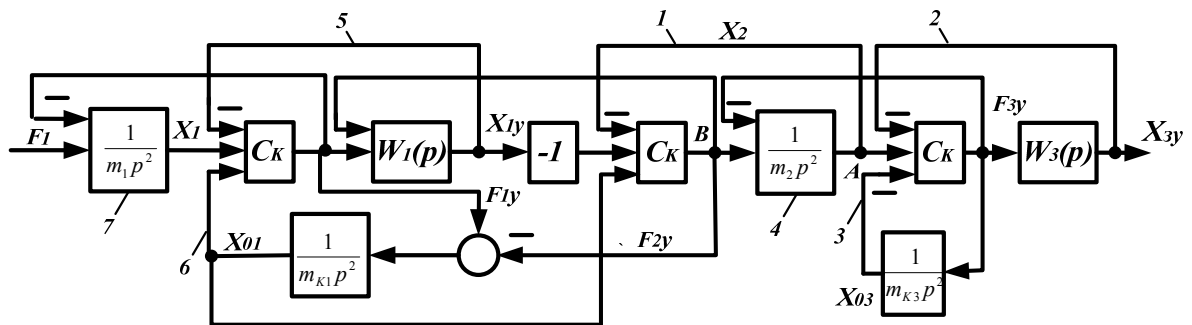


Рис. 4.4. Структурная схема клетевой подъемной установки с граничными упругими связями C_K

Соблюдая правила преобразования структурных схем [53], переносом точек присоединения и воздействий внутренних обратных связей и перемножением передаточных функций отдельных звеньев структурная схема упрощается. Этапы преобразования структурной схемы приведены в Приложении А. С последующей подстановкой $C_K \rightarrow \infty$ (например

$\frac{C_K}{m_1 p^2 + C_K} = 1$) окончательно структурная схема примет вид, показанный на рис. 4.5.

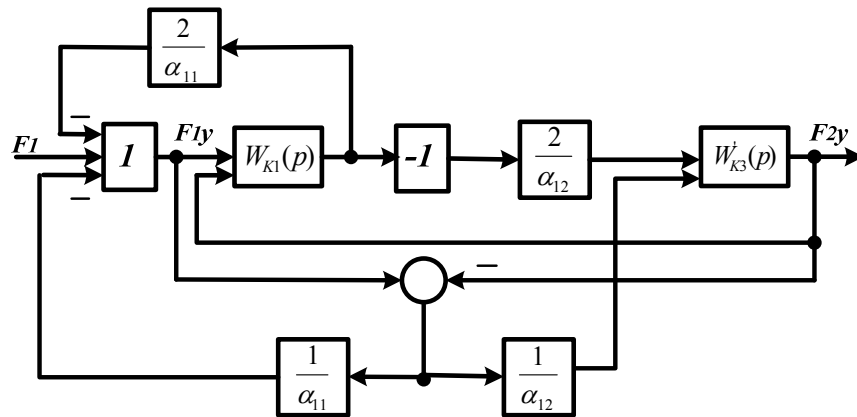


Рис. 4.5. Структурная схема клетевой подъемной установки с противовесом

На рисунке обозначено F_1 - движущее усилие, приложенное к канатоведущему шкиву; F_{1y} , F_{2y} - динамические усилия, действующие со стороны ветви канатов на ведущий шкив и клеть; $\alpha_{11} = m_{K1} / m_1$;

$$\alpha_{12} = m_{K1} / m_2; W_{K1}(p) = \frac{\frac{\pi^2}{8} p^2}{p^2 + \mu_K b_{K1}^2 p + b_{K1}^2};$$

$$W_{K3}(p) = \frac{(1 + \alpha_{32} + \frac{\pi^2}{4}) p^2 + (1 + \alpha_{32})(\mu_X p + 1) b_{K3}^2}{(1 + \frac{\pi^2}{4}) p^2 + \mu_X b_{K3}^2 p + b_{K3}^2}; b_{K1} = \pi a_K / l_1; b_{K3} = \pi a_K / l_3;$$

μ_K , μ_X - коэффициенты затухания упругих колебаний в ветвях l_1 и l_3 .

Передаточная функция $W'_{K3}(p)$ выражает влияние ветви уравнивающих канатов на динамику системы. Если система статически неуравновешенна, то $\alpha_{32} = 0$ и, следовательно, $W'_{K3}(p) = 1$. Аналогично составляется структурная схема для всей подъемной установки (см. рис. 4.1). Структурная схемы статически уравновешенной двухшкиповой системы подъема приведена на рис. 4.6, где кроме прежних обозначений,

$$W_{K2}(p) = \frac{\frac{\pi^2}{8} p^2}{p^2 + \mu_K b_{K2}^2 p + b_{K2}^2}; \alpha_{21} = \frac{m_{K2}}{m_1}; \alpha_{23} = \frac{m_{K2}}{m_3}; b_{K4} = \frac{\pi a_K}{l_4}.$$

$$W'_{K4} = \frac{(1 + \alpha_{43} + \frac{\pi^2}{4}) p^2 + (1 + \alpha_{43})(\mu_X p + 1) b_{K4}^2}{(1 + \frac{\pi^2}{4}) p^2 + \mu_X b_{K4}^2 p + b_{K4}^2}; \alpha_{43} = \frac{m_{K4}}{m_3}; b_{K2} = \frac{\pi a_K}{l_2};$$

Чтобы перейти от приведенной схемы сложной упругой системы к схеме, в которой отдельные или все ветви канатов считаются абсолютно жесткими, достаточно соответствующие парциальные частоты (b_{Ki}) или коэффициенты затухания колебаний принять равными бесконечности. В тех случаях, когда исследуемыми переменными являются усилия F'_{1Y} и F''_{1Y} , целесообразно преобразовать схему таким образом, чтобы эти усилия были выходными величинами.

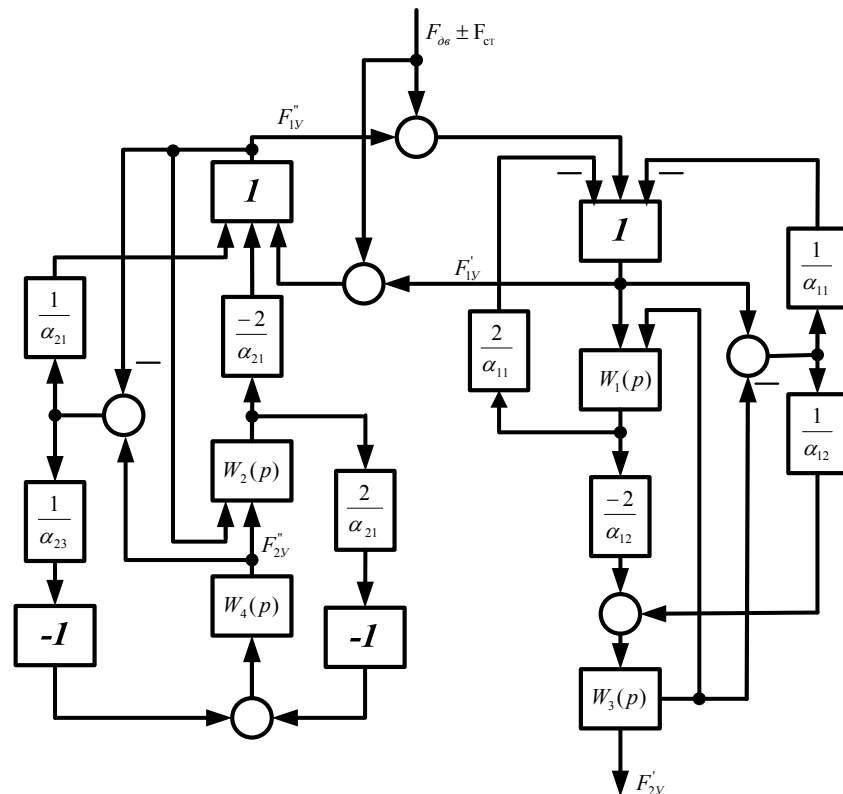


Рис. 4.6. Структурная схема статически уравновешенной двухскиповой подъемной установки

4.3 Моделирование многосвязных электромеханических систем с нечеткой коррекцией оптимальных управляющих воздействий

Для выполнения одного из требований к ЭМС с упругими звеньями - исключение низкочастотных упругих колебаний с помощью электропривода необходимо формировать движущий момент электродвигателя по трапецеидальному закону или двухступенчатому. В первом случае период линейных нарастаний и уменьшений движущего момента должен приниматься равным периоду собственных упругих колебаний, во втором – длительность действия первой ступени t_1 с ограниченной величиной, равной половине максимального значения момента, принимается равной половине периода собственных упругих колебаний. Эта особенность учитывается в формировании сигналов ускорения и скорости в задающей модели [2]. Структурная схема задающей модели второго порядка с блоком запаздывания ускорения показана на рис. 4.7.

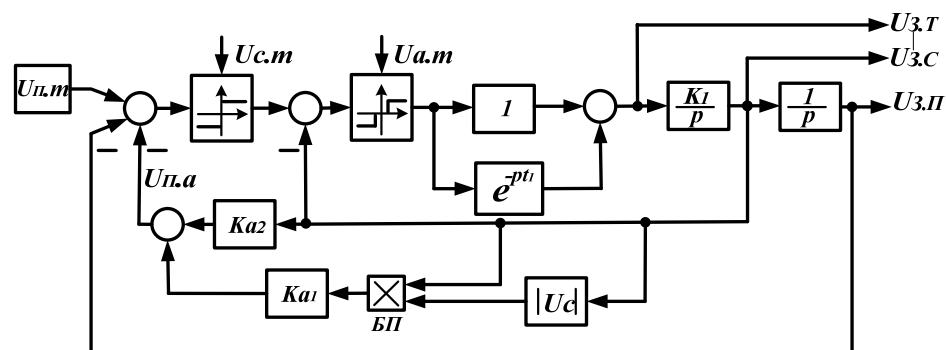


Рис. 4.7. Структурная схема ЗМ: $U_{с.м}$, $U_{а.м}$ - ограничиваемые сигналы скорости и ускорения; $U_{з.т}$, $U_{з.с}$, $U_{з.п}$ - управляющие сигналы, пропорциональные току, скорости и положению

На рис. 4.8 показаны диаграммы управляющих сигналов при ступенчатом входном сигнале $U_{п.м}$.

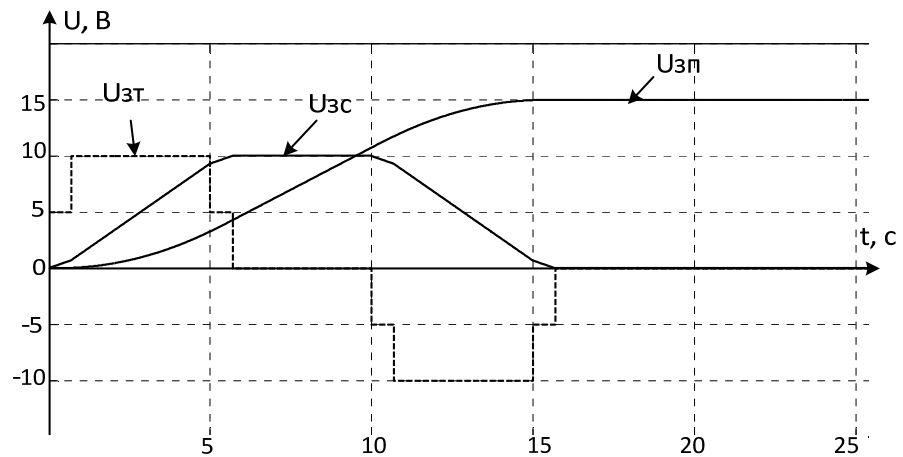


Рис. 4.8. Диаграмма управляющих сигналов U_{3T} , U_{3C} , $U_{3П}$

Наличие звена с запаздыванием определяет изменение сигнала $U_{3T}(U_a)$ в две ступени с длительностью первой ступени, равной t_1 .

Сигнал ускорения U_a равен:

$$U_a = \begin{cases} 0,5 U_{a.m} & \text{при } U_c \leq U_{c.a}; \\ U_{a.m} & \text{при } U_{c.a} < U_c \leq U_{c.m} - U_{c.a}; \\ 0,5 U_{a.m} & \text{при } U_{c.m} - U_{c.a} \leq U_c < U_{c.m}; \\ U_a = 0 & \text{при } U_c > U_{c.m}. \end{cases}$$

Коэффициенты K_{a1} , K_{a2} определяют состояние, при котором должно начаться замедление. Их определение производится по заключительной части диаграммы скорости (рис. 4.9).

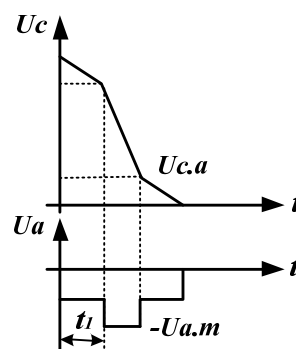


Рис. 4.9. Диаграмма сигналов скорости и ускорения в период замедления системы

Сигнал $U_{n.a}$, пропорциональный расстоянию с момента начала замедления системы до полной остановки, равен площади диаграммы скорости рис.4.9:

$$U_{n.a} = \frac{U_{c.m} \cdot 2U_{c.a}}{U_{a.m}} + \frac{U_{c.m}^2}{2U_{a.m}} - \frac{U_{c.m} \cdot U_{c.a}}{U_{a.m}} = \frac{U_{c.m}^2}{2U_{a.m}} + \frac{U_{c.m} \cdot U_{c.a}}{U_{a.m}} = K_{a1}U_c^2 + K_{a2}U_c,$$

где $K_{a1} = \frac{1}{2U_{a.m}}; K_{a2} = \frac{U_{c.a}}{U_{a.m}}.$

Для построения структурной схемы многосвязной системы управления клетевой подъемной установки с нечеткой коррекцией оптимальных управляющих воздействий, формируемых в ЗМ, использована структура упругой механической системы (рис. 4.10), с передаточными функциями [105].

$$\left. \begin{aligned} W_{K1}(p) &= \frac{F'_{1Y}(p)}{F_{дин}(p)} = \frac{K_{m.П}(T_{П2}^2 p^2 + T_{\mu} p + 1)}{T_{П1}^2 p^2 + T_{\mu} p + 1}; \\ W_{K2}(p) &= \frac{F''_{1Y}(p)}{F_{дин}(p)} = \frac{K_{m.О}(T_{О2}^2 p^2 + T_{\mu} p + 1)}{T_{О1}^2 p^2 + T_{\mu} p + 1} \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

где F'_{1Y}, F''_{1Y} - динамические составляющие усилий в верхних точках ветвей подъемных канатов соответственно со стороны клетки и противовеса;

$K_{m.П} = \frac{\alpha_{11}(1+\alpha_{12})}{\alpha_{11} + \alpha_{12} + \alpha_{11}\alpha_{12}}; K_{m.О} = \frac{\alpha_{21}(1+\alpha_{23})}{\alpha_{21} + \alpha_{23} + \alpha_{21}\alpha_{23}}$ - коэффициенты масс

упругих звеньев; $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}, \alpha_{23}$ - отношения распределенных масс к сосредоточенным.

Постоянные времени упругих колебаний

$$\left. \begin{aligned} T_{\Pi 1}^2 &= \frac{1}{b_{K1}^2} \left(1 + \frac{4 + \alpha_{11} + \alpha_{12}}{\alpha_{11} + \alpha_{12} + \alpha_{11}\alpha_{12}} \cdot \frac{\pi^2}{4} \right); \\ T_{\Pi 2}^2 &= \frac{1}{b_{K1}^2} \left(1 + \frac{1}{1 + \alpha_{12}} \cdot \frac{\pi^2}{4} \right); \\ T_{O1}^2 &= \frac{1}{b_{K2}^2} \left(1 + \frac{4 + \alpha_{21} + \alpha_{23}}{\alpha_{21} + \alpha_{23} + \alpha_{21}\alpha_{23}} \cdot \frac{\pi^2}{4} \right); \\ T_{O2}^2 &= \frac{1}{b_{K2}^2} \left(1 + \frac{1}{1 + \alpha_{23}} \cdot \frac{\pi^2}{4} \right), \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

где b_{K1} , b_{K2} - парциальные частоты ветвей канатов как звеньев с распределенными параметрами.

На рис. 4.10 приведена функциональная схема многосвязной системы управления.

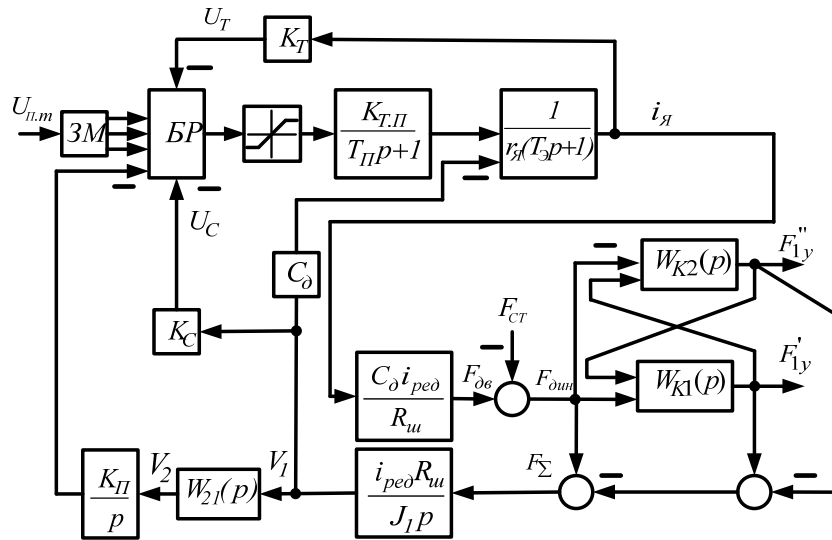


Рис. 4.10. Схема многосвязной ЭМС с двигателем постоянного тока

На рис. 4.10 приняты обозначения: БР – блок регуляторов, включенных параллельно или последовательно; $K_{Т.П.}$, $T_{П.П.}$ - коэффициент усиления и постоянная времени тиристорного преобразователя; $r_{я}$, $T_{э}$ - активное сопротивление и электромагнитная постоянная времени двигателя; $R_{ш}$ - радиус канатоведущего шкива; C_{ϕ} - коэффициент пропорциональности момента (э.д.с.); $i_{ред}$ - передаточное число редуктора; J_1 - момент инерции

вращающихся звеньев, приведенный к валу канатоведущего шкива; K_T , K_C , K_{II} - коэффициенты обратных связей.

Где $W_{12}(p)$ - передаточная функция отношения скорости клетки V_2 к окружной скорости канатоведущего шкива V_1 [104].

Блок регуляторов (БР) включает регуляторы тока (РТ), положения (РП) и скорости (РС), на входы которых подаются соответствующие управляющие сигналы $U_{з.т}$, $U_{з.п}$ и $U_{з.с}$ согласно структурной схеме рис. 4.7. Каждый регулятор снабжен параллельной нечеткой корректирующей связью. РТ и РС выполнены по пропорциональной структуре, РП – по пропорционально-интегральной. На рис. 4.11 показан регулятор положения с нечеткой коррекцией.

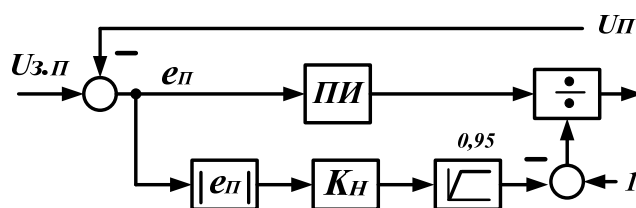


Рис. 4.11. Схема регулятора РП с нечеткой коррекцией

При использовании системы подчиненного регулирования управляющие сигналы подаются на соответствующие регуляторы. На регуляторы внутренних контуров эти сигналы подаются параллельно выходному сигналу предыдущего регулятора.

При приближенном анализе динамики рассматриваемой ЭМС силовая часть схемы рис. 4.10 с учетом параметров двигателя может быть представлена расчетной и структурной схемами, приведенными на рис. 4.12 [114].

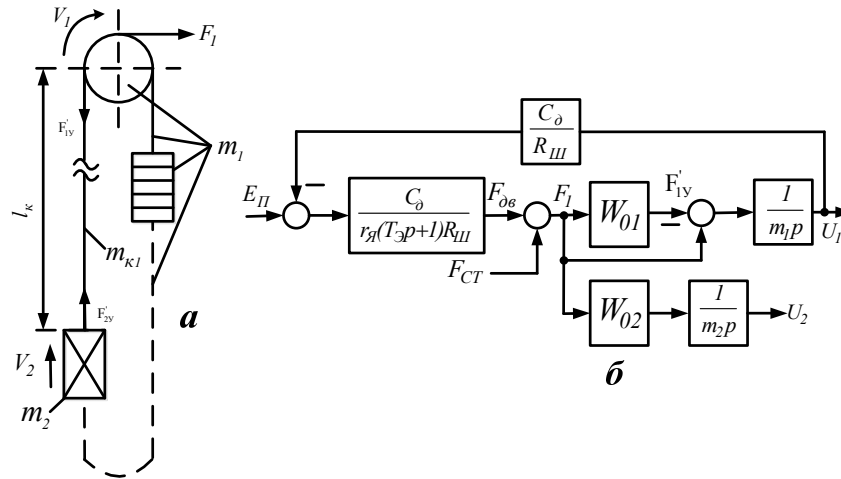


Рис. 4.12. Расчетная (а) и структурная (б) схемы клетевой подъемной установки с противовесом с учетом упругости ветви каната только со стороны клетки

Здесь, кроме прежних обозначений,

$$W_{01}(p) = \frac{\alpha_{11} \left[\left(1 + \alpha_{12} + \frac{\pi^2}{4} \right) p^2 + (1 + \alpha_{12})(\mu_K p + 1)b_{K1}^2 \right]}{\Delta_K (p^2 + \mu_K \omega_{K1}^2 p + \omega_{K1}^2)};$$

$$W_{02}(p) = \frac{\alpha_{11} \left[\left(1 - \frac{\pi^2}{4} \right) p^2 + (\mu_K p + 1)b_{K1}^2 \right]}{\Delta_K (p^2 + \mu_K \omega_{K1}^2 p + \omega_{K1}^2)};$$

$\Delta_K = \alpha_{11} + \alpha_{12} + \alpha_{11}\alpha_{12} + \frac{\pi^2}{4}(4 + \alpha_{11} + \alpha_{12})$; $\alpha_{11} = m_{K1}/m_1$; $\alpha_{12} = m_{K1}/m_2$, где m_1 - приведенная к окружности канатоведущего шкива масса всех движущихся звеньев, кроме масс клетки m_2 и ветви каната l_K ; V_1 и V_2 - скорости движения верхней и нижней точек ветви l_K .

Путем преобразования структурной схемы (рис. 4.12, б) получена передаточная функция (4.10).

$$W_{12}(p) = \frac{V_2(p)}{V_1(p)} = \frac{(1 - \frac{\pi^2}{4})p^2 + \mu_K b_{K1}^2 + b_{K1}^2}{(1 + \frac{\pi^2}{4} + \frac{\pi^2}{\alpha_{12}})p^2 + \mu_K \omega_K^2 + \omega_K^2}, \quad (4.10)$$

Частота относительных колебаний при пренебрежении рассеиванием энергии [112]

$$\omega_K = \frac{b_{K1}}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4} + \frac{\pi^2}{\alpha_{12}}}}.$$

Так как в практических расчетах обычно представляет интерес частота колебаний и максимальная амплитуда, то используется зависимость

$$V_2(p) = V_1(p) \frac{\omega_{K0}^2}{p^2 + \mu_K \omega_{K0}^2 p + \omega_{K0}^2}, \quad (4.11)$$

где

$$\omega_{K0} = \frac{\pi a_K}{2l_K} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4\alpha_{12}}}}.$$

Следовательно, период относительных колебаний при $a_K = 4000 \text{ м/с}$ и $\mu_K = 0$

$$\tau_K = \frac{2\pi}{\omega_{K0}} = 10^{-3} l_K \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4\alpha_{12}}}. \quad (4.12)$$

Если в начале подъема V_1 увеличивается во времени по линейному закону с постоянным ускорением a_m , то, полагая $\mu_K = 0$,

$$V_2 = a_m t - \frac{a_m}{\omega_{K0}} \sin \omega_{K0} t = a_m t - \frac{a_m \tau_K}{2\pi} \sin \omega_{K0} t. \quad (4.13)$$

При заданном значении l_K минимальному периоду колебаний будет соответствовать $\alpha_{12} = \infty$. При определении параметров относительных колебаний концевых грузов, находящихся на любой промежуточной высоте, в массу m_2 следует включить также массу соответствующей ветви уравнивающих канатов.

Следовательно, в статически уравновешенных системах подъема изменение положения клетки сказывается на частоте и периоде относительных колебаний в меньшей степени, чем в статически неуравновешенных системах.

Например, если максимальная длина отвеса каната $l_K = 1000$ м и $m_K = m_2$, то при высоте подъема $H = 900$ м в течение одного цикла период колебания τ_K в соответствии с формулой (4.12) будет изменяться в пределах $0,69 \leq \tau_K \leq 1,86$ с при уравновешенном подъеме и $0,5 \leq \tau_K \leq 1,86$ с – при неуравновешенном. С увеличением глубины шахты влияние уравнивающего каната на нижний предел амплитуды колебания возрастает.

Как следует из (4.13), амплитуда колебания пропорциональна также ускорению a_m .

Если нарастание ускорения осуществлять плавно, например, по экспоненциальному закону

$$a_1 = a_m (1 - e^{-A_1 t}), \quad (4.14)$$

где A_1 - величина, определяющая темп нарастания ускорения, то изменение скорости ведущего шкива во времени выразится операторным уравнением

$$V_1(p) = a_m \left(\frac{1}{p} - \frac{1}{p + A_1} \right).$$

Тогда, согласно (4.11) при $\mu_K = 0$

$$V_2 = a_m t - \frac{a_m}{\omega_{K0}^2 + A_1^2} \left[\frac{A_1^2}{\omega_{K0}} \sin \omega_{K0} t + A_1 (1 - \cos \omega_{K0} t) \right], \quad (4.15)$$

откуда при $A_1 \rightarrow \infty$ получается выражение (4.13).

Совершенно очевидно, что с уменьшением A_1 амплитуда колебания скорости V_2 снижается, однако добиться полного исключения колебаний таким путем практически невозможно.

Оптимальная диаграмма движения концевого груза, при которой полностью отсутствуют колебания, получается при трапецеидальном законе изменения ускорения (тока) с периодами нарастания и уменьшения ускорения τ_P равными периоду собственных упругих колебаний системы τ_K ($\tau_P = \tau_K$).

Для скиповых подъемных установок величина τ_P должна приниматься постоянной и равной периоду собственных колебаний ветви каната с груженым сосудом, расположенным в нижнем крайнем положении. В клетевых системах подъема, обслуживающих несколько горизонтов, эта величина может быть переменной, устанавливаемой автоматически в зависимости от длины ветви каната. При этом полезный груз можно считать постоянным и равным половине его номинального значения.

Реализация трапецеидальной диаграммы ускорения возможна применением задающей модели третьего порядка, блок-схема которой формирует оптимальные по быстродействию сигналы S , V , a , ρ (рис.4.13). Система включает блоки: ограничения (БО), формирования задающих воздействий (БЗ), адаптации (БА) и переключения (БП).

Блок ограничения, схема которого представлена на рис.4.13,б, функционирует согласно следующим зависимостям:

$$\Delta S = S_m - S; \Delta S_1 = \Delta S - S_a; \Delta a = \begin{cases} a_m - a & \text{при } \Delta V \geq 0, \\ -a & \text{при } \Delta V < 0; \end{cases}$$

$$\Delta V = \begin{cases} V_m - V - V_a & \text{при } \Delta S_1 \geq 0, \\ -V - V_a & \text{при } \Delta S_1 < 0; \end{cases} \quad \Delta \rho = \begin{cases} \rho_m & \text{при } \Delta a \geq 0, \\ -\rho_m & \text{при } \Delta a < 0. \end{cases}$$

Блок формирования задающих воздействий включает три последовательно соединенных интегратора (рис. 4.13, в), на входе которых формируются сигналы, соответствующие заданным оптимальным значениям перемещения S , скорости V , ускорения a , которые используются как входные воздействия при комбинированном управлении электроприводом. Если интеграторы реализуются на аналоговых элементах, то схема рис.4.13, в будет иметь иной вид (рис. 4.13, г).

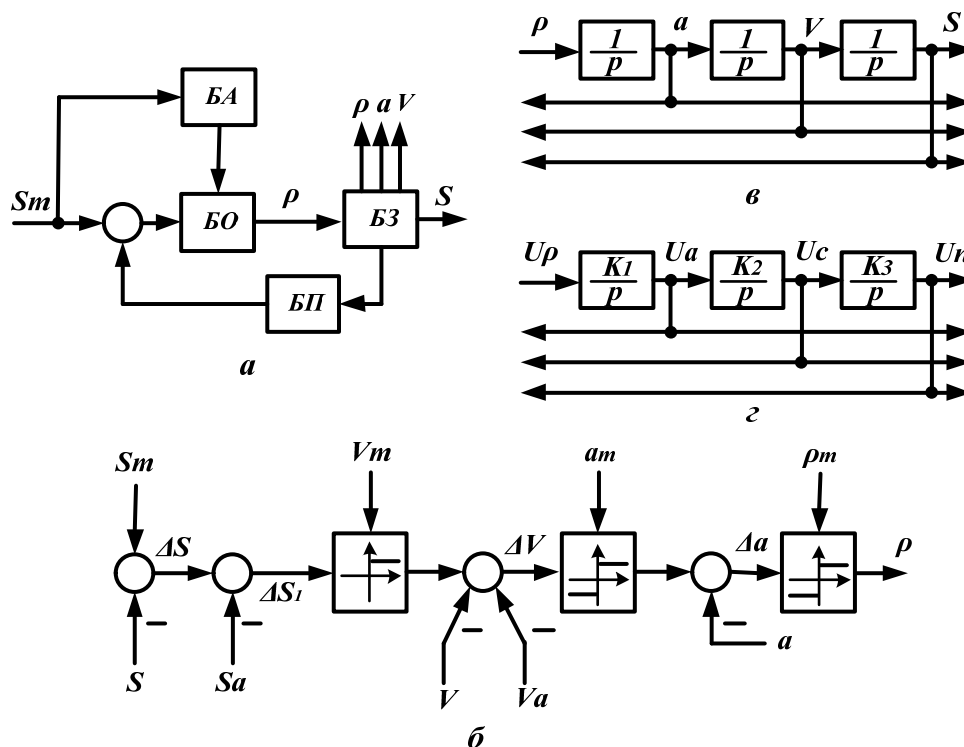


Рис. 4.13. Структурная схема задающей модели третьего порядка

Так как согласно приведенным схемам

$$S = \int V dt; V = \int a dt; a = \int \rho dt;$$

$$U_{\Pi} = \int K_3 U_C dt; U_C = \int K_2 U_a dt; U_a = \int K_1 U_{\rho} dt,$$

то, приняв основное задающее напряжение U_{Π} равным $U_{\Pi} = K_{\Pi} S$, можно записать следующие соотношения:

$$S/U_{\Pi} = S/(K_{\Pi} S) = \int V dt / \int K_3 U_C dt = V/(K_3 U_C);$$

$$V/U_C = a/(K_2 U_a); \quad a/U_a = \rho/(K_1 U_{\rho}),$$

откуда находятся зависимости

$$\begin{aligned} V &= K_3 U_C / K_{\Pi}; \\ a &= K_2 K_3 U_a / K_{\Pi}; \\ \rho &= K_1 K_2 K_3 U_{\rho} / K_{\Pi}. \end{aligned} \tag{4.16}$$

Подставив в формулы (4.16) вместо переменных V , a , ρ их предельные величины (V_m , a_m , ρ_m) и задавшись ограничиваемыми значениями переменных модели $U_C = U_{C.m}$, $U_a = U_{a.m}$, $\rho = \rho_m$, можно определить коэффициенты K_1, K_2, K_3 :

$$\begin{aligned} K_3 &= V_m K_{\Pi} / U_{C.m}; \\ K_2 &= a_m K_{\Pi} / (K_3 U_{a.m}); \\ K_1 &= \rho_m K_{\Pi} / (K_2 K_3 U_{\rho.m}). \end{aligned} \tag{4.17}$$

На рис.4.13,б V_a представляет собой изменение скорости при линейном увеличении (уменьшении) ускорения на величину a :

$$V_a = 0,5 a^2 \rho_m^{-1} \text{sign} a \tag{4.18}$$

В БА в зависимости от требуемого перемещения S_m максимальная скорость определяется по одной из формул:

$$V_m = \begin{cases} (0,25\rho_m S_m^2)^{1/3} & \text{при } 0 < S_m \leq S_{m2}; \\ (B^2 + a_m S_m)^{1/2} - B & \text{при } S_{m2} < S \leq S_{m1}; \\ V_{m.0} & \text{при } S_m > S_{m1}, \end{cases} \quad (4.19)$$

где $B = 0,5a_m^2 / \rho_m$; $S_{m1} = V_{m.0}(V_{m.0} / a_m + a_m / \rho_m)$; $S_{m2} = 2a_m^3 / \rho_m^2$.

Перемещению S_{m1} соответствует зависимость (4.19) при $V_m = V_{m.0}$ и $t_1 = T_0$, а перемещению S_{m2} - зависимость (4.20) при $a = a_m$.

В БА по вычисленной максимальной скорости V_m определяется оптимальное расстояние $S_{a.m}$ с момента начала замедления до конечной точки:

$$S_{a.m} = \begin{cases} V_m(V_m / \rho_m)^{1/2} & \text{при } 0 < S_m \leq S_{m2}; \\ 0,5V_m(V_m / a_m + a_m / \rho_m) & \text{при } S_m > S_{m2}. \end{cases}$$

В БП, включенном в обратную связь, формируется текущее значение расстояния до конечной точки $S_a < S_{a.m}$ в период замедления системы ($\Delta S \leq S_{a.m}$):

$$S_a = \begin{cases} S_{a.m} - V_m|a| / \rho_m + |a|^3 / (6\rho_m^2) & \text{при } |a| < a_m, V > V_m / 2; \\ V^2 / (2a_m) + |a_m|^3 / (24\rho_m^2) & \text{при } |a| \geq a_m; \\ |a|^3 / (6\rho_m^2) & \text{при } |a| < a_m, V \leq V_m / 2. \end{cases} \quad (4.20)$$

Устройство, блок-схема которого представлена на рис.4.13, а, называют задающей моделью третьего порядка (ЗМ-3). Порядок задающей модели определяется порядком высшей ограничиваемой производной основной

выходной координаты системы по времени. Если отсутствуют обратные связи между управляемыми переменными и ЗМ, то ЗМ может быть названной автономной, если же имеется хотя бы одна такая связь, то модель будет называться неавтономной.

Исследование динамических процессов по схемам рис.4.7 и рис.4.10 выполнено методом компьютерного моделирования (рис.4.14) [115]. Числовые значения коэффициентов определены по параметрам ШПУ с подъемной машиной МК 5х4 и электроприводом постоянного тока.

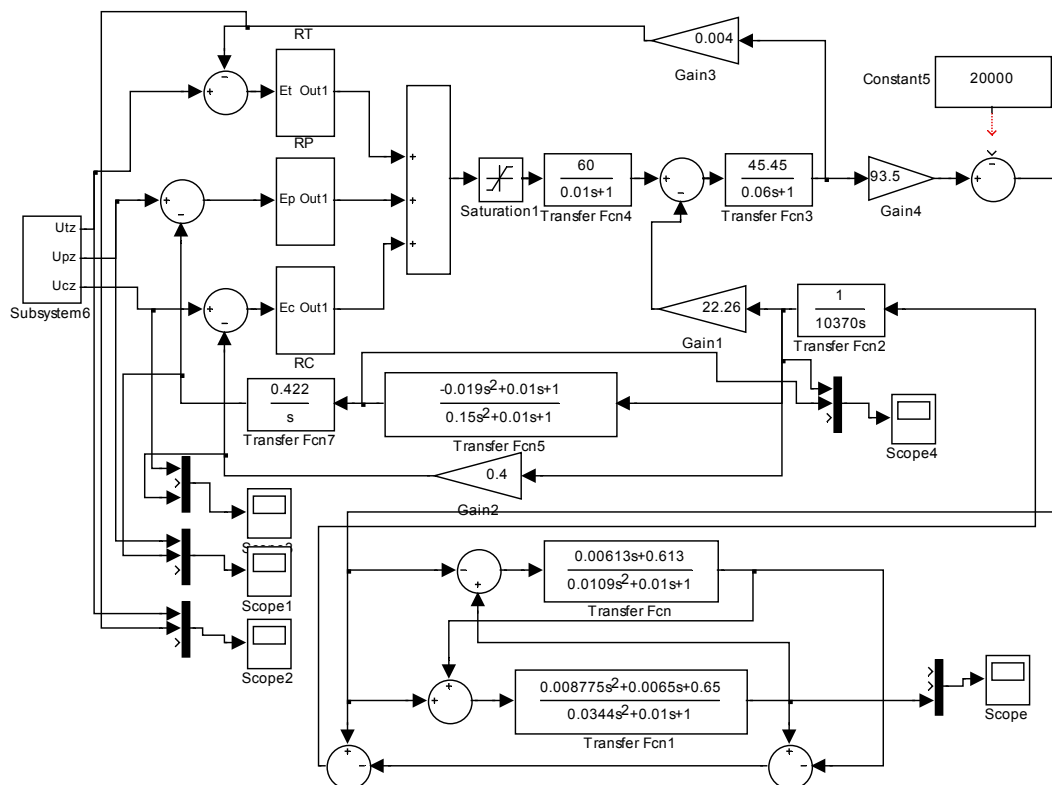


Рис. 4.14. Simulink – модель многосвязной ЭМС

Поскольку в данной ЭМС динамические режимы в основном определяются упругими механическими колебаниями в структуре ЗМ, формирующей задающие воздействия, пропорциональные заданным диаграммам положения, скорости и тока, то основное внимание уделено формированию тока, который определяет динамические усилия F'_{1V} и F''_{1V} . Эти усилия, воздействуя на упругие звенья, вызывают колебательные процессы, что в условиях большой высоты подъема усложняет точную

остановку клетки и требует в конце рабочего цикла вводить определенный период движения с малой скоростью.

В используемой ЗМ задающий сигнал тока подается в две ступени. Максимальное значение первой ступени равно 0,5 максимальной величины, а длительность первой ступени равна 0,5 периода собственных упругих колебаний, что выполняется блоком запаздывания (см. рис. 4.7).

При подаче на вход задающих сигналов без учета запаздывания и нечеткой коррекции динамическое усилие F'_{1y} будет изменяться, совершая колебания, как показано на рис. 4.15,а. С учетом запаздывания и коррекции колебания практически исключаются (рис.4.15,б).

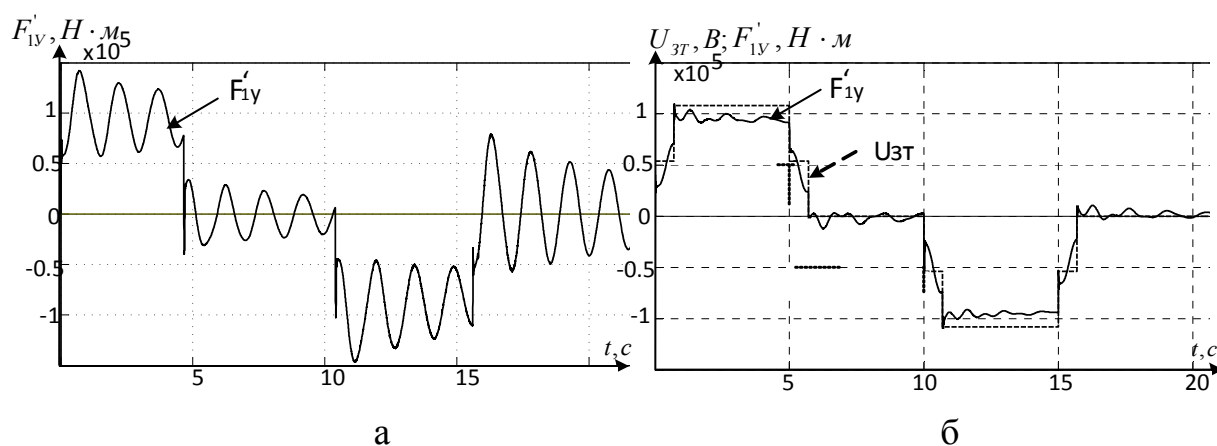


Рис. 4.15. Изменение усилия F'_{1y} при подаче на вход системы заданного сигнала тока U_{3T}

При управлении по току, скорости и по положению с нечеткой коррекцией только контура тока другие управляемые переменные (скорость и перемещение) не будут изменяться по оптимальному закону. Поэтому все регуляторы должны содержать цепь нечеткой коррекции [116]. Тогда диаграммы скорости и положения с коррекцией будут иметь вид, показанный на рис. 4.16.

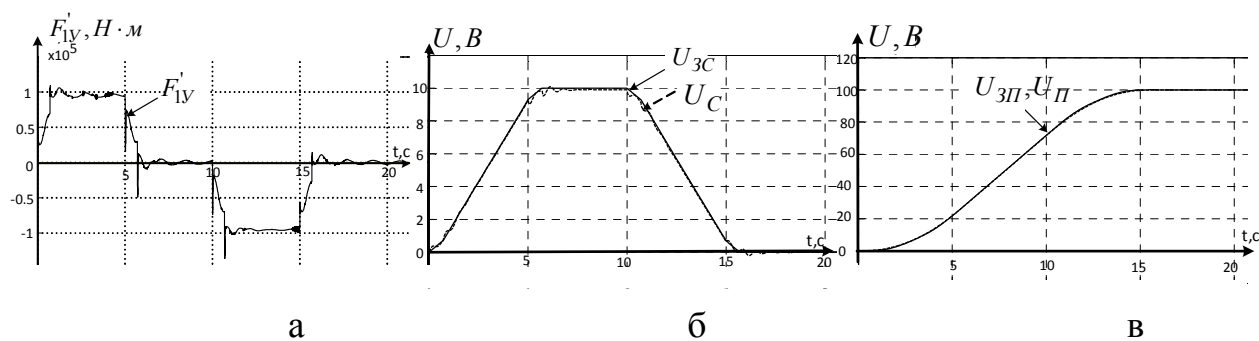


Рис. 4.16. Диаграммы сигналов динамического усилия F'_{1Y} (а), скорости U_{3C} (U_C) (б) и положения $U_{3П}$ ($U_{П}$) (в) с коррекцией

4.4. Учет изменения параметров многосвязной ЭМС при автоматическом управлении

В статически уравновешенных шахтных подъемных установках (ШПУ) кроме изменения нагрузки и приведенного момента инерции к возмущающим воздействиям следует относить и частоту свободных упругих механических колебаний, от которых зависит формирование оптимальных управляющих воздействий по критериям минимальных потерь энергии, максимального быстродействия или минимальных динамических нагрузок.

Исследованию ШПУ посвящено большое количество работ, в которых рассмотрены вопросы, главным образом, относящиеся к определению динамических нагрузок в подъемных звеньях и проблемы безопасности эксплуатации. Однако не исследовано значение величины начальных параметров, определяющих частоту колебаний, в моменты приложения движущего или тормозного усилия.

В данной работе сделана попытка обосновать целесообразность, используя ЗМ при проектировании системы управления с учетом колебательных процессов, создаваемых упругими звеньями с распределенными параметрами. Исследована схема статически уравновешенной подъемной установки (рис. 4.6), представленной в виде,

удобном для синтеза системы автоматического управления с любым двигателем.

В результате последовательного структурного преобразования механическая часть установки представлена двумя передаточными функциями с перекрестными связями (рис. 4.17).

$$W_{K1} = \frac{F'_{1Y}(p)}{F_{\partial\partial}(p) - F_C(p) + F''_{1Y}(p)}; \quad W_{K2} = \frac{F''_{2Y}(p)}{-F_{\partial\partial}(p) + F_C(p) - F'_{1Y}(p)}.$$

Структурная схема электропривода не уравновешенной подъемной установки с двигателем постоянного тока приведена на рис. 4.17.

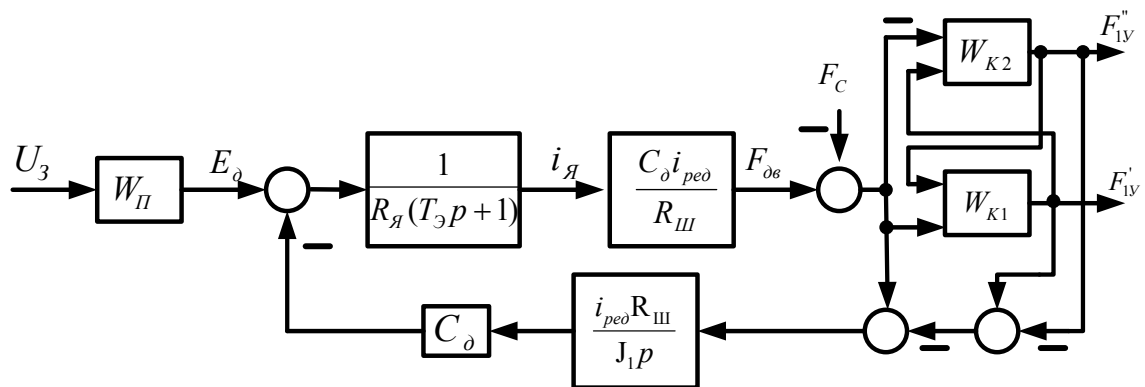


Рис. 4.17. Структурная схема электропривода подъемной установки

На рисунке приняты обозначения: $R_{ш}$ - радиус канатоведущего шкива; $R_{я}$ - сопротивление якорной цепи; $i_{ред}$ - передаточное число редуктора; W_{II} - передаточная функция преобразователя напряжения; C_{∂} - коэффициент пропорциональности эдс (момента); J_1, J_2 - момент инерции всех вращающихся звеньев, приведенных к валу канатоведущего шкива.

Определение регуляторов осуществляется без учета упругости звеньев. При этом рассматривается зависимость

$$F_{\Sigma} = F_{\text{дин}} \frac{(1 - K_{m.\Pi})(1 - K_{m.O})}{(1 - K_{m.\Pi} K_{m.O})} = F_{\text{дин}} \cdot W_{\Pi.O},$$

где

$$K_{m.\Pi} = \frac{\alpha_{11}(1 + \alpha_{12})}{\alpha_{11} + \alpha_{12} + \alpha_{11}\alpha_{12}} = \frac{m_{K1} + m_2}{m_{K1} + m_2 + m_1};$$

$$K_{m.O} = \frac{\alpha_{21}(1 + \alpha_{23})}{\alpha_{21} + \alpha_{23} + \alpha_{21}\alpha_{23}} = \frac{m_{K2} + m_3}{m_{K2} + m_3 + m_1}.$$

Связь результирующего усилия $F_{\Sigma}(p)$ с $F_{\text{дин}}(p)$ определяется зависимостью

$$F_{\Sigma}(p) = F_{\text{дин}}(p) \cdot W_{\Pi.O}(p) = \frac{F_{\text{дин}}(p)(1 - W_{K1}(p))(1 - W_{K2}(p))}{1 - W_{K1}(p) \cdot W_{K2}(p)}.$$

В установившемся режиме $W_{\Pi.O} = \frac{m_1}{m_0} = \frac{J_1}{J_0}$, где J_0 - приведенный

момент инерции всей системы к валу канатоведущего шкива.

Главным в построении системы управления (СУ) является обеспечение с достаточной точностью передачи сигнала заданного тока до движущего момента для возможности формирования желаемого изменения момента в переходных режимах. Это может быть достигнуто применением ПИД-регулятора тока, синтезированного с учетом внутренней обратной связи по ЭДС двигателя, рассматривая систему как абсолютно жесткую.

Передаточная функция ПИД-регулятора тока определяется по отношению тока к выходному напряжению U_{Π} тиристорного преобразователя

$$W_T(p) = \frac{i_Y(p)}{U_{\Pi}(p)} = \frac{T_M p}{R_Y(T_{\Sigma} T_M p^2 + T_M p + 1)} \quad (4.21)$$

где $T_{\mathcal{C}}$ - электромагнитная постоянная времени; T_M - электромеханическая постоянная времени по общему моменту инерции всей системы. Передаточная функция регулятора $W_p(p) = 1/W_T(p)$.

SIMULINK – модель электромеханической установки с приводом постоянного тока и системой подчиненного регулирования скорости с ПИД – регулятором тока и ПИ- регулятором скорости представлена на рис. 4.18 [117].

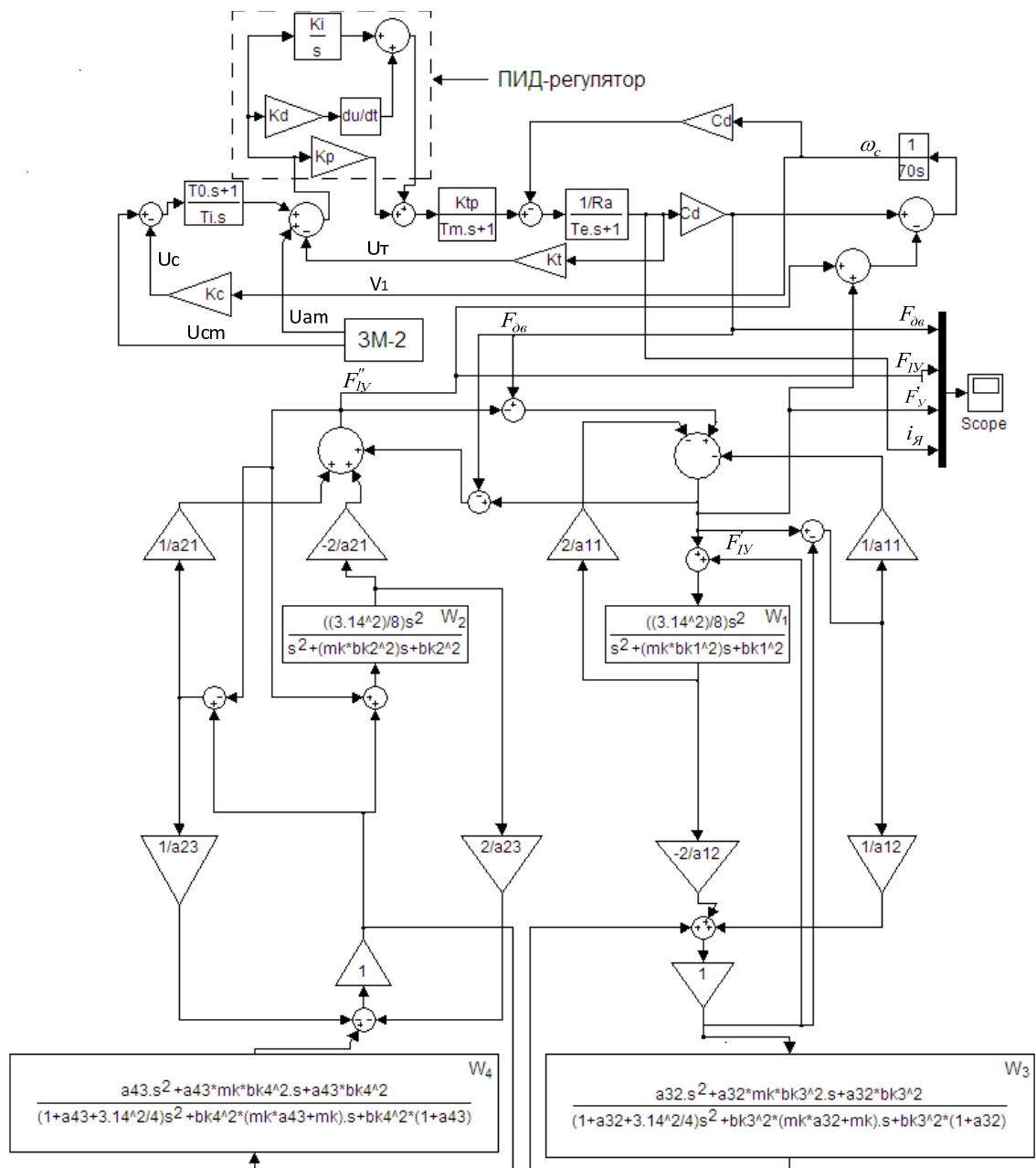


Рис. 4.18. SIMULINK – модель статически уравновешенной системы подъема с электроприводом

Управляющие сигналы скорости U_C и тока U_T формируются в ЗМ-2. Период заданного нарастания (снижения) ускорения принят равным периоду собственных колебаний системы, т.е. реализован близкий к оптимальному по динамическим нагрузкам режим.

Графики, полученные в результате компьютерного моделирования, приведены на рис. 4.19. Их анализ показывает, что на скорость канатоведущего шкива V_1 практически не оказывают влияния механические колебания. Поэтому целесообразно для построения системы управления, учитывающей колебательные процессы, рассматривать колебания скорости подъемного сосуда V_2 по отношению к скорости V_1 (рис. 4.19).

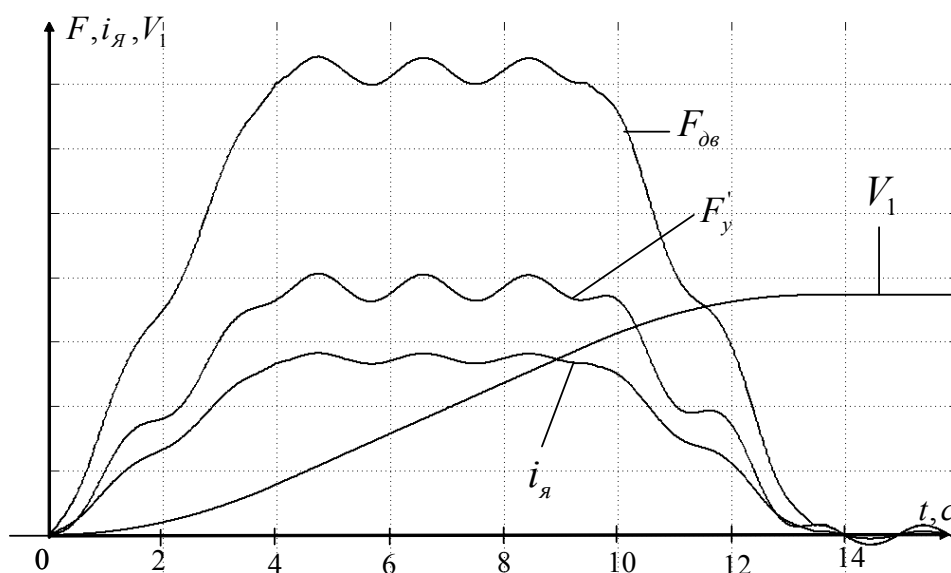


Рис. 4.19. Графики изменения скорости (V_1), движущего усилия ($F_{дв}$), тока (i_y) и динамического усилия в упругом звене (F'_{1y})

Частота колебаний подъемных сосудов относительно канатоведущего шкива при условии малого влияния колебательных процессов на его скорость V_1 определяется по упрощенной формуле [104].

$$W_{k0} = \frac{\pi \cdot a_k}{l_k} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4\alpha_{12}}}}, \quad (4.22)$$

где a_k - скорость распространения упругих деформаций вдоль каната; l_k - длина ветви каната между ведущим шкивом и подъемным сосудом; $\alpha_{12} = m_k / m_2$ - отношение массы ветви каната к массе подъемного сосуда. Согласно формуле (4.22) l_k и α_{12} зависят от длины l_k , т.е. от перемещения подъемного сосуда. Так для статически уравновешенной подъемной установки $l_k = l_{k0} - x$; $m_k = m_{k0} + (l_{k0} - x)q$; $m_2 = m_{20} + qx$, где l_{k0} , m_{20} - начальные значения данных параметров, q - масса 1м головного и уравнивающего канатов; x - пройденный путь с начала рабочего цикла. Для неуравновешенной системы подъема - $m_2 = m_{20} = const$.

На рис. 4.20 приведены графики изменения частоты относительных колебаний с параметрами реальной подъемной установки при оптимальном по динамическим нагрузкам режиме.

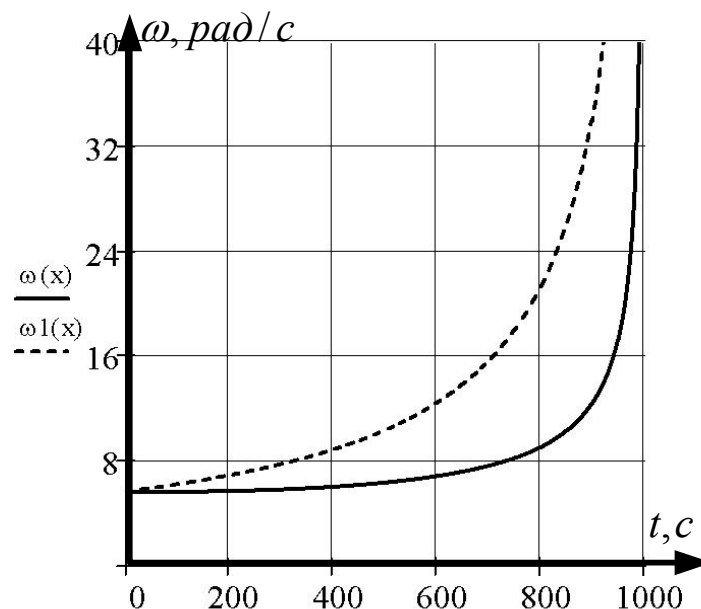


Рис. 4.20. Изменение частоты колебаний в уравновешенной (ω) и неуравновешенной (ω_1) системах

Как следует из графиков в статически уравновешенной системе благодаря уравновешивающей ветви канатов частота в рабочем диапазоне l_k мало изменяется. Поэтому для выбора оптимальных настроечных параметров ЗМ-2 можно считать частоту $\omega(x)$ постоянной в диапазоне $x = 0 \dots 800$ м., а на остальном участке учитывать непрерывное изменение частоты. В неуравновешенной системе необходимо осуществить непрерывный контроль $\omega_1(x)$ во всем диапазоне. Изменение параметров ЗМ-2 должно происходить в момент пуска системы по соответствующей при данном положении x частоте. После чего параметры ЗМ-2 не меняются до следующего пуска. Корректировка момента производится и в момент начала торможения перед остановкой. Пройденный путь должен измеряться цифровым датчиком положения.

Предлагаемая система управления ориентирована на применение микроконтроллера, осуществляющего контроль частоты по реальному перемещению подъемных сосудов, а также определение периода колебаний, по которому осуществляется изменение настроечных параметров ЗМ в моменты пуска или торможения.

4.5 Выводы к разделу 4

1. К наиболее сложным многосвязным электромеханическим системам относятся многоканатные подъемные установки глубоких шахт (угольные шахты Донбасса и железорудные в Криворожском бассейне). Характерным для этих систем является наличие длинных упругих связей (стальных канатов), соединяющих приводной шкив с перемещаемыми клетью или скипом.

2. Наличие упругих связей приводит к возникновению устойчивых низкочастотных колебаний динамических усилий, а, следовательно, и

колебаний скорости и перемещения концевых грузов, масса которых достигает до 50000 кг.

3. Для построения структурной схемы управления позиционным электроприводом многосвязной системы предложено использовать структурную схему статически уравновешенной клетевой подъемной установки с противовесом с учетом упругой связи с распределенными параметрами только со стороны клетки; массы второй ветви и противовеса прибавлены к приведенной массе ведущего шкива.

4. Получена структурная схема подъемной установки, в которой упругие звенья с распределенными параметрами представлены обычными передаточными функциями второго порядка .

5. Для исключения колебательных процессов предложено дополнить ЗМ-2 запаздывающим звеном, с помощью которого формируется управляющие сигналы заданного ускорения в две ступени, и соответствующие сигналы заданных значений скорости и положения.

6. Составлена схема управления многосвязной системой с регуляторами тока, скорости и положения, дополненными нечеткими корректирующими связями.

7. Исследованы методом компьютерного моделирования (рис. 4.10) переходные процессы в клетевой подъемной установке с использованием управляющих воздействий, пропорциональных заданным значениям динамических усилий, тока, скорости и положения. Полученные результаты (см. рис. 4.15, 4.16) подтвердили эффективность использования такой системы управления приводом.

РАЗДЕЛ 5

АНАЛИЗ ДИАГРАММ СКОРОСТИ И КОМПЕНСАЦИЯ ВНЕШНИХ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ВОЗМУЩЕНИЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЗИЦИОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

5.1 Сравнение основных диаграмм скорости

Форма диаграммы скорости, и соответствующего управляющего воздействия, формируемого в ЗМ, в основном определяется максимальной ограничиваемой скоростью и величинами ускорения и замедления. Выбор величины ускорения производится из условия максимального использования перегрузочной способности двигателя и допустимой нагрузки механической части привода. Для машин с приводными шкивами трения основным критерием ограничиваемой величины ускорения является динамический коэффициент безопасности скольжения тягового органа (ленточные конвейерные установки, многоканатные подъемные машины, подвесные канатные дороги и др.) [105].

Ограничение ускорения из условия безопасности скольжения тягового органа по ведущему шкиву является наиболее важной задачей для вертикальных подъемников глубоких шахт, где при неправильно выбранной системе управления могут произойти большие аварии. Поэтому при проектировании подобных машин величину допустимого движущего (тормозного) момента определяют из условия отсутствия скольжения. Наиболее опасным является тормозной режим. Тормозной момент может в несколько раз превышать расчетный статический момент.

Наиболее часто встречающимися диаграммами скорости являются трапецеидальная и трапецеидальная со сглаженными переходами, а также оптимальная параболическая с ограничением рывка. Для всех трех сравниваемых диаграмм приняты одинаковыми перемещение S_m ,

максимальная скорость V_m и время рабочего цикла T_0 . В качестве основной диаграммы использована параболическая с ограничением рывка в начале и конце рабочего цикла. Следовательно, ЗМ должна функционировать при трех ограничениях, налагаемых на скорость ($V \leq V_m$), ускорение ($|a| \leq a_m$) и производную ускорения по времени – рывок ($|\rho| \leq \rho_m$). То есть ЗМ должна быть третьего порядка. Функциональная схема такой модели представлена на рис.5.1. Здесь БА, БО, БПР – соответственно, блоки адаптации, ограничений, переключения режимов.

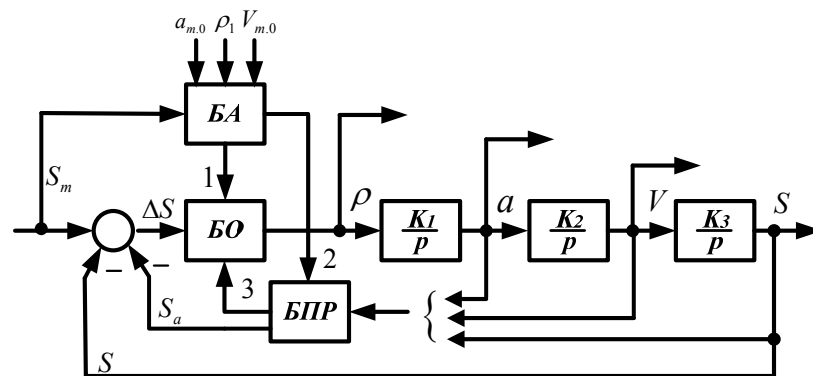


Рис. 5.1. Структурная схема ЗМ третьего порядка

Функционирование ЗМ при сигнале заданной скорости V_C , изменяющемся по закону, близкому к оптимальному по минимуму потерь, требует, чтобы рывок, обозначенный ρ (рис.5.1), в начале и в конце интервала T_0 стремился к бесконечности. Второе ограничение на производную ускорения по времени ρ_2 определяется в зависимости от максимальных ограничиваемых величин скорости (V_m) и ускорения (a_m) из равенства:

$$V_m - \frac{a_m^2}{2\rho_1} = \frac{a_m^2}{2\rho_2},$$

откуда

$$\rho_2 = a_m^2 \rho_1 / (2V_m \rho_1 - a_m^2). \quad (5.5)$$

При $\rho_1 \rightarrow \infty$ $\rho_2 \rightarrow a_m^2 / (2V_m)$.

Диаграмма выходных переменных ЗМ-3 приведена на рис.5.2.

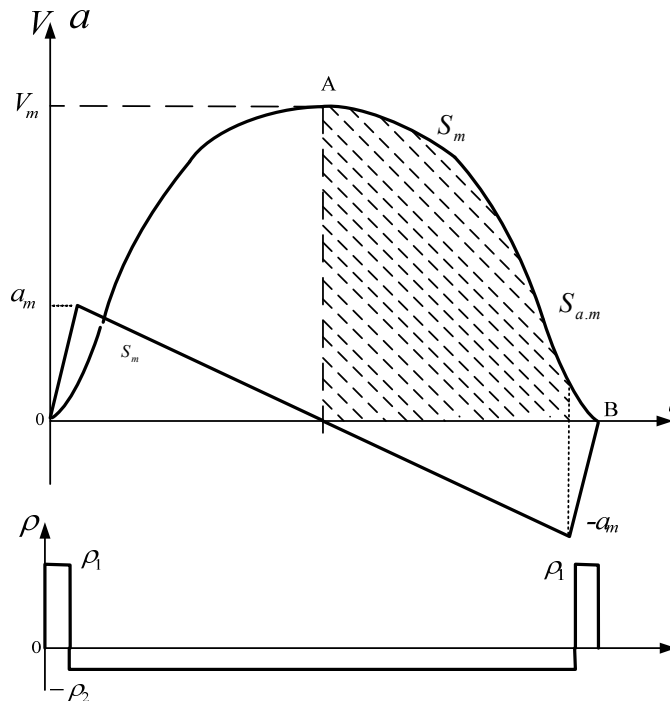


Рис. 5.2. Диаграмма скорости при ограничении первой и второй производных по времени

На вход ЗМ подается сигнал S_m пропорциональный заданному перемещению рабочего органа (или углу поворота вала двигателя). Рывок ρ_2 вычисляется в БА по значениям a_m , ρ_1 и $V_{m.0}$. Поэтому в функции БА входит вычисление двух граничных перемещений. Первое граничное перемещение $S_{Г1}$ равно площади диаграммы скорости при максимальной скорости $V_m = V_{m.0}$ и отсутствии периода равномерного движения, второе граничное перемещение $S_{Г2}$ соответствует режиму, когда $\rho_2 = \rho_1$, что достигается при очень малых заданных перемещениях.

Функциональные блоки ЗМ выполняют следующие функции:

В блоке адаптации (БА) по заданному перемещению S_m , рывку ρ_1 , ограничиваемому ускорению $a_{m.0}$ и максимальной ограничиваемой скорости

$V_{m.0}$ определяются граничные перемещения $S_{\Gamma 1}$ и $S_{\Gamma 2}$, максимальная скорость $V_m \leq V_{m.0}$, рывок ρ_2 и расстояние до конечной точки с момента начала замедления $S_{a.m}$, а также ускорение $a_m < a_{m.0}$ при $S_m < S_{\Gamma 2}$.

Используя приведенные выше зависимости между переменными и ограничениями, полученными на основании вычисления площадей участков диаграммы (рис.5.2), соответствующих рывкам ρ_1 и ρ_2 , определяется:

$$S_{\Gamma 1} = 2V_{m.0}a_m / \rho_2 + a_m^3 (\rho_1^{-2} - \rho_2^{-2}) / 3. \quad (5.6)$$

Второе граничное перемещение $S_{\Gamma 2}$ соответствует значению S_m , при котором ρ_2 станет равным ρ_1 :

$$S_{\Gamma 2} = 2a_m^3 / \rho_1^2, \quad a_m = a_{m.0}. \quad (5.7)$$

В БА первой операцией является установление, к какой из областей будет относиться данный режим:

$$S_m \geq S_{\Gamma 1}, \quad S_{\Gamma 1} > S_m > S_{\Gamma 2}, \quad S_m \leq S_{\Gamma 2}.$$

Следующие операции состоят в определении максимальной скорости V_m , рывка ρ , максимального ускорения $a_{m1} < a_m$ при $S_m < S_{\Gamma 2}$ и S_{am} .

Если $S_m \geq S_{\Gamma 1}$, то ρ_2 определяется по формуле (5.6), $V_m = V_{m.0}$, а расстояние $S_{a.m}$ будет равно $0,5S_{\Gamma 1}$ (этот участок диаграммы на рис.5.2 заштрихован). Причем при $S_m > S_{\Gamma 1}$ имеется участок движения с установившейся скоростью $V_{m.0}$ ($a = 0$) продолжительностью $(S_m - S_{\Gamma 1}) / V_{m.0}$.

Если $S_{\Gamma 1} > S_m > S_{\Gamma 2}$, то $a_m = a_{m.0}$.

Если $S_m \leq S_{Г2}$, то $\rho_2 = \rho_1$, $S_{a.m} = 0,5S_m$, ускорение

$$a_m = (S_m \rho_1^2 / 2)^{1/3}; \quad (5.8)$$

максимальная скорость

$$V_m = a_m^2 / \rho_1. \quad (5.9)$$

В блоке переключения режимов (БПР) – автоматически определяется момент начала замедления, формируется оптимальная диаграмма скорости V на этом участке в функции перемещения S и осуществляется непрерывная коррекция тахограммы. Входными сигналами БПР являются выходные переменные ЗМ a , V , S , а также подаваемые по каналу 2, вычисленные в БА для данного S_m , постоянные (ограничиваемые) величины ρ_2 , V_m , a_m , $S_{a.m}$. Выходным сигналом является текущее значение расстояния до конечной точки S_a , соответствующее оптимальному режиму. Величина S_a вычисляется непрерывно с момента начала замедления и до полной остановки. Определение S_a осуществляется по заключительной части диаграммы скорости (см. рис. 4.9) для двух участков, границей которых является момент изменения знака рывка.

Для первого участка $[\rho = -\rho_2, S_m - S > a_m^3 / (6\rho_1^2)]$

$$S_a = S_{a.m} - V_m |a| \rho_2 + |a|^3 / (6\rho_2^2); \quad (5.10)$$

для второго участка $[\rho = +\rho_1, S_m - S \leq a_m^3 / (6\rho_1^2)]$

$$S_a = |a|^3 / (6\rho_2^2). \quad (5.11)$$

Кроме S_a в БПР формируется также сигнал V_a , который подается по каналу 3 в БО. Сигнал V_a обеспечивает изменение знака и величины рывка ρ . Вначале $+\rho_1$ меняется на $-\rho_2$, а в конце диаграммы происходит обратное переключение. V_a зависит от величины и знака сигнала a и ограничиваемых значений ρ_1 и ρ_2 :

$$V_a = \begin{cases} 0,5K_2a^2/(K_1\rho_2) & \text{при } a > 0; \\ -0,5K_2a^2/(K_1\rho_1) & \text{при } a < 0. \end{cases} \quad (5.12)$$

Кроме этого, по каналу 3 передаются в БО и сигналы a и V в качестве отрицательных обратных связей.

В блоке ограничений (БО), кроме уже указанных сигналов, поступающих через БПР, используются ограничения, передаваемые из БА по каналу 1, и основной управляющий сигнал $\Delta S = S_m - S - S_a$.

Сигнал ΔS до начала замедления больше нуля, а затем на протяжении всего периода замедления должен быть близким к нулю. Это объясняется тем, что ΔS физически представляет собой ошибку реализации оптимального режима. Поэтому приведенное выражение называют оценочным уравнением.

Как следует из рис.5.1, выходным сигналом БО является ρ , который может принимать три значения: $+\rho_1$, 0 , $-\rho_2$.

Для сравнения различных диаграмм скорости рассмотрены параболическая и трапецеидальная диаграммы при одинаковых значениях заданных перемещения S_m , максимальной скорости V_m и времени рабочего цикла.

На рис. 5.3 показана трапецеидальная диаграмма скорости, эквивалентная параболической (пл. OABC = пл. ODEC = S_m) и

соответствующая ей диаграмма ускорения. Рассмотрены соотношения переменных при неустановившихся режимах, полагая $M_C = 0$.

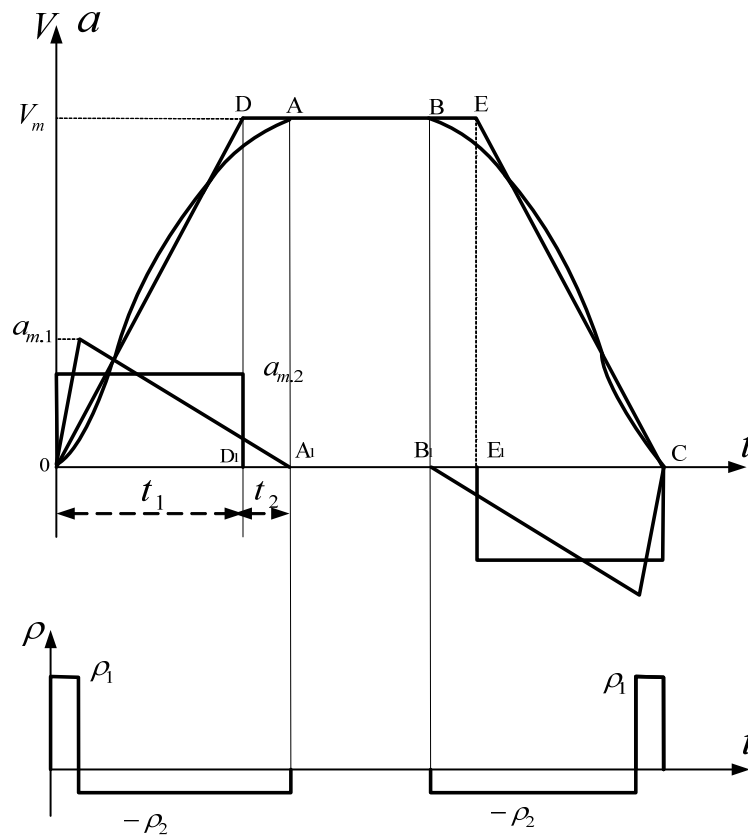


Рис. 5.3. Типовые диаграммы скорости электропривода

Ускорение a_{m2} определяется из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} t_2 &= a_{m1}(\rho_1^{-1} + \rho_2^{-1}) - \frac{V_m}{a_{m2}}; \\ S_1 &= \frac{V_m^2}{2a_{m2}} + V_m t_2, \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

где S_1 - площадь ODAА₁ диаграммы скорости:

$$S_1 = V_m a_{m1} / \rho_2 - \frac{a_{m1}^2}{6} (\rho_2^{-2} - \rho_1^{-2}). \quad (5.14)$$

Совместное решение (5.13) и (5.14) дает

$$a_{m2} = 0,5V_m^2 / \left[V_m a_{m1} / \rho_2 - \frac{a_{m1}^3}{6} (\rho_2^{-2} - \rho_1^{-2}) \right]. \quad (5.15)$$

Зависимость (5.19) соответствует неравенству $S_m > S_{\Gamma 2}$.

При $S_m \leq S_{\Gamma 2}$, $\rho_2 = \rho_1$,

$$a_{m2} = 0,5a_m. \quad (5.16)$$

Если $\rho_1 \rightarrow \infty$, то $a_{m2} \rightarrow 0,75a_{m1}$.

Так как при трапецеидальной диаграмме ограничиваются только две величины (ускорение и скорость), то для формирования управляющих воздействий должна быть принята ЗМ второго порядка (рис. 5.4).

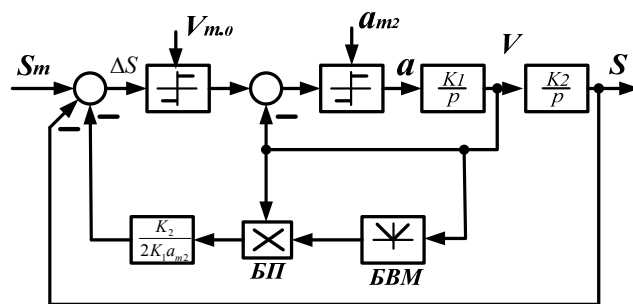


Рис. 5.4. Структурная схема ЗМ второго порядка

Рассмотрены основные соотношения между параметрами двух трапецеидальных диаграмм: идеальной и со сглаженными переходами (рис.5.5,а). Считая, ускорение a_{m2} , выраженное через параметры параболической диаграммы согласно (5.15), и величина рывка ρ_1 в трапецеидальной диаграмме со сглаженными переходами известными, из равенства площади OAB и OCDAB по полученному выражению:

$$\frac{V_m^2}{2a_{m2}} = \frac{V_m(V_m - 2V_a)}{2a_{m3}} + V_m \frac{a_{m3}}{\rho_1}, \text{ где } V_a = a_{m3}^2 / (2\rho_1),$$

определено уравнение относительно a_{m3}

$$a_{m3}^2 - D_1 a_{m3} + V_m \rho_1 = 0,$$

откуда

$$a_{m3} = D_1 - \sqrt{D_1^2 - V_m \rho_1}, \quad (5.17)$$

где $D_1 = V_m \rho_1 / (2a_{m2})$.

Здесь, как и при параболической диаграмме, для формирования управляющих воздействий нужно воспользоваться ЗМ третьего порядка. Необходимо рассматривать два граничных перемещения:

$$S_{\Gamma 1} = V_m (V_m / a_{m3} + a_{m3} / \rho_1); \quad (5.18)$$

$$S_{\Gamma 2} = 2a_{m3}^3 / \rho_1^2. \quad (5.19)$$

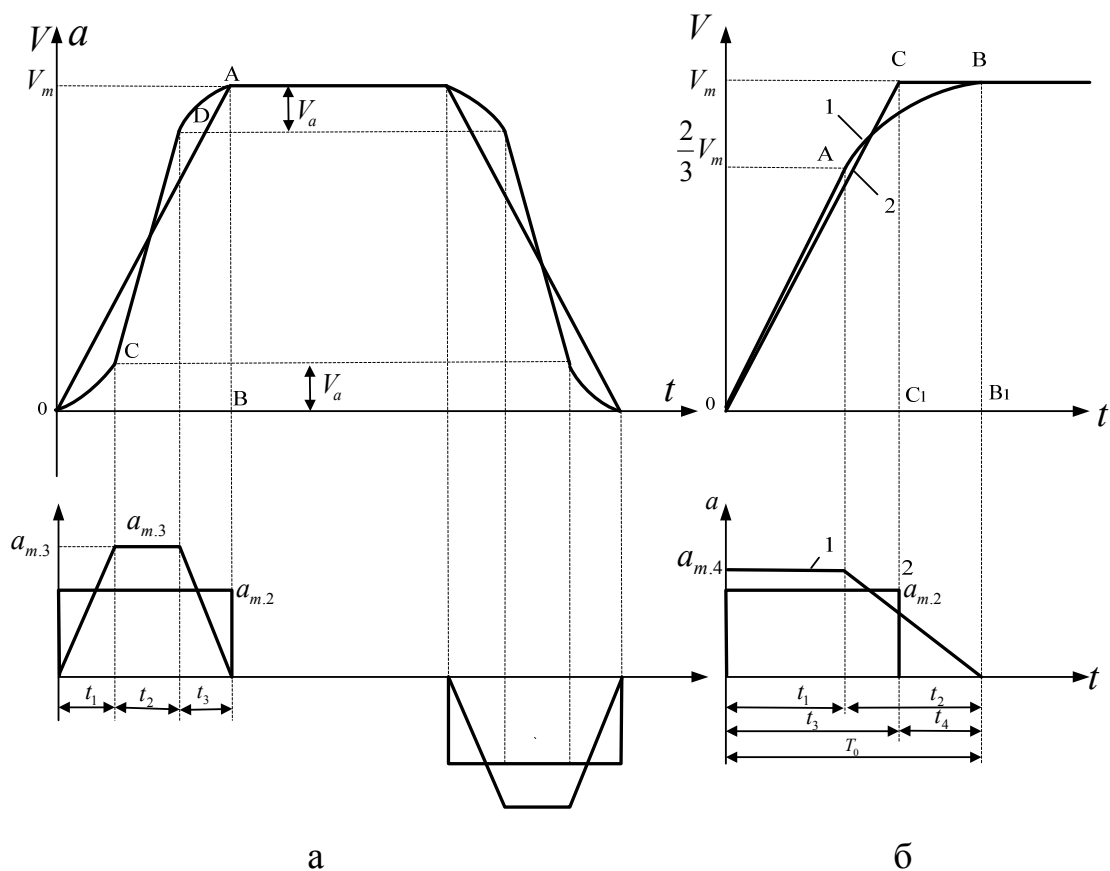


Рис. 5.5. Типовые диаграммы скорости электропривода со
сглаженными переходами

В зависимости от заданного перемещения S_m ускорение

$$a_m = \begin{cases} a_{m3} & \text{при } S_m \geq S_{\Gamma 2}; \\ \sqrt[3]{0,5 S_m \rho_1^2} & \text{при } S_m < S_{\Gamma 2}. \end{cases} \quad (5.20)$$

а скорость

$$V_m = \begin{cases} V_{m.0} & \text{при } S_m \geq S_{\Gamma 1}; \\ \sqrt{V_a^2 + S_m a_{m3}} - V_a & \text{при } S_{\Gamma 1} > S_m > S_{\Gamma 2}; \\ a_{m3}^2 / \rho_1 & \text{при } S_m \leq S_{\Gamma 2}. \end{cases} \quad (5.21)$$

Расстояние с момента начала замедления до конечной точки равно

$$S_{a.m} = \begin{cases} 0,5 S_{\Gamma 1} & \text{при } S_m \geq S_{\Gamma 1}; \\ 0,5 S_m & \text{при } S_m < S_{\Gamma 1}. \end{cases} \quad (5.22)$$

Текущее расстояние до конечной точки

$$S_a = \begin{cases} S_{a.m} - V_m |a| / \rho_1 + |a|^3 / (6 \rho_1^2) & \text{при } |a| < a_{m3}, V > \frac{V_m}{2}; \\ V^2 / (2 a_{m3}) + a_{m3}^2 / (24 \rho_m^2) & \text{при } |a| \geq a_m; \\ |a|^3 / (6 \rho_1^2) & \text{при } |a| < a_{m3}, V \leq V_m / 2. \end{cases} \quad (5.23)$$

Кроме рассмотренных трех вариантов диаграмм скорости представляет практический интерес диаграмма, при которой скорость до величины, равной $2/3$ максимальной изменяется линейно (рис. 5.5, б), а затем приближается к ограничиваемому значению по параболе [118]. Аналогично осуществляется замедление. Такая диаграмма применяется для ограничения бросков мощности при переходе от ускоренного движения к равномерному и обратно.

Здесь для определения необходимых соотношений нужно приравнять площади $OABV_1$ и $OCBV_1$.

Для диаграммы с параболическим участком

$$S_1 = nл.OABV_1 = \left(\frac{2}{3} V_m\right)^2 \frac{1}{2a_{m4}} + V_m \frac{a_{m4}}{\rho_3} - \frac{a_{m4}^3}{6\rho_3^2}; \quad (5.24)$$

$$T_0 = t_1 + t_2 = \frac{2}{3} \frac{V_m}{a_{m4}} + a_{m4} / \rho_3. \quad (5.25)$$

Для трапецеидальной диаграммы

$$T_0 = t_3 + t_4 = \frac{V_m}{a_{m2}} + \frac{S_1 - nл.OCD}{V_m} = \frac{V_m}{a_2} + \frac{S_1 - V_m^2 / (2a_{m2})}{V_m}. \quad (5.26)$$

Приравняв правые части (5.25) и (5.26) с учетом (5.24), в результате несложных преобразований получено выражение

$$\frac{2}{3} \frac{V_m}{a_{m4}} - \frac{2}{9} \frac{V_m}{a_{m4}} = \frac{V_m}{2a_{m2}} - \frac{a_{m4}^3}{6\rho_3^2 V_m} \text{ или } \frac{4}{9} \frac{V_m}{a_{m4}} = \frac{V_m}{2a_{m2}} - \frac{1}{6V_m a_{m4}} \left(\frac{a_{m4}^4}{\rho_3^2}\right). \quad (5.27)$$

$$\text{Так как } \frac{1}{3} V_m = \frac{a_{m4}^2}{2\rho_3}, \text{ то } \frac{a_{m4}^4}{\rho_3^2} = \frac{4}{9} V_m^2.$$

$$\text{Поэтому (5.27) примет вид } \frac{14}{27} \frac{V_m}{a_{m4}} = \frac{V_m}{2a_{m2}},$$

$$\text{откуда } a_{m4} = \frac{28}{27} a_{m2}.$$

Структурная схема ЗМ-3, реализующая управляющие сигналы для четвертого варианта, приведена на рис.5.6.

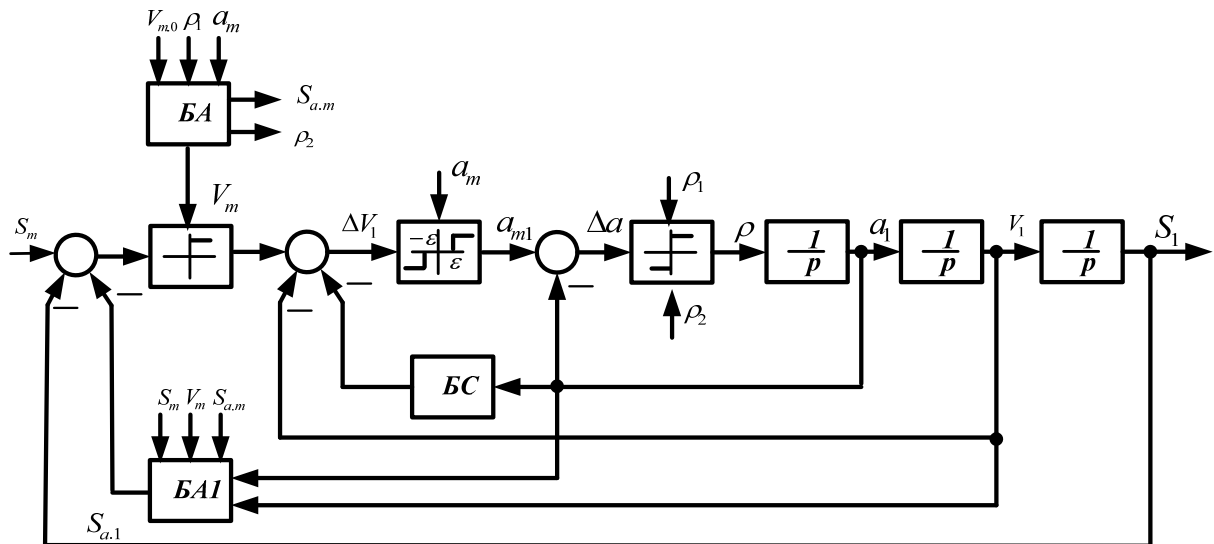


Рис. 5.6. Структурная схема ЗМ третьего порядка, реализующая управляющие сигналы, пропорциональные диаграммам 1 на рис.5.5, б

Расстояние до конечной точки с момента начала замедления равно $S_{\Gamma 2} / 2$.

$$S_{\Gamma 2} / 2 = \left(\frac{2}{3} V_m\right)^2 / (2a_{m4}) + V_m \frac{a_{m4}}{\rho_3} - \frac{a_{m4}^3}{6\rho_3}. \quad (5.28)$$

Рывок ρ_3 определяется из выражения

$$\frac{1}{3} V_m = a_{m4}^2 / (2\rho_3), \text{ то есть } \rho_3 = \frac{3a_{m4}^2}{2V_m}. \quad (5.29)$$

Подстановкой $V_m = V_{m.0}$ и значение ρ_3 из (5.34), получено

$$S_{\Gamma} = \frac{44}{27} V_{m.0}^2 / a_{m4}, \quad (5.30)$$

откуда следует, что если $S_m < S_{\Gamma}$, то максимальная скорость

$$V_m = \begin{cases} \sqrt{\frac{27}{44} S_m a_{m4}} & \text{при } S_m < S_F; \\ V_{m,0} & \text{при } S_m \geq S_F. \end{cases} \quad (5.31)$$

При любом значении S_m

$$S_{a.m} = \frac{22}{27} V_m^2 / a_{m4}; \quad (5.32)$$

$$S_a = \begin{cases} S_{a.m} - V_m |a| / \rho_3 + |a|^3 / (6\rho_3^2) & \text{при } V > \frac{2}{3} V_m; \\ V^2 / (2a) & \text{при } V \leq V_m/2. \end{cases} \quad (5.33)$$

Для всех четырех вариантов возможных диаграмм скорости с помощью задающих моделей третьего и второго порядка можно сформировать управляющие воздействия, пропорциональные рассмотренным диаграммам. Чтобы скорость и ток двигателя изменялись пропорционально соответствующим оптимальным сигналам, можно воспользоваться комбинированной по управляющим воздействиям системой подчиненного регулирования координат с нечеткой коррекцией регуляторов.

ЗМ представляет собой модель процесса, она может быть реализована в виде технического устройства с использованием аналоговых и цифровых элементов или программно на базе микропроцессора. В обоих случаях достигается высокая стабильность и многовариантность формируемых управляющих воздействий [2].

Отработка задающих воздействий является более сложной задачей, так как реальная система регулируемого электропривода, кроме двигателя, содержит управляемый преобразователь мощности, датчики координат, регуляторы, механические устройства, имеющие упругие звенья, люфты и т.п. Причем система подвержена параметрическим и внешним возмущающим

воздействиям. Для компенсации этих возмущений эффективно использовать нечеткую коррекцию.

На рис. 5.7 приведена структурная схема системы управления с ЗМ, формирующей управляющие сигналы скорости V , ускорения a_1 и a_2 в соответствии с рис. 5.2, которые подаются на привод по схеме ТП-Д или ПЧ-АД. Нелинейные звенья в ЗМ реализуют ограничения рывков в периоды ускорения и замедления; НКУ - нечеткое корректирующее устройство ФР.

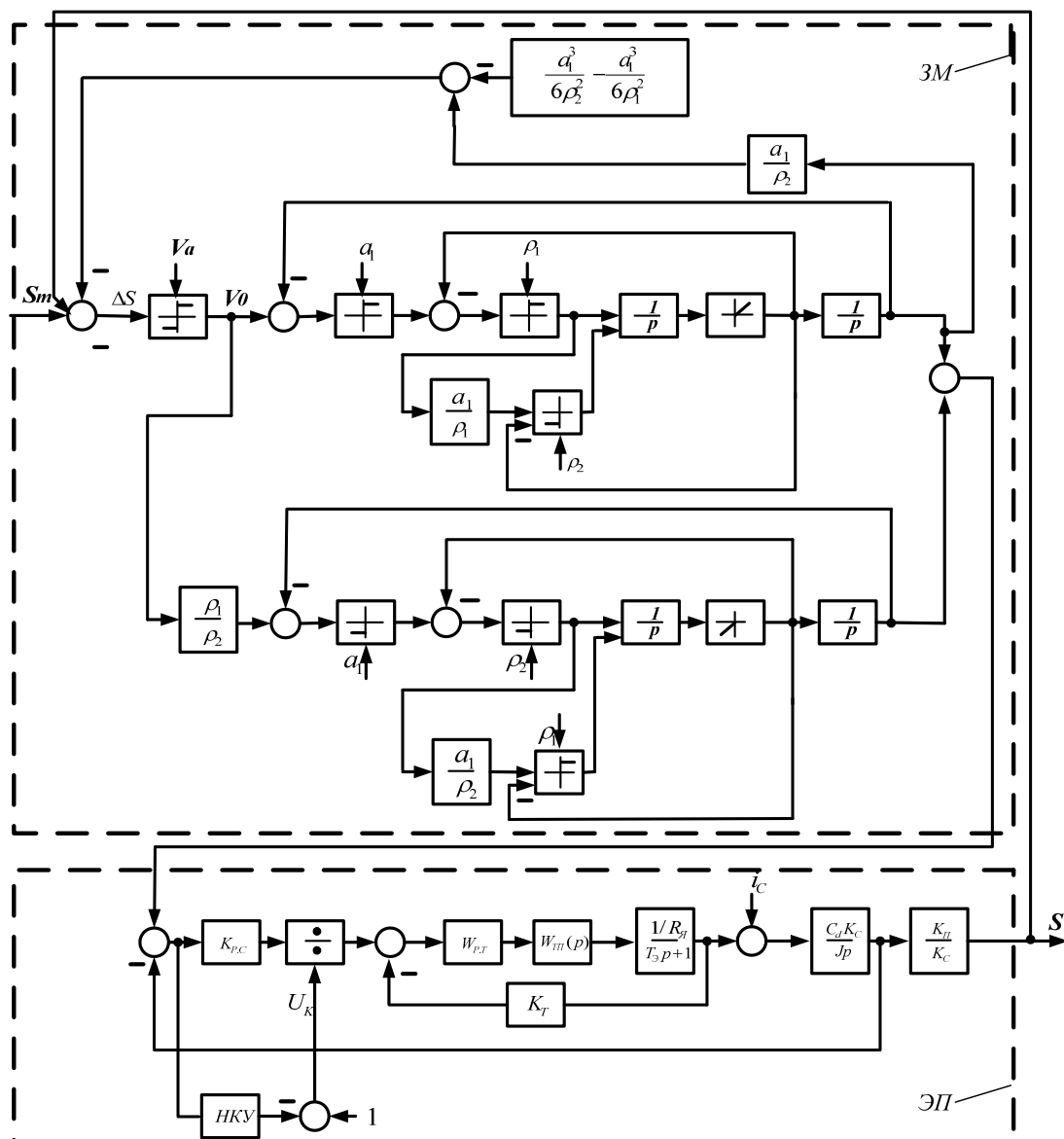


Рис. 5.7. Структурная схема системы управления электроприводом с ЗМ и ФР

Параметры ЗМ S_m и V соответствуют реальным значениям заданного перемещения φ_m и частоты вращения двигателя ω_δ ; $S = K_\Pi \varphi_m$; $V = K_C \omega_\delta$. В качестве двигателя использован двигатель постоянного тока с подчиненным регулированием координат.

Регуляторы тока и скорости определены согласно модульному оптимуму без учета обратной связи по ЭДС двигателя: $K_{P.C} = K_T J / (4T_\mu K_C C_\delta)$; $W_{P.T} = (T_\Sigma p + 1) / T_{\text{И}} p$, где K_T, K_C - коэффициенты обратных связей по току и скорости; J - приведенный момент инерции двигателя; C_δ - коэффициент пропорциональности момента; T_Σ - электромагнитная постоянная времени двигателя; $T_{\text{И}} = 2T_\mu K_{\text{Т.П}} K_T / R_\Sigma$; $K_{\text{Т.П}}, T_\mu$ - коэффициент усиления и постоянная времени тиристорного преобразователя.

На основании схемы рис. 5.7 в Приложении Б выполнены сравнения тепловых потерь в позиционном электроприводе при различных динамических режимах.

5.2 Компенсация внешних и параметрических возмущений в системах управления электроприводами

Современная теория регулирования в большей степени основана на управлении состоянием с обратной связью, которое меняет структуру системы и делает ее мало чувствительной к изменению параметров и возмущениям. Управление с прямыми передачами часто применяется в прогнозирующем управлении (задача слежения), для компенсации инерционности объекта, а также при раздельном управлении в многодвигательных электроприводах. В последнее время учитывается изменение параметров в системе управления электроприводом ("робастность"). Характерным для робастного управления является наличие внутренней модели (компенсатора), стабилизатора для всей системы и

регулятора с прямой передачей [99]. Последний отличается тем достоинством, что он обеспечивает быструю реакцию управляющей системы на изменение возмущающего воздействия.

В приводах циклического действия (особенно в манипуляторах со многими степенями свободы) динамика системы существенно нелинейна. Известны различные методы компенсации этих нелинейностей. Наиболее популярные методы, в которых для устранения нелинейных эффектов компенсирующие воздействия вычисляются с помощью обратных динамических алгоритмов. При действии на систему нескольких возмущающих факторов с целью сокращения объема вычислений используют блоки наблюдения, которые определяют суммарное возмущение без оценки обратной динамики по каждому возмущению. Оцененное значение помех подается на регулятор, что позволяет реализовать робастную систему привода.

Наиболее часто приходится учитывать изменение нагрузочного момента и момента инерции. Так, если момент сопротивления M_C включает все силы сопротивления, а приведенный момент инерции J меняется от $J_{НОМ}$ до $(J_{НОМ} + \Delta J)$, то создаваемый двигателем момент описывается уравнением

$$M_{ДВ} = (J_{НОМ} + \Delta J) \frac{d\omega_{\delta}}{dt} - M_C = C_{Д} i_{я}$$

или

$$M_{ДВ} = J_{НОМ} \frac{d\omega_{\delta}}{dt} + M_B,$$

где $M_B = \Delta J \frac{d\omega_{\delta}}{dt} - M_C$ включает в себя не только внешнее возмущение M_C , но и изменение момента инерции. Из приведенных зависимостей видно, что дополнительное сопротивление движению системы при увеличении или

уменьшении момента инерции эквивалентно внешнему моменту при ускорении или замедлении номинальной массы.

Чтобы устранить влияние момента M_B при реализации необходимого ускорения (замедления), нужно знать мгновенное значение M_B . Если ток якоря i_a и скорость ω_∂ могут быть измерены, то величину M_B можно определять по формуле

$$M_B = i_a C_\partial - J_{\text{НОМ}} \frac{d\omega_\partial}{dt}. \quad (5.34)$$

Однако выделение сигнала, пропорционального производной ω_∂ по времени, обычно связано с определенными трудностями. Поэтому при практической реализации блока наблюдения используются только операции интегрирования, хотя блок в основном соответствует приведенному уравнению. Конкретную процедуру оценки вращающего момента представляют следующим образом: уравнение (5.34), если учесть сглаживание сигналов датчиков тока и скорости с помощью фильтра с передаточной функцией $W_\phi(p) = 1/(T_\phi p + 1)$, записывается в таком виде

$$\begin{aligned} M_{\text{В1}} &= \frac{g}{p + g} (i_a C_\partial - J_{\text{НОМ}} p \omega_\partial) = \\ &= \frac{1}{p + g} (i_a C_\partial g - J_{\text{НОМ}} g^2 \omega_\partial) - g J_{\text{НОМ}} \omega_\partial, \end{aligned}$$

где $g = 1/T_\phi$.

На рис. 5.8 приведена функциональная схема полученного таким образом блока наблюдения.

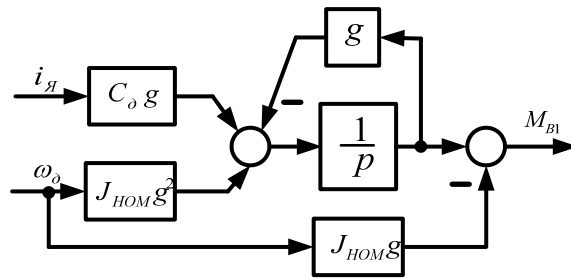


Рис. 5.8. Функциональная схема блока наблюдения

По этой схеме реализуется зависимость

$$M_{Б1} = \frac{1}{T_{\phi} p + 1} M_{В},$$

из которой следует, что фактический возмущающий момент оценивается с помощью инерционной системы первого порядка, постоянная времени которой определяется уровнем шумов в измеряемых величинах $i_{я}$ и $\omega_{я}$. Применение датчиков тока и скорости с низким уровнем шумов позволяет уменьшить постоянную времени T_{ϕ} оценки блока наблюдения.

Подавляющее большинство электроприводов постоянного и переменного тока снабжены контурами тока и скорости с соответствующими регуляторами. Причем в позиционных и программных системах управления на входы регуляторов такой системы подаются сигналы, которые изменяются во времени пропорционально желаемым диаграммам управляемых переменных (эти сигналы формируются в ЗМ). При неизменных параметрах системы и постоянной нагрузке достигается высокая точность воспроизведения выходными переменными управляющих воздействий. Однако при наличии внешних и параметрических возмущений действительные диаграммы выходных переменных могут существенно отличаться от желаемых. Для компенсации возмущений предлагается использовать специальную компенсирующую модель (КМ), входной переменной которой является сигнал действительной скорости (или перемещения в системах управления положением) (рис.5.9,а). Если входным

воздействием является скорость V , то при заданных ограничениях скорости, ускорения и рывка ($V \leq V_m, |a| \leq a_m, |\rho| \leq \rho_m$), на входе КМ будет формироваться сигнал действительной скорости, а на входе – сигнал действительного ускорения

$$a = \begin{cases} \sqrt{2\rho_m V}; \\ a_m; \\ \sqrt{2\rho_m (V_m - V)}. \end{cases}, \quad (5.35)$$

Оптимальный по быстродействию режим обеспечивается, если ускорение в любой момент времени равно меньшему из трех значений, получаемых из (5.35). Следует иметь в виду, что ограничения ρ_m, a_m, V_m в КМ должны быть такими же, как и в ЗМ. Поэтому если структура ЗМ соответствует рис. 5.9, а, то для перехода от переменных ρ, a, V к U_1, U_2, U_3 нужно воспользоваться соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} V &= U_3 / K_C; \\ a &= U_2 K_2 / K_C; \\ a_m &= U_{2m} K_2 / K_C; \\ \rho_m &= U_{1m} K_1 K_2 / K_C. \end{aligned} \right\} \quad (5.36)$$

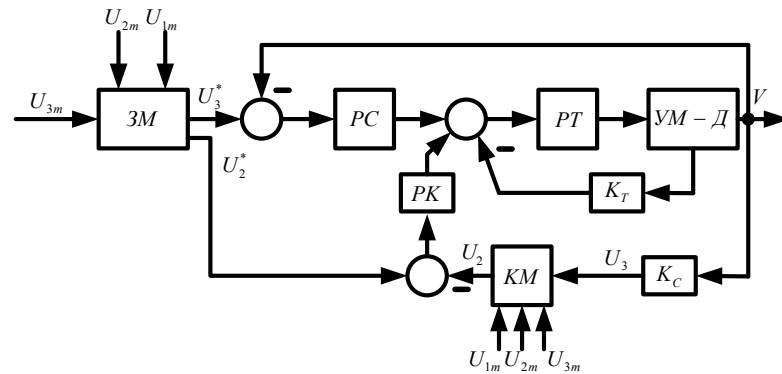
С учетом (5.36) зависимости (5.35) примут вид

$$U_2 = \begin{cases} U_{21} = K_M \sqrt{U_3}; \\ U_{2m}; \\ U_{23} = K_M \sqrt{U_{3m} - U_3}, \end{cases}$$

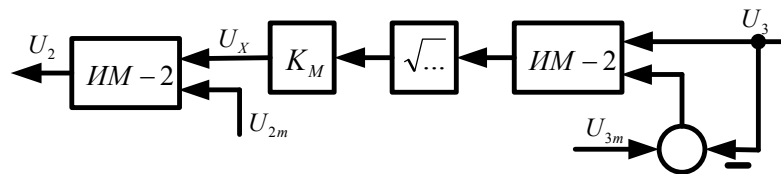
где $K_M = \sqrt{2U_{1m} K_1 / K_2}$.

На рис. 5.9, а, б показаны функциональные схемы системы управления и КМ второго порядка, а на рис. 5.9, в, приведены фазовые траектории

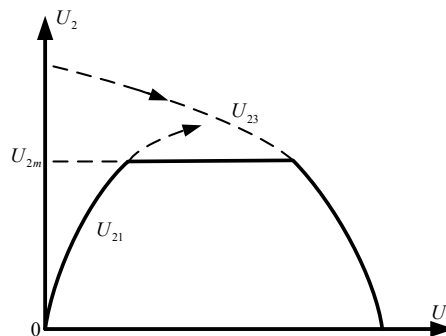
сигнала $U_2 = f(U_3)$ для периода разгона системы. Блок ИМ-2 осуществляет выбор меньшего из двух входных сигналов.



а



б



в

Рис. 5.9. Функциональная схема системы управления с задающей и компенсирующей моделями (а, б) и фазовые траектории выходного сигнала КМ (в)

Характерной особенностью рассмотренной системы компенсации возмущений является то, что для вычисления сигнала ускорения в ЗМ и КМ не требуется операции дифференцирования. В КМ формирование сигнала ускорения U_2 осуществляется при тех же ограничениях, что и в ЗМ. Поэтому, если в системе будет соблюдаться равенство $U_3(t) = U_3^*(t)$, то и

сигнал $U_2(t)$ будет равен $U_2^*(t)$. Рассогласование этих сигналов произойдет при возмущениях любого рода. (Знаком * отмечены управляющие сигналы, формируемые в ЗМ).

На рис. 5.10 представлена структурная схема управления скоростью привода постоянного тока с задающей (ЗМ) и компенсирующей (КМ) моделями. В качестве регулятора скорости применен релейный регулятор. Это объясняется тем, что в системах подчиненного регулирования изменение момента инерции оказывает влияние не только на ошибку регулирования, но и на динамику системы (параметр J входит в регулятор скорости). В приведенной схеме регулятора тока РТ выбран согласно модульному оптимуму

$$W_{P.T}(p) = \frac{T_{\Sigma} p + 1}{T_u p}, \quad (5.37)$$

где T_{Σ} - электромагнитная постоянная времени двигателя;
 $T_u = 2T_{\mu} K_T K_{T.П} / R_{\Sigma}$.

В качестве компенсирующего регулятора РК может использоваться фаззи – регулятор (ФР).

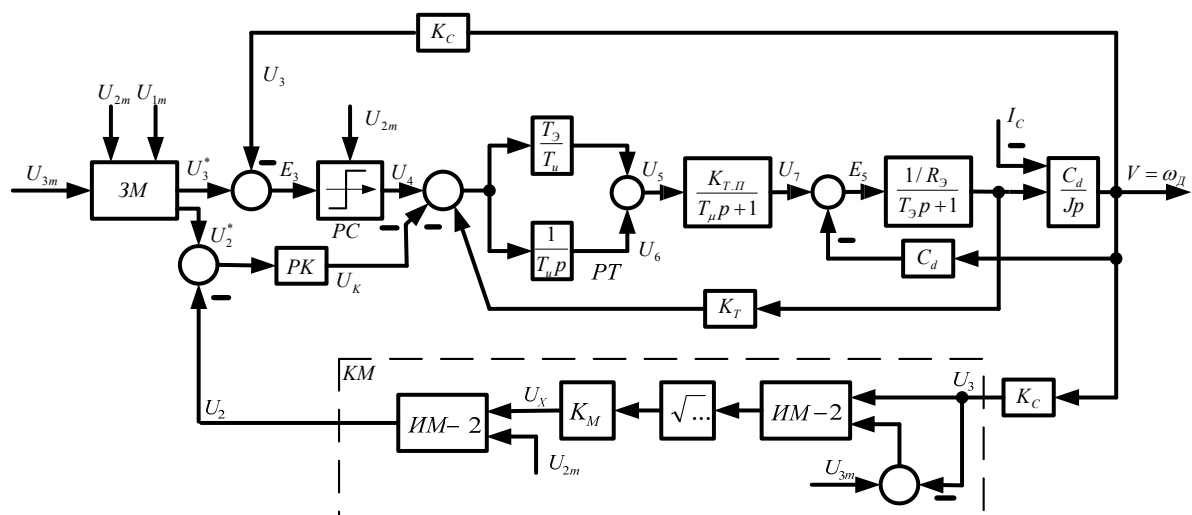


Рис. 5.10. Структурная схема системы управления электроприводом с задающей и компенсирующей моделями

Для оценки КМ на динамику системы передаточная функция контура тока, пренебрегая внутренней обратной связью по ЭДС, будет иметь вид:

$$W_{T.3}(p) = \frac{I_{\text{я}}(p)}{U_4(p)} = \frac{1/K_T}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1} \approx \frac{1/K_T}{2T_{\mu} p + 1}.$$

Структурная схема привода без ЗМ и КМ представлена рис.5.11, а. Эта схема имеет инерционное звено с малой постоянной времени $2T_{\mu}$.

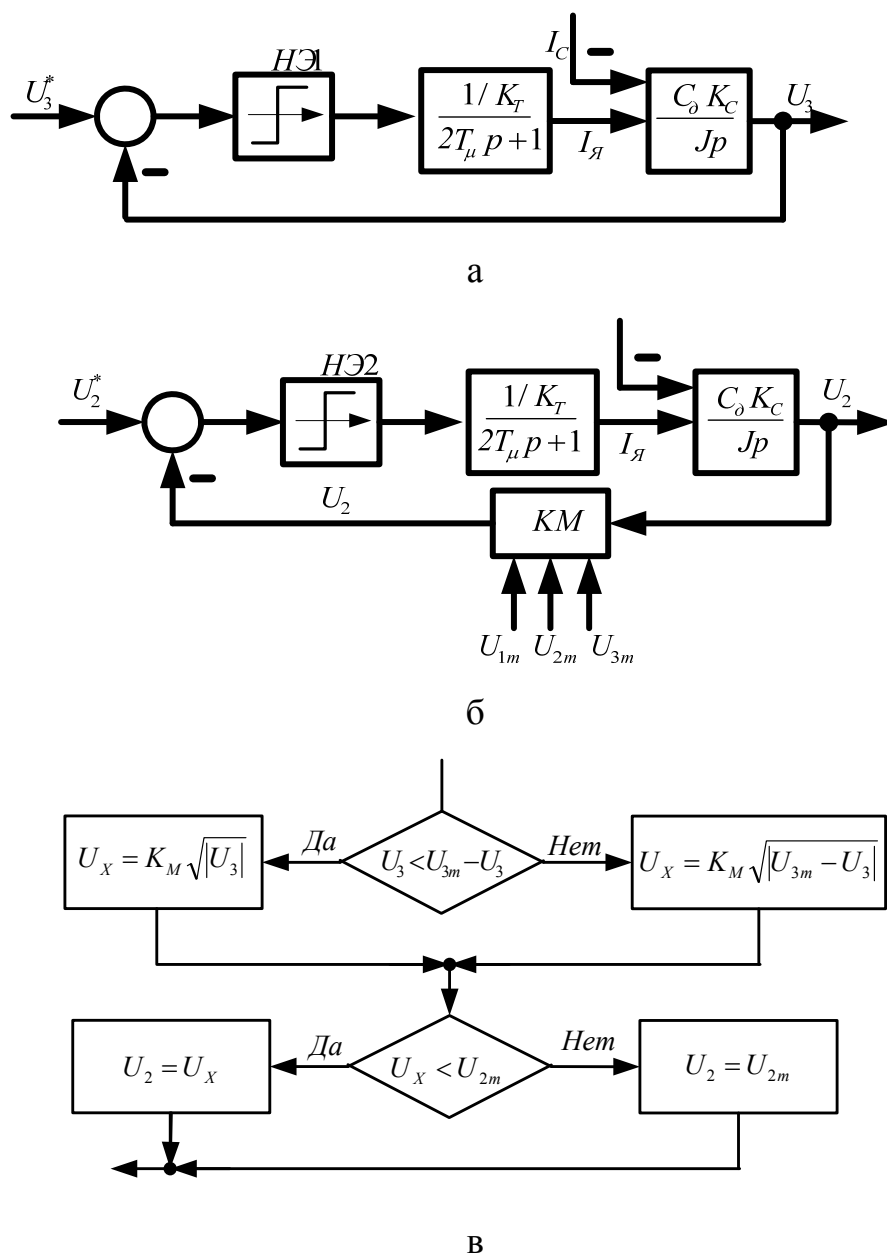


Рис. 5.11. Структурные схемы с релейными регуляторами по каналам скорости (а) и ускорения (б) и выходных сигналов КМ (в)

Для оценки влияния КМ на динамику системы структурная схема контура компенсации рассматривается как одноконтурная нелинейная система (5.11, б). Анализ такой системы удобно выполнять программно на компьютере. Структурная схема алгоритма функционирования блока ИМ-2 показана на рис. 5.11, в.

Для составления компьютерной программы исследования системы электропривода по схеме рис. 5.4 приняты следующие значения параметров, соответствующие электроприводу с двигателем постоянного тока и контурами подчиненного регулирования координат: $J_{НОМ} = 17,4$; $C_d = 2,63$; $T_{\vartheta} = 0,076$; $R_{\vartheta} = 0,021$; $T_{\mu} = 0,01$; $K_{T.П} = 20$; $K_T = 0,023$; $K_C = 0,182$; $T_u = 21,9$; $U_{1m} = U_{2m} = 10$.

Параметры ЗМ2, структурная схема которой, представлена на рис. 5.4: $U_{3m} = S_m$; $U_{31} = S$; $U_{21} = V$; $U_1 = a$; $U_{2m} = V_{m.0} = 10$; $U_{1m} = a_m = 10$; $K_1 = 1,26$; $K_2 = 0,22$.

Используя схемы рис. 5.4, 5.10, 5.11, составлены структурные схемы алгоритма исследования на компьютере переходных процессов в системе, представленной структурной схемой на рис. 5.10.

На рис. 5.12 представлены структурные схемы задающей модели ЗМ2, системы подчиненного регулирования (СПР), компенсирующей модели (КМ) и фаззи – регулятора (ФР).

Моделирование выполнено при переменных нагрузках и моменте инерции без компенсации и с компенсацией возмущающих воздействий. Контролируемые значения скорости и ускорения.

Графики контролируемых переменных приведены на рис. 5.13 и 5.14 (заданные переменные обозначены *). Входной сигнал ФР $\Delta U = U_a^* - U_a$, выходной сигнал U_K подается на вход регулятора тока РТ. Сплошными линиями показаны значения переменных при номинальных параметрах, штриховыми – значения переменных при нагрузке без компенсации с помощью КМ и на входе компенсирующей модели.

Диаграммы скорости U_c и ускорения U_a при номинальных параметрах и при увеличении нагрузки показаны на рис. 5.13.

На рис. 5.14 приведены результаты моделирования системы ТП-Д при изменении момента инерции J (рассмотрены два варианта: при увеличении момента инерции в 7 раз без учета компенсации изменения графиков по сравнению с номинальными параметрами и с компенсацией с помощью компенсирующей модели КМ).

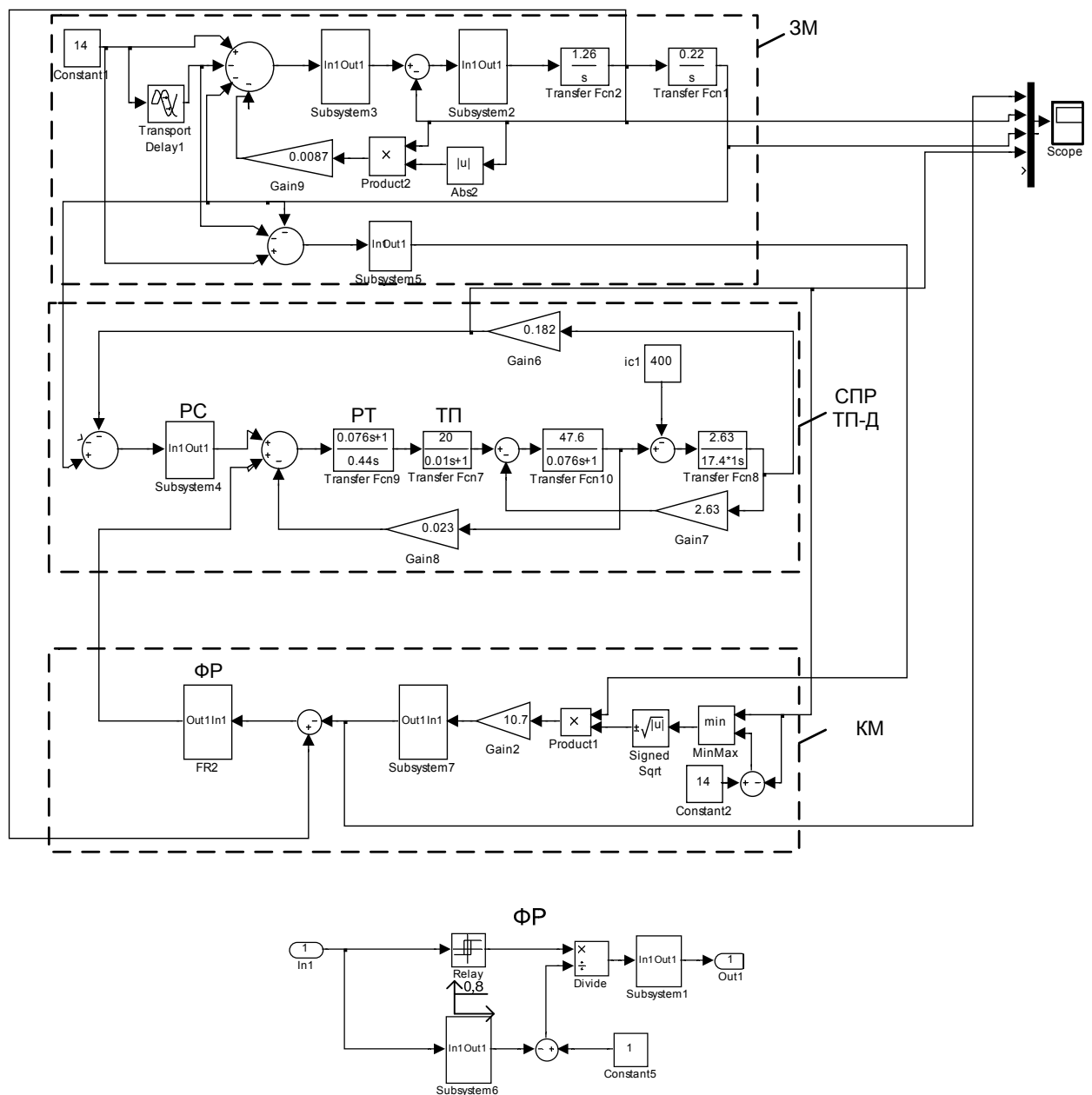


Рис. 5.12. Структурные схемы системы подчиненного регулирования ТП-Д с 3М и КМ

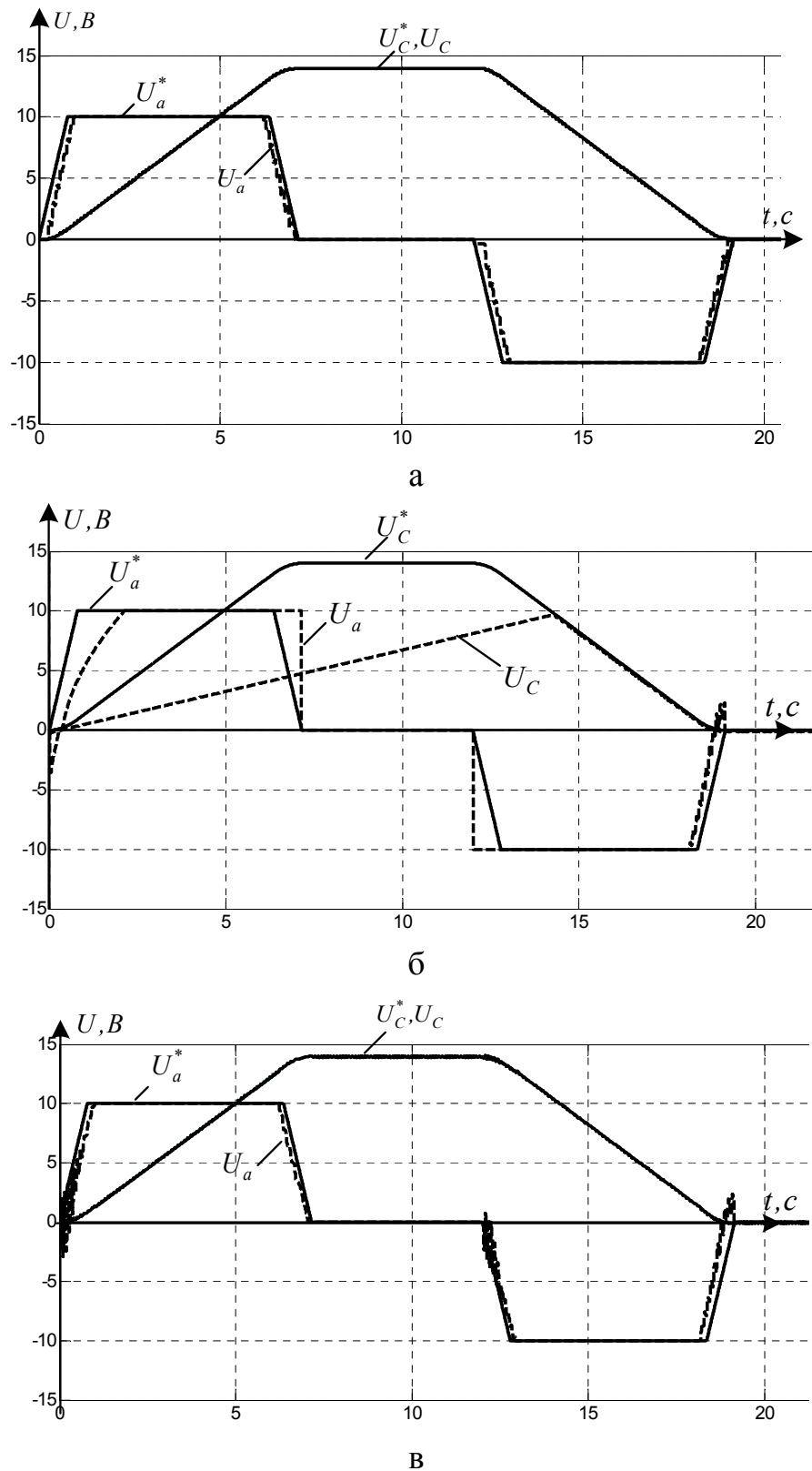
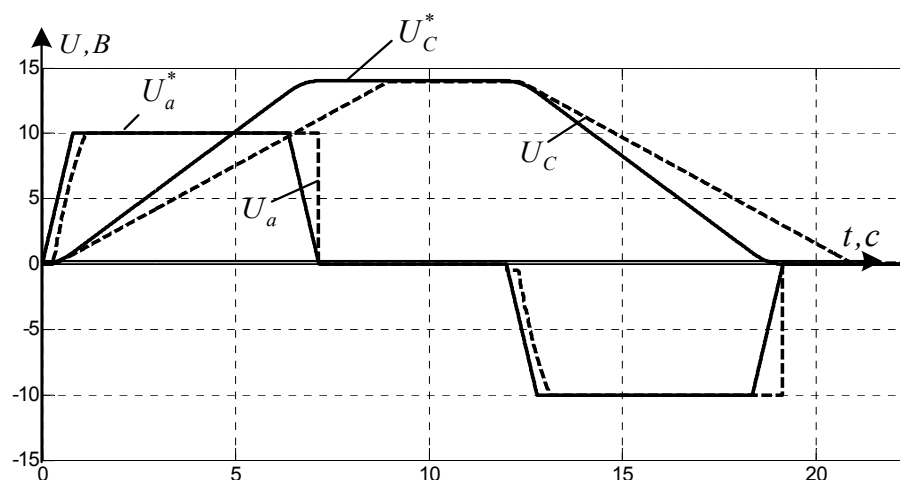
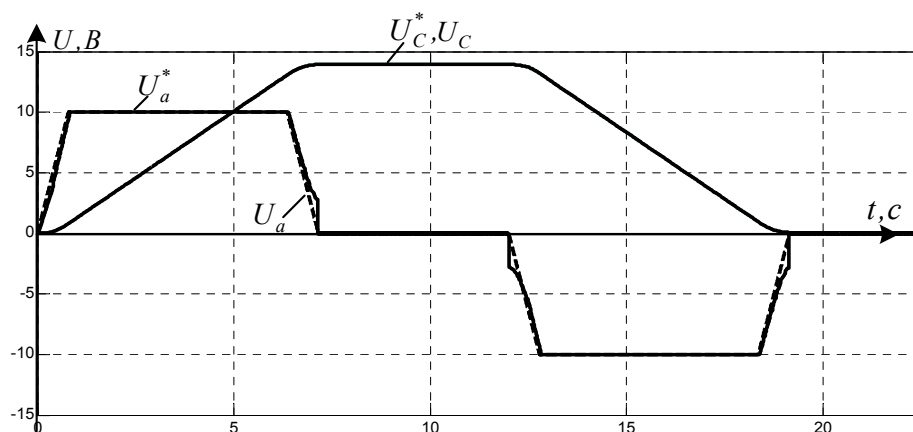


Рис. 5.13. Диаграммы скорости U_C и ускорения U_a при номинальных параметрах (а) и при действии нагрузки $i_C = 400$: б – без компенсации; в – с компенсацией



а



б

Рис. 5.14. Диаграммы скорости и ускорения при изменении момента инерции ($J = 7J_H$) без компенсации (а) и с компенсацией (б)

Исследования показали, что использовании КМ, функционирующей согласно обратному динамическому алгоритму по скорости, влияние изменения нагрузки i_C и момента инерции J практически исключается. Особенность данной системы состоит в том, что на вход ФР подается сигнал разности между заданным ускорением и действительным по обратному динамическому алгоритму.

Рассмотренная система управления справедлива для любого регулируемого электропривода. Для сравнения с приводом системы ТП-Д на

рис. 5.16 приведены структурные схемы системы ПЧ-АД с подчиненным регулированием.

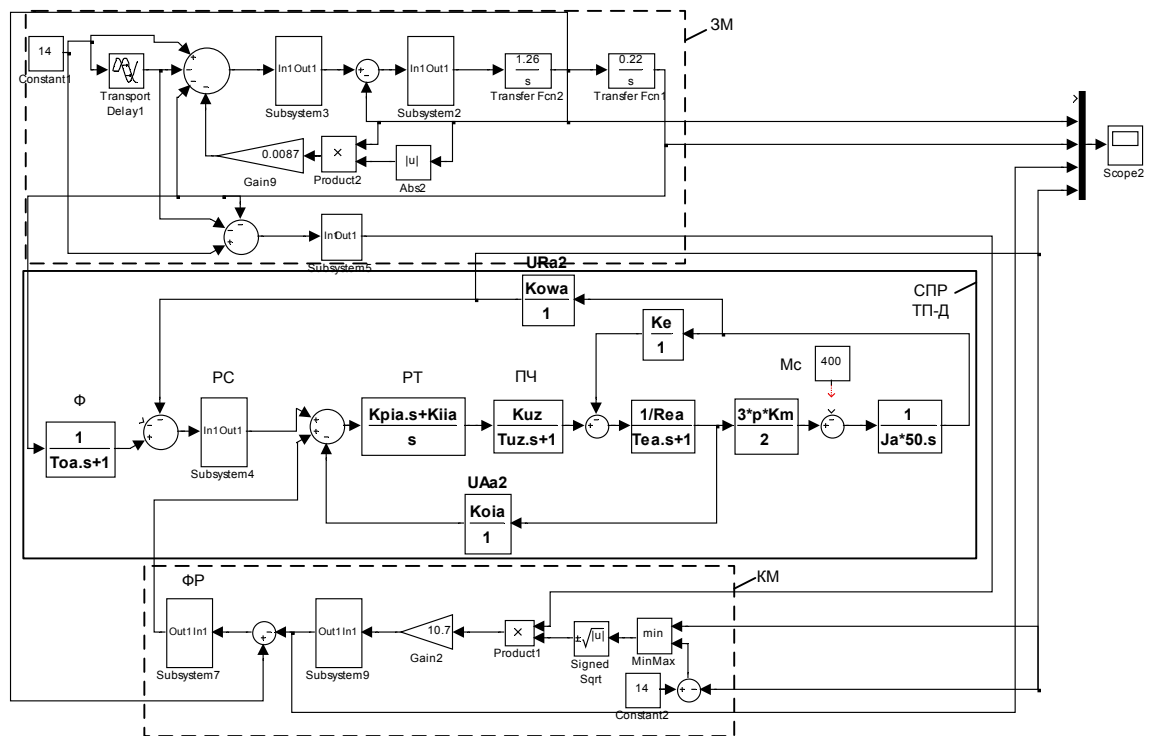
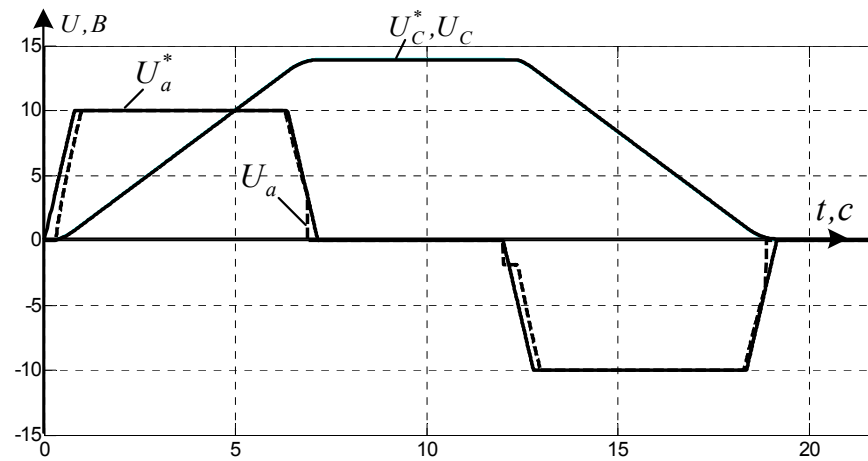
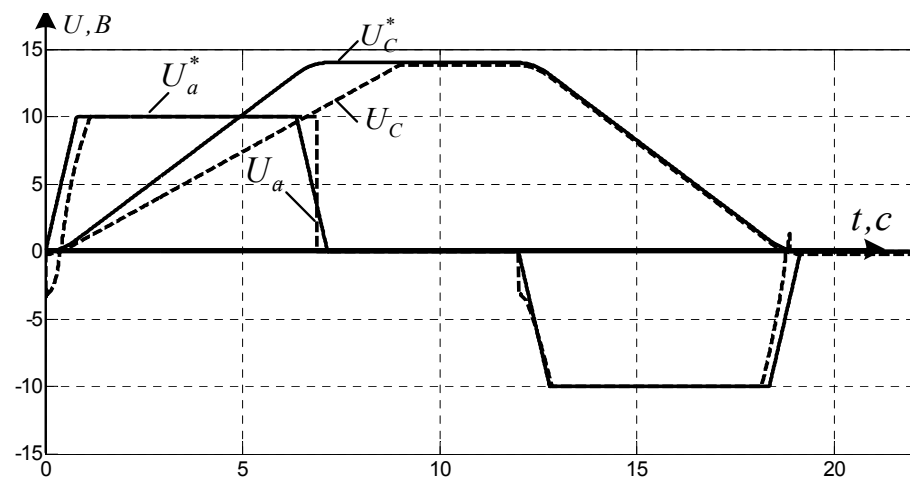


Рис. 5.15. Структурная схема частотно-регулируемого электропривода ПЧ-АД с 3М и КМ подчиненного регулирования

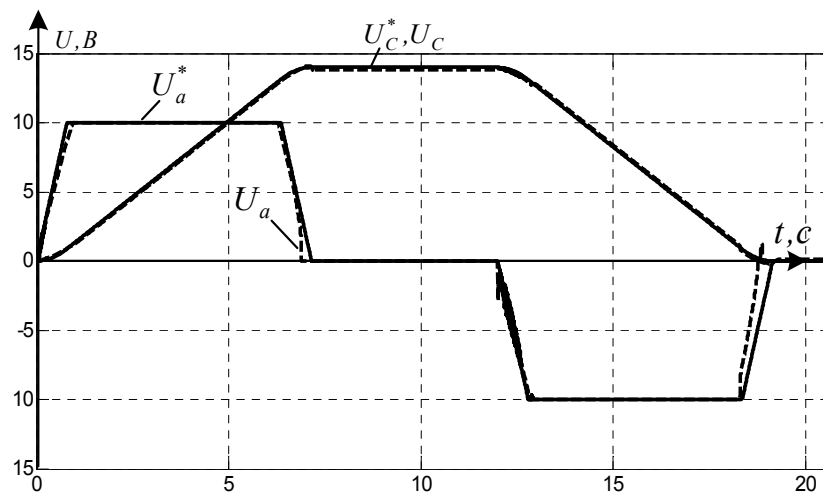
Диаграммы изменения переходных процессов при изменении нагрузки приведены на рис. 5.16 без компенсации и с компенсацией изменений диаграммы вследствие увеличения нагрузки. На рис. 5.17 показаны графики переходных процессов при изменении момента инерции J . Графики, приведенные на рис. 5.16 и 5.17 показывают, что использование компенсирующей модели КМ для исключения влияния внешних и параметрических возмущений скорости, определяющей реализацию заданного перемещения.



а

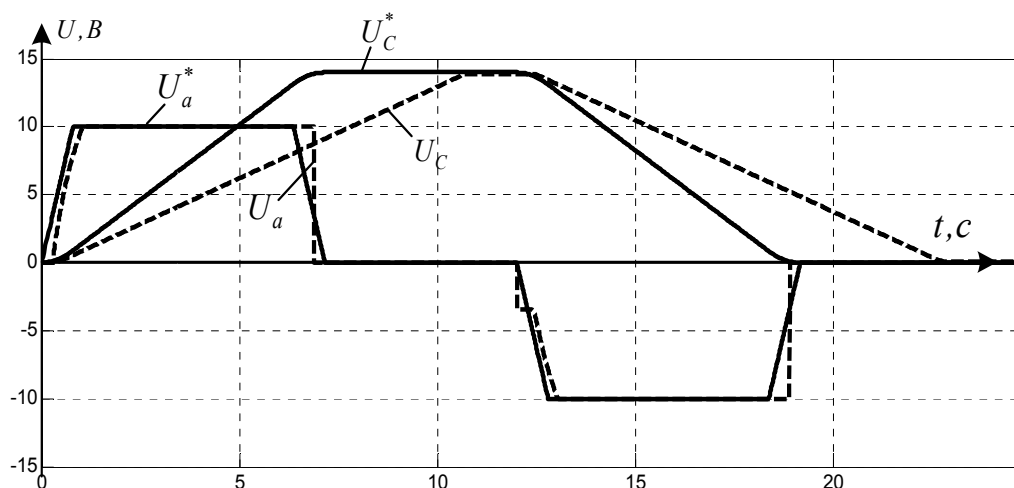


б

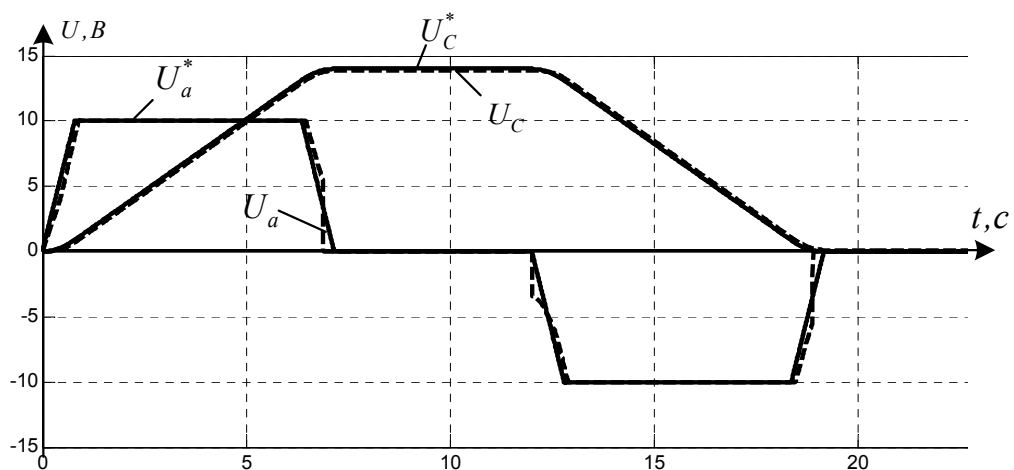


в

Рис. 5.16. Переходные процессы в системе ПЧ-АД при номинальных значениях (а) при действии нагрузки $i_c = 400$: б – без компенсации; в – с компенсацией



а



б

Рис. 5.17. Диаграммы скорости и ускорения при изменении момента инерции ($J = 5J_H$) без компенсации (а) и с компенсацией (б)

Анализ результатов исследований показал, что изменение нагрузочного момента M_C от 0 до максимального значения и момента инерции практически не оказывает влияния на переходные процессы. В качестве компенсирующего регулятора (КР) может быть применен кроме ФР, в зависимости от предъявляемых требований релейный или интегральный регулятор.

В системах управления позиционным электроприводом с цифровым методом контроля положения рабочего органа механизма реализация обратного динамического алгоритма с помощью компенсирующей модели

КМ возможна не по скорости, а по положению. Тогда выходным сигналом КМ будет действительная скорость U_C , которая сравнивается с заданной скоростью U_C^* , а разность $\Delta U_C = U_C^* - U_C$ является входом на ФР, выход которого U_K подается на регулятор тока (Приложение В).

5.3 Исследование характеристик позиционного электропривода с нечетким регулятором на экспериментальной установке

Исследование качества системы управления с нечетким регулятором для позиционного электропривода с асинхронным двигателем типа MDEMA63-42-230V проведены на экспериментальной установке. Полученные показатели качества управления сравнивались с результатами, полученными при использовании П - регулятора положения, реализованного программно в самом преобразователе частоты. Внешний вид и функциональная схема экспериментальной установки представлены на рис. 5.18, рис. 5.19 соответственно.



Рис. 5.18. Экспериментальная установка для исследования асинхронного электропривода с нечетким регулятором

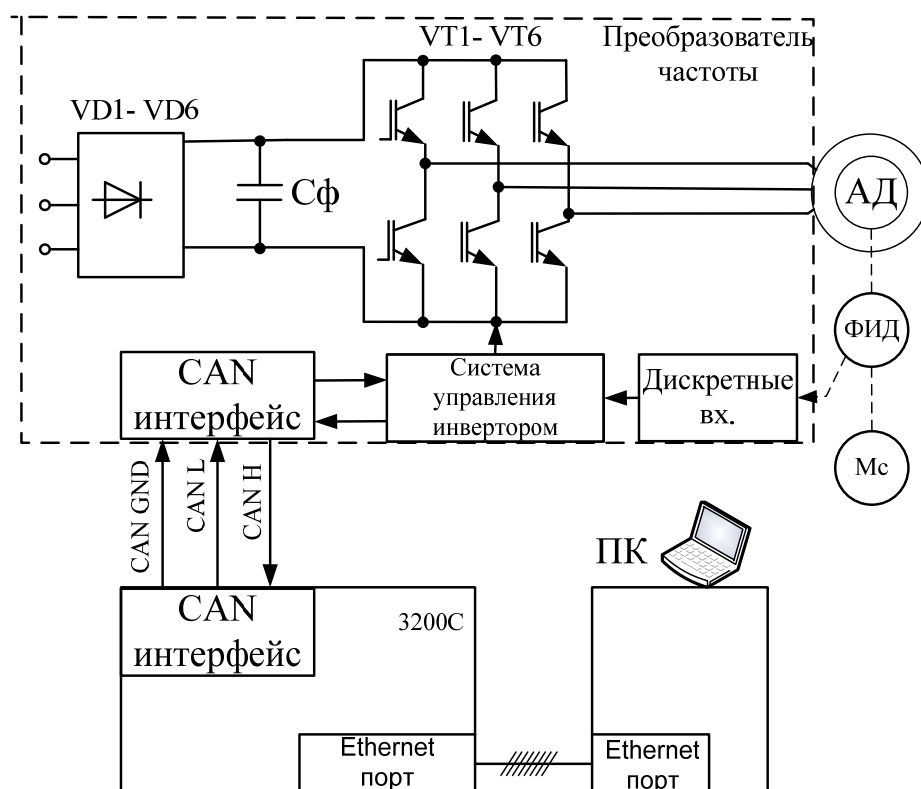


Рис. 5.19. Функциональная схема экспериментальной установки для исследования асинхронного электропривода с нечетким регулятором

В состав установки входит:

- программируемый логический контроллер (ПЛК) Lenze серии 3200C с функцией Motion. На борту контроллера имеются интерфейсы Ethernet 10/100T, EtherCAT и CANbus. Диагностика текущего состояния и программирование контроллера осуществляется с персонального компьютера с помощью протокола Gateway по Ethernet 10/100T;

- преобразователь частоты серии 8400 Vector Highline с программной реализацией двухконтурной системы подчиненного регулирования. Сигнал обратной связи по скорости подается на высокоскоростные дискретные входы, работающие в квадратурном режиме. Управление преобразователем осуществляется посредством протокола CANopen по каналу Process Data Object 1 со скоростью передачи 500 кБ/с. После перевода преобразователя в режим управления по CAN в переменную CAN.IN1.WORD2 записывается задание по скорости в пределах 0...65384, что соответствует значению

скорости от -1370 об/мин до 1370 об/мин для данного асинхронного двигателя, параметры которого приведены ниже:

$$P_n=0,25 \text{ кВт}; I_n=1,4 \text{ А}; \omega_n=1370 \text{ об/мин}; f=50 \text{ Гц};$$

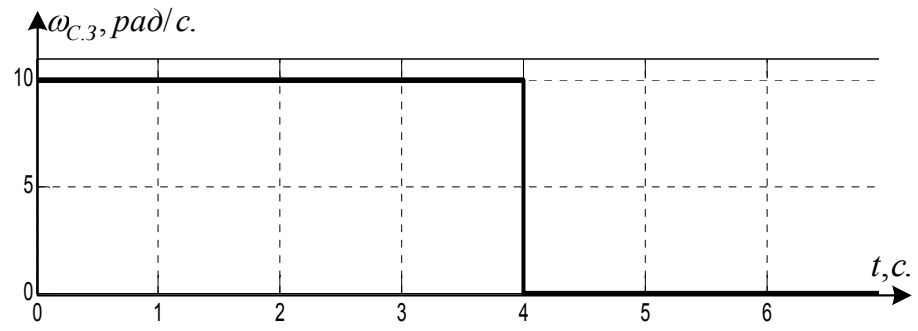
- фотоимпульсный датчик скорости (ФИД) с квадратурным выходом и разрядностью 2048 имп/об;
- электромагнитная муфта с системой управления током торможения;
- персональный компьютер с установленным программным обеспечением PLC Designer для программирования контроллера 3200C и L-force Engineer для диагностики преобразователя частоты.

Блок формирования задания по положению реализован программно в контроллере 3200C Lenze и представляет собой задатчик интенсивности первого порядка. Момент нагрузки формируется с помощью электромагнитной муфты, подключенной к валу двигателя. Управление тормозным моментом реализуется с помощью контроллера управления муфтой 14.501 от компании Intorq. В качестве задатчика момента используется потенциометр.

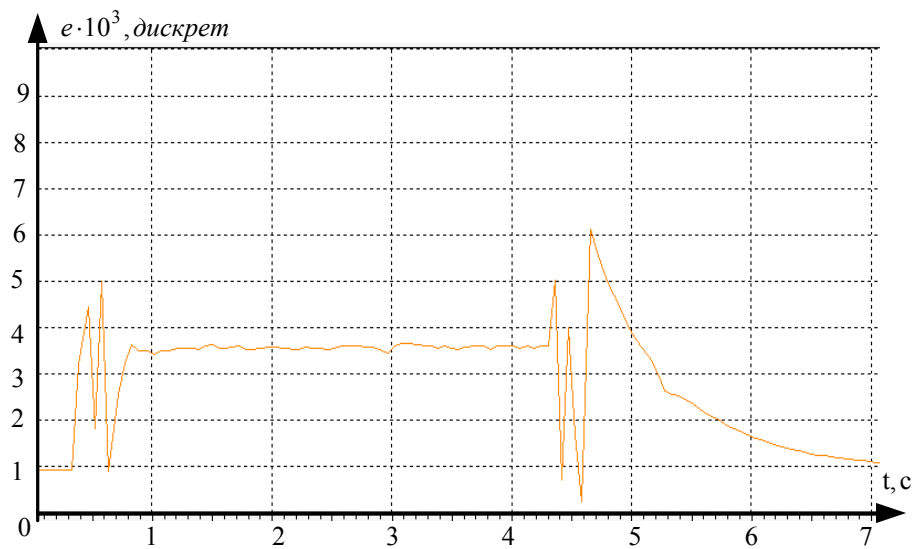
Важным преимуществом используемого ПЛК является высокое быстродействие с возможностью определения времени цикла с учетом работы всех функциональных блоков и программ. Для реализованного алгоритма время цикла контроллера составило 48мкс, что меньше максимально допустимого значения 65мкс, рекомендованного для реализации контура положения [119].

Исследования проводились при $M_C = 1,35 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

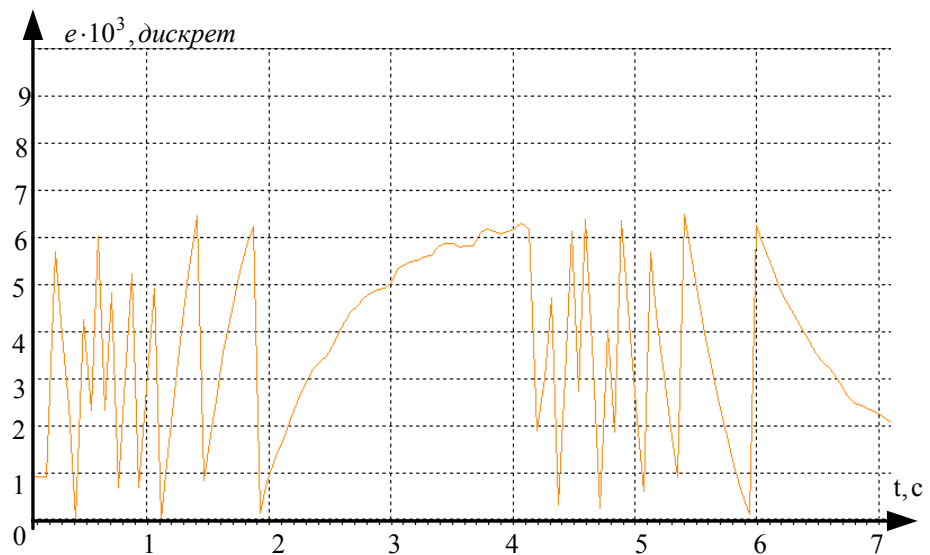
На рис. 5.20. приведены графики: а) заданной угловой скорости; б) ошибки угловой скорости при применении фаззи-регулятора; в) ошибки угловой скорости при применении П-регулятора.



а



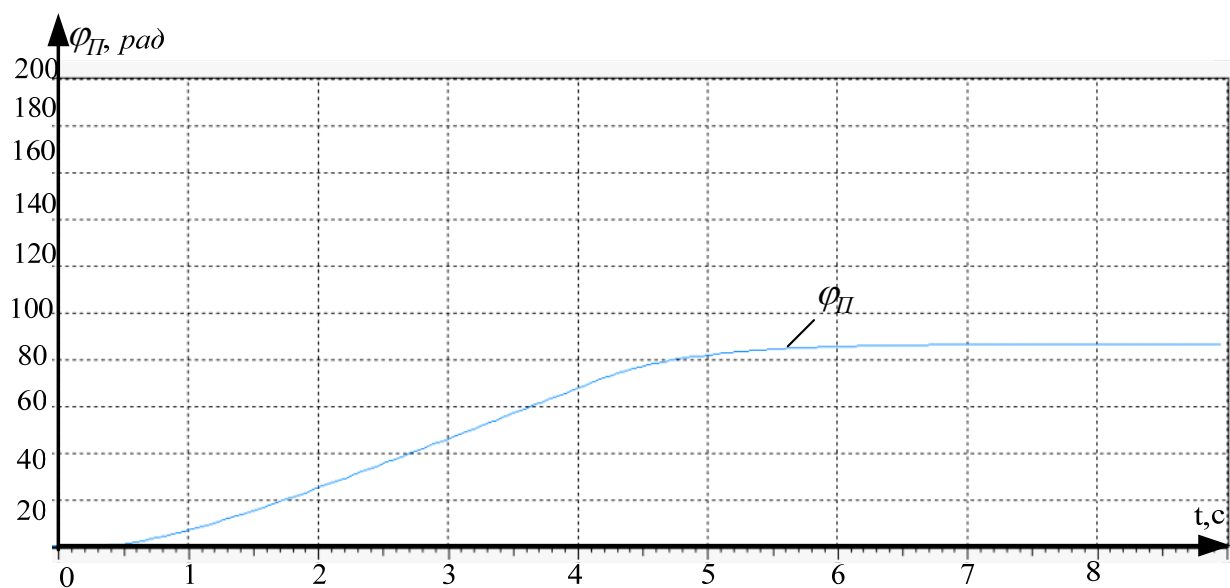
б



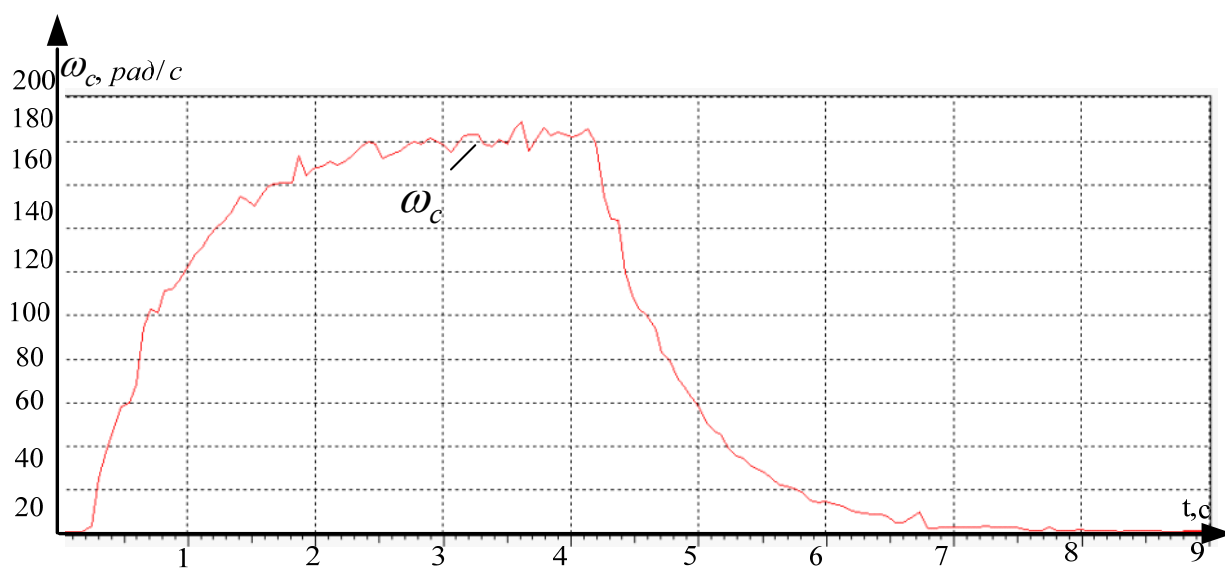
в

Рис. 5.20. Графики угловой скорости и ее ошибки

На рис. 5.21 и 5.22 приведены графики переходных процессов: а) положения; б) скорости при использовании фаззи-регулятора и П-регулятора.

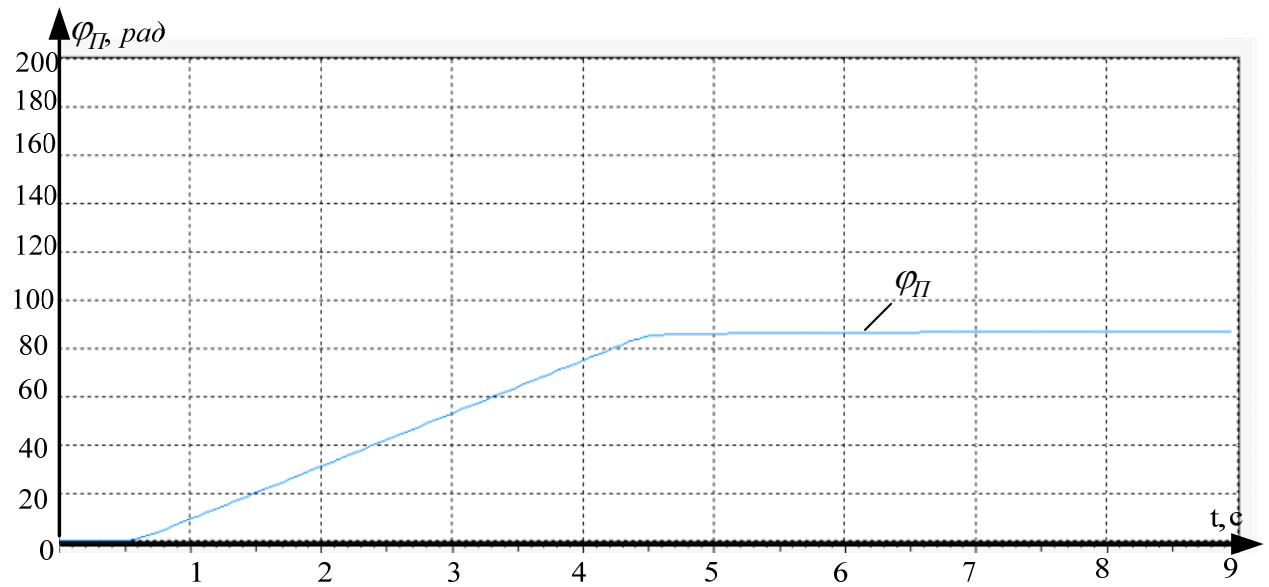


а

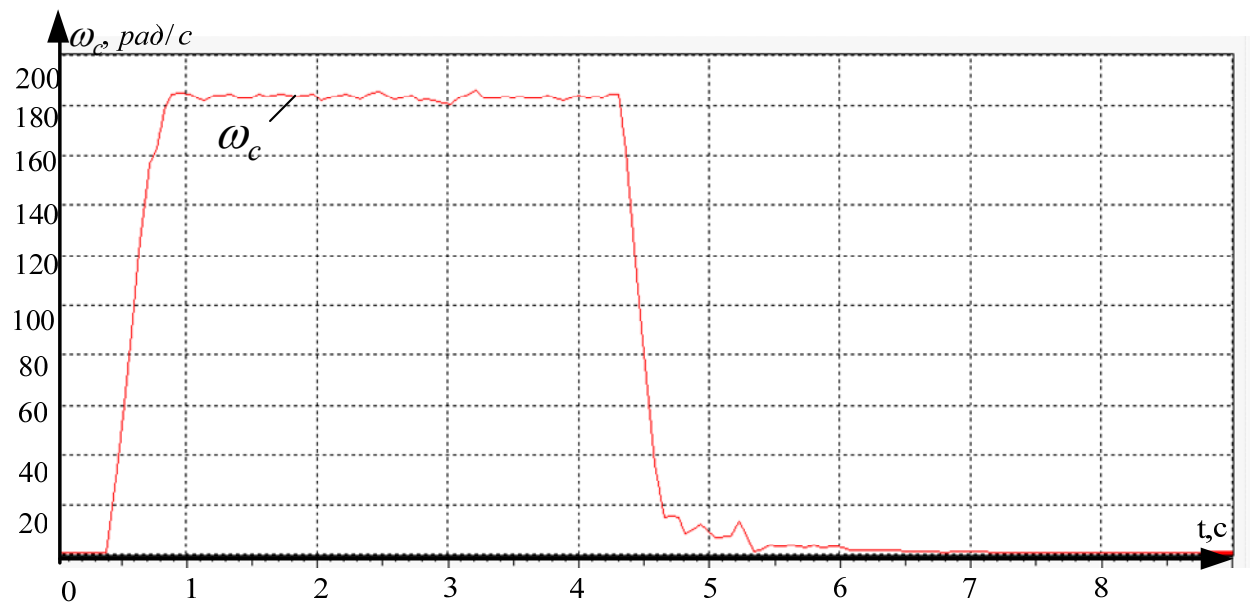


б

Рис. 5.21. Графики текущих значений положения φ_{Π} (а) и скорости ω_c (б) при пропорциональном регуляторе положения



а



б

Рис. 5.22. Графики текущих значений положения φ_{Π} (а) и скорости ω_c (б) при использовании фаззи-регулятора положения (ФР)

Результаты исследований качества регулирования угловой скоростью АД приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Показатели качества регулирования угловой скоростью

Реализация	Показатели управления скоростью		
	При отработке задания	при компенсации изменения нагрузки	
	динамическая ошибка $\Delta\omega_p, \%$	время компенсации	дин. ошибка $\Delta\omega_k, \%$
ФР	24,0	0,105	18,1
П-регул.	24,9	0,118	19,2

Управляющий сигнал двигателя принят линейным возрастающим. Анализ полученных графиков показал, что в системе с ФР обеспечивается компенсация влияния изменения статической нагрузки, при П-регуляторе компенсация не происходит. Существенно отличаются диаграммы скорости. Следовательно точность отработки управляющего воздействия при ФР по положению будет выше. Поэтому будет осуществлено точное позиционирование.

5.4 Выводы к разделу 5

1. Универсальной диаграммой скорости позиционного электропривода циклического действия является параболическая с ограничением рывков в периоды пуска и период остановки, другие формы могут рассматриваться как частные случаи этой диаграммы.

2. Ограничения управляющих воздействий, формирующихся в задающей модели (ЗМ) определяются в зависимости от требуемой величины перемещения рабочего органа электромеханической системы.

3. Путем сравнения основных применяемых диаграмм скорости показано, что наименьшие потери энергии в переходных режимах достигаются при параболической, если не учитывать ограничения динамических нагрузок.

4. Для компенсации изменения параметров системы и внешних воздействий целесообразно использовать компенсирующую модель КМ, функционирующей по обратному динамическому алгоритму, с фаззи – регулятором.

5. Компьютерное моделирование системы управления с ЗМ и КМ показало эффективность применения данного метода для компенсации параметрических и внешних возмущений.

ВЫВОДЫ

В диссертационной работе решена научная задача повышения качества управления позиционным электроприводом сложной структуры с распределенными параметрами, подверженного влиянию внешних и параметрических воздействий, путем развития метода управления на основании использования неавтономной задающей модели и применении нечетких регуляторов. Разработанные алгоритмы управления обеспечивают слабую чувствительность к изменению параметров электропривода.

1. Обеспечение заданного динамического режима системы при любых параметрических и внешних возмущениях при переводе рабочего механизма из одного фиксированного положения в другое с высокой точностью обуславливает жесткие требования к качеству регулирования современных позиционных приводов заключающееся в точном останове рабочего органа в заданном положении.

2. Впервые получена простая структура ФР согласно аналитическому определению функций принадлежности, с помощью которых выходной сигнал регулятора определен по координате центра тяжести нечетких множеств.

3. Доказано, что в замкнутой системе управления, в которой возникают упругие колебания, препятствующие точной остановке рабочего органа, использование обратной связи по упругому моменту, определенному косвенно по скорости и току двигателя обеспечивает устойчивый динамический режим.

4. На основе структурных схем задающей модели и подъемной установки исследована динамика многосвязной ЭМС с нечеткой коррекцией регуляторов тока, скорости и положения рабочего органа (клетки). Полученные в результате компьютерного моделирования графики подтвердили эффективность нечеткой коррекции контуров регулирования.

5. Для исключения влияния изменения статической нагрузки и момента инерции предложено использовать компенсирующую модель (КМ),

функционирующую по обратному динамическому алгоритму по действительной скорости или перемещению с применением нечеткого регулятора, что обеспечило стабилизацию динамических показателей качества управления во время действия параметрических возмущений.

6. Для многосвязной позиционной системы разработана задающая модель, формирующая четыре управляющих сигнала, пропорциональных управляемым переменным (положению, скорости, току и производной тока по времени), обеспечивающая точное воспроизведение управляющих воздействий.

7. Для эффективного функционирования ЭМС необходимо исключить влияние изменений параметров на точность реализации требуемого режима работы системы с помощью неавтономной задающей модели и нечетких регуляторов, что обеспечивает уменьшение длительности рабочего цикла на 15-20 сек. (повышается производительность) при отсутствии посадочных устройств и на 20-30 сек. при использовании посадочных устройств (для клетового подъема). На этот же период уменьшается потери электроэнергии, связанные с исключением периодов движения со скоростью дотяжки. Экономический эффект составляет около 300000 гр. в год.

8. Обоснование и достоверность теоретических положений работы и выводов подтверждено результатами моделирования и экспериментальными данными. Разница между показателями качества управления скоростью в системах с позиционным электроприводом при практической реализации и моделировании не превышает 4%.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Леонхард В. Регулируемые электроприводы переменного тока / Леонхард В. // ТИИЭР. – 1988. – Т.76, № 4. – с.171-191.
2. Липковский К.А. Комбинированная система управления позиционным электроприводом с многоканальной задающей моделью / К.А. Липковский, Т. В. Чермалых // Техн. электродинамика. – 1995. - № 5. – с.49-55.
3. Шаруда В.Г. Практикум з автоматичного управління. Навчальний посібник. / В.Г. Шаруда – Дніпропетровськ : МГУ, 2002. – 414с.
4. Аракелян А.К. Вентильный электропривод с синхронным двигателем и зависимым инвертором [Текст] / А.К. Аракелян, А.А. Афанасьев, М.Г. Чиликин ; под ред. д-ра техн. наук М.Г. Чиликина. - М. : Энергия, 1977. - 223 с.
5. Борцов Ю.А. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением / Ю.А. Борцов, Н.Д. Поляхов , В.В. Путов. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
6. Букреев В.Г. Электроприводы промышленных роботов с адаптивным управлением [Текст] / В.Г. Букреев [и др.] ; под ред. В. Н. Афанасьева. - Томск : Изд-во Томского университета, 1987. - 163, [3] с.
7. Андрианов Ю.Д. Управляющие системы промышленных роботов / Ю.Д. Андрианов [и др.] ; под ред. И.М. Макарова, В.А. Чиганова. - М. : Машиностроение, 1984. - 288 с.
8. Донской Н.В. Комплексные системы управления электроприводами тяжелых металлорежущих станков [Текст] : научное издание / Н.В. Донской [и др.] ; ред. А.Д. Поздеев. - М. : Энергия, 1980. - 288 с.
9. Неймарк Ю.Г. Динамика систем. Устойчивость, автоколебания и стохастичность [Текст] : межвуз. сб. / ГГУ ; отв. ред. Ю. И. Неймарк. - Горький : ГГУ, 1985. - 154 с.

10. Решмин Б.И. Динамика позиционной системы подчиненного регулирования с параболическим преобразователем воздействия по отклонению./ Решмин Б.И., Миткевич Е.Г., Ямпольский Д.С. // Электротехническая промышленность. Сер. Электропривод. –1973. –Вып.4 (21). –С.13-15.
11. Лебедев Е.Д. Управление вентильными электроприводами постоянного тока./ Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. - М.: Энергия, 1970. – 200 с.
12. Решмин Б.И. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов [Текст] / Б.И. Решмин, Д.С. Ямпольский. - М. : Энергия, 1975. - 184 с.
13. Силаев Э.Ф. Автоматическая настройка цифровых регуляторов положения в позиционных системах электроприводов с помощью ЭВМ / Силаев Э.Ф., Гвоздев В.А., Рахинштейн И.Х. и др. // Электротехническая промышленность. Сер. Электропривод.– 1980. – Вып.2 (82). – С.1 – 4.
14. Коцегуб П.Х. Система позиционного электропривода с задатчиком положения / Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Светличный А.В., Губарь Ю.В. // Известия вузов. Электромеханика. – 1982. –№3. – С.331 – 337.
15. Чермалых В.М. Многоканальные системы оптимального управления электроприводом промышленных установок/ Чермалых В.М. // Изв. Вузов. Горный журнал. – 1982. - №7. – С.123 – 129.
16. Зайцев Г.Ф. Комбинированные следящие системы./ Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. – Киев: Техніка, 1978. – 264 с.
17. Алиев Р.А. Принцип инвариантности и его применение для проектирования промышленных систем управления [Текст] / Р. А. Алиев. - Москва : Энергоатомиздат, 1985. - 128 с.
18. Петров Б.Н. Принципы построения и проектирования самонастраивающихся систем управления. / Петров Б.Н., Рутковский В.Ю., Крутикова И.Н., Земляков С.Д. – М. : Машиностроение, 1972. – 260 с.

19. Озеряный Н.А. Системы с параметрической обратной связью./ Озеряный Н.А. – М.: Энергия, 1974. – 151 с.
20. Петров Б.Н. Адаптивное координатно – параметрическое управление нестационарными объектами./ Петров Б.Н., Рутковский В.Ю., Земляков С.Д. - М.: Наука, 1980. – 244 с.
21. Красовский А.А. Основы теории оптимальных автоматических систем./ Красовский А.А. – М.: Наука, 1966. – 624 с.
22. Фрадков А.Л. Адаптивное управление в сложных системах: беспоисковые методы / А.Л. Фрадков. – М.: Наука, 1990. – 296 с.
23. Мирошник И.В. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами / И.В. Мирошник, В.О. Никифоров, А.Л. Фрадков. – СПб.: Наука , 2000. – 549 с.
24. Никифоров В.О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений / В.О. Никифоров. – СПб.: Наука, 2003. – 282 с.
25. Коцегуб П.Х. Анализ и синтез комбинированной цифроаналоговой системы регулирования скорости / Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Губарь Ю.В. // Изв. вузов. Электромеханика. – 1984. —№ 2. – С.45 – 51.
26. Юркевич В.Д. Синтез нелинейных нестационарных систем управления с разнотемповыми процессами [Текст] : монография / В. Д. Юркевич. - СПб. : Наука, 2000. - 288 с.
27. Емельянов В.В. Одновременная стабилизация линейных динамических объектов регулятором переменной структуры [Текст] / С. В. Емельянов, В. В. Фомичев, А. С. Фурсов // Автоматика и телемеханика. - 2012. - № 7. - С. 15-24
28. Рустамов А.Г. Оптимизация функции Ляпунова при релейном управлении динамическими объектами [Текст] / Г. А. Рустамов, А. Т. Абдуллаева, Р. Г. Рустамов // Автоматизация и современные технологии. - 2013. - № 3. - С. 21-24.
29. Мещанов А.С. Скользящие режимы с заданными размерностью и качеством в системах с линейными стационарными объектами при

неопределенности / А. С. Мещанов // Авиакосмическое приборостроение. - 2009. - N 2. - С. 22-27.

30. Финогенко И.А. Импульсные управления в системах со скользящими режимами / И. А. Финогенко // Доклады Академии наук. - 2009. - Т. 426, N 6, июнь. - С. 744-746.

31. Французова Г.А. Применение релейного регулятора для автоматического поиска экстремума в нелинейных системах [Текст] / Г. А. Французова // Автометрия. - 2011. - Т. 47, N 3. - С. 84-91.

32. Слежановский О.В. Реверсивный электропривод постоянного тока. / Слежановский О.В. – М.: Металлургия, 1967. – 424 с.

33. Архангельский В.И. Автоматизация реверсивных электроприводов./ Архангельский В.И. – Киев: Техніка, 1966. – 411 с.

34. Кунцевич В.М. Адаптивное управление. Алгоритмы, системы, применение [Текст] / В. М. Кунцевич ; общ. ред. В. В. Павлов. - Киев : Выща шк., 1988. - 64 с.

35. Болнокин В. Е. Анализ и синтез автоматического управления на ЭВМ. Алгоритмы и программы [Текст] : справочник / В. Е. Болнокин, П. И. Чинаев. - Москва : Радио и связь, 1991. - 247 с.

36. Акуленко Л,Д Асимптотические методы оптимального управления [Текст] : научное издание / Л. Д. Акуленко. - Москва : Наука, 1987. - 368 с.

37. Подчукаев В.А. Методы решения задач оптимального, адаптивного и стохастического управления [Текст] : учеб. пособие по курсу Теория автомат. управления для спец. 0646 / В.А. Подчукаев. - Саратов : СПИ, 1985. - 79 с.

38. Кухаренко Н.В. Оптимальное по быстродействию управление типовыми динамическими объектами [Текст] / Н. В. Кухаренко. - [Б. м. : б. и.], 1990. - 84 с.

39. Панасюк В.И. Оптимальное управление в технических системах [Текст] / В. И. Панасюк, В. Б. Ковалевский, Э. Д. Политыко. - Минск : Навука і тэхніка, 1990. - 272 с.
40. Александров А.Г. Оптимальные и адаптивные системы [Текст] : учеб. пособие / А. Г. Александров. - Москва : Высш. шк., 1989. - 263 с.
41. Ногин В.Д. Основы теории оптимизации [Текст] : учеб. пособие / В. Д. Ногин, И. И. Евлампиев, И. О. Протодяконов ; ред. И. О. Протодяконов. - Москва : Высш. шк., 1986. - 384 с.
42. Трунин Д.О. Метод фазовой линеаризации в задачах оптимального управления с терминальными ограничениями [Текст] / Д. О. Трунин // Вестник Бурятского государственного университета. - 2007. - Вып. 6. - С. 45-47.
43. Фесько О.В. Параллельный алгоритм оптимизации динамических систем на множестве кусочно-линейных управлений [Текст] / О. В. Фесько // Вестник Бурятского государственного университета. - 2010. - Вып. 9. - С. 79-87.
44. Тятюшкин А.И. Численные методы оптимизации управления в линейных системах [Текст] / А. И. Тятюшкин // Журнал вычислительной математики и математической физики. - 2015. - Т. 55, № 5. - С. 742-757.
45. Чермалых В.М. Исследование сложных электромеханических систем. Текст лекций. / Чермалых В.М. – Киев, КПИ, 1979. – 63 с.
46. Кунцевич А.В. Анализ и синтез дискретных систем управления в условиях нестохастической неопределенности / А. В. Кунцевич // [Кибернетика и систем. анализ.](#) - 1998. - № 6. - С. 50-56.
47. Згуровский М.З. Дискретно-непрерывные системы с управляемой структурой: Теория, моделирование, применение / М. З. Згуровский, В. А. Денисенко; НАН Украины. Ин-т прикл. систем. анализа. - К. : Наук. думка, 1998. - 350 с.

48. Шушляпин Е.А. Модели конечного состояния для непрерывно-дискретных систем / Е. А. Шушляпин, Л. Н. Канов // [Радіоелектроніка. Інформатика. Управління](#). - 1999. - № 2. - С. 129-132.
49. Старожилов Е.Ф. Об оптимальной стабилизации линейных непрерывно-дискретных систем управления / Е. Ф. Старожилов // [Оптимизация произв. процессов](#). - Севастополь, 1999. - № 2. - С. 149-154.
50. Любчик Л.М. Комбинированное управление технологическими процессами на основе метода обратных моделей в условиях неполной информации [Рукопись] : Дис... д-ра техн. наук: 05.13.07 / Л.М. Любчик; Харьков. политехн. ун-т ; Харьковский гос. политехнический ун-т. - Харьков, 1995. - 349 с
51. Гавриленко О.С. Аналитическое конструирование агрегированных законов комбинированного управления нелинейными объектами [Текст] / О. С. Гавриленко, В. С. Елсуков // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Технические науки. - 2010. - N 4. - С. 11-14.
52. Усков А.А. Системы с нечеткими моделями объектов управления / А.А. Усков . – Смоленск: СФРУК, 2013. – 153 С.
53. Бовшук Е.Р. Робастное управление нелинейной системой с параметрической неопределенностью [Текст] / Е. Р. Бовшук // Научные технологии. - 2011. - Т. 12, N 4. - С. 31-34.
54. Попович М.Г. Теорія автоматичного керування: Підручник. – 2 - ге вид., перероб. і доп. / М.Г. Попович, О.В. Ковальчук. – К.: Либідь, 2007 – 656 с.
55. Емельянов С.В. Задачи и теоремы по теории линейной обратной связи [Text] : учеб.пособие / С.В. Емельянов, С.К. Коровин, В.В. Фомичев. - М. : [s. n.], 2004. - 192 с.
56. Макаров И.М. Искусственный интеллект и интеллектуальные системы управления / И.М. Макаров, В.М. Лохин, С.В. Манько, М.П.

Романов ; Отд-ние информ. технологий и вычисл. систем РАН. - М. : Наука, 2006. - 334 с.

57. Круг Е.К. Цифровые регуляторы [Текст] : научное издание / Е. К. Круг, Т. М. Александриди, С. Н. Дилигенский. - Москва ; Ленинград : Энергия, 1966. - 504 с.

58. Ротач В.Я. Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования [Текст] : научное издание / В. Я. Ротач. - Москва : Энергия, 1973. - 440 с.

59. Изерман Р. Цифровые системы управления [Текст] : научное издание / Р. Изерман ; пер.: С. П. Забродин, А. И. Титков, А. В. Шалашов. - М. : Мир, 1984. - 541 с.

60. Gene F. Feedback Control of Dynamic Systems / Gene F., Powell D., Emami-Naeine A. // Addison-Wesley Publishing Company, 1987.

61. [Филлипс, Чарлз Л.](#) Системы управления с обратной связью [Текст] / Ч. Л. Филлипс, Р. Д. Харбор ; пер. с англ. Б. И. Копылов. - М. : Лаборатория Базовых Знаний, 2001. - 615 с.

62. Омату С. Нейроуправление и его приложения [Text] / Сигеру Омату, Марзуки Халид, Рубия Юсоф ; Под общ. ред. А.И. Галушкина, В.А. Птичкина. - М. : Издательское предприятие редакция журнала "Радиотехника", 2000. - 272 с.

63. Вороновский Г.К. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности [Текст] / Г. К. Вороновский [и др.]. - Х. : Основа, 1997. - 111 с. Издательское предприятие редакция журнала "Радиотехника", 2000. - 272 с.

64. Гаврилова Т.А. Базы знаний интеллектуальных систем : Учебное пособие для вузов / Т. А. Гаврилова, В. Ф. Хорошевский. - СПб. : Питер, 2000. - 384 с.

65. Васильев В.И. Интеллектуальное управление динамическими системами [Текст] / С.Н.Васильев, А.К.Жерлов, Е.А.Федосов, Б.Е.Федунов. - М. : Физматлит, 2000. - 352 с.

66. Девятков В.В. Системы искусственного интеллекта [Текст] : учеб.пособие для вузов по специальностям"Информ.системы и технологии "и" Автоматизир.системы обраб.информ.и упр. ,по направлениям подгот. дипломир. Специалистов "Информатика и вычисл. техника" и "Информ.системы" / В.В. Девятков ; В.В.Девятков. - М. : Изд-во МГТУ, 2001. - 350 с

67. Комарцова Л.Г. Нейрокомпьютеры [Текст] : учеб. пособие / Л.Г. Комарцова, А.В. Максимов. - Изд. 2-е, перераб. и доп. - М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. - 399 с.

68. Васильев В.И. Интеллектуальные системы управления. Теория и практика [Текст] : учеб. пособие для студ. вузов / В. И. Васильев, Б. Г. Ильясов. - М. : Радиотехника, 2009. - 392 с.

69. Кушилов С.Т. Интеллектуальное управление производственными системами / С.Т. Кушилов, Б.Г. Ильясов, Л.А. Исмаилова, Р.Г. Васильева. М.: Машиностроение, 2004. – 245 с.

70. Пупков К. А. Методы классической и современной теории автоматического управления [Текст]. - М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 20 - .Т. 2 : Синтез регуляторов и теория оптимизации систем автоматического управления / К.А. Пупков, Н.Д. Егупов, А.И. Баркин и др. - 2000. - 735 с.

71. Пупков К.А. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления [Текст] : учеб. / К.А. Пупков, Н.Д. Егупов, А.И. Гаврилов и др.;Под ред.Н.Д.Егупова. - М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2001. - 743 с.

72. Колесников А.А. Современная прикладная теория управления [Текст] : [В 3 ч.] / Федеральная целевая программа " Государственная поддержка интеграции высшего образования и фундаментальной науки на 1997-2000 годы"; Под ред. А.А. Колесникова. - Таганрог : Изд-во ТРТУ, 2000 - .Ч. 1 : Оптимизационный подход в теории управления : монография / [А.А. Красовский, А.А. Колесников, В.Н. Буков и др.]. - 2000. - 407 с

73. Усков А.А., Принципы построения систем управления с нечеткой логикой [Текст] : научное издание / А.А. Усков // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика : Ежемес. науч.-техн. журн. - 2004. - №6. - С. 7-13.
74. Ярушкина Н.Г. Основы теории нечетких и гибридных систем [Текст] : учеб. пособие для вузов / Н. Г. Ярушкина. - М. : Финансы и статистика, 2004. - 320 с.
75. Babuska R. Fuzzy Modeling for Control / R. Babuska // Kluwer Academic Publishers. - Boston, 1998. – 288 p.
76. Driankov D. An introduction to fuzzy control / D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank; with coop.from R.Palm,B.Graham and A.Ollero. – 1993.
77. Pedrycz W. Gomide F. An Introduction to Fuzzy Sets: Analysis and Design.[Text] / W. Pedrycz , F. Gomide // MIT Press. Hardcover. - 1998. - № 2. – P. 24-41.
78. Hagraas H. Introduction to Interval Type-2 Fuzzy. Logic Controllers – Towards Better Uncertainty Handling in Real World Applications / Hani Hagraas, Christian Wagner // IEEE eNewsletter. Systems, Man and Cybernetics Society. – Issue 27. –June 2009.
79. IEC 1131 – Programmable controllers. Part 7 – Fuzzy Control Programming. Committee Draft CD 1.0 (Rel. 19 Jan 97).
80. Yen J., Langari R., Zadeh L. Industrial Applications of Fuzzy Logic and Intelligent Systems / J. Yen, R. Langari, L. Zadeh // New York. - IEEE Press, 1995.
81. Keen P.G.W. Decision support systems: an organizational perspective / P.G.W. Keen, M.S. Scott Morton. – Reading, Mass.: Addison-Wesley Pub. Co., 1978.
82. Karnik N.N. Centroid of a type-2 fuzzy set / N.N. Karnik, J.M. Mendel //, Inform. Sci. – 2001. – Vol. 132. – P. 195-220.

83. Liang Q. Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design / Q. Liang, J.M. Mendel // IEEE Trans. Fuzzy Syst. – Oct. 2000. – Vol. 8, no. 5. – P. 535-550.
84. Mendel J.M. Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems Made Simple / J.M. Mendel, R.I. John, Feilong Liu // IEEE Transactions on Fuzzy Systems. – December 2006. – Vol. 14, no. 6. – P. 808-821.
85. Mendel J.M. Standard Background Material About Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems / J.M. Mendel, H. Nagra, R.I. John // IEEE CIS Standards Committee [Электронный ресурс]. – Режим доступа к ресурсу : <http://ieee-cis.org/technical/standards/>.
86. Wu H. Uncertainty Bounds and Their Use in the Design of Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems / H. Wu, J.M. Mendel // IEEE Transactions on Fuzzy Systems. – October 2002. – Vol. 10, no. 5. – P. 622-639.
87. Wu D. Enhanced Karnik-Mendel Algorithms / D. Wu, J.M. Mendel // IEEE Transactions on Fuzzy Systems. – August 2009. – Vol. 17, no. 4. – P. 923-934.
88. Захаров В.И. Базовые архитектуры интеллектуальных систем управления [Текст] / В. Захаров // Проблемы теории и практики управления. - 2005. - N 5. - С. . 106-112.
89. Соколов П.В. Разработка и исследование адаптивных электромеханических систем с использованием теории нечетких множеств [Текст] : дис. канд. техн. наук : 05.09.03 / П.В. Соколов ; науч. рук. д-р техн. наук, проф. Н.Д. Поляхов ; Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет им. В.И. Ульянова (Ленина) "ЛЭТИ" . - СПб., 1997. - 193 с.
90. Алексеев И.В. Моделирование мультимодальной транспортной системы [Текст] / И. В. Алексеев // Информационные технологии. - 2007. - N 10. - С. . 51-54.
91. Олизаренко С.А. Интервальные нечеткие множества типа 2. Терминология, представление, операции / С.А. Олизаренко, А.В. Перепелица,

В.А. Капранов // Систе-ми обробки інформації. – Х.: ХУПС, 2011. – Вип. 2(92). – С. 39-45.

92. Постников В.Г. Построение алгоритма фаззи-управления для позиционного электропривода. / В.Г. Постников // Тр. МЭИ (ТУ). Вып.679, - М.: Издательство МЭИ, 2003. – С.91-100.

93. Metaxiotis Kostas. New applications of fuzzy logic in decision support systems / Kostas Metaxiotis, John E. Psarras, John-Emanuel Samouilidis // International Journal of Manage- ment and Decision Making. – 2004. – Vol. 5, no.1. – P. 47-58.

94. Постников В.Г. Фаззи-регулятор электропривода механизма перемещение груза на маятниковой подвесе/ В.Г. Постников // Тр. МЭИ (ТУ). Вып.680, - М.: Издательство МЭИ, 2004. – С.57-63.

95. Ahmed Abou Elfetouh Saleh. A Fuzzy Decision Sup- port System for Management of Breast Cancer / Ahmed Abou Elfetouh Saleh, Sherif Ebrahim Barakat, Ahmed Awad Ebrahim Awad // International Journal of Advanced Computer Science and Applications. – March 2011. – Vol. 2, no. 3. – P. 34-40.

96. Соловьев В.А. Компенсация возмущений в электроприводе с периодической нагрузкой. / А.В. Соловьев, А. С. Гудим, В.Ф. Горячев // ГОУВПО КнАГТУ: научно-техническое творчество аспирантов и студентов: материалы 36-й научно-технической конференции аспирантов и студентов ч1, 2006. – 114-115с.

97. Гудим А.С. Нечеткие алгоритмы компенсации нелинейностей САУ./ А. С. Гудим, В.А. Соловьев, И.В. Зайченко // АмГУ: Информатика и системы управления, 2005. – 89-101с.

98. Гудим А.С. Системы управления следящим электроприводом на базе нечеткой логики. Автореф. дис. канд. техн. наук. / Гудим Александр Сергеевич. – Комсомольск на Амуре, 2009. – 25с.

99. Hao Ying. The simplest fuzzy controllers using different inference methods are different nonlinear proportional-integral controllers with variable gains / Hao Ying. // Automatica, 29. – 1993/ - С. 1579-1589.

100. А. Дотэ Применение современных методов управления для регулирования электродвигателей / Дотэ А. // ТИИЭР. – 1988. – Т.78, № 4. – с.151-169.
101. Чермалых В. М. Фаззи-управление сложными электромеханическими системами с задающей моделью / А. В. Чермалых, А. В. Данилин // Вестник Национального технического университете ”ХПИ”. – Вып. 10. – 2001. – с. 418-420.
102. Чермалых А. В. Система управления позиционным электроприводом с задающей моделью и фаззи-контроллером / В. В. Кузнецов, С. Л. Прядко // Сборник научных трудов национальной горной академии Украины № 11, том 2. – 2001. – с. 30-36.
103. Дьяконов В. Simulink 4. Специальный справочник / В. Дьяконов – СПб.: Питер, 2002. – 528 с.
104. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода [Текст] / В. И. Ключев ; под ред. М. Г. Чиликина. - М. : Энергия, 1971. - 315 с.
105. Киричек Ю.Г. Привод шахтных подъемных установок большой мощности / Ю. Г. Киричек, В. М. Чермалых. – М.: Недра, 1976. – 336 с.
106. Чермалых В. М. Системы электропривода и автоматики рудничных стационарных машин и установок. / В. М. Чермалых, Д. Н. Родькин, В. В. Каневский. – М.: Недра, 1976. – 398 с.
107. Кузнецов В. В. Математичне моделювання конвейерної установки з електроприводом за схемою АВК та фаззі-регулятором швидкості для мереж зі змінними параметрами / В. В. Кузнецов, В. Н. Пермяков, В. М. Грицай // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2008. – Вип. 4/2008 (51), частина 1. – с. 140-144.
108. Абрамович Б. Н. Электропривод и электроснабжение горных предприятий / Б.Н. Абрамович, Д.А. Устинов // Санкт-Петербургский государственный горный институт им. Г.В. Плеханова. – 2004. -82с.

109. Чермалых В. М. Реализация многопериодной оптимальной диаграммы скорости позиционного электропривода с фаззи-регулятором / В. М. Чермалых, Е. И. Алтухов, А. В. Данилин, А. В. Босак // Проблемы энергоресурсосбережения в электротехнических системах. Наука, освіта і практика. Наукове видання. – Кременчук: КНУ, 2011. – Вип. 1/2011 (1) - С. 38-39
110. Босак А. В. Позиционное управление многосвязной электромеханической системой с адаптивным фаззи-регулятором / А. В. Босак, В. М. Чермалых // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. - № 03(79). - С. 439-441.
111. Чермалых В.М. Дискретная аппроксимация методом z – преобразования колебательных переходных характеристик электромеханических систем / В.М. Чермалых, В.В. Кузнецов, И.Я. Майданский // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. Кременчук, 2005. - №3/2005.- С.188-192.
112. Воронов А.А. Основы теории автоматического управления, часть III / А.А. Воронов.– М.: Энергия, 1970. – 328 с.
113. Чермалых В.М. Исследование сложных электромеханических систем [Текст лекций] / В.М. Чермалых.– Киев, «КПИ», 1979. – 64 с.
114. Тулин В.С. Электропривод и автоматика многоканатных рудничных подъемных машин. /В. С. Тулин.– М.: Недра, 1964. – 194 с.
115. Босак А. В. Оптимизация управления скоростью и положением многосвязной электромеханической системы с нечеткой коррекцией управляющих воздействий / А. В. Босак, Е. И. Алтухов, А. В. Данилин, А. В. Чермалых // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. - 2014. – № 2 (26). - С. 31-38.
116. Чермалых В. М. Моделирование многосвязных электромеханических систем с нечеткой коррекцией оптимальных управляющих воздействий / В. М. Чермалых, Е. И. Алтухов, А. В. Данилин, А. В. Босак // Проблемы энергоресурсосбережения в электротехнических

системах. Наука, освіта і практика : наукове видання. – Кременчук, 2014. – № 1/2014 (2) – С. 110-113.

117. Чермалых В.М. Оптимизация управления сложными электромеханическими системами, включающими ПИД – регулятор с нечеткой коррекцией / В.М. Чермалых, Е.И. Алтухов, А.В. Данилин, А.В. Босак // Науково-виробничий журнал.– Кременчук: КрНУ, 2013 – Вип.2/2013 (22). Част.2. – С. 200-204.

118. Чермалых В. М. Моделирование сложных электромеханических систем с переменной частотой упругих колебаний / В. М. Чермалых, Е. И. Алтухов, А. В. Данилин, А. В. Босак // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – 2008. - №3 (50). – Ч. 1. - С. 168-171.

119. Микка Х. Подъемная машина для горной промышленности с приводом переменного тока с частотным регулированием // Глюкауф. – 1984. – №9 – С. 22-30.

120. Kiel (Ed.) E. Drive Solutions: Mechatronics for Production and Logistics. Berlin: Springer-Verlag. – 2008. – 545 p.

121. Чермалых А. В. Моделирование системы управления позиционными приводами манипуляторов / А. В. Чермалых, И. Я. Майданский, А. В. Босак // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – 2006. - №3 (38). – Ч. 2. - С. 110-114.

122. Майданский И. Я. Моделирование системы позиционного управления с использованием пакета Simulation среды Labview / И. Я. Майданский, Е. И. Алтухов, А. В. Босак // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – 2007. - №3 (44). – Ч. 1. - С. 157-161.

123. Босак А. В. Позиционное управление клетевой подъемной установкой глубоких шахт / А. В. Босак, Я. В. Бернадцкая // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та

оптимізації. Збірник наукових праць VIII Всеукраїнської науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КДУ, 2010. - С. 80-81.

124. Босак А. В. Моделирование системы позиционного управления клетевой подъемной установкой глубоких шахт / А. В. Босак, Р. В. Абрамчук, Ю. В. Зайцева // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць X Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КРнУ, 2012. - С. 108-109.

125. Босак А. В. Комбинированная по задающему воздействию система управления с ПИД-регулятором в компенсирующем канале / А. В. Босак, М. П. Роменская // П'ята Всеукраїнська науково-технічна конференція молодих учених і спеціалістів. Тези наукових доповідей. – Кременчук: КДПУ, 2007. - С. 167-168.

126. Босак А. В. Комбинированная система управления скоростью электропривода с задающей моделью и ПИД-регулятором тока / А. В. Босак, Е. А. Степанова // Шоста Всеукраїнська науково-технічна конференція молодих учених і спеціалістів. Тези наукових доповідей. – Кременчук: КДПУ, 2008. - С. 108-109.

127. Чермалых А. В. Система позиционного управления электроприводом с формированием оптимального задающего воздействия по действительному перемещению рабочего органа механизма / А. В. Чермалых, И. Я. Майданский, А. В. Босак // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – 2008. - №3 (50). – Ч. 2. - С. 37-40.

128. Майданский И. Я. Система управления электроприводом с плавным изменением демпфирования упругих механических колебаний / И. Я. Майданский, Е. И. Алтухов, Ю. М. Гузенко, А. В. Босак // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – 2009. - №4 (57). – Ч. 1. - С. 17-20.

129. Босак А. В. Анализ работы вентильного двигателя на основе асинхронной машины с фазным ротором с переменной частотой поля возбуждения / А. В. Босак, Л. В. Биля, В. С. Чермалих // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць IX Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КНУ, 2011. - С. 259-260.

130. Босак А. В. Параметрическая оптимизация управления электромеханическими системами с упругими звеньями / А. В. Босак, Т. В. Гречана // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць VIII Всеукраїнської науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КДУ, 2010. - С. 82-83.

131. Босак А. В. Оптимизация управления возбуждением вентильного двигателя на основе асинхронной машины с фазным ротором по критерию минимальных потерь / А. В. Босак, Л. В. Биля, С. П. Датко // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць X Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КРнУ, 2012. - С. 118-119.

132. Чермалых В. М. Параметрическая оптимизация управления электромеханическими системами с идентифицированной передаточной функцией / В. М. Чермалых, И. Я. Майданский, А. В. Босак // ВІСНИК Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Серія «Гірництво»: Збірник наукових праць. – Київ: НТУУ «КПІ»: ЗАТ «Техновибух». – 2011. – Вип. 20. - С. 132-138.

133. Босак А. В. Оптимизация электромеханических систем с переменной структурой в канале управления / А. В. Босак, В. Н. Яхновская, В. С. Чермалих // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць IX Міжнародної

науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КНУ, 2011. - С. 95-96.

134. Босак А. В. Позиционное управление шахтной подъемной установкой с нечеткой коррекцией положения перемещаемого груза / А. В. Босак, В. М. Чермалых // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – 2013. - №36 (1009) - С. 485-487.

135. Босак А. В. Комбинированное управление статически уравновешенной подъемной установкой с задающей моделью и нечетким регулятором / А. В. Босак, А. О. Петрученко, В. И. Шевченко // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць XIII Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КРнУ, 2015. - С. 86-88.

136. Босак А. В. Моделирование системы управления позиционным электроприводом с дискретным контролем положения рабочего органа / А. В. Босак, Д. Б. Федирко, Н. Л. Федирко // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць XI Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КРнУ, 2013. - С. 21-22.

137. Босак А. В. Система управления позиционным электроприводом с переменными заданными перемещениями с нечеткой коррекцией скорости / А. В. Босак, А. О. Петрученко, Е. А. Попова // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць XII Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КРнУ, 2014. - С. 23-24.

138. Чермалых В. М. Оптимизация динамических режимов электромеханической системы с обратной связью по упругому моменту / В. М. Чермалых, Е. И. Алтухов, А. В. Данилин, А. В. Босак // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і

практика : наукове видання. – Кременчук: КрНУ, 2015. – Вип. 1/2015 (3) – С. 37-39.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение А

ПОСТРОЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ МЕХАНИЧЕСКОЙ ЧАСТИ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ (ПУ), ВКЛЮЧАЮЩЕЙ УПРУГИЕ ЗВЕНЬЯ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Клетевые подъемные установки глубоких шахт представляют собой сложную электромеханическую систему, характерной особенностью которой является наличие длинных подъемных и уравнивающих стальных канатов, которые следует рассматривать как динамические звенья с распределенными параметрами (массой и упругостью). Поэтому в переходных режимах возникают низкочастотные колебания клетки, что существенно затрудняет ее остановку в заданном положении без применения специальных посадочных устройств, используются также клетки с отделяющимся кузовом.

Следовательно, для надежной и безопасной работы установки используется сложная диаграмма скорости с периодами движения с малыми скоростями в крайних положениях периода движения, что приводит к потере производительности и энергии.

На рис.А.1 представлена расчетная схема одной ветви ПУ, состоящей из двух сосредоточенных масс (m_1, m_2) и двух звеньев с распределенными параметрами (m_{K1}, m_{K2}).

Оптимизация системы позиционного управления клетевыми установками

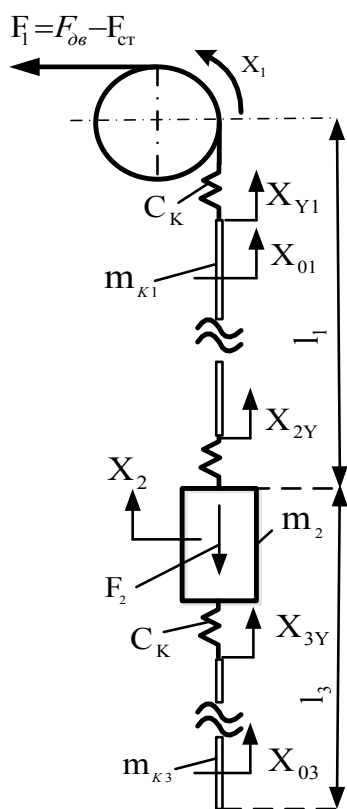
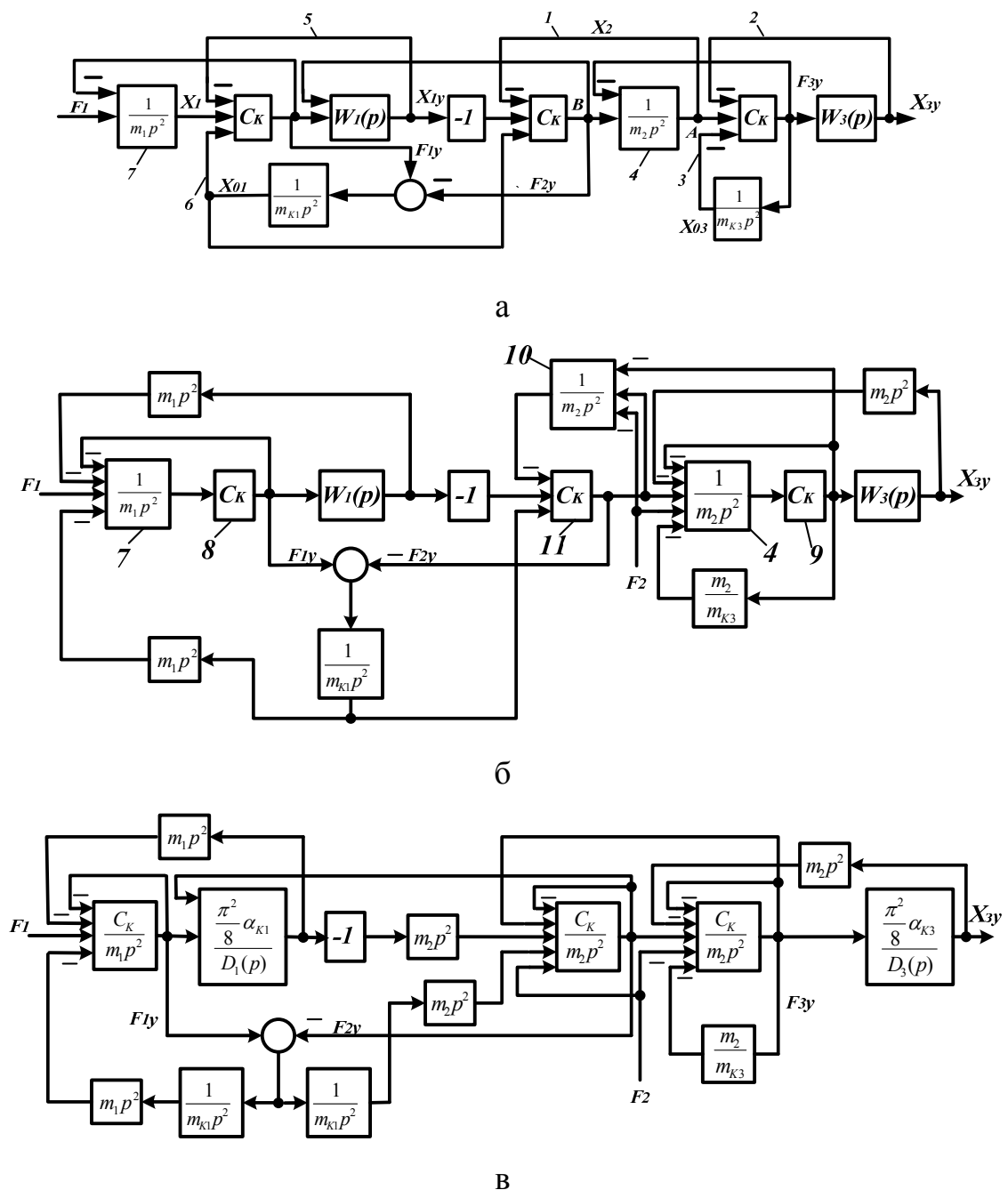


Рис.А.1. Расчетная схема ПУ

предусматривает реализацию диаграммы скорости без использования посадочных устройств с остановом клетки на заданном уровне с наложением механического тормоза при нулевой скорости. Обязательным условием при этом является исключение механических упругих колебаний, т.е. осуществляется оптимизация системы по динамическим нагрузкам. Это возможно только методом моделирования для получения математического описания упругой системы.

Структурная схема клетевой подъемной установки с граничными упругими связями C_K представлена на рис А.2, а.



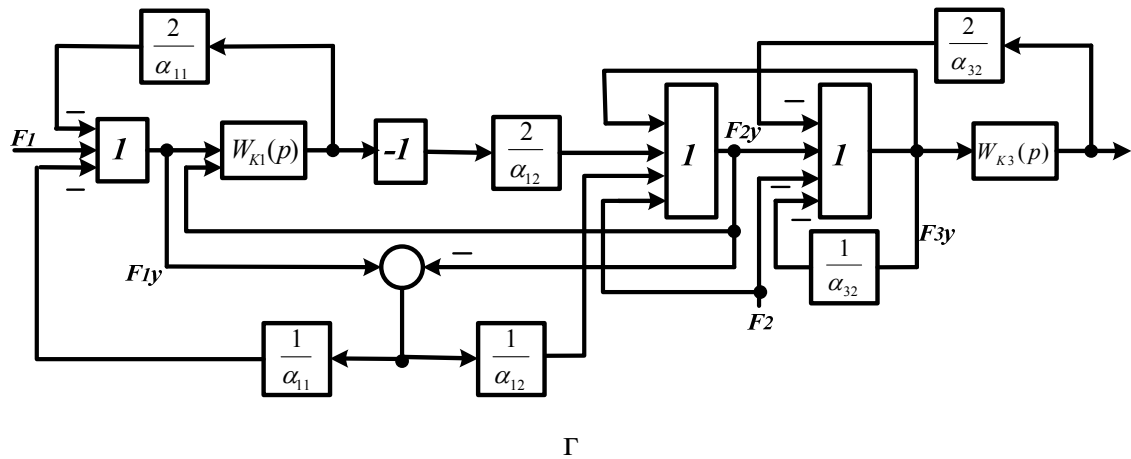


Рис. А.2. Структурные схемы клетевой подъемной установки с граничными упругими связями

Соблюдая правила преобразования структурных схем [53], для упрощения схемы следует перенести присоединение связей I из точки А в точку В, воздействия 2 и 3 на вход звена 4, а воздействия 5 и 6 на вход звена 7. Преобразованная структурная схема показана на рис. А.2, б. Перемножением передаточных функций звеньев 4, 9 и 7, 8, и введением передаточной функции звена 10 в звено 11 получится структурная схема (рис. А.2, в) затем подставляется $C_K = \infty$, перемножаются передаточные функции последовательно соединенных звеньев и вводятся обозначения:

$$\alpha_{11} = m_{K1} / m_1; \alpha_{12} = m_{K1} / m_2; \alpha_{32} = m_{K3} / m_2.$$

Передаточные функции звеньев, содержащих коэффициент C_K и охваченных отрицательной обратной связью, при $C_K = \infty$ становятся равными единице, например:

$$\frac{C_K / m_2 p^2}{1 + C_K / m_2 p^2} = \frac{C_K}{m_2 p^2 + C_K} = 1.$$

На структурных схемах $D_1(p) = p^2 + \mu_K b_{K1}^2 p + b_{K1}^2$; $b_{K1} = \frac{\pi a_K}{l_1}$;

$$D_3(p) = p^2 + \mu_X b_{K3}^2 p + b_{K3}^2; W_{K1}(p) = \frac{\pi^2}{8} p^2 / D_1(p); W_{K3}(p) = \frac{\pi^2}{8} p^2 / D_3(p).$$

Так как приложение усилия к движущемуся сосуду возможно только в аварийных режимах, то принимается $F_2 = 0$. Отсутствие в схеме промежуточного воздействия позволяет произвести дальнейшее преобразование схемы.

Находится вначале отношение (см. рис.А.2, г)

$$\frac{F_{3Y}(p)}{F_{2Y}(p)} = \frac{\alpha_{32}(p^2 + \mu_X b_{K3}^2 p + b_{K3}^2)}{(1 + \alpha_{32} + \frac{\pi^2}{4})p^2 + (1 + \alpha_{32})(\mu_X p + 1)b_{K3}^2}, \quad (\text{A.1})$$

а затем, рассматривая выражение (А.1) как передаточную функцию звена, охваченного положительной обратной связью, а усилие как выходную переменную, получается

$$\begin{aligned} W'_{K3}(p) &= \frac{1}{1 - \frac{\alpha_{32}(p^2 + \mu_X b_{K3}^2 p + b_{K3}^2)}{(1 + \alpha_{32} + \frac{\pi^2}{4})p^2 + (1 + \alpha_{32})(\mu_X p + 1)b_{K3}^2}} = \\ &= \frac{(1 + \alpha_{32} + \frac{\pi^2}{4})p^2 + (1 + \alpha_{32})(\mu_X p + 1)b_{K3}^2}{(1 + \frac{\pi^2}{4})p^2 + \mu_X b_{K3}^2 p + b_{K3}^2}. \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Вследствие такого преобразования структурная схема упростится (рис.А.3)

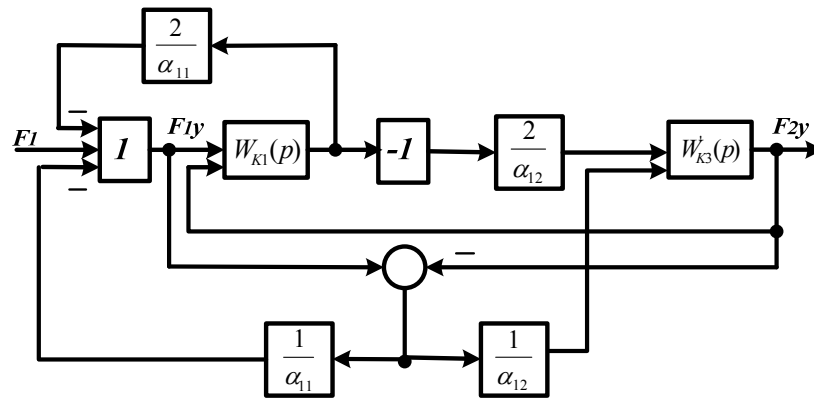


Рис. А.3. Упрощенная структурная схема клетевой подъемной установки

Передаточная функция $W'_{K3}(p)$ выражает влияние ветви уравновешенного каната на динамику системы. Если система статически неуравновешенна, то $\alpha_{32} = 0$ и, следовательно, $W'_{K3}(p) = 1$. Аналогично составляется структурная схема для всей подъемной установки. Расчетная и структурная схемы статически уравновешенной двухконцевой системы подъема приведены на рис.А.4.

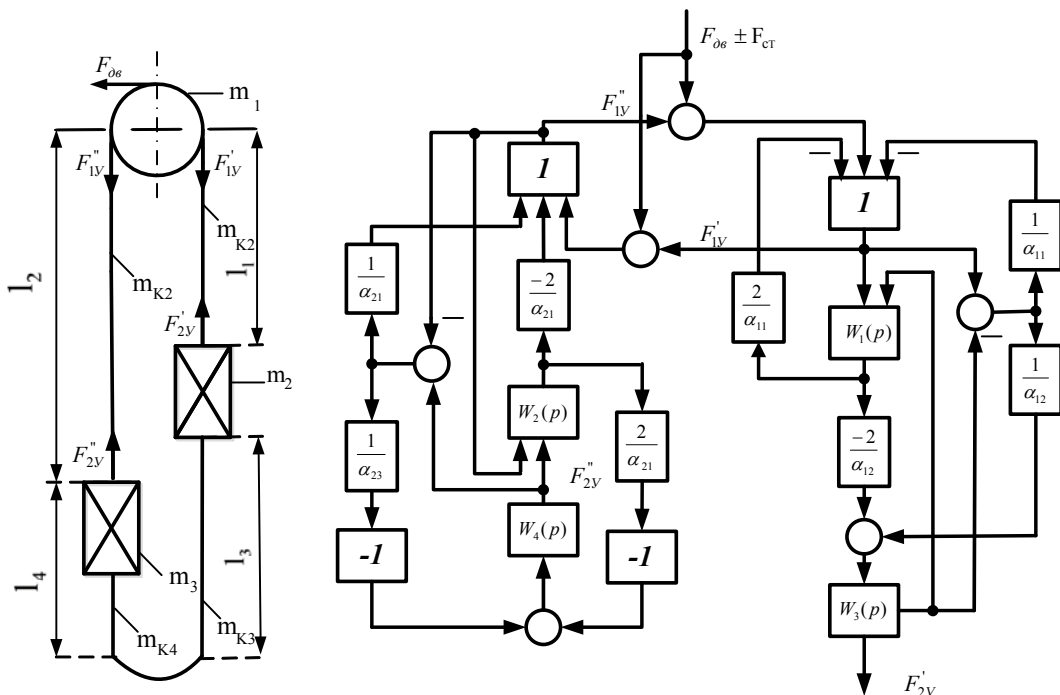


Рис. А.4. Структурная схема двухконцевой подъемной установки

Здесь кроме прежних обозначений,

$$W_{K2}(p) = \frac{(\pi^2/8)p^2}{p^2 + \mu_K b_{K2}^2 p + b_{K2}^2}; \quad \alpha_{21} = \frac{m_{K2}}{m_1}; \quad \alpha_{23} = \frac{m_{K2}}{m_3};$$

$$W'_{K4}(p) = \frac{(1 + \alpha_{43} + (\pi^2/4))p^2 + (1 + \alpha_{43})(\mu_X p + 1)b_{K4}^2}{(1 + (\pi^2/4))p^2 + \mu_X b_{K4}^2 p + b_{K4}^2}; \quad \alpha_{43} = \frac{m_{K4}}{m_3}; \quad b_{K2} = \frac{\pi a_K}{l_2};$$

$$b_{K4} = \frac{\pi a_K}{l_4}.$$

Чтобы перейти от приведенной схемы сложной упругой системы к схеме, в которой отдельные или все ветви канатов считаются абсолютно жесткими, достаточно соответствующие парциальные частоты (b_{Ki}) или коэффициенты затухания колебаний принять равными бесконечности.

В результате последовательного переноса связей и замены участков схемы, охваченных обратными связями, эквивалентными звеньями, получается структурная схема, в которой зависимости F'_{1Y} и F''_{1Y} от движущего усилия $F_{дин} = F_{\partial\partial} - F_{cm}$ и параметров системы представляются двумя передаточными функциями $W_{KP}(p)$ и $W_{KO}(p)$ с перекрестными связями (рис.А.5).

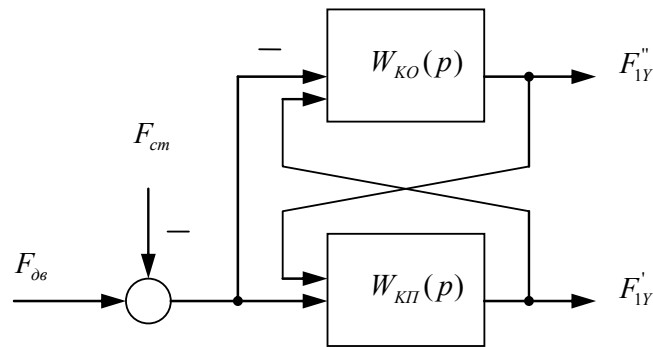


Рис. А.5. Структурная схема упругой системы с перекрестными связями

$$W_{KP}(p) = \frac{\alpha_{11}(b'_0 p^4 + b'_1 p^3 + b'_2 p^2 + b'_3 p + b'_4)}{a'_0 p^4 + a'_1 p^3 + a'_2 p^2 + a'_3 p + a'_4}; \quad (A.3)$$

$$W_{KO}(p) = \frac{\alpha_{21}(b''_0 p^4 + b''_1 p^3 + b''_2 p^2 + b''_3 p + b''_4)}{a''_0 p^4 + a''_1 p^3 + a''_2 p^2 + a''_3 p + a''_4}, \quad (A.4)$$

$$\begin{aligned}
&\text{где } b'_0 = (1 + \frac{\pi^2}{4})(1 + \alpha_{12} + \alpha_{32} + \frac{\pi^2}{4}); b'_1 = A' \mu_k + B' \mu_x; b'_2 = A' + B' + b'_4 \mu_k \mu_x; \\
&b'_3 = b'_4 (\mu_k + \mu_x); b'_4 = (1 + \alpha_{12} + \alpha_{32}) b_{k1}^2 b_{k3}^2; A' = \left[\left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right) (1 + \alpha_{12}) + \alpha_{32} \right] b_{k1}^2; \\
&B' = \left[\left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right) (1 + \alpha_{32}) + \alpha_{12} \right] b_{k3}^2; b''_0 = \left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right) \left(1 + \alpha_{23} + \alpha_{43} + \frac{\pi^2}{4} \right); \\
&b''_1 = A'' \mu_k + B'' \mu_x; b''_2 = A'' + B'' + b''_4 \mu_k \mu_x; b''_3 = b''_4 (\mu_k + \mu_x); \\
&b''_4 = (1 + \alpha_{23} + \alpha_{43}) b_{k2}^2 b_{k4}^2; A'' = \left[\left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right) (1 + \alpha_{23}) + \alpha_{43} \right] b_{k2}^2; \\
&B'' = \left[\left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right) (1 + \alpha_{43}) + \alpha_{23} \right] b_{k4}^2; \\
&a'_0 = \left[\alpha_{11} + (4 + \alpha_{11}) \frac{\pi^2}{4} \right] (1 + \alpha_{32} + \frac{\pi^2}{4}) + \alpha_{12} \left(1 + \alpha_{11} + \frac{\pi^2}{4} \right) \left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right); \\
&a'_1 = C' \mu_x + D' \mu_k; a'_2 = C' + D' + \alpha'_4 \mu_k \mu_x; a'_3 = \alpha'_4 (\mu_k + \mu_x); \\
&a'_4 = (\alpha_{11} + \alpha_{11} \alpha_{12} + \alpha_{12} + \alpha_{11} \alpha_{32}) b_{k1}^2 b_{k3}^2; \\
&C' = \left[\left(\alpha_{11} + \alpha_{11} \frac{\pi^2}{4} + \pi^2 \right) (1 + \alpha_{32}) + \alpha_{12} \left(1 + \alpha_{11} + \frac{\pi^2}{4} \right) \right] b_{k3}^2; \\
&D' = \left[\left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right) (\alpha_{11} + \alpha_{12} + \alpha_{11} \alpha_{12}) + \alpha_{11} \alpha_{32} \right] b_{k1}^2; \\
&a''_0 = \left[\alpha_{21} + (4 + \alpha_{21}) \frac{\pi^2}{4} \right] (1 + \alpha_{43} + \frac{\pi^2}{4}) + \alpha_{23} \left(1 + \alpha_{21} + \frac{\pi^2}{4} \right) \left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right); \\
&a''_1 = C'' \mu_x + D'' \mu_k; a''_2 = C'' + D'' + \alpha''_4 \mu_k \mu_x; a''_3 = \alpha''_4 (\mu_k + \mu_x); \\
&a''_4 = (\alpha_{21} + \alpha_{21} \alpha_{23} + \alpha_{23} + \alpha_{21} \alpha_{43}) b_{k2}^2 b_{k4}^2; \\
&C'' = \left[\left(\alpha_{21} + \alpha_{21} \frac{\pi^2}{4} + \pi^2 \right) (1 + \alpha_{43}) + \alpha_{23} \left(1 + \alpha_{21} + \frac{\pi^2}{4} \right) \right] b_{k4}^2; \\
&D'' = \left[\left(1 + \frac{\pi^2}{4} \right) (\alpha_{21} + \alpha_{23} + \alpha_{21} \alpha_{23}) + \alpha_{21} \alpha_{43} \right] b_{k2}^2.
\end{aligned}$$

Приложение Б

СРАВНЕНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПОТЕРЬ В ПОЗИЦИОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМАХ

В позиционных электроприводах любого типа предусматривается ограничение по току, а также ограничение по нагреву. Если теплосодержание двигателя учитывать только по методу средних потерь в меди якоря, то

ограничения по нагреву сводится к выполнению неравенства $\int_0^{T_0} i^2 dt \leq Q_m$, где

Q_m - предельно допустимое количество тепла, которое может выделяться в обмотках двигателя за время T_0 , не приводя к перегреву изоляции. По отношению к потере электроэнергии в якоре двигателя задача оптимального управления может формулироваться по разному. Например:

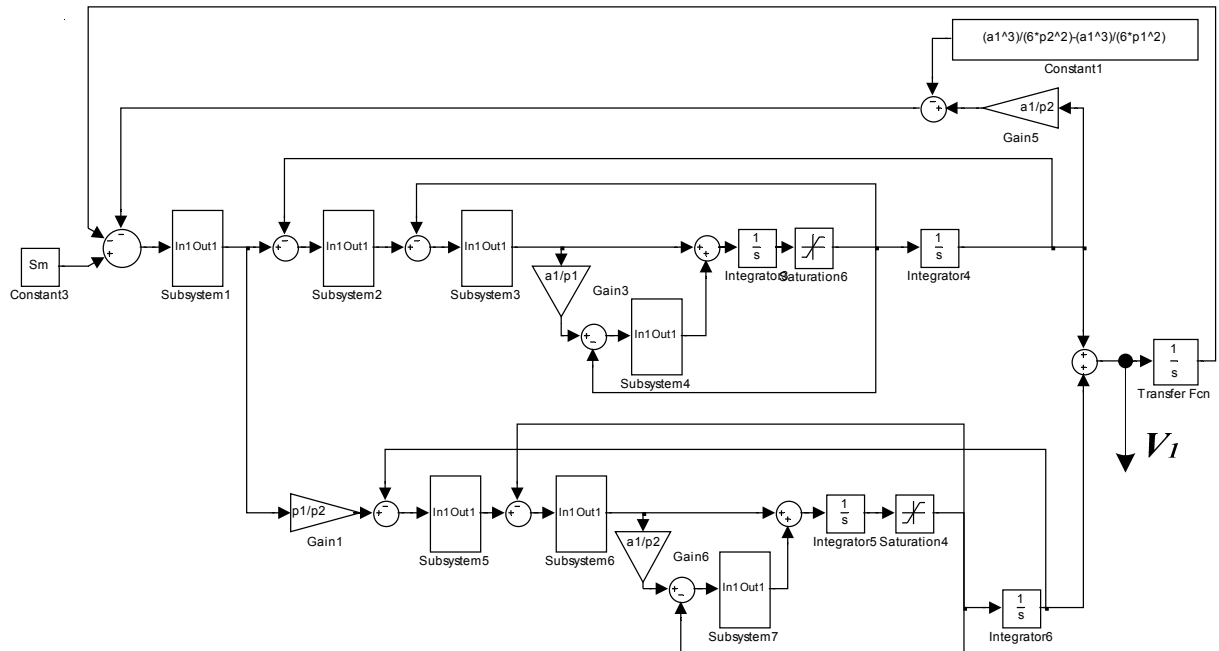
- оптимальное управление должно обеспечить минимально возможные потери при выполнении заданного перемещения исполнительного механизма за время T_0 ;

- оптимальное управление должно обеспечить максимально возможное перемещение исполнительного механизма за время T_0 при заданном уровне потерь.

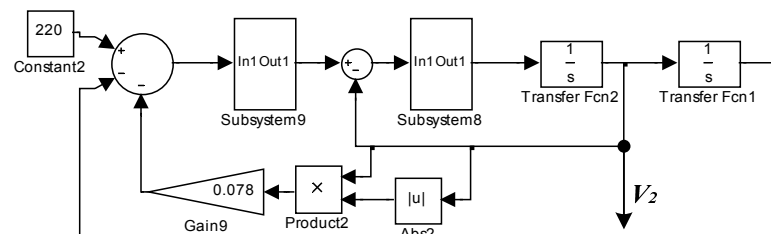
Первому критерию соответствует при заданных ограничениях скорости и ускорения параболическая диаграмма скорости []. Для этого должно быть выполнено два условия: сформированы соответствующие управляющие сигналы тока и скорости; оптимальные управляющие воздействия должны с минимальной погрешностью воспроизводиться системой регулирования.

На рис.Б.1. показаны Simulink – модели системы формирования управляющих сигналов скорости и ускорения с ограничением рывка (а) (см. рис. 5.7) и формирование трапецеидальной диаграммы скорости (б), а на рис. Б.2 представлена структурная схема системы управления скоростью привода постоянного тока с системой подчиненного управления при ограничении

максимальной скорости и ускорения, соответствующие вариантам рис. Б.1,а, б. На вход привода рис. Б.2 подаются отдельно сигналы скорости V_1 , формируемой в модели рис. Б.1,а и V_2 - с выхода модели рис. Б.1,б.



а



б

Рис. Б.1. Simulink – модель системы управления позиционным электроприводом с параболической (а) и трапецеидальной (б) скоростью

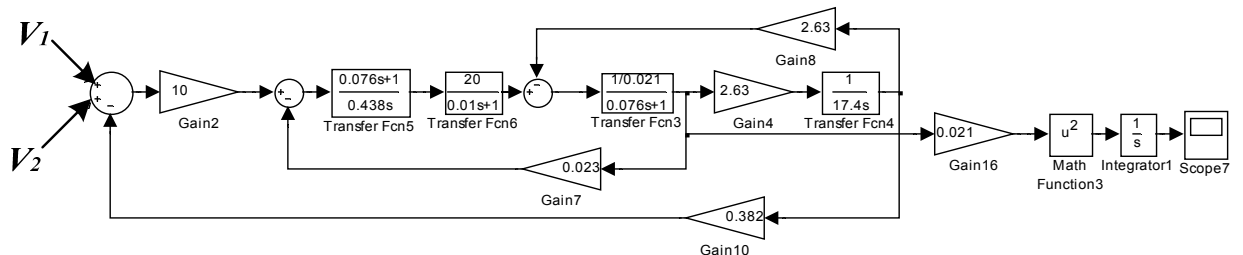


Рис. Б.2. Структурная схема управления скоростью электропривода постоянного тока с подчиненным регулированием

На рис. Б.3 показаны диаграммы потерь, полученные по схеме рис. Б.2, используя зависимость $Q_1 = R_{\text{я}} \int i_{\text{я}}^2 dt$ при подаче на вход сигнала скорости V_1 , используя два значения рывка ρ_1 ($\rho_1 = 100, \rho_2 = 2$; $\rho_1 = 10, \rho_2 = 2$). На рис. Б.4 представлено сравнение диаграмм потерь, полученных в результате подачи на вход системы рис. Б.2 сигналов параболической скорости V_1 при $\rho_1 = 100$ и трапецеидальной V_2 .

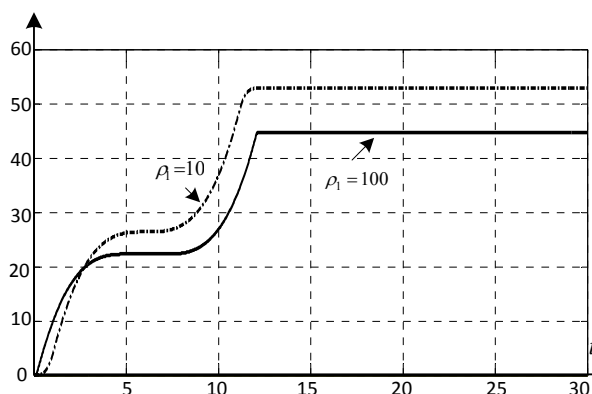


Рис. Б.3. Диаграммы потерь при параболической диаграмме скорости с $\rho_1 = 10$ и $\rho_1 = 100$.

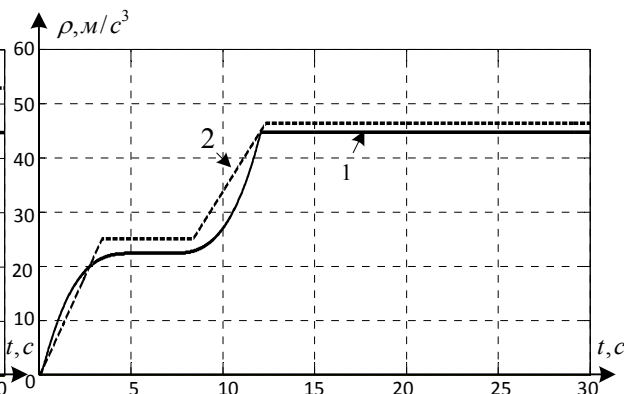


Рис. Б.4. Диаграммы потерь при параболической диаграмме с $\rho_1 = 100$ (1) и трапецеидальной (2).

Анализ полученных диаграмм показывает, что потери энергии при параболической диаграмме скорости с ограничением ρ_1 меньше, чем при трапецеидальной, причем с увеличением рывка потери уменьшаются. Однако это приводит к увеличению броска тока в начале рабочего цикла и при остановке. Поэтому в зависимости от технологических требований к динамическим процессам величины рывков ρ_1 и ρ_2 могут приниматься различными.

Приложение В

КОМБИНИРОВАННОЕ УПРАВЛЕНИЕ С ЗАДАЮЩЕЙ МОДЕЛЬЮ ПОЗИЦИОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ

Наиболее важной задачей для автоматизированных подъемных установок (ПУ) является создание эффективной аппаратуры контроля пути, проходимого подъемным сосудом в стволе шахты. Высокая требуемая разрешающая способность измерения пути (порядка 0,005% от глубины ствола) не может быть обеспечена аналоговыми устройствами. Поэтому возникает необходимость применения исключительно цифровых моделей, основанных на дискретных методах измерения пути.

Для многоканатных ПУ с приводными шкивами трения одним из перспективных является метод магнитной привязки к головному канату. Надежность и эффективность аппаратуры с использованием магнитных меток на канате подтверждается длительной эксплуатацией такой аппаратуры на шахтах [1]. Для барабанных ПУ цифровой контроль пути осуществляется привязкой соответствующего датчика к валу приводного барабана.

Наличие аппаратуры контроля пути, проходимого подъемным сосудом в стволе шахты дает возможность рассматривать привод установки как позиционный с оптимальной системой управления скоростью и положением. Клетевая ПУ требует реализации заданных диаграмм скорости и положения без периодов движения с малой скоростью в крайних участках скоростной диаграммы для точного останова и использования специальных посадочных устройств. Удовлетворение этих требований позволит повысить надежность эксплуатации и производительность установки, а также уменьшить потери энергии. Точная остановка клетки должна осуществляться с помощью

электропривода, работающего в плавающем режиме [2] в зоне точного останова.

Использование комбинированной системы управления с задающей моделью [3], формирующей оптимальные управляющие воздействия для позиционного электропривода, позволяет реализовать оптимальные диаграммы скорости и положения.

Для формирования управляющих сигналов использована задающая модель третьего порядка (ЗМЗ), при трех ограничиваемых переменных, соответственно пропорциональных заданным максимальным значениям положения S_m , скорости V_m , ускорения a_m , и рывка ρ_m . Структурная схема ЗМЗ приведена на рис. В.1.

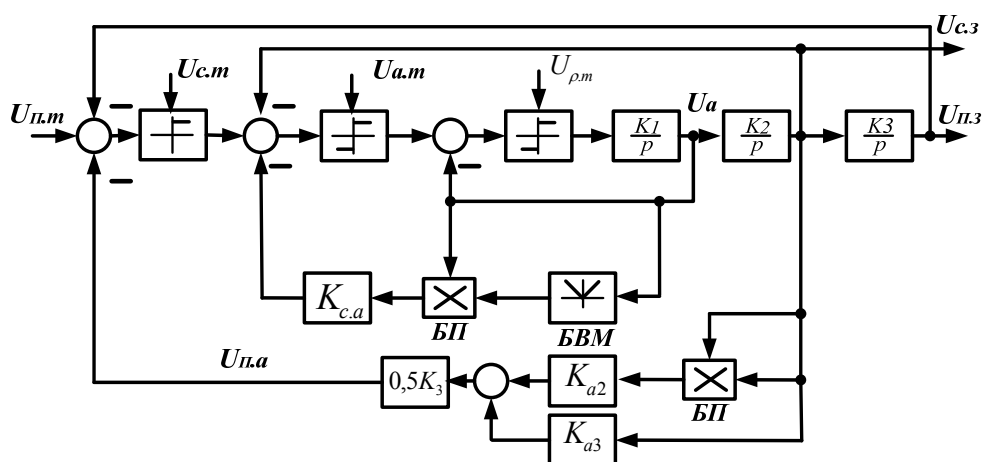


Рис. В.1. Структурная схема ЗМЗ

На рис.1.В $U_{п.м}$ - сигнал пропорциональный заданному перемещению $S_{п.м}$; $U_{с.м}$, $U_{а.м}$, $U_{ρ.м}$ - ограничения переменных модели, пропорциональные ограничениям реальных переменных; $K_{с.а}$ - коэффициент, определяющий начало уменьшения сигнала ускорения U_a ; $K_{п.а}$ - коэффициент, определяющий конец движения с постоянным значением переменной U_c , пропорциональной действительной скорости; K_1 , K_2 , K_3 - коэффициенты моделирования, связывающие переменные модели с реальными переменными.

Ограничения переменных модели приняты одинаковыми: $U_{\Pi.m} = U_{c.m} = U_{a.m} = U_{\rho.m} = 10$, а соответствующие реальные переменные равны: $S_m = 500 \text{ м}$; $V_m = 12 \text{ м/с}$; $a_m = 1 \text{ м/с}^2$; $\rho_m = 2 \text{ м/с}^3$.

Коэффициент обратной связи по положению $K_{\Pi} = 10/500 = 0,02$.

Численно коэффициенты модели определены по формулам:

$$K_3 = \frac{V_m \cdot K_{\Pi}}{U_{c.m}} = 0,024; \quad K_2 = \frac{a_m \cdot K_{\Pi}}{K_3 \cdot U_{a.m}} = 0,083; \quad K_1 = \frac{\rho_m \cdot K_{\Pi}}{K_2 \cdot K_3 \cdot U_{\rho.m}} = 2,0;$$

$$K_{c.a} = \frac{K_2}{2K_1 \cdot U_{\rho.m}} = 0,002; \quad K_{a2} = \frac{1}{K_2 \cdot U_{a.m}} = 1,2; \quad K_{a3} = \frac{U_{a.m}}{K_1 \cdot U_{\rho.m}} = 0,5.$$

В качестве позиционного электропривода использован при моделировании привод на базе двигателя постоянного тока с системой подчиненного регулирования, структурная схема которого представлена на рис.В.2.

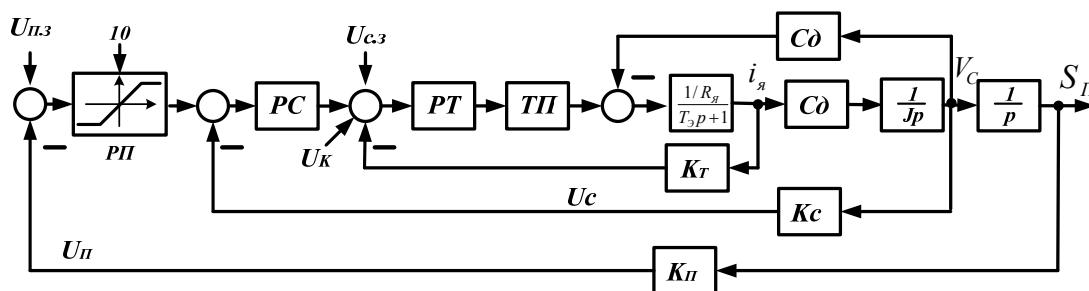


Рис. В.2 Структурная схема электропривода с двумя управляющими сигналами

Управляющими воздействиями являются выходные сигналы ЗМЗ $U_{П.з}$ и $U_{С.з}$. Структуры регуляторов тока (РТ) и скорости (РС) определены согласно модульному оптимуму. Регулятор положения (РП) принят пропорциональным с ограничением. Коэффициент обратной связи по скорости $K_c = 10/12 = 0,83$.

По структурным схемам рис. В.1 и рис. В.2 составлена Simulink-модель и с помощью компьютера получены диаграммы заданных управляющих воздействий $U_{П.з}$ и $U_{С.з}$ и действительных сигналов

скорости U_C и положения $U_{П}$. При отсутствии нагрузок и номинальных параметрах привода эти диаграммы полностью совпали (рис.В.3, а).

При статической нагрузке i_C реальные графики не совпадают с заданными (рис.В.3, б).

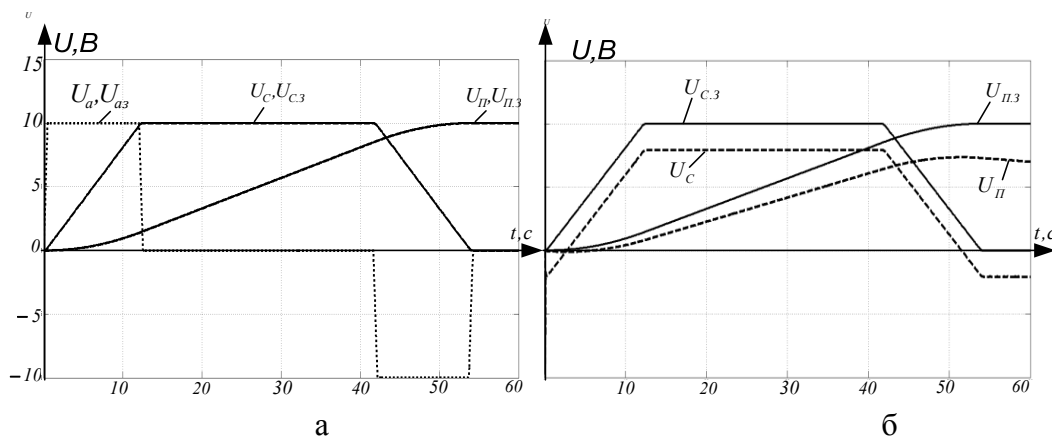


Рис. В.3. Диаграммы заданных и действительных переменных при отсутствии нагрузок (а) и при статической нагрузке большей номинальной (б)

Для того чтобы система не зависела от нагрузки наиболее целесообразно использовать корректирующий фаззи - регулятор (ФР) [4], схема которого показана на рис.В.4. На вход ФР подается разность сигналов $U_K = U_{П.З} - U_{П}$ или $U_K = U_{C.З} - U_C$, а выходной сигнал подается на вход регулятора тока (см. рис. В.2). В результате диаграммы заданная и действительная совпадают независимо от нагрузки, как показано на рис. В.3.а.

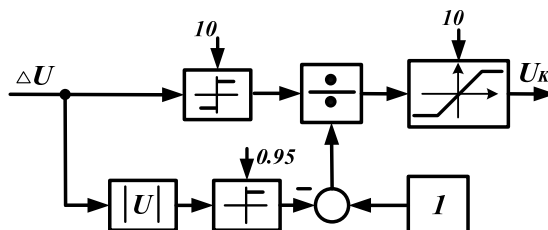


Рис. В.4. Схема корректирующего фаззи – регулятора

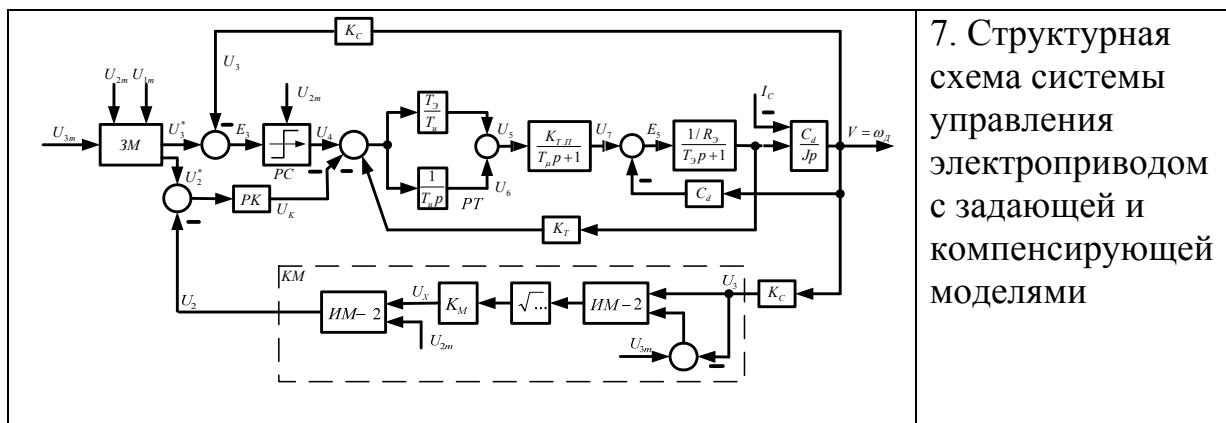
Выполненные исследования показали, что применение задающей модели третьего порядка обеспечивает формирование заданных диаграмм тока, скорости и положения электропривода. 2. Для исключения влияния изменения внешних и параметрических возмущений целесообразно использовать коррекцию по положению или скорости с помощью фаззи – регулятора. 3. Предложенная система комбинированного управления позиционным электроприводом может быть использована при любом регулируемом приводе и для любых позиционных электромеханических систем.

Приложение Г

РАЗРАБОТАННЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ

Структурная схема	Название
	1. Структурная схема нечеткого регулятора
	2. Комбинированные включения регуляторов в систему управления
	3. Структурная подсистема Д-РМ с косвенным определением упругого момента представлена

	<p>4. Структурная схема системы управления электроприводом с неавтономной ЗМ</p>
	<p>5. Структурная схема задающей модели второго порядка с блоком запаздывания ускорения</p>
	<p>6. Структурная схема системы управления электроприводом с ЗМ третьего порядка и ФР</p>



Приложение Д

РАСЧЕТ ЭКОНОМИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Для эффективного функционирования ЭМС необходимо исключить влияние изменений параметров на точность реализации требуемого режима работы системы с помощью неавтономной задающей модели и нечетких регуляторов, что обеспечивает уменьшение длительности рабочего цикла на 15-20 сек. (повышается производительность) при отсутствии посадочных устройств и на 20-30 сек. при использовании посадочных устройств (для клетового подъема). На этот же период уменьшается потери электроэнергии, связанные с исключением периодов движения со скоростью дотяжки 0,30 м./сек.

Поскольку во время позиционирования подъемного сосуда скорость вращения двигателя минимальная то вся электрическая энергия переходит в тепловую в системе управления (в резисторах). Количество тепловой энергии W за время позиционирования t_n равно, где $t_n = 20$ сек:

$$W = Nt_n,$$

где N - мощность двигателя.

Для построения структурной схемы управления позиционным электроприводом многосвязной системы предложено использовать структурную схему статически уравновешенной клетовой подъемной установки с противовесом. Для данной установки используется двигатель постоянного тока ДПЭ 560Д-1 с такими номинальными параметрами: $N_n = 560$ кВт; $n = 500$ об/мин; $I = 1370$ А; $U = 440$ В.

Количество электрической энергии :

$$n = \frac{W}{1000 * 3600} = \frac{Nt_n}{1000 * 3600}.$$

Для данного случая экономия энергии за один подъем:

$$n = \frac{Nt_n}{1000 * 3600} = \frac{560000 * 20}{1000 * 3600} = 3,11 \text{ кВт} * \text{ч}.$$

С учетом тарифов для предприятий экономический эффект:

$$.S_{\text{у}} = T * n = 1.56 * 3.11 = 4.48 \text{ грн.}$$

За одну смену (18 часов) количество циклов $n_{\text{ц}}$:

$$n_{\text{ц}} = \frac{18 * 3600}{T} = \frac{18 * 3600}{300} = 216,$$

где T – длительность цикла (300с).

За год (300 дней):

$$n_{\text{ц}}^{\text{г}} = 300 * n_{\text{ц}} = 300 * 216 = 64800.$$

Годовой эффект:

$$S_{\text{г}} = S_{\text{у}} * n_{\text{ц}}^{\text{г}} = 4.48 * 64800 = 290304 \text{ грн.}$$

Приложение Е

АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ

Г.1.1. Акт о внедрении результатов диссертационной работы на промышленных объектах ООО «Научно-техническая компания ЭНПАСЭЛЕКТРО».

Г.1.2. Акт об использовании результатов диссертационной работы в научном процессе кафедры автоматизации управления электротехническими комплексами НТУУ «КПИ».

**ТОВ «Науково-технічна компанія
ЕНПАСЕЛЕКТРО»**



✉ Юридична адреса: Україна,
01103, м. Київ, вул. Кіквідзе, б. 18А
✉ Поштова адреса: Україна, 04112,
м. Київ, вул. Сікорського, б. 8
☎ тел./факс: + 38044 456-26-16

**«Scientific and Technology Company
ENPASELECTRO» Ltd.**

✉ Legal address: 18A, Kikvidze str.
Kyiv, 01103, Ukraine
✉ Postal address: 8, Igor Sikorsky str.,
Kyiv, 04112, Ukraine
☎ phone/fax: +38044 456-25-16

www.enpaselectro.kiev.ua

E-mail: enpas@enpaselectro.kiev.ua

ЗАТВЕРДЖУЮ

Генеральний директор

_____ Ю.М. Бондаренко

“___” травня 2016 р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи

Даним актом підтверджується, що система керування позиційним електроприводом з неавтономною задаючою моделлю та нечіткими регуляторами і їх програмна реалізація на основі мікропроцесорних контролерів, що розроблені асистентом кафедри автоматизації управління електротехнічними комплексами Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут», Босак А.В. впроваджено на промислових об'єктах ТОВ «НТК ЕНПАСЕЛЕКТРО»

Запропонована система керування, що містить нечіткі регулятори забезпечує достатні для більшості промислових застосувань показники якості керування та дозволяє підвищити ефективність обладнання.

Головний інженер

А.В. Сидоренко

ЗАТВЕРДЖУЮ
 Директор інституту
 енергозбереження та енергоменеджменту
 Національного технічного
 університету України
 “Київський політехнічний інститут”
 доктор технічних наук, професор
 _____ С.П. Денисюк
 “___” травня 2016 р.

АКТ

про впровадження в навчальний процес результатів дисертаційної роботи Босак
 Алли Василівни “Керування позиційним електроприводом з неавтономною
 задавальною моделлю та нечіткими регуляторами”

Комісія у складі завідувача кафедри АУЕК д.т.н., проф. Розена В.П., заступника завідувача кафедри АУЕК з наукової роботи, к.т.н., доц. Лебедева Л.М., доцента кафедри АУЕК, к.т.н., доц. Даніліна О.В. склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи Босак А.В. використані у навчальному процесі кафедри автоматизації управління електротехнічними комплексами “НТУУ КПІ” при проведенні лекційних, лабораторних та практичних занять, а також у дипломному проектуванні для студентів спеціальності 7.05070204 і 8.05070204 - “Електромеханічні системи автоматизації та електропривод”.

Зокрема:

- алгоритм керування позиційним електроприводом з нечіткою корекцією заданих діаграм швидкості та положення для реалізації цих діаграм в оптимальному за швидкодією та динамічним навантаженням режимі для оновлення курсу лекції “Інтелектуальні системи автоматичного керування”;
- моделюючи програми для дослідження системи керування позиційним електроприводом з неавтономною задавальною моделлю та нечіткими регуляторами використовуються при курсовому та дипломному проектуванні;

Голова комісії
 Члени комісії

д.т.н., проф. Розен В.П.
 к.т.н., доц. Лебедев Л.М.
 к.т.н., доц. Данілін О.В.