

Владимирский государственный университет

И. Н. ЕГОРОВ В. П. УМНОВ

**СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РОБОТОВ
И МАНИПУЛЯТОРОВ**

Учебное пособие

Владимир 2022

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

И. Н. ЕГОРОВ В. П. УМНОВ

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РОБОТОВ
И МАНИПУЛЯТОРОВ

Учебное пособие

Электронное издание



Владимир 2022

ISBN 978-5-9984-1670-5

© Егоров И. Н.,
Умнов В. П., 2022

УДК 621.865.8
ББК 32.816

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор
зав. кафедрой приборостроения
Ковровской государственной технологической академии
имени В. А. Дегтярева
А. Л. Симаков

Доктор технических наук, профессор
профессор кафедры вычислительной техники и систем управления
Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
В. Н. Ланцов

Егоров, И. Н. Системы управления электроприводов технологических роботов и манипуляторов : учеб. пособие / И. Н. Егоров, В. П. Умнов ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2022. – 314 с. – ISBN 978-5-9984-1670-5. – Электрон. дан. (6,91 Мб). – 1 электрон. опт. диск (CD-R). – Систем. требования: Intel от 1,3 ГГц ; Windows XP/7/8/10 ; Adobe Reader ; дисковод CD-ROM. – Загл. с титул. экрана.

Рассмотрены структуры, вопросы анализа динамики и синтеза систем управления электроприводов технологических роботов и манипуляторов в режимах позиционного, силового и позиционно-силового разрывного и непрерывного управления; вопросы линеаризации, нелинейной коррекции и синтеза следящих систем двустороннего действия дистанционно управляемых роботов и манипуляторов; системы автоматического, полуавтоматического и дистанционно-автоматического управления электроприводами роботов и манипуляторов.

Представляет интерес как для студентов, магистрантов и аспирантов, обучающихся по направлениям 15.03.04, 15.04.04 «Автоматизация технологических процессов и производств», 15.03.06, 15.04.06 «Мехатроника и робототехника», 27.03.04 «Управление в технических системах», так и специалистов, занимающихся проблемами проектирования систем управления электроприводов современных мехатронных и робототехнических устройств.

Рекомендовано для формирования профессиональных компетенций в соответствии с ФГОС ВО.

Табл. 3. Ил. 178. Библиогр.: 35 назв.

ISBN 978-5-9984-1670-5

© Егоров И. Н.,
Умнов В. П., 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	5
ВВЕДЕНИЕ	9
1. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РОБОТОВ И МАНИПУЛЯТОРОВ	15
1.1. Методы управления электроприводами технологических роботов и манипуляторов	15
1.2. Системы позиционно-силового управления электроприводов технологических роботов и манипуляторов	30
1.3. Структуры систем двустороннего действия дистанционно управляемых манипуляторов	50
2. АНАЛИЗ ДИНАМИКИ И СИНТЕЗ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ДИСТАНЦИОННО УПРАВЛЯЕМЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ	66
2.1. Анализ динамики и синтез сепаратных приводов манипуляционных систем в режиме позиционного управления	66
2.2. Анализ динамики и синтез адаптивных исполнительных электроприводов с переменными параметрами	77
2.3. Динамика сепаратных электроприводов при силовом управлении роботами-манипуляторами.....	104
2.4. Анализ динамики и синтез электроприводов манипуляционных систем в режиме позиционно-силового управления	117
3. ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ МАНИПУЛЯТОРОВ ДВУСТОРОННЕГО ДЕЙСТВИЯ	142
3.1. Нелинейная коррекция следящих систем двустороннего действия дистанционно управляемых манипуляторов	143

3.2. Анализ динамики систем управления электроприводов манипуляторов двустороннего действия	164
3.3. Синтез систем управления электроприводов манипуляторов двустороннего действия.....	179
3.4. Анализ динамики и параметрический синтез адаптивных следящих систем двустороннего действия	190
4. АЛГОРИТМЫ И СТРУКТУРЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ РОБОТОВ В УСЛОВИЯХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ	201
4.1. Алгоритмы и структуры систем управления электроприводов при регулирования позиционно-силового взаимодействия.....	201
4.2. Координатно-параметрическое управление движением манипуляционной системы лазер-робота	218
4.3. Анализ рабочих пространств и структур электроприводов манипуляционных систем с параллельной кинематикой	233
5. ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РОБОТОВ	246
5.1. Моделирование робота станка РОСТ 300.....	246
5.2. Моделирование исполнительной системы робота с активным и пассивным манипуляторами	268
5.3. Моделирование движения робота для лазерного упрочнения	281
5.4. Моделирование исполнительной системы робота для лазерной резки	294
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	307
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	310
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	311

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время подавляющее большинство промышленных роботов, используемых в промышленности, представляют собой технологические (производственные), вспомогательные (подъемно-транспортные) и универсальные манипуляционные роботы (МР). Система управления МР, как и любая система управления, состоит из объекта управления, которым здесь являются исполнительные устройства робота — манипуляционные и передвижения, и устройства управления. Исполнительные устройства (ИУ), в свою очередь состоят из механической системы и приводов. Механическая система манипулятора заканчивается рабочим органом в виде рабочего инструмента или захватного устройства, с помощью которого осуществляется целенаправленное воздействие робота на объекты внешней среды.

Основной задачей управления манипуляционными исполнительными системами технологических роботов при выполнении операций со связанным объектом является не отдельное отслеживание пространственной или силовой траекторий, а регулирование соотношения между траекторными параметрами и силой. Это своего рода управляемые связи, накладываемые на изменение регулируемых координат. То есть в общем случае необходимо говорить об управлении при смешанных ограничениях.

Автоматические системы, предназначенные для регулирования соотношений при решении траекторных и технологических задач в работах Игнатьева М.Б., Попова Е.П., Бойчука Л.М. и Мирошника И.В. названы, соответственно голономными системами и системами координированного, координирующего и согласованного управления.

Манипуляционные роботы согласно классификации, предложенной академиком РАН Е.П. Поповым, подразделяются на автоматические МР с программным (промышленные роботы (ПР)), адаптивным и интеллектуальным управлением; биотехнические МР с командным, копирующим и полуавтоматическим управлением; интерактивные МР с автоматизированным, супервизорным и диалоговым управлением. В

последствие МР с копирующим и полуавтоматическим управлением стали называть манипуляторами или МР с дистанционным управлением, а МР с автоматизированным управлением – МР с дистанционно-автоматическим управлением.

Особого внимания заслуживает класс дистанционно управляемых роботов и манипуляторов, применяемых при безлюдной добыче угля и других ископаемых, добыче нефти и газа со дна океанского шельфа, проведение работ в космическом пространстве, выведение человека из опасных зон в системах атомной и термоядерной энергетики и проведение работ в различных экстремальных условиях. Решение всех этих задач содержит одну общую особенность, а именно необходимость удаления человека-оператора от места проведения работы на безопасное расстояние и организации в связи с этим дистанционного наблюдения и управления действиями роботов, манипуляторов и других агрегатов вне непосредственной их видимости, а в некоторых случаях и при непосредственном визуальном наблюдении.

Если манипуляционный рабочий механизм не имеет автоматических режимов, а воспроизводит только движение руки человека-оператора, то говорят о *дистанционно управляемых манипуляторах*. Если же основная часть рабочей операции запрограммирована и совершается автоматически, а человек-оператор лишь задает ту или иную программу или вмешивается в управление в критических случаях, то мы имеем дело с *дистанционно управляемыми роботами*.

Дистанционно управляемые манипуляторы делятся на три рода (по типу систем управления): с командным управлением; с копирующим управлением; с полуавтоматическим управлением.

Дистанционно управляемые роботы разделяются на два рода: с супервизорным управлением; с диалоговым (интерактивным) управлением.

В общем случае, выполнение роботом технологических операций, требующих перемещения и ориентации РО при действии ограничений на переменные состояния в виде внешних сил и связей, приводит к необходимости комбинации позиционного и силового управлений. Подобное управление получило в работах Asada Н., Kazerooni Н., Hogan Н., Liu М., Vukobratovic М., West А., Кулакова Ф. М., Кулешова В. С., Афонина В. Л., Егорова И. Н., Подураева Ю. В., Филаретова В. Ф., Ющенко А. С. и др. авторов следующие названия: импедансное

(impedance control), позиционно-силовое (position / force control), силовое (force control), гибридное ПСУ (hybrid position / force control), параллельное ПСУ (parallel position / force control) и гибридно-импедансное управление (hybrid-impedance control).

Поэтому, в учебном пособии данное управление принято называть позиционно-силовым управлением (ПСУ) - управлением, которое на исполнительном уровне решает задачи взаимосвязанного (координированного) управления значением и соотношениями сил (моментов), перемещений при отработке пространственных или силовых траекторий в режиме автоматического и дистанционного управления роботом. На тактическом уровне ПСУ решает задачи формирования или коррекции алгоритмов управления сменой состояния динамической системы "РО – ОР".

В настоящем учебном пособии обобщен многолетний опыт работы коллективов кафедр «Автоматические и мехатронные системы», «Автоматизация технологических процессов и производств», «Мехатроника и электронные системы автомобилей», «Автоматизация, мехатроника и робототехника» Владимирского государственного университета в области разработки основ теории управления мехатронными и робототехническими системами с силомоментным очувствлением и результаты исследований отраженных в трудах И.М. Макарова, Д.Е. Охоцимского, Е.П. Попова, М. Вукобратовича, В.С. Кулешова, Н.А. Лакоты, В.Л. Афолина, С.Ф. Бурдакова, И.Н. Егорова, В.Ф. Казмиренко, А.А. Кобзева, А.И. Корендясева, Ф.М. Кулакова, В.М. Лохина, В.С. Медведева, А.К. Платонова, Ю.В. Подураева, В.Ф. Филаретова, Е.И. Юревича, А.С. Ющенко и других ученых в нашей стране и за рубежом.

Учебной литературы, посвященной решению задач структурно-алгоритмического построения, анализа динамики, синтеза и реализации систем управления электроприводов роботов и манипуляторов при выполнении технологических операций с наложенными связями в настоящее время недостаточно.

Учебное пособие состоит из предисловия, введения и четырех глав. Во введении и первой главе рассмотрены общие вопросы управления технологическими роботами и манипуляторами. Показана область применения систем силомоментного очувствления и управления

адаптивных МР с силомоментным оцувствлением. Одной из особенностей рассматриваемого управления является принципиальный характер разрывности этого управления, заключающейся в переходе от одного альтернативного управления к другому в зависимости от событий в пространстве состояний динамической системы "рабочий орган- объект робот".

В второй главе рассматриваются вопросы структурно-алгоритмического построения, анализа динамики и синтеза адаптивных исполнительных электроприводов с переменной структурой дистанционно управляемых технологических роботов и манипуляторов.

Глава третья посвящена рассмотрению методик исследования динамики, параметрического и структурного синтеза нелинейных следящих систем двустороннего действия дистанционно управляемых манипуляторов.

Глава четвертая посвящена рассмотрению алгоритмов и структур систем управления электроприводов манипуляционных систем технологических роботов с автоматическим, дистанционным и дистанционно-автоматическим управлением при выполнении операций абразивной зачистки, лазерной резки и сопряжения изделий.

В главе пятой приведены примеры построения моделей и моделирования динамики и управляемого движения электромеханических исполнительных устройств манипуляционных роботов.

Авторы признательны д.т.н., профессорам В. Н. Ланцову и А. Л. Симакову за полезные замечания и советы, которые способствовали улучшению содержания издания.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие робототехнических систем (РТС) как средств гибких автоматизированных производств определяет создание технологических (производственных) роботов, непосредственно выполняющих технологические операции: механообработки, характеризующихся сложной пространственной обрабатываемой поверхностью; лазерной и гидроабразивной обработки; монтажно-сборочного и сварочного производства; обработки поверхностей путем их окраски или напыления антикоррозионных жидкостей, испытания, контроля. Одной из основных особенностей этого направления является выполнение технологические операции со связанным объектом в условиях неопределенности и нестационарности позиционно-силового взаимодействия рабочего органа (РО) с неструктурированной внешней средой (объектом работ (ОР)) при существенном изменении совершаемой при этом работы A и мощности N как меры этого взаимодействия.

В настоящее время существует несколько методов задания контролируемых сил на объекты работ со стороны манипуляционных механизмов. Для реализации известных методов и подходов требуется наличие специально создаваемой «просадки» - электромеханической упругости в исполнительных элементах многозвенника (при импедансном управлении), использование дорогих и громоздких силомоментных датчиков или раздельное управление степенями подвижности манипулятора по силе и по положению. Это не позволяет эффективно и с помощью относительно простых технических средств решать задачу позиционно-силового управления многозвенными манипуляторами (особенно при больших скоростях движения рабочего инструмента). В результате возникает задача разработки таких новых подходов и методов синтеза указанных систем, которые были бы лишены отмеченных недостатков. Эта задача относится к созданию новых критических технологий в области мехатроники.

При этом основной целью является повышение качества выполнения манипуляторами технологических операций, требующих позиционно-силового управления, и расширение номенклатуры таких операций, в том числе путем создания комбинированных систем позиционно-силового управления с использованием датчиков и наблюдателей силы

В настоящее время существуют различные системы управления манипуляторами с силовым очувствлением: копирующие манипуляторы и манипуляторы с управлением от задающих рукояток с отражением усилий, разного типа системы супервизорного и автоматического управления. Все они основаны на различных способах учета и организации силового взаимодействия с объектами внешней среды и имеют разное аппаратное и программное обеспечение. Однако проблема силового очувствления и управления, по-прежнему, продолжает оставаться одной из актуальных в робототехнике. Особый интерес представляют новые типы обратной связи, предложенные С. В. Емельяновым и С. К. Коровиным [12].

Отличительным признаком манипуляторов с ручным и дистанционным управлением является участие человека в процессе управления. Естественный интеллект человека и его органы чувств позволяют оператору быстро ориентироваться в рабочей обстановке, анализировать условия работы, принимать необходимые решения и выбирать рациональные алгоритмы выполнения технологических операций. Это и определяет применение манипуляторов с ручным и дистанционным управлением для выполнения сложных и нетиповых операций с недетерминированными вариативными объектами как при обычных, так и экстремальных условиях работы.

К манипуляторам с ручным управлением относятся сбалансированные и механические копирующие манипуляторы. При эксплуатации сбалансированных манипуляторов оператор воздействует непосредственно на подвешенный груз или управляет движением сбалансированного манипулятора с помощью специального выносного пульта дистанционного командного управления.

Необходимость большего удаления оператора от опасных зон, возникающих при аварийных ситуациях и экстремальных условиях эксплуатации, увеличения грузоподъемности манипулятора и снижения утомляемости оператора привела к созданию в полном смысле *дистанционно управляемых манипуляторов* [8, 10,19,26,27]. С точки зрения методов управления данные манипуляторы подразделяются на манипуляторы с командным, копирующим и полуавтоматическим управлением. В первом случае оператор управляет приводом каждой степени подвижности (СП) по отдельности нажатием на соответствующие

кнопки дистанционного пульта управления. Во втором случае оператор управляет перемещением и ориентацией рабочего органа (РО) манипулятора с помощью дистанционно удаленного задающего устройства (ЗУ), кинематически подобного исполнительному устройству (ИУ). При полуавтоматическом управлении оператор взаимодействует с ЗУ в виде многостепенной рукоятки, сигналы с которой через ЭВМ поступают на приводы ИУ манипулятора.

Автоматическое управление реализуется в виде программного управления: циклового, позиционного, контурного и контурно-позиционного. МР с программным управлением работают только в условиях детерминированной внешней среды, что требует применения различного рода ориентирующих устройств, позиционеров, наполнителей и других приспособлений.

Благодаря созданию новых типов электродвигателей и бурного развития микроэлектроники наметилась устойчивая тенденция к созданию робототехнических и мехатронных устройств различного назначения с расширенными функциональными возможностями и технологической гибкостью на базе электромеханических приводов [1,2,22,31] с компьютерным управлением. Так, в роботах грузоподъемностью 15 кг электромеханические роботы составляют от 50 до 60%. По количеству степеней подвижности в типаже зарубежных роботов более 40% составляют электромеханические роботы с пятью степенями подвижности. С точки зрения погрешности позиционирования абсолютное большинство (более 90 %) зарубежных электромеханических роботов имеет погрешность позиционирования от 0,01 до 1 мм. Наиболее широкие возможности с позиций управления имеют роботы с контурным управлением, где удельный вес электромеханических роботов составляет от 50 до 70 %.

В рабочем пространстве технологических МР условно могут быть выделены транспортные и операционные зоны.

В транспортной зоне выполняются вспомогательные операции или переходы, представляющие собой законченную часть технологического процесса или технологической операции, не сопровождающейся изменением состояния продуктов производства. Перемещения ИУ робота в этом случае являются свободными и с точки зрения вели-

чины и скорости перемещения, необходимости ориентации схвата, разделяются на транспортные (глобальные), ориентирующие (локальные) и установочные движения.

В операционной зоне выполняются технологические переходы, характеризуемые постоянством применяемого инструмента и поверхностей, образуемых обработкой или соединяемых при сборке. На рабочий орган МР в этом случае наложены внешние связи, действуют активные и реактивные силы, и движение рабочего органа становится несвободным движением, вынужденным движением или движением с ограничениями.

Подобные технологические операции будем называть операциями со связанным объектом или изделием. Среди них можно выделить наиболее часто встречающиеся операции: манипулирование одним объектом работ (ОР) с помощью двух ИУ роботов; выполнение различных механических работ с использованием инструмента (сверление, абразивная зачистка, нарезание резьбы, затяжка и разборка болтовых соединений, сварка и т.д.); манипулирование объектами с ограниченной подвижностью (открытие и закрытие крышек люков, имеющих ось поворота, установка вала в отверстие при сборке и т.п.); обход контура объекта с незаданной или неточно заданной поверхностью при измерениях, контроле и бесконтактной обработке и т.п.

Определяющим фактором управления технологическим роботом при действии внешних связей является работа со связями: обеспечение инвариантности, стабилизации, слежения и адаптации к действию связей.

Особенностью управления технологическими роботами, кроме действия внешних связей, является, с одной стороны, существенная нестационарность (вариативность) характеристик, как самого робота, так и ОР и, с другой стороны, позиционная и тактильно-силовая неопределенность взаимодействия РО с ОР. Позиционная неопределенность порождается в первую очередь низкой точностью позиционирования РО и фиксатора ОР. Тактильно-силовая неопределенность связана с неполнотой задания обрабатываемой поверхности, износом инструмента, непредсказуемым изменением геометрических характеристик и положения ОР, а также непредсказуемым появлением препятствий в рабочей зоне.

Особую остроту отмеченные особенности приобретают при решении актуальной проблемы создания специальной робототехники для экстремальных условий, в том числе для обслуживания атомных и перспективных термоядерных энергетических установок, ликвидации последствий аварий, пожаротушения, утилизации крупногабаритных объектов и оборонной техники и т.д.

Расширение функциональных возможностей и обеспечение технологической гибкости МР, кроме применения адаптивной кинематики, специального технологического оборудования, например, в виде сборочных механизмов, сменного инструмента, позиционеров с соответствующими системами синхронизации требует решения проблемы адаптации или инвариантности к погрешностям позиционирования и ориентации РО, изнашивания инструмента, структуры материала и геометрической формы ОР и т.п.

Наиболее просто проблема адаптации к начальной несоосности, перекосу и относительным погрешностям положения РО и ОР решается применением известных методов пассивной коррекции, основанной на включении упругих элементов в запястье робота.

Активная коррекция основана на измерении параметров позиционно-силового взаимодействия РО с ОР и соответствующем управлении ИУ робота или (и) технологической оснастки с ОР или инструментом. В ряде случаев между РО робота или РО технологической оснастки и последним звеном робота или оснастки устанавливается автономное устройство с независимыми приводами и датчиками, которое посредством перемещения РО обеспечивает инвариантность к действию связей.

Наиболее перспективным путем создания систем управления (СУ) универсальных технологических МР при выполнении операций со связанным объектом является комбинация пассивной и активной адаптации, основанной на использовании как естественной силовой обратной связи при пассивной адаптации, так и искусственной обратной связи по силе при активной адаптации. Активная адаптация, в свою очередь, основана на тактильном и силомоментном очувствлении (СМО) робота или (и) технологической оснастки и организации соответствующего управления манипуляционной системой (МС) робота в целом; 2) специального исполнительного устройства (ИУ), располагаемого между последней СП и РО; 3) технологической оснасткой.

Объектом управления на тактическом уровне и регулирования на исполнительном уровне является динамическая система «рабочий орган – объект работ», относящаяся к классу стационарных голономных систем при следующих допущениях: все соединения МС робота являются идеальными кинематическими парами, т.е. такими, в которых сумма элементарных работ при любом возможном перемещении может быть приравнена к нулю; звенья МС считаются невесомыми и безинерционными в связи с компенсацией системой управления статических и динамических нагрузок, обусловленных инерционными свойствами; рабочий орган и объект работ считаются абсолютно твердыми телами.

Объектом регулирования на исполнительном уровне является процесс тактильно-силового взаимодействия, характеризующийся позиционными (геометрическими) и силовыми связями между РО и ОР, которые можно назвать, в силу их комбинированного характера, позиционно-силовыми связями. По отношению к РО эти связи могут быть активными и пассивными. Активными можно считать связи, если источником силового взаимодействия РО и ОР является движение ОР, а пассивными, если источник - движение РО.

Анализ различных технологических операций, выполняемых роботами, показывает, что в общем случае вид силовых взаимодействий сводится к следующим силам и моментам: силы и моменты сил трения между РО и ОР при их контактном взаимодействии; гармонические и импульсные активные силы $F(t) \neq 0 \forall 0 \leq t \leq \tau$ и $F(t) = 0 \equiv t > \tau$, где τ - длительность импульса; силы и моменты сил, имеющих постоянную величину или дозированное значение; силы и моменты сил, пропорциональных перемещениям РО \vee ОР, имеющие характер сил и моментов сил упругости.

1. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РОБОТОВ И МАНИПУЛЯТОРОВ

1.1. Методы управления электроприводами технологических роботов и манипуляторов

В зависимости от типа робота и сложности выполняемого технологического процесса иерархическая структура системы управления может иметь различное количество уровней. Чаще всего выделяют четыре уровня управления: высший (четвертый) – уровень искусственного интеллекта, на котором происходит распознавания обстановки, решение задачи принятия решения, накопление опыта работы и самообучение; стратегический (третий) – уровень организации адаптивного управления с помощью ЭВМ, которая поставленное задание расчленяет на элементарные операции (подвести схват к детали, сориентировать схват относительно детали, захватить ее и т.п.); тактический (второй) – уровень, где элементарные операции распределяются на движения отдельных СП; исполнительный (первый) – уровень, на котором осуществляются заданные движения отдельных СП. Если на первом и втором уровне осуществляется управление состоянием в виде управления движением РО, то на третьем – управление сменой состояний.

Кроме иерархичности структуры системы управления, одним из основополагающих принципов управления МР является комбинированный характер управления, в основе которого лежит сочетание, комбинация нескольких способов управления.

Так, например, с точки зрения участия человека в управлении возможны как ручное, дистанционное или автоматическое управление, так и их сочетание – интерактивное (автоматизированное, дистанционно-автоматическое (ДАУ)) управление [6,8,16,18,20,26]. Наилучшее качество управления на тактическом и исполнительном уровне достигается применением комбинированных систем, сочетающих в себе принципы программного управления и управления в функции текущего состояния внешней среды. Изменение реальных условий работы учитывается в виде стабилизации (коррекции) программного (номинального) управления путем введения дополнительных обратных связей, штрафных функций, сигнальной или параметрической самонастройки и т.п.

Необходимость комбинированного управления определяется также тем, что в рабочем пространстве технологических МР условно могут быть выделены транспортные и операционные зоны.

Задача управления роботами и манипуляторами в транспортной зоне заключается в формировании управляющих воздействий $g(t)$ для приводов ИУ, отработка которых обеспечивает перемещение и ориентацию РО вдоль заданной траектории с требуемой точностью. Формирование $g(t)$ в автоматических системах сводится к построению программной (номинальной) траектории перемещения с помощью устройства программного управления, а в человеко-машинных системах - человеком-оператором с помощью ЗУ выполняющих функции программатора. В качестве алгоритмов формирования $g(t)$ применяются геометрические и кинематические алгоритмы управления [13, 16,18,24]. Основу построения геометрических алгоритмов – позиционных алгоритмов управления по вектору перемещения, и кинематических алгоритмов – алгоритмов управления по вектору скорости составляют результаты решения обратных задач кинематики [18] о положениях и скоростях. Применение алгоритмов, реализуемых в виде управления скоростью и ускорением, приводит к снижению быстродействия роботов и неполной компенсации взаимовлияния степеней подвижности ИУ. Поэтому наибольшее применение нашли динамические алгоритмы управления [13], определяемые, например, исходя из концепции обратных задач динамики.

Необходимо заметить, что в современных системах управления роботами применяется централизованное управление, когда вся иерархическая структура реализуется на одной ЭВМ, и децентрализованное управление, реализуемое локальной сетью из основной ЭВМ и системы подчиненных ей микропроцессоров и микро ЭВМ. В работах М. Вукобратовича, Э. Накано, К.Фу, Р.Гонсалеса, К.Ли показано, что в случае изменяющихся параметров и динамической взаимосвязи СП централизованное номинальное управление непригодно.

Децентрализованное управление предполагает на первом этапе декомпозицию системы путем ее разделения на независимые подсистемы ИП отдельных СП с помощью линейного и нелинейного управления, а также введения перекрестных компенсирующих связей. Входными сигналами ИП отдельных СП являются траектории в обобщенных координатах, которые пересчитываются известным способом по

траектории, заданной в координатах РО. На втором этапе осуществляется синтез локального управления на уровне отдельных СП.

В случае нестационарности массоинерционных параметров ИУ и необходимости компенсации различного вида нелинейных динамических сил применяются как неадаптивные, так и адаптивные алгоритмы управления.

К числу неадаптивных алгоритмов управления относятся алгоритмы оптимального управления для заданной номинальной траектории $X_0(t)$ и линеаризованной модели ИУ; управления, основанного на решении обратной задачи динамики или так называемого вычисления управляющих моментов; независимого линейного и нелинейного управления каждой СП как независимой подсистемой (декомпозиция управления), в т.ч. на основе применения силовых обратных связей; разрывного управления с организацией скользящих режимов, в т.ч. на основе обратных задач динамики, позволяющих исключить нелинейные силы взаимодействия между СП; децентрализованного управления независимыми подсистемами, каждая из которых стабилизируется локальными регуляторами; децентрализованного управления локальными подсистемами с дополнительным глобальным управлением.

Если требуется осуществить относительно медленное перемещение РО с невысокими требованиями по точности отслеживания траектории и позиционирования, то наиболее целесообразным является децентрализованное управление. В этом случае каждая СП управляется локальным контроллером, который учитывает только динамику собственно перемещаемого звена. Динамическое взаимовлияние СП не учитывается.

Локальное управление синтезируется для каждой подсистемы из условия устойчивости. В работах Arimoto S., Migazaki F, Зенкевича С. Л., Медведева В.С., Лескова А.Г., Ющенко А.С. доказано, для позиционного управления положением РО можно эффективно применять локальный ПИД-регулятор.

Аналогичный результат получен Борцовым Ю. А., которым доказано, что при передаточном отношении редукторов ИУ больше 100 - 130 существенно ослабляется влияние нелинейных составляющих модели и уменьшается взаимовлияние СП. В связи с этим, для управления двигателями каждой СП используется ПД или ПИД регуляторы, синтезированные на основе линейных моделей невзаимосвязанных ЭП.

Такая децентрализованная система управления эффективна при слабой взаимосвязи между СП. Однако по мере повышения скорости движения ИУ и при переходе к безредукторным ЭП динамическое взаимовлияние становится существенным, что приводит к снижению качества движения робота с данными регуляторами [33].

В общем случае синтез локальных регуляторов может осуществляться известными методами, основанными на применении не только линейных, но и нелинейных или псевдолинейных корректирующих устройств, адаптивного и модального, робастного и разрывного управлений, а также структурного синтеза на основе решения обратных задач динамики и применения принципа координирующего и согласованного управления, рассматриваемого в работах профессоров М.Вукобратовича, Л.М. Бойчука, И.В. Мирошника и В.Ф. Филаретова и др.

Вукобратовичем М. предложено для компенсации динамического взаимовлияния СП, исключить которые локальные регуляторы не могут, применять дополнительное глобальное управление [6], основанное на применении дополнительной силовой обратной связи (рис.1.1).

Вследствие измерения сил непосредственно в СП мы получаем информацию о фактическом взаимовлиянии, что позволяет данное глобальное управление считать робастным к изменению параметров механической части ИУ робота.

Для определения силы взаимодействия манипулятора с внешней средой обычно используются силомоментные датчики. Однако существуют и косвенные способы ее оценки, реализуемые с помощью так называемых наблюдателей силы - вычислителей внешних возмущений по математической модели манипулятора и показаниям датчиков косвенных переменных. При невысоких требованиях к точности определения усилия такие устройства могут быть предпочтительнее силомоментных датчиков, так как они существенно дешевле и не требуют вмешательства в конструкцию манипулятора.

Главным компонентом систем силового очувствления являются силомоментные датчики. Принцип действия большинства этих датчиков основан на использовании упругого элемента, деформируемого под действием усилия, и определении величины этой деформации как его меры [4, 7, 14,24-26,35]. В качестве упругого элемента использу-

ются мембраны и пружины, пьезоэлементы, элементы с магнитоstrictionным эффектом, полупроводниковые элементы с эффектом Холла, тензорезисторы.

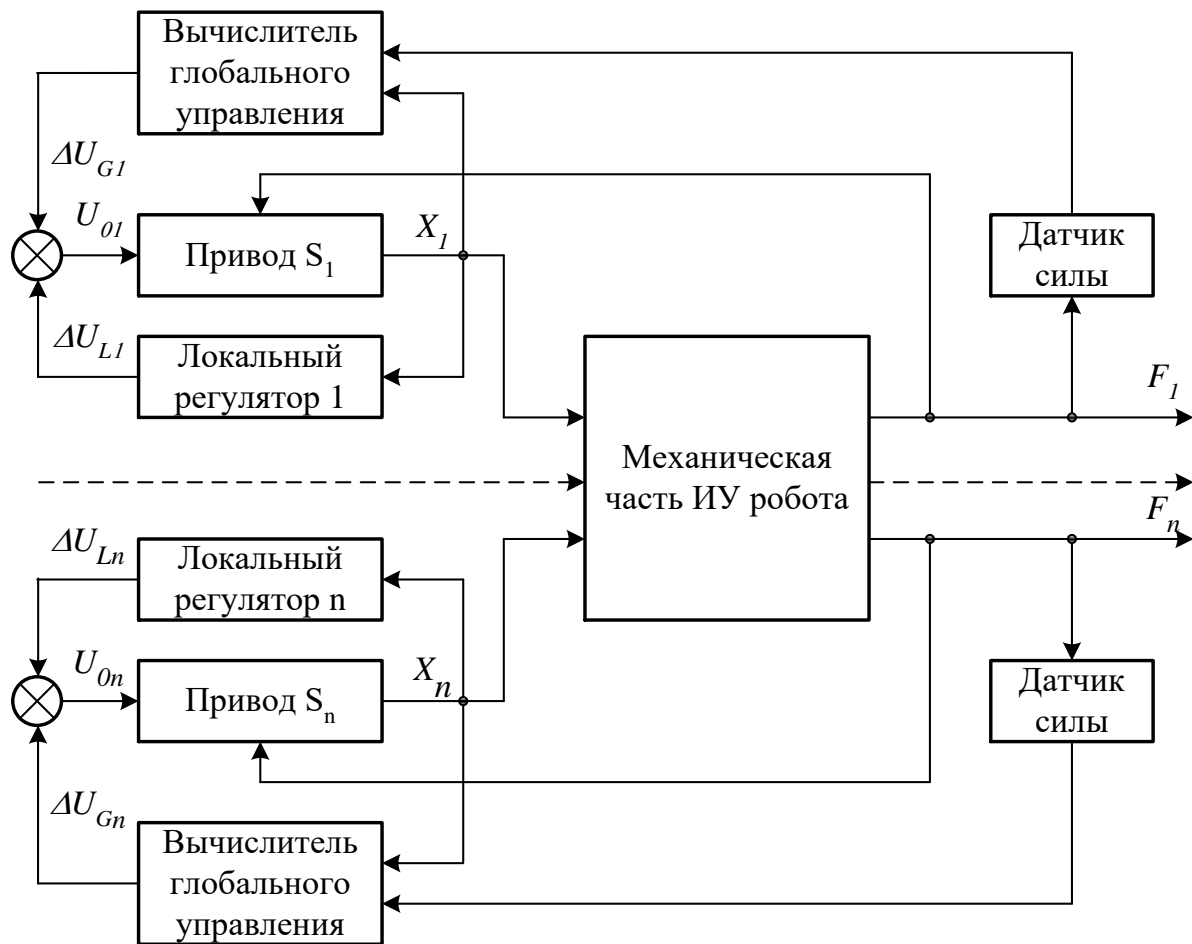


Рис. 1.1. Функциональная схема системы глобального управления с силовой обратной связью

Величина деформации в свою очередь определяется с помощью различных датчиков, преобразующих перемещение в электрический сигнал – фотоэлектрических, потенциометрических, емкостных, индуктивных, трансформаторных и др.

Существует три основных варианта размещения силомоментных датчиков на манипуляторе: в шарнирах манипулятора, у рабочего органа и непосредственно на рабочем органе.

Наряду с датчиками существуют косвенные способы оценки силы, реализуемые с помощью вычислительных устройств, – это так

называемые наблюдатели силы [26,34,35]. Наблюдатели силы осуществляют вычисление величины силы по математической модели манипулятора и информации о положении и скоростях его степеней подвижности. При невысоких требованиях к точности определения усилия такие устройства могут быть предпочтительнее силомоментных датчиков, так как существенно дешевле, проще и не требуют вмешательства в конструкцию манипулятора.

Применение наблюдателей силы - сравнительно новое направление в робототехнике. Известны три их основных типа, основанных на использовании различных вариантов математических моделей манипулятора: с полной моделью манипулятора с приводами; с упрощенной моделью с использованием датчиков промежуточных переменных (координат, скоростей, токов); с моделью, подстраиваемой по рассогласованию с манипулятором.

В первом типе наблюдателя используется наиболее полная математическая модель механической системы манипулятора вместе с системой приводов. На вход модели подаются текущие значения составляющих вектора относительных координат и управляющие воздействия на приводы. В результате решения обратной задачи динамики выдается оценка силы взаимодействия рабочего органа манипулятора с внешней средой. В этом варианте наблюдателя обычно используется линеаризованная модель приводов, и звенья манипулятора принимаются абсолютно жесткими. Эти и другие упрощения, возможно, могут быть устранены, однако при этом существенно возрастает сложность используемой математической модели и соответственно реализация наблюдателя.

В этом отношении проще второй указанный выше тип наблюдателей, основанный на математической модели только механической системы манипулятора с подачей в нее значений усилий приводов, получаемых при помощи соответствующих датчиков. Например, в случае электрических двигателей это могут быть простые датчики тока, однако следует иметь в виду, что их погрешность измерения, как правило, более 10%.

Третий тип наблюдателя силы строится на основе наблюдателя первого или второго типов с введением в него сигнала подстройки в виде рассогласования координат модели и реального манипулятора.

Идея такого наблюдателя состоит в том, что в модели манипулятора отсутствует искомая сила F_m , поэтому она и становится причиной указанного рассогласования, которое, таким образом, служит ее мерой.

Для всех вариантов наблюдателей основное очевидное условие, определяющее точность оценки силы, - это адекватность используемой математической модели манипулятора. Поэтому последняя должна периодически подстраиваться перед очередной работой. Одним из способов такой подстройки является использование моделей на базе обучаемых нейронных сетей. Возможность периодической настройки нейронной сети - главное их достоинство при решении данной задачи [14-16,23,34]. При разделении управления относительно координат РО можно организовать позиционное управление со сходимостью по силе (рис. 1.2) [6].

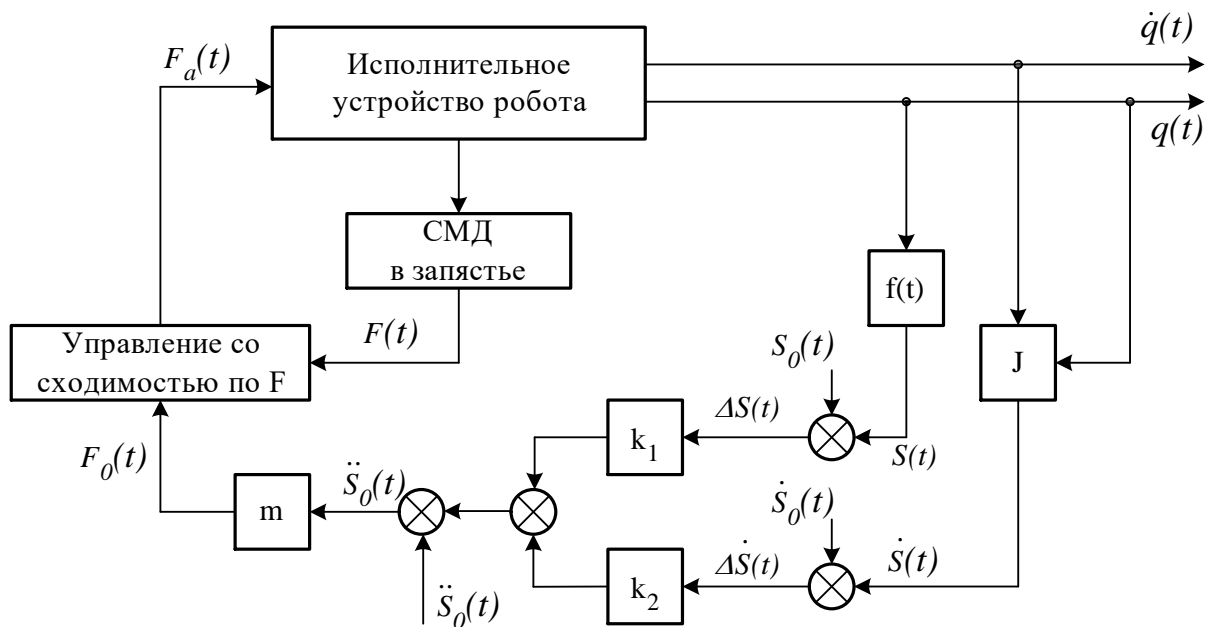


Рис. 1.2. Система согласованного ПСУ со сходимостью по вектору силы

Система содержит два контура управления. Внешний контур обеспечивает позиционное управление перемещением РО и вычисление программного закона изменения сил, которые должны быть приложены к РО для отслеживания заданной траектории $S_0(t)$.

Внутренний контур управления со сходимостью по силе обеспечивает определение управляющих моментов в каждой СП, которые обеспечивают реализацию сил $F_0(t)$.

Силомоментное очувствление МР позволяет решить ряд других интересных задач управления в свободной зоне.

Особый интерес представляет применение СМО и соответствующих силовых обратных связей при управлении перемещением в автоматическом режиме тяжелых крупногабаритных объектов на значительные расстояния с точностью позиционирования, существенно превышающей возможности лучших из традиционных погрузочных механизмов. В этом случае используется тросовая система, которая крепится к объекту через СМД, примененный в работах по созданию комплекса неразрушающего контроля тепловыделяющих сборок (ТВС) и лазер-робота. Управление осуществляется в виде позиционного управления с коррекцией в функции распределения сил в тросах или в виде управления ускорением движения с учетом действия внешних сил. Управление перемещением ОР двумя МР, на основе измерения силомоментного взаимодействия схвата одного из роботов с объектом и организации взаимосвязанного двухканального параллельного управления ИУ роботов или последовательного управления по принципу подчиненного управления ИУ одного робота ИУ другого робота, которое является ведущим.45ъ56

[9,11].

При действии связей движение РО становится несвободным, вынужденным, и задача управления МР заключается в управлении по вектору силы (силовое управление), которое является альтернативой чисто позиционного управления.

Связи между РО и ОР носят комбинированный характер и являются позиционно-силовыми связями. Значимость позиционных или силовых связей для конкретных технологических операций определяется весовым множителем β некоторого формального параметра $\alpha = bFTc-1$ При $\beta = 1$ ($\alpha \rightarrow 0$) имеем позиционное управление, при $\alpha \rightarrow 0$ - силовое управление, а при $0 < \alpha < F$ - комбинация позиционного и силового управлений. Т.е. позиционное или силовое управление являются граничным в определенном смысле вырожденным способом управления МР при выполнении узкого класса технологических переходов.

Классификация алгоритмов управления ПР и МР с ДАУ при работе со связанным объектом может быть представлена в виде, показанном на рис.1.3 и 1.4.

Двусторонность манипуляционных действий РО с ОР в случае их механического контакта приводит к целесообразности применения принципа двухканального управления в более широком смысле, чем двухканальность приводов, рассматриваемая в работах А.А. Казама-рова, М.В. Меерова, Ю.Я. Морговского, Б.В. Новоселова, И.В. Рубашкина, О.О. Соболева, Б.К. Чемоданова . Под двухканальным управлением понимается управление, содержащее один или несколько принципов построения.

1. Применение собственно двухканальных исполнительных приводов: однодвигательных и двухдвигательных у которых в качестве регулируемых координат рассматриваются как так и их соотношение, в том числе и в функции заданной работы и мощности (A_0 , N_0) позиционно-силового взаимодействия РО с ОР. Регулирование осуществляется как в режиме автоматического управления, так и в режиме дистанционного управления или их комбинации - дистанционно-автоматическом управлении.

С точки зрения направления передачи перемещения двухканальные системы дистанционного управления манипуляторами являются необратимыми или в случае необходимости – двухрежимными [10,20].

2. Применение в системах управления и приводах двух каналов: канала управления перемещением и канала отражения сил. Последний может реализовываться в виде электрической или электромеханической силовой обратной связи, замыкаемой на уровне исполнительной системы, устройства управления или (и) непосредственно оператора в режиме полуавтоматического или копирующего управления. Электромеханическая силовая обратная связь может реализовываться как на электродвигательных устройствах, так и различных тормозных муфтах или самотормозящих механизмов.

3. Управление двумя группами СП одного ИУ, двумя ИУ, ИУ робота и технологической оснасткой, например, сборочным столом.

4. Представление двухканального управления по принципу «ведущий-ведомый».

При создании лазер-роботов [9,11] последний принцип позволил решить новые для робототехники задачи: устройство управления обеспечивает перемещение оптической головки (ОГ) по номинальной траектории, а система транспортировки излучения отслеживает это перемещение; объект работ совершает произвольные перемещения, а ИУ

лазер-робота, являясь ведомым, отслеживает это перемещение; при решении задачи идентификации обрабатываемой поверхности сигналы с информационной системы самоустанавливающейся ОГ поступают на ЭВМ, которая решает обратную задачу.

Преобразованные координаты передаются с ЭВМ на приводы СП, и ИУ лазер-робота отслеживает перемещение оптической головки.

Необходимость выполнения технологических операций в неполозаданной или недетерминированной среде при внешних возмущающих воздействиях случайного характера приводит к рассмотрению концепции интеллектуального управления роботами.

Общая концепция организации интеллектуального управления роботами [14-16,23, 34,35], в том числе на базе комплексного применения технологии экспертных систем (ЭС), разработанная в научной лаборатории мехатроники и робототехники кафедры проблем управления МИРЭА под руководством акад. И.М. Макарова и проф. В. М. Лохина. Центральным положением развиваемого подхода является допущение о целесообразности и возможности построения иерархии управления с применением технологии ЭС на каждом из её уровней. Проблема интеллектуализации уровня исполнительных приводов связана с обеспечением активной адаптации системы управления приводами к изменениям внешней среды и к вариациям собственных параметров. Интеллектуальный блок привода, обеспечивающий решение этой задачи, функционально организуется на основе соединения ЭС и контроллера в экспертном регуляторе (ЭР), замыкающий систему в пространстве её параметров.

Интеллектуальный блок, выполняющий функции ЭР, представляет программный продукт, состоящий из пяти основных модулей: супервизора, базы знаний, базы алгоритмов, базы данных и механизма логического вывода, в котором порождается экспертное заключение по управлению системой.

Однако, несмотря на отмечаемые авторами ряд явных достоинств развиваемого подхода, необходимо отметить, что перспектива развития интеллектуальных систем управления многофункциональными роботами на базе ЭР лежит в направлении сочетания ЭС с нейронными сетями и транспьютерными технологиями. Другое перспективное направление создания интеллектуальных систем управления роботами

основано на применении нечетких логических регуляторов (НЛР), использующих концепции моделей нечеткой логики, модели нечеткой импликации и композиционного правила логического вывода.

Основной проблемой при синтезе НЛР является конструирование его базы знаний (БЗ). Опыт и знания человека-оператора (эксперта) при построении базы знаний НЛР робототехнической системы, как и другой технической системы, вносятся следующими способами: оператор-эксперт управляет МР, за которым «наблюдает» регулятор, который запоминает все действия эксперта и заполняет свою БЗ; оператор-эксперт формирует свое действие при каждой наблюдаемой ситуации в виде продукции «если..., то...», множество которых составляет содержимое БЗ регулятора. Нетрудно видеть, что проблема конструирования БЗ полностью идентична проблеме программирования роботов, эксплуатируемых в условиях неопределенности внешней среды, способом обучения. Обучение робота заключается в проведении его РО по требуемой траектории с запоминанием соответствующих элементов движения и последующем повторении их в автоматическом режиме.

При прямом обучении используется специальное устройство, подсоединенное к РО робота, или оператор прикладывает силу непосредственно к последнему звену ИУ. В случае экстремальных условий эксплуатации или других условий, исключающих нахождение оператора в рабочей зоне робота, а также при использовании в СП исполнительного устройства робота самотормозящих элементов применение данного способа обучения невозможно.

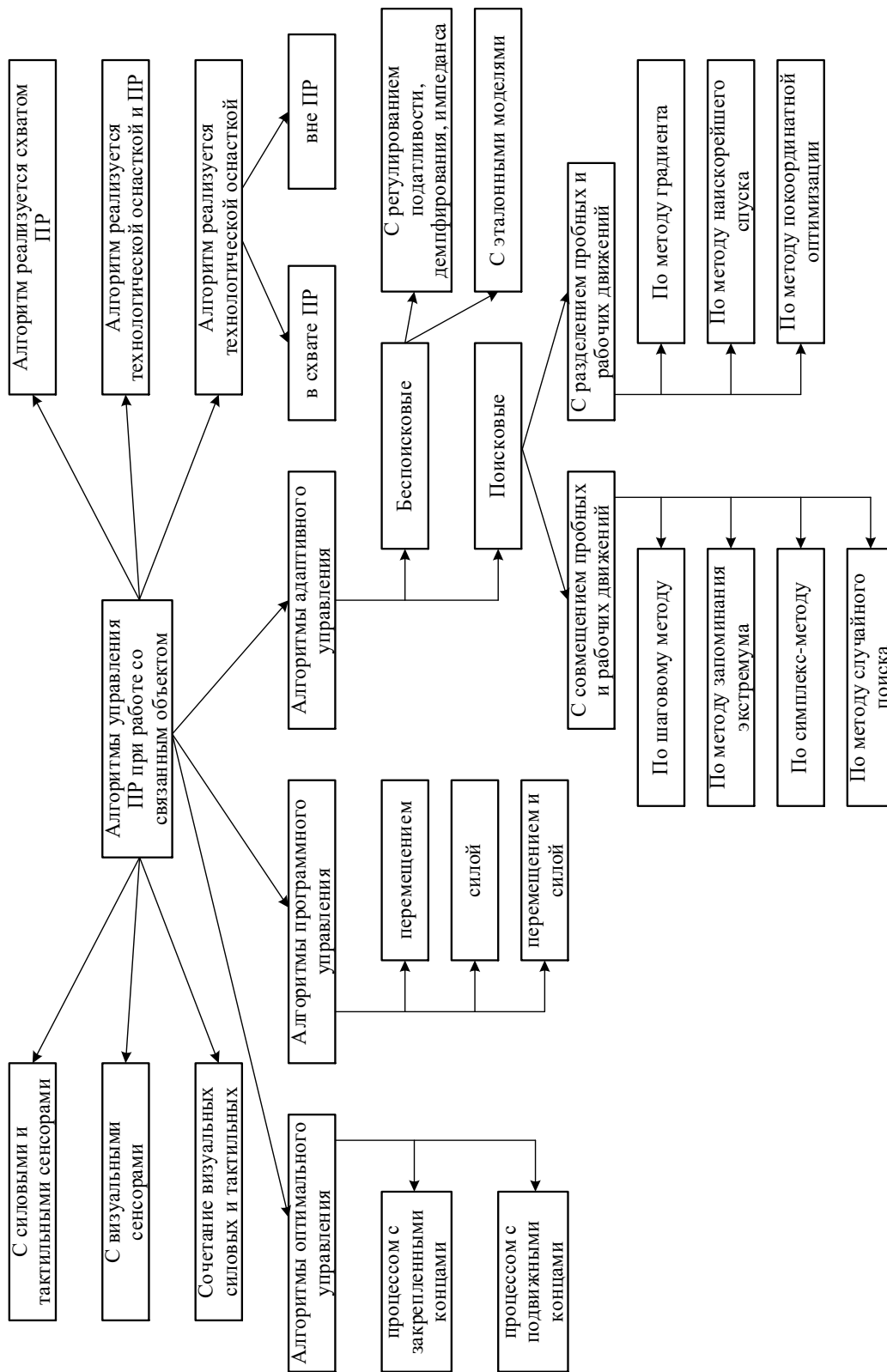


Рис. 1.3. Классификация алгоритмов управления МР при работе со связанным объектом

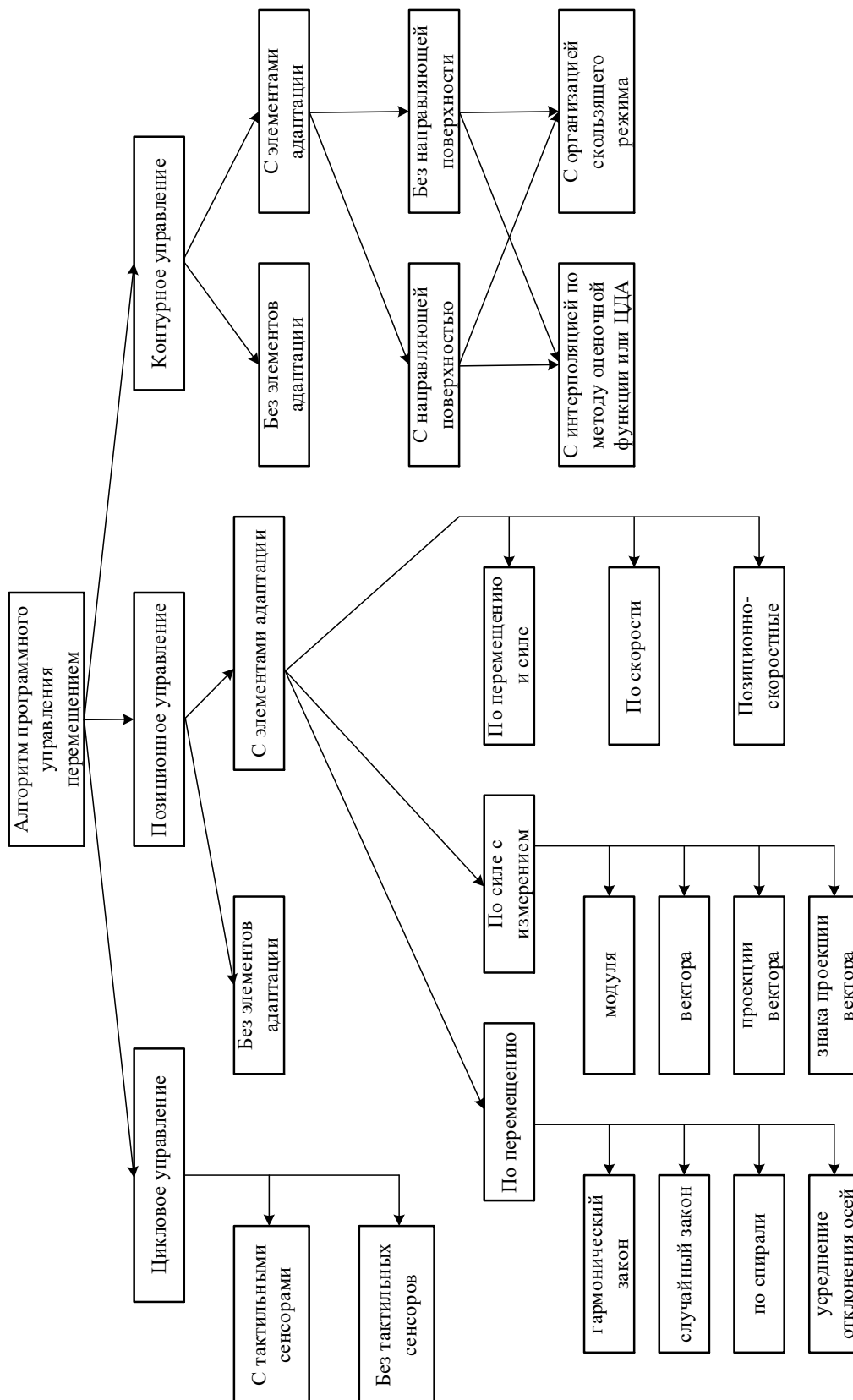


Рис. 1.4. Классификация алгоритмов программного управления перемещением МР при работе со связанным объектом

Поэтому применяется не прямое обучение, когда используется специальное устройство дистанционного управления в виде пульта, реализующего принцип командного управления, задающей рукоятки с ЭВМ, реализующей принцип полуавтоматического управления, и ЗУ, реализующего принцип одностороннего копирующего управления. Необходимо заметить, что в этом случае, в отличие от прямого способа обучения, фиксируются только конечные отрезки каждого интервала пути, а промежуточные точки рассчитываются в результате применения интерполяционных процедур.

Данные способы обучения технологических роботов при действии внешних связей и неопределенности взаимодействия с внешней средой практически не применимы, так как в этом случае необходимо одновременно задавать роботу требуемые силы, моменты и траекторию.

Решить эту задачу с помощью высокоуровневых языков программирования с использованием логических операторов и подпрограмм, обеспечивающих взаимодействие с сенсорными системами, в т.ч. СМО робота, возможно только частично.

Это связано с трудностью описания даже на естественном языке - как нужно реагировать на сенсорную информацию в процессе выполнения операций типа сборки, механообработки и т.п.

Поэтому, единственно эффективным путем программирования технологических роботов с силомомментным оцувствлением, особенно при экстремальных условиях эксплуатации, является прямое или не прямое обучение с одновременным заданием реализуемое в классе полуавтоматического или копирующего управления.

В результате анализа существующего уровня систем программирования и управления технологическими роботами при действии внешних связей и экстремальных условий эксплуатации за основу целесообразно принять концепцию управления, представляющую собой сочетание адаптивного управления с естественным интеллектом, реализуемым применением методов дистанционного управления роботами и манипуляторами.

Особенностью управления технологическими роботами и манипуляторами при действии внешних связей является разрывность законов управления [4,6,9,11,12,29,32-34]. Практически непрерывных зако-

нов управления в целом не существует. Действительно, принципиальный характер разрывности управления роботами определяется разрывным характером замыкания обратных связей; разрывными свойствами системы взаимодействия РО с ОР; ограничениями на переменные состояния; разрывом закона управления при переходе, например, от пропорционального регулятора положения, используемого при выводе РО в точку позиционирования, к интегральному регулятору при контакте с ОР; изменением задания - в свободной зоне управление позиционное, а при механическом взаимодействии РО с ОР - силовое управление и т.д. Вышесказанное позволяет отнести рассматриваемые системы к гибридным системам, в которых разрывной закон управления можно представить как набор альтернативных управлений для непрерывных подзадач. Переход от одной подзадачи к другой определяется легко распознаваемыми событиями в пространстве состояний системы «РО-ОР».

Анализ основных подходов синтеза сепаратных систем адаптивного управления [6,9,11,19,20,23,33] электроприводами манипуляторов показал [33], что целесообразно применение как самонастраивающихся (СНС), так и самообучающихся систем. Адаптивные системы высшего уровня могут автоматически накапливать опыт работы в различных ситуациях и использовать его при повторении указанных ситуаций. В отдельных случаях они могут обладать и элементами искусственного интеллекта. Известно, что СНС можно разделить на две группы: системы с самонастройкой параметров (собственно самонастраивающиеся системы) и системы с самонастройкой структуры (самоорганизующиеся системы).

С учётом классификационных признаков, можно выделить три основных вида СНС: с подстройкой параметров регулятора или управляющих воздействий на объект, обеспечивающей экстремум некоторого показателя качества; с внутренним контуром, стабилизирующим динамические показатели системы, и внешним стационарным контуром, обеспечивающим оптимальный режим работы за стабилизированной системы; со стабилизацией динамических свойств системы относительно некоторой модели, представленной в явном виде.

1.2. Системы позиционно-силового управления электроприводов технологических роботов и манипуляторов

Наиболее эффективным способом управления состоянием и сменной состоянием нелинейной динамической системы «РО – ОР» в условиях неопределенности и нестационарности позиционно-силового взаимодействия робота с неструктурированной внешней средой является позиционно-силовое управление (ПСУ).

В отличие от идентичных определений Asada Н., Kazerooni Н., Liu М., Vukobratovic М., West А., Ф.М. Кулакова, В.С. Кулешова, Ю.В. Подураева, В.Ф. Филаретова, Е.И. Юревича, А.С. Ющенко и др. при этом понимается, что ПСУ на исполнительном уровне решает задачи взаимосвязанного (координированного) управления значением и соотношениями сил (моментов) $F = [FM]^T$, перемещений $S = \left[S \dot{S} \alpha \dot{\alpha} \right]^T$ при отработке пространственных или силовых траекторий в режиме автоматического и дистанционного управления МР. На тактическом уровне ПСУ решает задачи формирования или коррекции алгоритмов управления сменой состояния динамической системы «РО – ОР».

С точки зрения взаимодействия алгоритмов управления по $Su/или \dot{S}$ и по F ПСУ представляется в виде независимого (раздельного), согласованного (совместного) и комбинированного (связанного) управления. При независимом ПСУ многомерным исполнительным устройством (ИУ) одни степени подвижности (СП) управляются по $Su/или \dot{S}$ а другие СП по F ; при независимом ПСУ одностепенным ИУ интервалы времени управления по $Su/или \dot{S}$ и F не совпадают, т.е. в каждый момент времени управляемая координата только одна; при согласованном ПСУ осуществляется зависимое несвязанное регулирование по $Su/или \dot{S}$ и F различными СП. Комбинированное (связанное) ПСУ понимается как сочетание согласованного и независимого управлений.

В работах упомянутых выше специалистов аналогичные виды управлений соответственно названы импедансным (impedance control), позиционно-силовым (position / force control), силовым (force control), гибридным ПСУ (hybrid position / force control), параллельным ПСУ

(parallel position / force control) и гибридно-импедансным управлением (hybrid-impedance control).

В зависимости от задачи, решаемой роботами и РТС с автоматическим, дистанционным и дистанционно-автоматическим управлением применяется робастное, нейро-нечеткое и адаптивное ПСУ, в том числе на основе теории управления H_∞ . С точки зрения реализации системы ПСУ подразделяются (рис. 1.5.) на системы одно – (ОСД) и двухстороннего (ДСД) действия с автоматическим, дистанционным и дистанционно-автоматическим управлением.

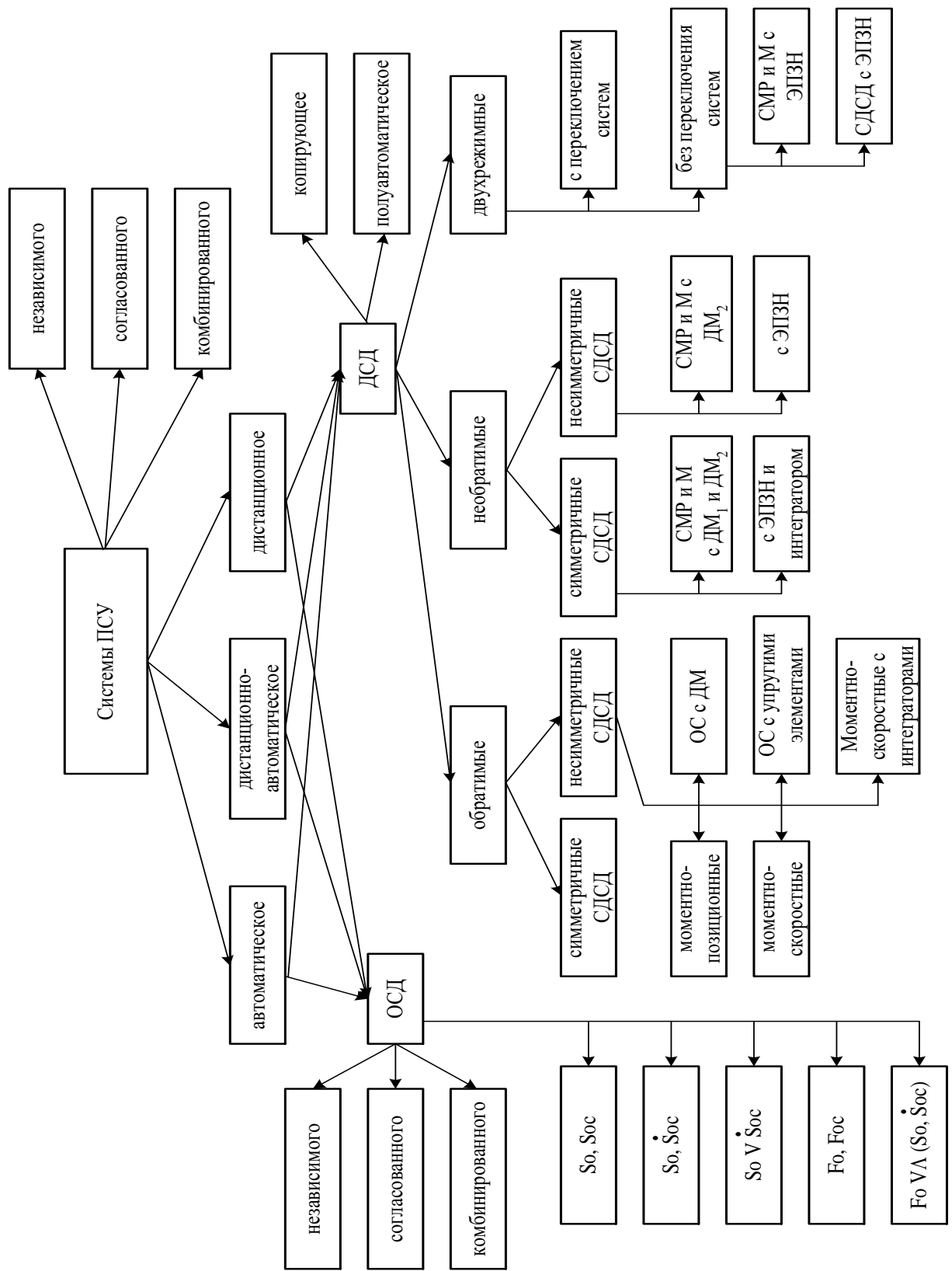


Рис. 1.5. Классификация систем ПСУ манипуляционными роботами

К системам ОСД относятся системы командного, копирующего и полуавтоматического управления без отражения сил. В качестве задающего устройства (ЗУ) используются, соответственно, специальные выносные пульта, антропоморфные ЗУ, кинематически подобные ИУ и рукоятки управления, оснащенные устройствами формирования сигналов задания: F_o, S_o, \dot{S}_o ; S_o или \dot{S}_o ; F_0 или/и (S_o, \dot{S}_o) и т.д. Обратные связи в системе организуются по положению (S_{oc}), скорости (\dot{S}_{oc}) и силе (F_{oc}).

К системам ДСД (СДСД) относятся двухканальные системы с различными видами отражения сил оператору, который осуществляет копирующие, полуавтоматическое или дистанционно-автоматическое управление МР []. Все разновидности СДСД подразделяются на симметричные и несимметричные системы [10,11,20]. В основе симметричных СДСД лежат электроприводы (ЭП) с позиционной главной обратной связью, расположенные как на ЗУ, так и на ИУ. С точки зрения структуры системы и управляемых координат несимметричные СДСД подразделяются на моментно-позиционные и моментно-скоростные, в том числе с интеграторами. В несимметричных СДСД прямого включения позиционные ЭП расположены на ИУ, а ЭП с главной обратной связью по моменту – на ЗУ. В системах обратного включения ЭП расположены в обратном порядке. Для получения информации о моментах, действующих в СП задающего и исполнительного устройств используются обратные связи с датчиками моментов (ДМ) и упругими элементами с соответствующим включением датчиков положения. Необратимые СДСД симметричного и несимметричного типа обеспечивают передачу перемещения только в одном направлении – от ЗУ к ИУ. Симметричные необратимые СДСД подразделяются на системы с элементами с переменной зоной нечувствительности (ЭПЗН) и интеграторами, а также системы моментной разгрузки и масштабирования (СМР и М) с датчиками моментов ДМ1 и ДМ2. Несимметричные необратимые СДСД применяются в виде систем с ЭПЗН и СМР и М с датчиками моментов ДМ2 на ИУ. Двухрежимные СДСД представляют собой комбинацию обратимых и не обратимых систем. Переход от одной системы к другой осуществляется применением логических законов управления переключением структуры двухрежимной системы или изменения зоны нечувствительности ЭПЗН.

Ограничения на переменные состояния РТС, изменение структуры сингулярных возмущений в виде геометрических связей, сочетание в одной технологической операции вспомогательных переходов со «свободным» объектом и технологических переходов со связанным объектом нарушает непрерывность процесса позиционно-силового управления, делая его принципиально разрывным управлением, реализуемым в классе систем с переменной структурой. Изменение структуры осуществляется априорно программным путем или неявными, детерминированными способами в зависимости от режима работы системы или на основе информации о взаимодействии РО с внешней средой.

Необходимым, но в ряде случаев недостаточным условием реализации ПСУ, является организация силовых обратных и перекрестных связей, в том числе нового вида этих связей, формируемых в соответствии с теорией бинарного управления, предложенной академиками РАН С.В. Емельяновым и С.К. Коровиным [12].

Системы независимого ПСУ

Независимое ПСУ реализуется в классе разрывного логического управления одностепенными или многостепенными ИУ роботов и манипуляторов. Подобные системы относятся к автоматическим системам прямого разрывного управления с использованием режима устойчивых переключений, реализуемого аппаратными или программными средствами.

Так как разрывная функция управления U при этом относится к разрывным функциям с переменной амплитудой, то данные системы являются системами с переменной структурой и двойным регулированием нелинейности.

Логическое управление в данном случае строится как комбинация программного управления, формируемого устройством логического программного управления (ЛПУ) при автоматическом режиме работы робота или человеком-оператором при дистанционном режиме управления, и управления на основе информации о внешней среде. В качестве последней может использоваться, например, информация в виде напряжения УДК получаемого с датчика контакта (ДК) между РО и ОР. Независимое ПСУ одностепенными ИУ или многостепенными ИУ технологических роботов с конструктивным разделением СП на

СП_i - управляемые по F и СП_j - управляемые по $Su/или\dot{S}$, в общем случае, осуществляется согласно алгоритму

$$U = (\varepsilon_{FO} J^T(q) W_{PF} \forall U_{DK} \neq 0 \wedge СП_1) \vee (\varepsilon_{SO} J^{-1}(q) W_{PS} \wedge \vee \varepsilon_{SO} J^{-1}(q) W_{PS} \dot{\vee}) \quad (1.1)$$

$$\forall U_{DK} = 0 \wedge СП_j,$$

где

$\varepsilon_{FO} = (F_o - F)$, $\varepsilon_{SO} = (S_o - S)$, $\varepsilon_{SO} = (\dot{S}_o - \dot{S})$ - отклонения от заданных значений; W_{PF} , W_{PS} , $W_{PS} \dot{\vee}$ - операторы регуляторов силы, положения и скорости; J - матрица Якоби.

Если ИУ работа не имеет конструктивного разделения по СП, то алгоритм формирования вектора управления основано на ортогональной декомпозиции пространства задания

$$U = \begin{cases} [\varepsilon_{FO} J^T W_{PF} D + \varepsilon_{SO} J^{-1} W_{PS} (1 - D) - (\dot{S} J^{-1} W_{PS} + J^T F)] \forall g \in (F_0, S_0); \\ [\varepsilon_{FO} J^T W_{PF} D + \varepsilon_{SO} J^{-1} W_{PS} (1 - D) - J^T F] \forall g \in (F_0, \dot{S}_0); \end{cases} \quad (1.2)$$

где D - селективная диагональная матрица, вырождающаяся в единичную и нулевую матрицы соответственно при силовом и позиционном управлении.

В этом случае декомпозиция пространства состояния работа на два дополняющих друг друга подпространства осуществляется программным путем с помощью матрицы D , а не ЛПУ. В каждом из этих подпространств положение и сила могут управляться произвольным образом независимо друг от друга в соответствии с заданными траекториями изменения координат F_o и $Su/или\dot{S}$. В зависимости от типа взаимодействия с внешней средой интеллектуальный контроллер формирует элементы матрицы D и подстраивает параметры системы с использованием методов адаптивного управления, табулирования и др.

Множество систем независимого ПСУ технологическими роботами и манипуляторами включает в себя системы, обеспечивающие: регулирование координат F_o или $(S_o$ и/или $\dot{S}_o)$; контроль и дозирование координат F_o и/или $(S_o$ и/или $\dot{S}_o)$; регулирование F_o и/или $(S_o$ и/или $\dot{S}_o)$; со

стабилизацией A_o и/или N_o , в том числе с вычислением задающих сигналов F_o, S_o, \dot{S}_o ; двухзонное регулирование различных вариантов. Для систем первого типа характерны алгоритмы формирования управляющих воздействий вида (1.1) и (1.2).

При решении задачи контроля сил, перемещений или скоростей перемещения вместо элементов сравнения задающих воздействий и сигналов обратных связей применяются элементы с переменной зоной нечувствительности [10,20]

$$\varepsilon_F = \begin{cases} \varepsilon_{FO} \forall F > F_0; \\ 0 \forall F \leq F_0; \end{cases} \quad \varepsilon \vee \dot{\varepsilon}_S = \begin{cases} \varepsilon_{SO} \vee \dot{\varepsilon}_{SO} \forall S > S_0 \vee \dot{S} > \dot{S}_0; \\ 0 \forall S \leq S_0 \vee \dot{S} > \dot{S}_0. \end{cases}$$

В ряде технологических задач требуется обеспечение управления со стабилизацией мощности или работы процесса силомоментного взаимодействия РО и ОР. Тогда взаимосвязанное управление $g \in (g_1, g_2)$ предлагается по принципу «независимое воздействие g_1 , зависимое воздействие g_2 »:

$$g = \begin{cases} g_1 = S_0 \vee \wedge \dot{S}_o, g_2 = F_0 : (A_0 S_0^{-1} \vee \wedge N_0 \dot{S}_o^{-1}); \\ g_2 = F_0, g_2 = S_0 \vee \wedge \dot{S}_o : (S_0 = A_0 F_0^{-1}, \dot{S}_o = N_0 F_0^{-1}). \end{cases} \quad (1.3)$$

Если входные сигналы F_o, S_o, \dot{S}_o не заданы, то они могут определяться, исходя из требования обеспечения необходимого закона изменения A_o и/или N_o согласно алгоритмов (1.3) при условии, что $F_o = F, S_o = S$ и $\dot{S}_o = \dot{S}$.

Особый интерес при независимом ПСУ представляет двухзонное независимое (разрывное) управление, применительно к технологическим роботам и манипуляторам:

1) Если $\bar{g} \in (N_o, \bar{F}_o)$, то

$$\bar{U} = \begin{cases} \bar{\varepsilon}_{F_0} J^T(q) W_{PF} V(N_0 - N) J^{-1}(q) W_{PN} \forall \text{ЭП}(\text{рис.1.6a}); \\ \bar{\varepsilon}_{F_0} D J^T(q) W_{PF} + (N_0 - N)(1 - D) J^{-1}(q) W_{PN} \forall \text{ЭП}(\text{рис.1.6б}) \equiv D = 0 \vee 1; \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\bar{U} = \begin{cases} \bar{\varepsilon}_{F_0} J^T(q) W_{PF} \vee \bar{\varepsilon}_{\dot{S}_0} J^{-1}(q) W_{P\dot{S}} \forall \text{ЭП}(\text{рис.1.7a}) \equiv \dot{S}_0 = N_0 \bar{F}_0^{-1}; \\ \bar{\varepsilon}_{F_0} D J^T(q) W_{PF} + \bar{\varepsilon}_{\dot{S}_0} (1 - D) J^{-1}(q) W_{P\dot{S}} \forall \\ \forall \text{ЭП}(\text{рис.1.6в}) \equiv \dot{S}_0 = N_0 \bar{F}_0^{-1} \wedge (D = 0 \vee 1); \end{cases}$$

2) если $\bar{g} \in (N_0, \dot{S}_0)$, то

$$\bar{U} = \begin{cases} (N_0 - N)J^T(q)W_{PN} \vee \bar{\varepsilon}_{\dot{S}_0}J^{-1}(q)W_{P\dot{S}} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.6a}); \\ (N_0 - N)DJ^T(q)W_{PN} + \bar{\varepsilon}_{\dot{S}_0}(1 - D)J^{-1}(q)W_{P\dot{S}} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.6в}) \equiv D = 0 \vee 1; \end{cases} \quad (1.5)$$

$$\bar{U} = \begin{cases} \bar{\varepsilon}_{F_0}J^T(q)W_{PF} \vee \bar{\varepsilon}_{\dot{S}_0}J^{-1}(q)W_{P\dot{S}} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7a}) \equiv \bar{F}_0 = N_0\dot{S}_0^{-1}; \\ \bar{\varepsilon}_{F_0}DJ^T(q)W_{PF} + \bar{\varepsilon}_{\dot{S}_0}(1 - D)J^{-1}(q)W_{P\dot{S}} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7в}) \equiv \bar{F}_0 = N_0\dot{S}_0^{-1} \wedge \\ \wedge (D = 0 \vee 1); \end{cases}$$

3) если $\bar{g} \in (A_0, \bar{F}_0)$, то

$$\bar{U} = \begin{cases} \bar{\varepsilon}_{F_0}J^T(q)W_{PF} \vee (A_0 - A)J^{-1}(q)W_{PA} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7a}); \\ \bar{\varepsilon}_{F_0}DJ^T(q)W_{PF} + (A_0 - A)(1 - D)J^{-1}(q)W_{PA} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7б,в}) \equiv D = 0 \vee 1; \end{cases} \quad (1.6)$$

$$\bar{U} = \begin{cases} \bar{\varepsilon}_{F_0}J^T(q)W_{PF} \vee \bar{\varepsilon}_{S_0}J^{-1}(q)W_{PS} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7a}) \equiv \bar{S}_0 = A_0\bar{F}_0^{-1}; \\ \bar{\varepsilon}_{F_0}DJ^T(q)W_{PF} + \bar{\varepsilon}_{S_0}(1 - D)J^{-1}(q)W_{PS} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7в}) \equiv \bar{S}_0 = A_0\bar{F}_0^{-1} \wedge \\ \wedge (D = 0 \vee 1); \end{cases} \quad 4)$$

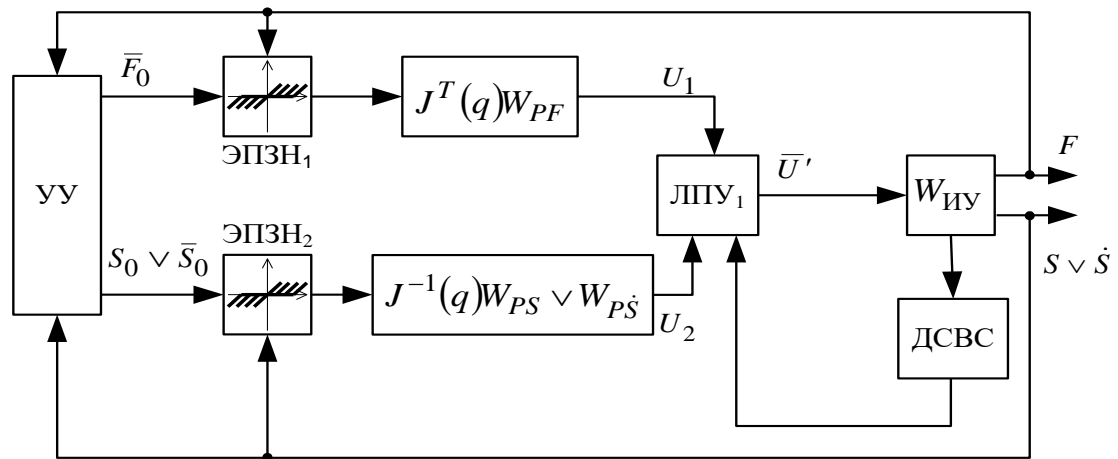
если $\bar{g} \in (A_0, \bar{S}_0)$, то

$$\bar{U} = \begin{cases} \bar{\varepsilon}_{S_0}J^{-1}(q)W_{PS} \vee (A_0 - A)J^T(q)W_{PA} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7a}); \\ \bar{\varepsilon}_{S_0}DJ^{-1}(q)W_{PS} + (A_0 - A)(1 - D)J^T(q)W_{PA} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7б,в}) \equiv D = 0 \vee 1; \end{cases} \quad (1.7)$$

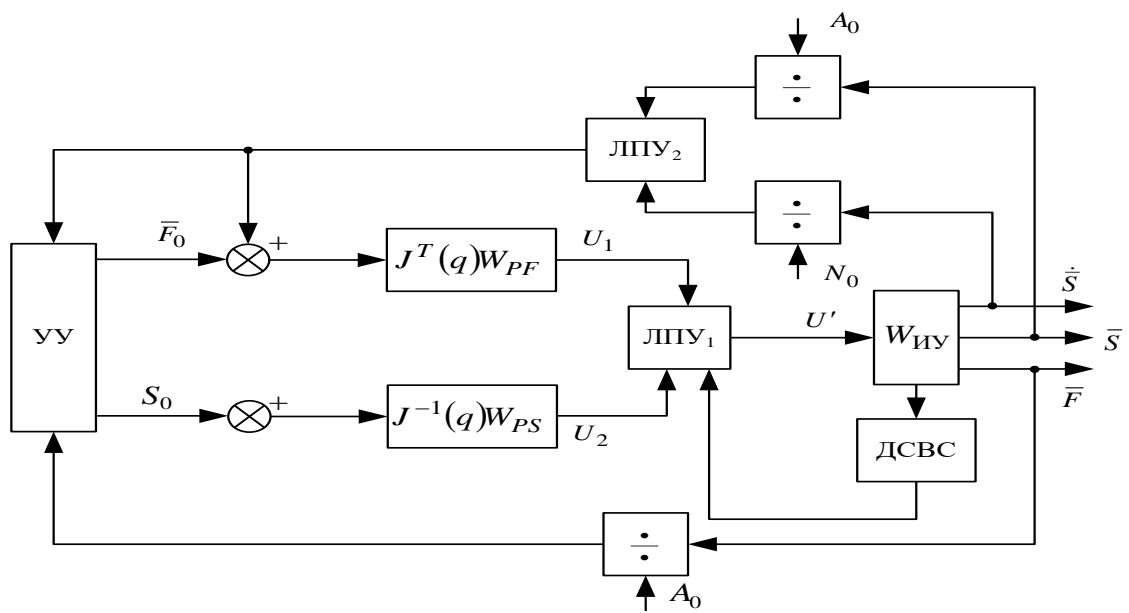
$$\bar{U} = \begin{cases} \bar{\varepsilon}_{F_0}J^T(q)W_{PF} \vee \bar{\varepsilon}_{S_0}J^{-1}(q)W_{PS} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7a}) \equiv \bar{F}_0 = A_0\bar{S}_0^{-1}; \\ \bar{\varepsilon}_{F_0}DJ^T(q)W_{PF} + \bar{\varepsilon}_{S_0}(1 - D)J^{-1}(q)W_{PS} \forall \exists \Pi(\text{рис.1.7в}) \equiv \bar{F}_0 = A_0\bar{S}_0^{-1} \wedge \\ \wedge (D = 0 \vee 1); \end{cases} \quad \text{В}$$

выражениях (1.4), (1.5), (1.6), (1.7) через WPN и WPA обозначены передаточные функции и операторы регуляторов мощности и работы. Реализация датчиков мощности и работы возможна в виде специальных датчиков, и посредством перемножения соответствующих сигналов датчиков $\bar{F}, \bar{S}, \dot{S}$.

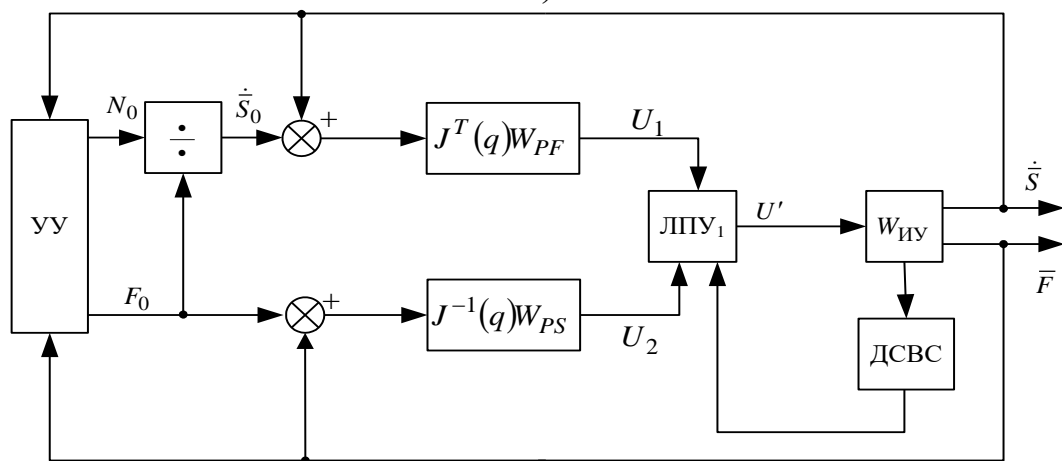
Структурные схемы систем с независимыми двухзонными ПСУ исполнительных приводов роботов представлены на рис. 1.6.



а)



б)



в)

Рис. 1.6. Структурные схемы систем независимого ПСУ исполнительными ЭП роботов

Система управления со структурной схемой представленной на рис. 1.6.a обеспечивает управление с дозированием сил, перемещения или скорости перемещения за счет применения ЭПЗН1 и ЭПЗН2 с соответствующими обратными связями. Обратные связи по силе и перемещению в системе представленной на рис. 1.6.б формируются в функции требуемых значений работы A_0 и мощности N_0 с помощью блоков деления и соответствующих уставок. ЛПУ₂ обеспечивает силовую обратную связь в функции A_0 или N_0 . В системе управления представленной на рис. 1.6. в сигнал задания по скорости формируется в функции требуемых значений N_0 и F . ЛПУ₁ во всех трех системах переключается на основе информации с датчика состояния внешней среды (ДСВС). Устройство управления (УУ) при дистанционном и дистанционно-автоматическом управлении реализуется в виде задающих устройств, применяемых при копирующем или полуавтоматическом управлении.

Если сигнал на выходе ЛПУ изменяется по закону

$$U' = \begin{cases} \dot{S} \cdot K1 - K3 \dot{S} \quad \forall S < S_c \quad \vee \quad S > S_c \wedge \varepsilon \dot{S} F_0 < \varepsilon_F \dot{S}_0; \\ -\dot{S} \cdot K1 - K3 \dot{S} \quad \forall S > S_c \wedge \varepsilon \dot{S} F_0 > \varepsilon_F \dot{S}_0; \\ F_0 K2 - K4 F \quad \forall S > S_c \wedge \dot{S} < 0, \end{cases}$$

где $K1...K4$ - постоянные коэффициенты; S_c - координата препятствия (ОР), то двухканальная система независимого ПСУ работает в скользящем режиме.

Организация скользящего режима или увеличение частоты переключения каналов управления приводит к вырождению системы с независимым управлением F и S в систему согласованного (совместного; координированного) управления F и S , теряя при этом свойство «естественной» инвариантности систем с переменной структурой.

Если требуется повысить быстродействие отработки сигнала задания по силе F_0 , согласовать направление действия силы и перемещения ИУ или исключить явление удара при повторном контакте РО с ОР в режиме позиционного управления, то сигналы на выходе ЛПУ системы независимого ПСУ целесообразно изменять соответственно по следующим логическим законам:

$$\begin{cases} \varepsilon s W_{ps} \quad \forall U_{пэ} = 0 \\ U_{лпу1} = \begin{cases} \varepsilon F(1+\sigma) - 1 WPF \quad \forall U_{пэ} \neq 0 \wedge (F_0 K - \varepsilon F) < 0; \\ \varepsilon F WPF \quad \forall U_{пэ} \neq 0 \wedge (F_0 K - \varepsilon F) > 0; \end{cases} \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
& \text{Улпу2} = \varepsilon_s W_{ps} \quad \forall U_{пэ} = 0 \quad \forall (F_0 \text{sgn} \varepsilon_s - F) W_{PF} \quad \forall U_{пэ} \neq 0 \\
& \left[\varepsilon_{s^*} W_{ps} \quad \forall U_{пэ} = 0 \quad \wedge \quad t < t_1 ; \right. \\
& \text{Улпу3} = \left\{ (F_0 (S_{пэ} - S) - F) W_{PF} \quad \forall U_{пэ} \neq 0 \quad : t_1 < t < t_2 ; \right. \\
& \left. \left[(S_{пэ} + \varepsilon_{s^*}) W_{ps} \quad \forall U_{пэ} = 0 \quad \wedge \quad t > t_2 . \right. \right.
\end{aligned}$$

Здесь обозначено: $\varepsilon_s = (S_0 - S)$, $\varepsilon_{s^*} = (S_0 (1 + \text{Tr}) - 1 - S)$, $\varepsilon_F = (F_0 - F)$ – векторы позиционных и силовых ошибок систем управления; W_{PS} , W_{PF} – передаточные функции регуляторов по положению и силе; $U_{пэ}$ – сигнал с порогового элемента в цепи сигнала датчика внешней среды; $S_{пэ}$ – значение S_0 при срабатывании ПЭ; σ – величина перерегулирования; t_2 – момент повторного контакта; $K > 1$.

Системы согласованного ПСУ

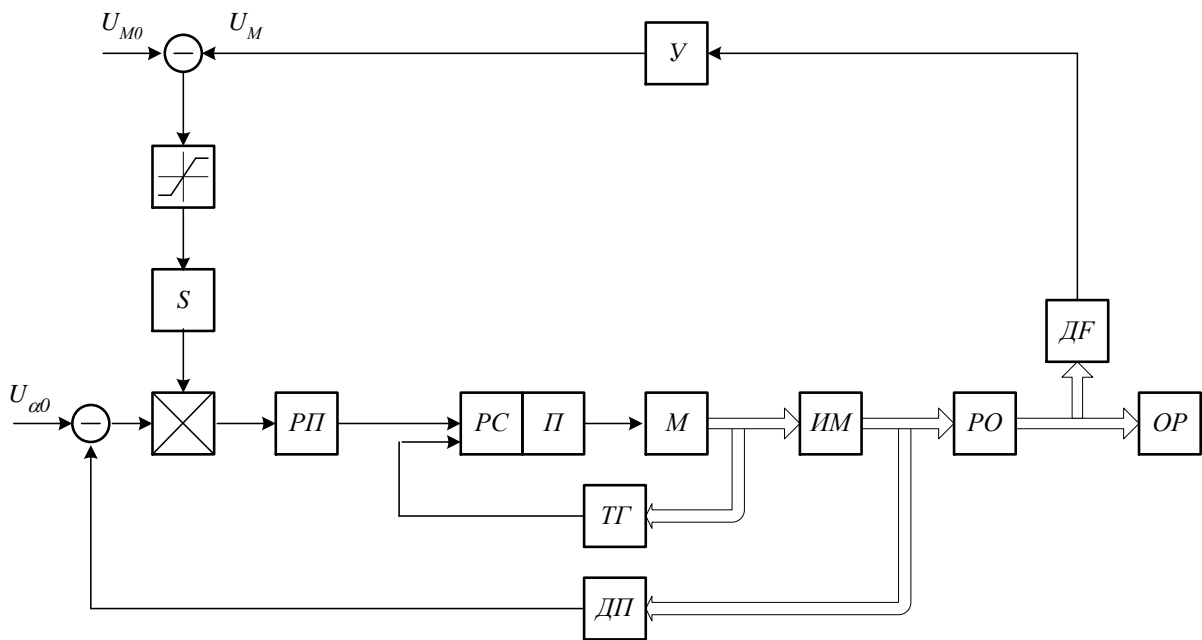
Целью согласованного ПСУ является координирующее управление посредством регулирования параметров, определяющих соотношение между траекторными координатами S, \dot{S}, \ddot{S} и силой $F = [F; M]^T$. В качестве данных параметров системы рассматривается податливость ($C = S/F$), демпфирование ($\nu = F/\dot{S}$) и инерция ($m = F/\ddot{S}$). В зарубежных источниках подобное управление называется управлением значением импеданса или податливости. При этом под импедансом линейной системы понимается отношение преобразованных по Лапласу изображений сил $F(s)$ и перемещений $S(s)$, или сил $F(s)$ и скоростей $\dot{S}(s)$. В настоящей работе под импедансом понимается одновременное регулирование податливости и демпфирования. Соблюдение данных соотношений является своего рода управляемыми связями, накладываемыми на изменение регулируемых координат.

Если при выполнении технологической операции со связанным объектом необходимо соблюдение или идентификация геометрической формы поверхности или траектории, то применяется согласованное ПСУ с позиционным доминированием (адаптацией в канале управления $\bar{S} \wedge \vee \dot{\bar{S}}$), когда

$$\begin{aligned} \bar{U} \in & [(\bar{\varepsilon}_{\text{экв1}} J^{-1}(q)W_{PS} - \dot{S}J^{-1}(q)K_{\dot{S}} - J^T(q)\bar{F}); (\bar{\varepsilon}_{\text{экв2}} J^{-1}(q)W_{P\dot{S}} - J^T(q)\bar{F}); \\ & (\bar{\varepsilon}_1 J^{-1}(q)W_{PS} + \bar{\varepsilon}_2 J^{-1}(q)W_{P\dot{S}} - \dot{S}J^{-1}(q)K_{\dot{S}} - J^T(q)\bar{F}); \\ & ((\bar{\varepsilon}_{S_0}W_{PS} - \dot{S})J^{-1}(q)W_{P\dot{S}} - \bar{I} - \bar{I}_K)J^T(q)W_{P_1}] \forall \\ \forall \bar{\varepsilon}_{\text{экв1}} = & \bar{\varepsilon}_1 \vee \bar{\varepsilon}_3 : \bar{\varepsilon}_1 = (\bar{\varepsilon}_{S_0} - \bar{\varepsilon}_K) \vee \wedge (\bar{\varepsilon}_{S_0} \times \bar{S}_K); \bar{\varepsilon}_3 = \bar{\varepsilon}_{S_0} : \bar{S}_0 = A_0 \bar{F}^{-1}; \\ \bar{\varepsilon}_{\text{экв2}} = & \bar{\varepsilon}_2 \vee \bar{\varepsilon}_4 : \bar{\varepsilon}_1 = (\bar{\varepsilon}_{S_0}W_{PS} - \dot{S}) \vee \wedge (\bar{\varepsilon}_{\dot{S}_0} \times \dot{S}_K), \bar{\varepsilon}_4 = \bar{\varepsilon}_{\dot{S}_0} : \dot{S}_K = N_0 \bar{F}^{-1}; \\ \bar{\varepsilon}_{S_0} = & (\bar{S}_0 - \dot{S}); \bar{\varepsilon}_{\dot{S}_0} = (\dot{S}_0 - \dot{S}); \bar{\varepsilon}_{I_0} = (\bar{I}_0 - \bar{I}); \\ \bar{I}_0 = & (\bar{\varepsilon}_{S_0}W_{PS} - \dot{S})J^{-1}(q)W_{P\dot{S}} \end{aligned}$$

Эквивалентная ошибка $\mathbf{\varepsilon}_{\text{экв1}}$, $\mathbf{\varepsilon}_{\text{экв2}}$ и корректирующие сигналы зависят от вида сигнала задания g на исполнительные ЭП, а также вида и места введения корректирующих силовых обратных связей.

В качестве примера на рис. 1.7. показаны структурные схемы ЭП с регулированием только податливости и демпфирования, аналогичные ЭП, рассмотренных в работах Anderson R.J., Hogan N., Kazerooni H.



а)

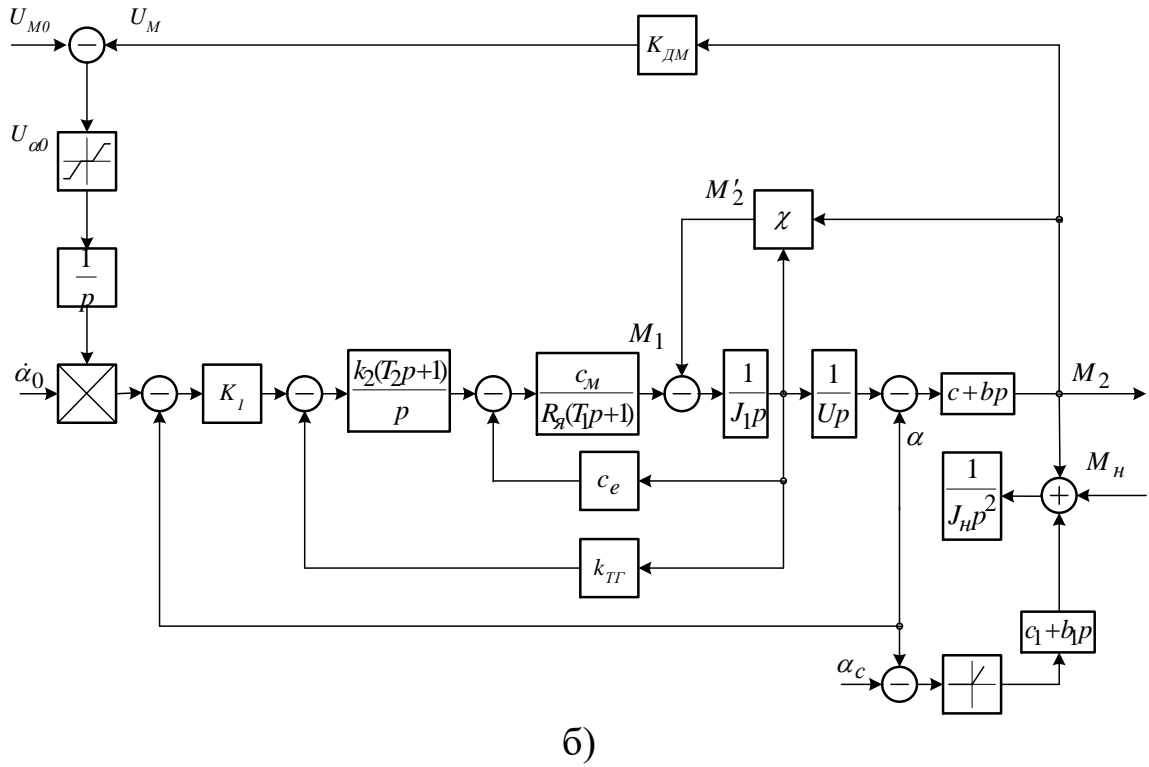


Рис. 1.7. Структурная схема адаптивного двухканального ЭП робота с регулированием податливости (а) и демпфирования (б)

Если на первом плане стоит технологическая задача регулирования сил взаимодействия РО с ОР с учетом кинематических параметров процесса взаимодействия, то целесообразно применение согласованного ПСУ с силовым доминированием (адаптацией в канале управления \bar{F}), когда

$$\begin{aligned} \bar{U} \in \{ & (\bar{\varepsilon}_{F0} J^T(q) W_{PF} + \bar{S}_0); [(\bar{F}_0 \vee \bar{\varepsilon}_{F0} + \bar{F}_{KЭЭК}) \vee \wedge (\bar{F}_0 \vee \bar{\varepsilon}_{F0} \times \bar{F}_{KЭЭК})] J^T(q) W_{PF} \} \vee \\ \forall \bar{F}_{KЭЭК} = & [(\bar{F}_K(\bar{S}) \vee \wedge \bar{F}_K(\dot{\bar{S}})) \vee (\bar{F}_K(\bar{S}_S) \vee \wedge \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_{\dot{S}})) \vee \\ & (\bar{F}_K(\bar{S}, A_0) \vee \wedge \bar{F}_K(\bar{S}, N_0)) \vee (\bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S, A_0) \vee \wedge \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_{\dot{S}}, N_0))]: \\ : \bar{F}_K(\bar{S}) = & \bar{S} W_1(\bar{F}, \bar{S}) \vee \bar{S} f_1(\bar{S}); \bar{F}_K(\dot{\bar{S}}) = \dot{\bar{S}} W_1(\bar{F}, \dot{\bar{S}}) \vee \dot{\bar{S}} f_1(\dot{\bar{S}}) \\ \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S) = & \bar{\varepsilon}_{S0} W_2(\bar{F}, \bar{S}) \vee \bar{\varepsilon}_{S0} f_2(\bar{S}); \\ \bar{F}_K(\dot{\bar{S}}, N_0) = & N_0 \dot{\bar{S}}^{-1} W_1(\bar{F}, \dot{\bar{S}}); \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S, A_0) = \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S); \\ \bar{S} = A_0 \bar{F}^{-1}; & \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_{\dot{S}}, N_0) = \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_{\dot{S}}); \bar{S} = N_0 \bar{F}^{-1} \end{aligned}$$

Ошибка исполнительного ЭП по силе в зависимости от вида сигнала задания определяется следующим образом:

$$1) \forall \bar{g}(t) = \bar{F}_0(t)$$

$$\bar{\varepsilon}_F = \begin{cases} (\bar{\varepsilon}_{F0} + \bar{F}_K) \vee \wedge (\bar{\varepsilon}_{F0} \times \bar{F}_K) : \bar{F}_K = \bar{F}_K(\bar{S}) \vee \wedge \bar{F}_K(\dot{\bar{S}}) \vee (A_0 \bar{S}^{-1} \vee \wedge N_0 \dot{\bar{S}}^{-1}); \\ \bar{\varepsilon}_{F0} \forall \bar{F} = A_0 \bar{S}^{-1} \vee \wedge N_0 \dot{\bar{S}}^{-1}; \\ \bar{\varepsilon}_{F0} : \bar{F} = 0, \bar{F} = A_0 \bar{S}^{-1} \vee \wedge N_0 \dot{\bar{S}}^{-1} \end{cases}$$

$$2) \forall \bar{g}(t) = \bar{S}_0(t) \wedge \bar{F}_0(t)$$

$$\bar{\varepsilon}_F = \begin{cases} (\bar{\varepsilon}_{F0} + \bar{F}_K) \vee \wedge (\bar{\varepsilon}_{F0} \times \bar{F}_K) : \bar{F}_K = (\bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S) \vee \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S, A_0)); \\ \bar{\varepsilon}_{F0} \equiv \bar{\varepsilon}_S = (\bar{\varepsilon}_{F0} J^T(q) W_{PF} - f(q) - \bar{S}_0); \end{cases}$$

$$3) \forall \bar{g}(t) = \dot{\bar{S}}_0(t) \wedge \bar{F}_0(t)$$

$$\bar{\varepsilon}_F = [(\bar{\varepsilon}_{F0} + \bar{F}_K) \vee \wedge (\bar{\varepsilon}_{F0} \times \bar{F}_K) : \bar{F}_K = (\bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S) \vee \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S, N_0));$$

$$4) \forall \bar{g}(t) = (\bar{S}_0 \wedge \dot{\bar{S}}_0) \wedge \bar{F}_0$$

$$\bar{\varepsilon}_F = [(\bar{\varepsilon}_{F0} + \bar{F}_K) \vee \wedge (\bar{\varepsilon}_{F0} \times \bar{F}_K)]: \bar{F}_K = (\bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S) \vee \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S, A_0)) + (\bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S) \vee \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S, N_0));$$

Необходимо заметить, что в случае задающих сигналов типа $(\bar{S} \wedge \vee \dot{\bar{S}}) \wedge \bar{F}_0$ силовое доминирование существует только при определенных условиях. В общем случае это ЭП с неявным позиционным или силовым доминированием.

Адаптация каналов управления $\bar{S} \wedge \vee \dot{\bar{S}}$ и \bar{F} может осуществляться как поочередно, так и совместно. Переход от одного канала управления к другому может осуществляться программным путем и на основе информации о взаимодействии РО с внешней средой.

Если требуется обеспечить управление со стабилизацией $A_0 \vee \wedge N_0$ в канале $(\bar{S} \wedge \vee \dot{\bar{S}})$ или (и) \bar{F} , то вектор управления \bar{U} принадлежит к множеству алгоритмов в виде следующей логической вектор-функции

$$\bar{U} \in \left\{ \begin{array}{l} \bar{U} (1.23) \forall (\bar{\varepsilon}_{\mathcal{E}KB1} = \bar{\varepsilon}_1, \bar{\varepsilon}_{\mathcal{E}KB2} = \bar{\varepsilon}_2) : \bar{S}_K, \dot{\bar{S}}_K, \bar{I}_K \in \bar{\varepsilon}_{F0} W_{PFi} \vee \wedge \varphi_i(\bar{\varepsilon}_{F0}), \\ \quad \text{где } i = 1 \forall \bar{S}_K, i = 2 \forall \dot{\bar{S}}_K, \\ i = 3 \forall \bar{I}_K \wedge \bar{F} : \bar{F} \neq f(A_0, N_0) \vee \wedge (\bar{F} = A_0 \bar{S}^{-1} \vee \wedge N_0 \dot{\bar{S}}^{-1}); \\ \bar{U} (1.24) \forall [(\bar{\varepsilon}_{F0} J^T(q) W_{PF} + \bar{S}_0) = 0, \bar{F}_0 \vee \bar{\varepsilon}_{F0} = \bar{\varepsilon}_{F0}, \\ \bar{F}_{K\mathcal{E}\mathcal{E}K} = ((\bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S) \vee \wedge \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_{\dot{S}})) \vee (\bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_S, A_0) \vee \wedge \bar{F}_K(\bar{\varepsilon}_{\dot{S}}, N_0)))] : \\ \quad \bar{S} \neq f(A_0) \vee \bar{S} = A_0 \bar{F}^{-1}, \dot{\bar{S}} \neq f(N_0) \vee \dot{\bar{S}} = N_0 \bar{F}^{-1}; \end{array} \right\}$$

В классе согласованного ПСУ с позиционным и силовым доминированием возможна реализация также двухзонного управления. В первой зоне осуществляется силовое управление или позиционное управление с $F = \text{const}$. Во второй зоне осуществляется силовое или позиционное управление при $(A_0 = \text{const}) \vee \wedge (N_0 = \text{const})$. Переход из одной зоны в другую может быть как зависимым, так и независимым, который осуществляется, например, на основе информации о состоянии взаимодействия РО с ОР.

Алгоритм формирования управляющих сигналов может быть представлен следующим образом:

1) Если $\bar{g} = \bar{F}_0$, $g = F$, то

$$\bar{U} = \left\{ \begin{array}{l} \bar{\varepsilon}_{F0} J^T(q) W_{PF} \forall |\bar{F}| \geq |\bar{F}_{\text{ДОЗ}}|; \\ [(\bar{S}_0 W_{PS} \vee \dot{\bar{S}}_0 W_{P\dot{S}} J^{-1}(q) : \bar{S}_0 = A_0 \bar{F}^{-1}; \dot{\bar{S}}_0 = N_0 \bar{F}^{-1} \vee \\ \vee [\bar{F}'_0 J^T(q) W_{PF} : \bar{F}'_0 = A_0 \bar{S}^{-1} \vee N_0 \dot{\bar{S}}^{-1}] \forall |\bar{F}| < |\bar{F}_{\text{ДОЗ}}|; \end{array} \right.$$

2) если $\bar{g} = \bar{S}_0 \vee \dot{\bar{S}}_0$, то

$$\bar{U} = \left\{ \begin{array}{l} [\bar{\varepsilon}_{S0} J^{-1}(q) W_{PS} \vee \bar{\varepsilon}_{\dot{S}0} J^{-1}(q) W_{P\dot{S}}] \forall |\bar{U}_{\text{ДСВС}}| < |\bar{U}_{\text{ДОЗ}}|; \\ \{[\bar{S}'_0 J^{-1}(q) W'_{PS} : \bar{S}'_0 = A_0 \bar{F}^{-1}] \vee [\dot{\bar{S}}'_0 J^{-1}(q) W'_{P\dot{S}} : \\ \dot{\bar{S}}'_0 = N_0 \bar{F}^{-1}] \vee [\bar{F}_0 J^T(q) W_{PF} : \bar{F}_0 = A_0 \bar{S}^{-1} \vee N_0 \dot{\bar{S}}^{-1}]\} \forall \\ \forall |\bar{U}_{\text{ДСВС}}| > |\bar{U}_{\text{ДОЗ}}|. \end{array} \right.$$

где $|\bar{F}_{\text{доз}}, |\bar{U}_{\text{доз}}$ - дозированная величина модуля силы или сигнала с ДСВС, задаваемая по условиям выполнения технологической операции или состояния динамической системы «РО-ОР».

Структурные схемы систем двухзонного согласованного ПСУ исполнительными приводами робота представлены на рис.1.8. Первая система (рис.1.8.а) обеспечивает решение задачи стабилизации силы с организацией обратных связей по перемещению, скорости перемещения или силе в функции А0 или N0. Во второй системе (рис.1.8.б) решается задача управления перемещением или скоростью перемещения с организацией обратных связей аналогично первой системы. Область применения независимого и согласованного ПСУ разная. Независимое (раздельное) ПСУ с явным переключением структуры применяется при существенном различии позиционного и силового компонентов взаимодействия РО с ОР. При нечетком различии этих компонентов, что характерно для обработки в зоне малых перемещений, малых припусков и прерывистых контуров, осуществляется двухканальное согласованное ПСУ с неявным переключением структуры. Одной из основных проблем при этом является определение ведущей координаты как в случае автоматического, так и дистанционного управления роботом.

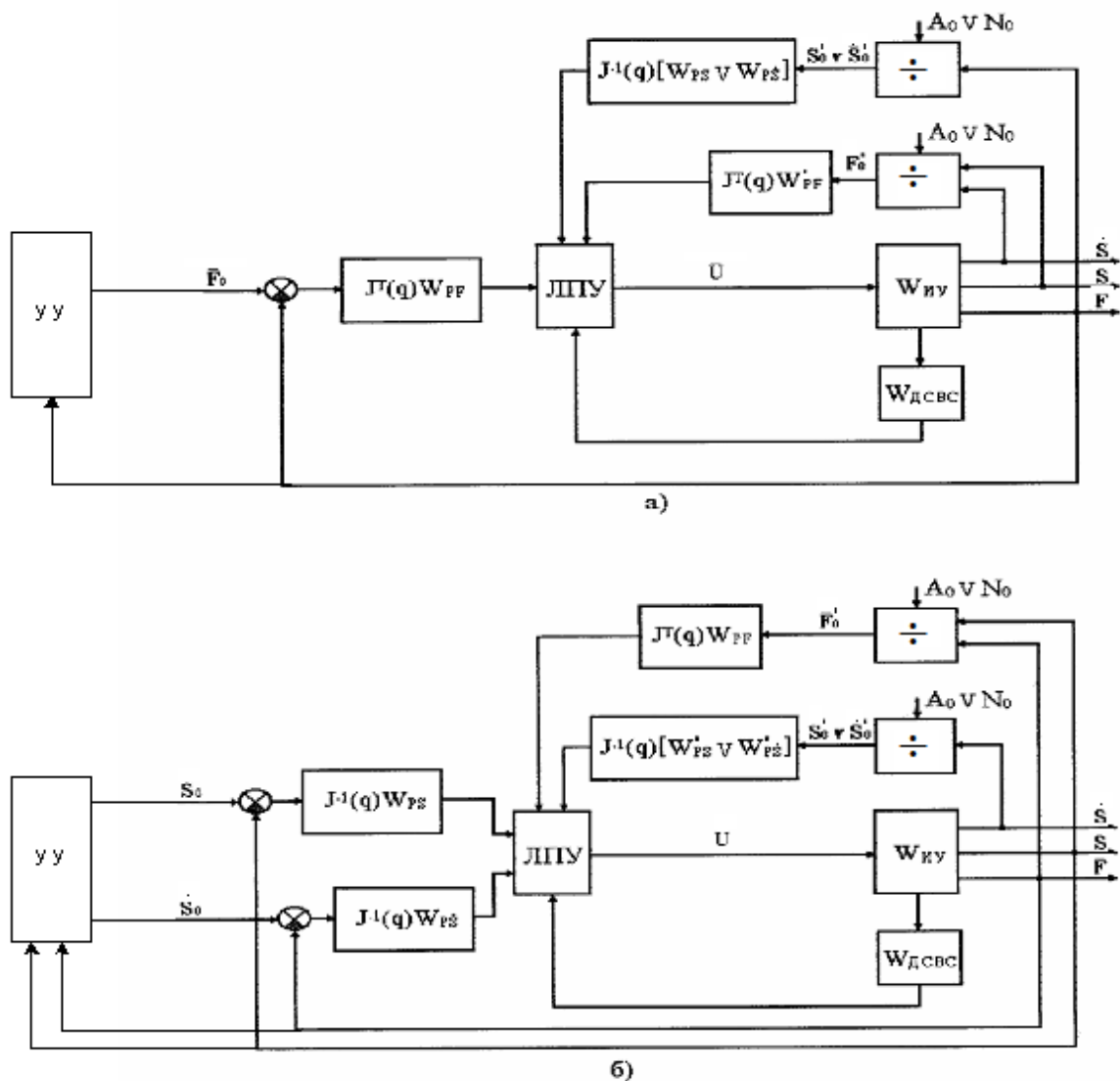


Рис. 1.8. Структурные схемы систем двухзонного согласованного ПСУ исполнительными ЭП роботов

ПСУ применяется не только для осуществления вынужденного движения. В частности, при управлении свободным движением технологического лазер-робота с одно или двухманипуляционным исполнительным устройством, осуществляющего перемещение и ориентацию оптической головки, ПСУ применяется для декомпозиции системы управления и пространства состояний, компенсации динамического взаимовлияния степеней подвижности посредством глобального управления, юстировки зеркал системы транспортировки излучения и моментной разгрузки исполнительных устройств.

В общем случае, когда позиционно-силовое взаимодействие характеризуется нестационарностью и неполнозаданностью при конеч-

ном значении производимой работы, ПСУ носит характер комбинированного управления, представляющего собой сочетание независимого и согласованного управлений. Переход от силового управления к позиционному и обратный переход осуществляются с помощью микропроцессоров, реализующих соответственно логические переключающие функции или диагональные матрицы выбора.

При переменных массо-инерционных и силовых параметрах на основе методов планирования эксперимента показана [9-11,20] целесообразность параметрической самонастройки в переходных процессах коэффициента усиления регулятора скорости в функции суммарного приведенного момента инерции $J_{\Sigma} = J_1 + \chi J_n$, где J_1 , J_n – моменты инерции двигателя и нагрузки; χ – динамическое передаточное отношение самотормозящейся механической передачи (СМП) и технологического параметра в виде моментов сопротивления типа вязкого трения. Изменение параметров определяется как переменностью собственно параметров, так и приведением их к валу двигателя через существенно нелинейное динамическое передаточное отношение χ . В качестве функций цели выбирались время протекания переходных процессов и величина максимального перерегулирования. Граничные значения параметров определялись методом корневых годографов из условия обеспечения устойчивости.

Обобщенная структура системы ПСУ

Обобщенная структурная схема системы ПСУ технологических роботов и манипуляторов представлена на рис. 1.9. Управляющие сигналы F_o, S_o, \dot{S}_o формируются программатором или дистанционно-управляемым ЗУ. Блок самонастройки организует внутри- и межканальные связи. ЛПУ₁, управляемое сигналом с порогового элемента (ПЭ) в цепи ДСВС, обеспечивает независимое или согласованное управление. ЛПУ₂ ... ЛПУ₅ позволяют организовать различные комбинации технологических связей. При программной реализации W_{ps} , W_{ps} , W_{PF} , ЛПУ, блоков произведения, деления и согласования координат на основе преобразований с вычислением матрицы Якоби данный привод относится к классу открытых распределенных систем. Одно- и двухканальные системы согласованного ПСУ с аддитивными или/и мультипликативными силовыми обратными связями, а также системы независимого ПСУ с синхронизирующими логическими переключающими

устройствами и перекрестными связями относится к классу адаптивных систем с сигнальной или/и параметрической самонастройкой.

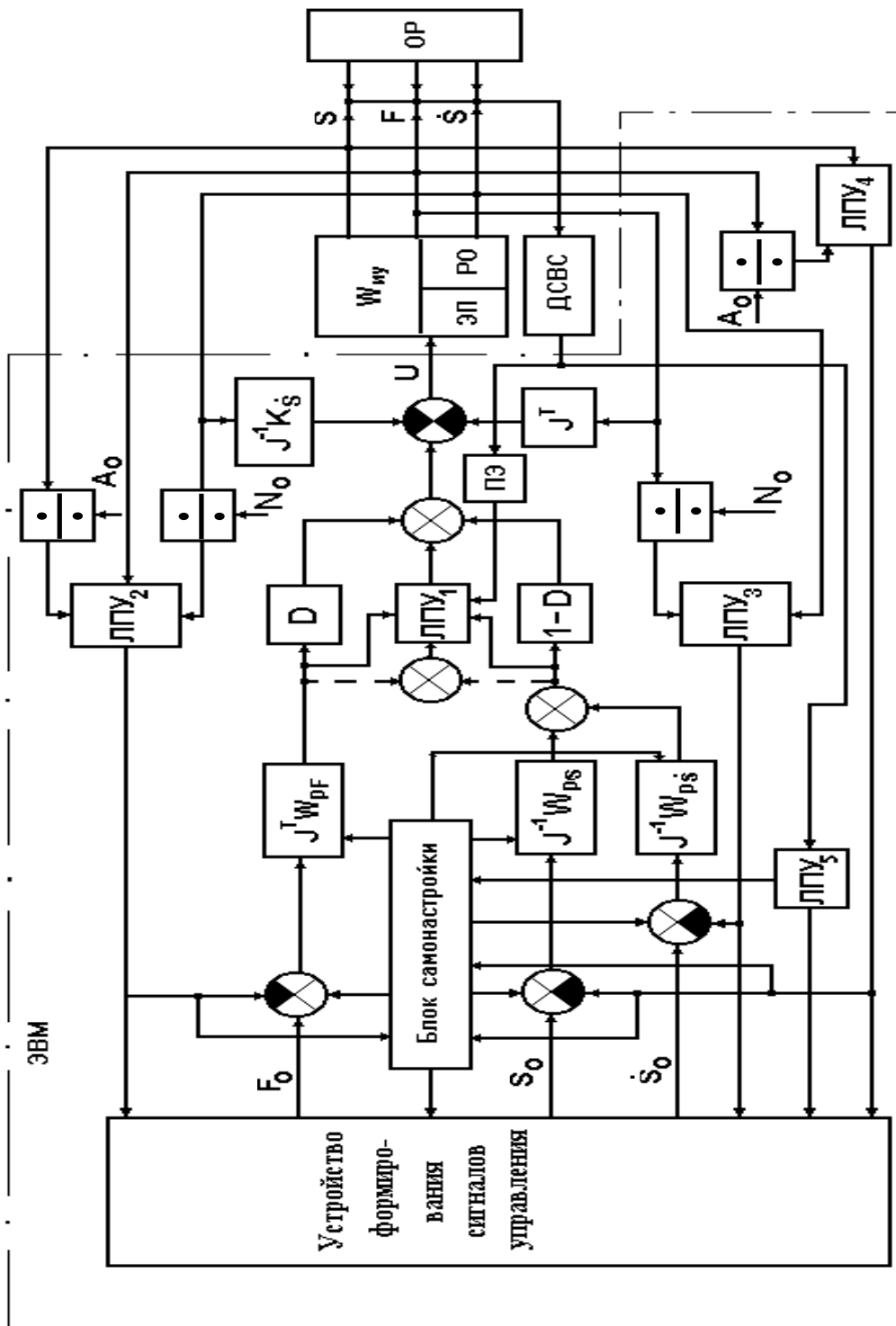


Рис. 1.9. Структурная схема системы ПСУ электроприводов технологических роботов и манипуляторов

Успешное применение адаптивных систем позиционно-силового управления с переменной структурой требует, кроме обеспечения устойчивости и качества, решения вопросов способа задания и согласования управляющих сигналов по положению и силе, для чего в структуру однотипной системы связного регулирования дополнительно вводятся нелинейные функциональные регуляторы соответствующих каналов с логическим управлением перекрестными межканальными связями.

Рассмотренные системы ПСУ состоянием и сменой состояния робота и динамической системы «РО-ОР» представляют собой новую разновидность координирующих систем управления. Отличие разработанных систем от координирующих систем, рассматриваемых в работах Л.М. Бойчука [1] и И.В. Мирошника заключается в реализации не только автоматического, но и дистанционного или дистанционно-автоматического управления соотношением фазовых координат F, S в функции состояния внешней среды и взаимодействия РО с ней, производимой работы и мощности при нелинейной модели объекта, как на исполнительном, так и тактическом уровне.

Неопределенность, нечеткость или неполнозаданность характеристик робота и позиционно-силового взаимодействия РО с ОР как объектов управления приводит к необходимости использования современных методов управления [14,23], позволяющих в частности, решить проблему управления в режиме обучения, в том числе создания базы знаний на основе применения позиционно-силового программирования, заключающегося в одновременном задании требуемых сил и траекторий. Это в конечном итоге приводит к возможности разработки стратегии отслеживания перемещения РО по поверхности ОР в режиме самообучения, основываясь на ее идентификации и идеях адаптивного полуавтоматического ПСУ.

1.3. Структуры систем двустороннего действия дистанционно управляемых манипуляторов

Дистанционно управляемые манипуляторы, как уже отмечалось, делятся на три вида (по типу систем управления): с командным управлением; с копирующим управлением; с полуавтоматическим управлением. Системы дистанционного управления копирующих манипуляторами подразделяются на системы: одностороннего действия; одностороннего действия с пассивным отражением усилий; двустороннего действия обратимые; двустороннего действия необратимые; двустороннего действия комбинированные (рис.1.10).

Основу рассматриваемых манипуляторов составляют системы двустороннего действия (ДСД), помещаемые в соответствующие степени подвижности, обладающие свойством двунаправленности в передаче перемещений и усилий и создающие оператору так называемый "эффект присутствия". Эти системы должны обеспечивать точность как обработки задаваемых оператором угловых положений, так и передачи усилий от исполнительной к задающей стороне манипуляторов. Отмеченные точностные характеристики существенно зависят от текущих значений параметров нагрузки приводов, обусловленной и переменными параметрами груза, и конфигурацией многозвенников, и скоростями движения звеньев.

В качестве задающего устройства (ЗУ) систем дистанционного управления используются соответственно специальные выносные пульты, антропоморфные ЗУ кинематически подобные ИУ и рукоятки управления, оснащенные устройствами формирования автономных сигналов задания S_0, \dot{S}_0, F_0 или сигналов взаимосвязанного управления типа $S_0 \vee \wedge \dot{S}_0, F_0 \vee S_0, F_0 \vee (S_0 \vee \wedge \dot{S}_0), F_0 \wedge S_0$ и т.д. Обратные связи в системе организуются по положению (SOC), скорости (\dot{S}_{OC}) и силе (FOC). Все разновидности систем копирующего управления манипуляторами ДСД разделяются на две группы: симметричные и несимметричные системы. Общим признаком систем ДСД при дистанционном

управлении является наличие канала управления положением (КУП) и канала отражения сил (КОС), расположенных соответственно на ИУ и ЗУ. Основой симметричных систем ДСД (СДСД) являются электроприводы (ЭП) с позиционной главной обратной связью расположенные как на ЗУ, так и ИУ. Функциональные схемы данных систем при копирующем управлении представлены на рис. 1.11. Схема на рис. 1.11, а объединяет три вида систем:

1) система дополнительных корректирующих обратных связей через (УДМ1, УДМ2) и $U_{\text{ем}}$;

2) система с позиционными обратными связями и корректирующими связями УДМ1 и УДМ2, охватывающими КУП и КОС;

3) система с позиционными обратными связями и корректирующими связями $U_{\text{ем}}$, охватывающими КУП и КОС.

Для получения информации о моментах действующих в ЭП задающего и исполнительного устройств могут быть использованы обратные связи с датчиками моментов (ДМ) и упругие элементы с соответствующим подключением датчиков положения. В несимметричных системах ДСД (НСДСД) прямого включения позиционные ЭП расположены на ИУ, за ЭП с главной обратной связью по моменту - на ЗУ. В несимметричных системах ДСД обратного включения ЭП расположены в обратном порядке: позиционные ЭП – на ЗУ, ЭП с главной обратной связью по моменту – на ИУ.

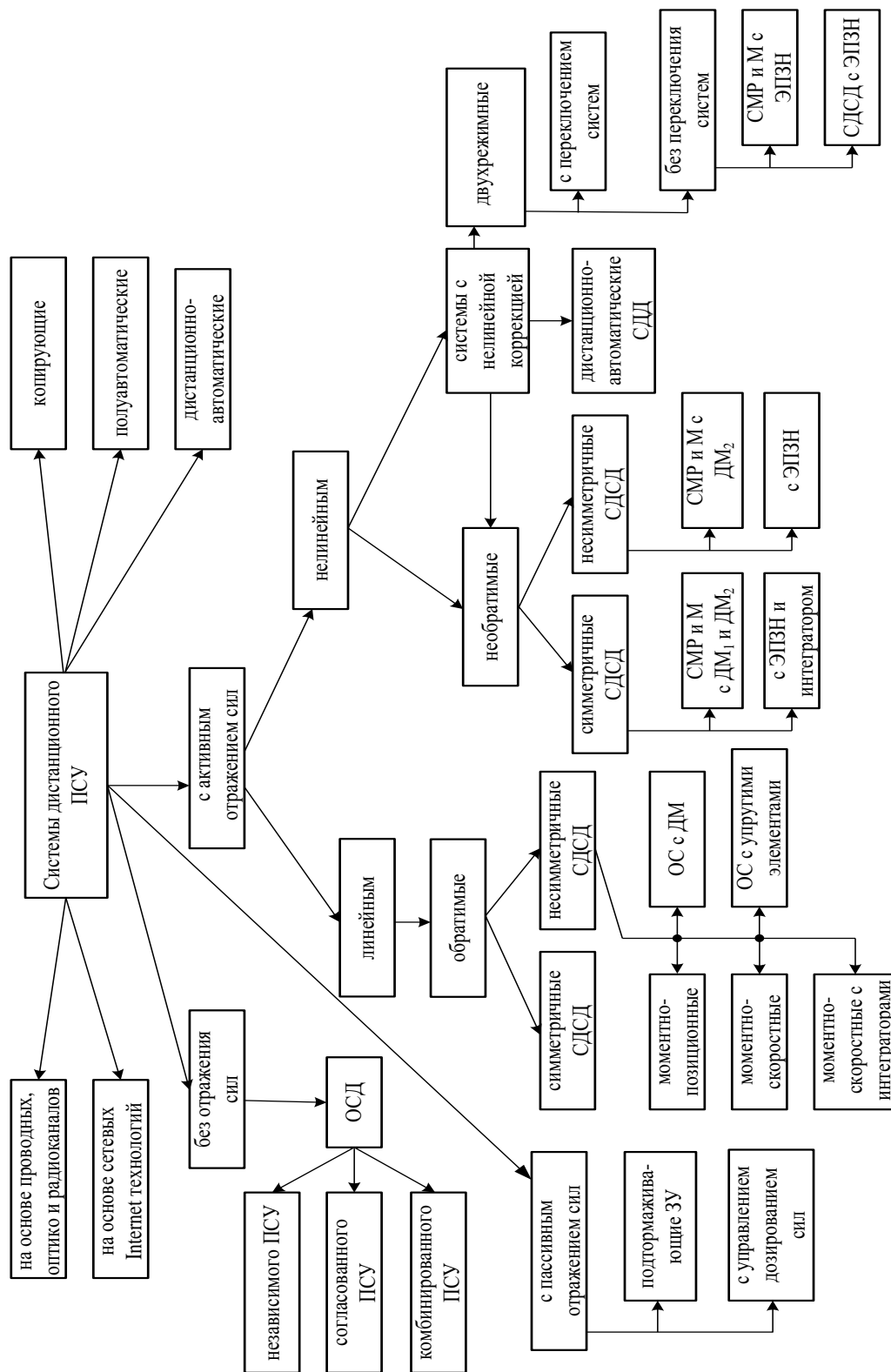


Рис. 1.10. Классификация систем дистанционного ПСУ манипуляционными роботами; СМР и М – система моментной разгрузки и масштабирования; ОСД, ДСД – системы одно и двухстороннего действия; ЭПЗН – элемент с переменной зоной нечувствительности

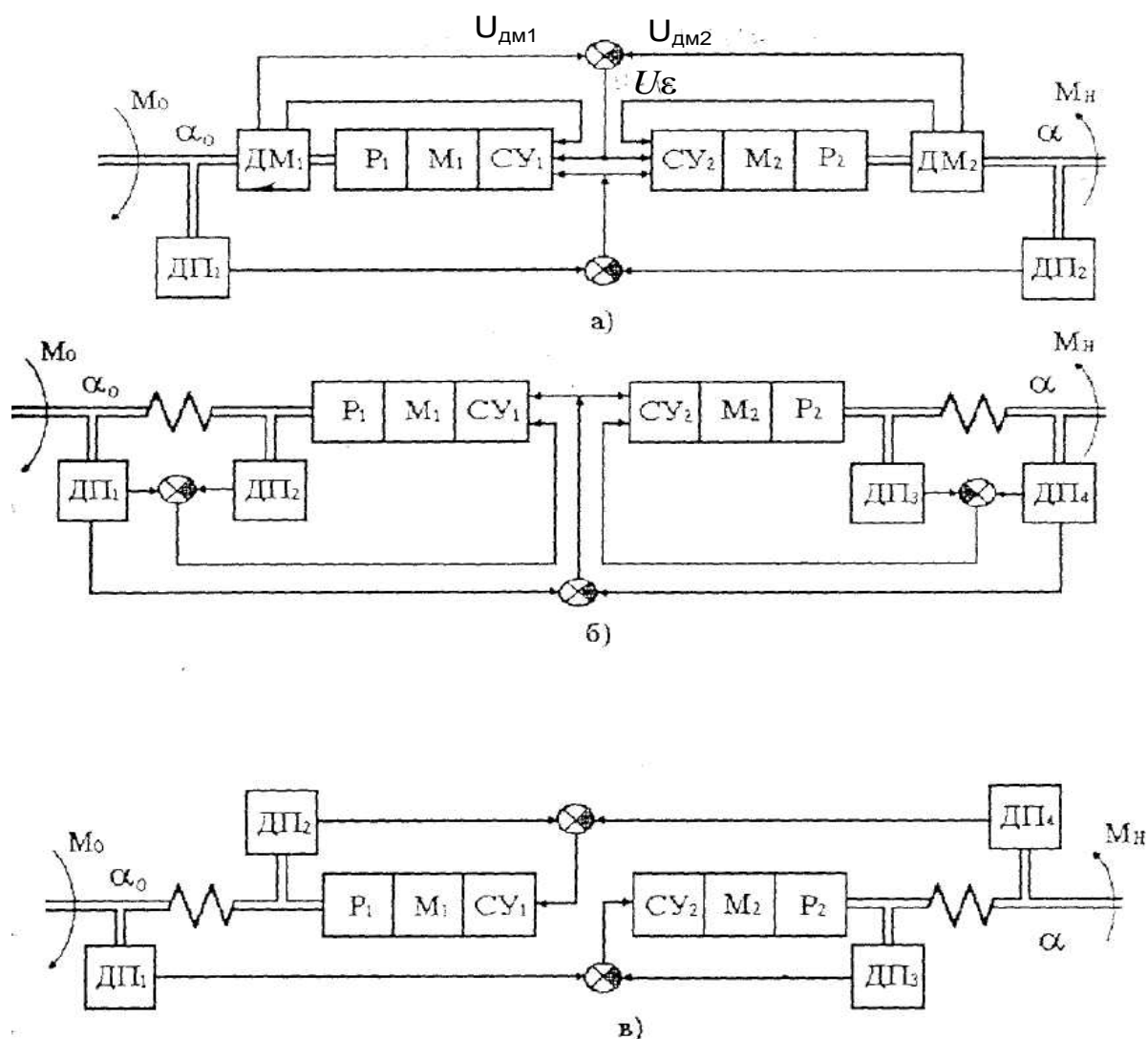


Рис. 1.11. Функциональные схемы симметричных систем ДСД при копирующем управлении МР

Данные системы относятся к классу двухканальных взаимосвязанных ЭП. Особенностью систем полуавтоматического ПСУ одностороннего действия является замыкание корректирующих связей через управляющую ЭВМ. Так, например, в системе, показанной на рис. 1.12, подпружиненная рукоятка задает модуль вектора скорости β_1 РО.

Обратная связь формируется в виде зависимости

$$\Psi(F_N, \dot{S}) = |F_N \parallel \dot{S}| \cos(F_N \wedge \dot{S})$$

где F_N - главный вектор внешних сил, приложенных к РО.

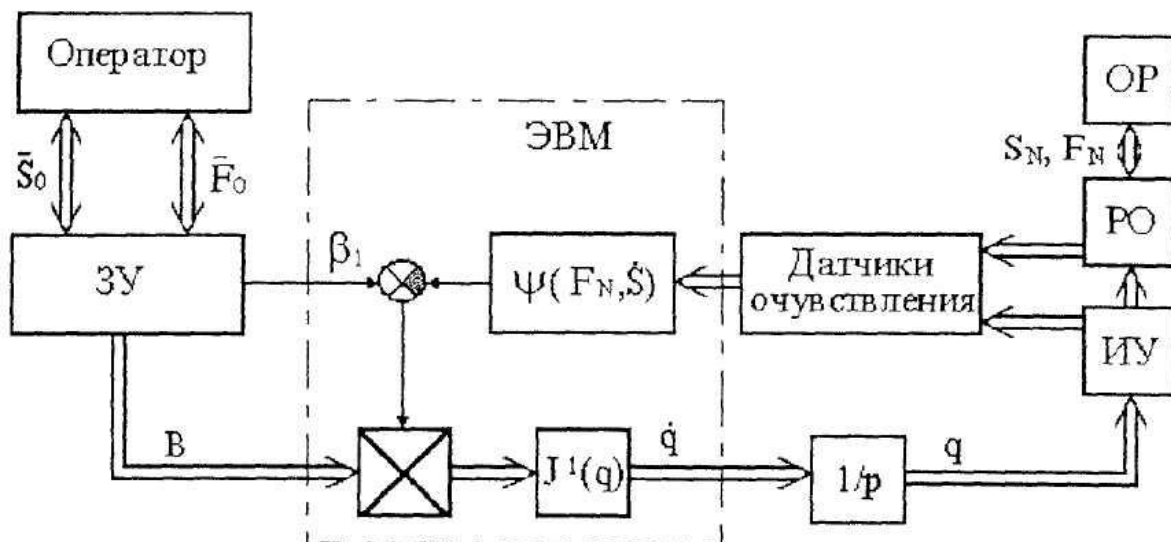


Рис. 1.12. Структурная схема системы полуавтоматического ПСУ одностороннего действия: $V=[\beta_2 \beta_3 \beta_4]$ – вектор угловых координат ЗУ

Тогда, алгоритм работы полуавтоматической системы ПСУ одностороннего действия может быть записан в следующем виде

$$\dot{q} = J^{-1}(q)[\beta_1 - \Psi(F_N, \dot{S})]V.$$

Управление манипуляторами от рукоятки малых перемещений позволило распространить принцип управления с активным отражением сил, применяемый в манипуляторах с копирующим управлением, на манипуляторы с полуавтоматическим управлением [20,28]. Функциональные системы ДСД при полуавтоматическом управлении могут быть представлены в виде, показанном на рис. 1.13.

Обобщенная структурная схема сепаратной моментно-скоростной системы двустороннего действия (МСС ДСД) [9-11,20]. симметричного типа показана на рис. 1.13, а. Данная система представляет собой сочетание двух взаимосвязанных систем, первая из которых, расположенная на стороне оператора, замкнута по положению, вторая, расположенная на стороне нагрузки, - замкнута по скорости.

Второй разновидностью МСС ДСД являются системы несимметричного типа. В этих системах моментный загрузитель замкнут не только по моменту, как в копирующих системах ДСД, но и по положению. Такое включение придает ему свойства «электрической пружины» и обеспечивает малые перемещения выходного вала. Сигнал, пропорциональный этому перемещению, подается на вход замкнутой

по положению системы на стороне нагрузки через интегратор, в результате чего и достигается управление скоростью выходного вала исполнительной системы.

Исполнительная часть МСС ДСД несимметричного типа может быть построена по аналогии с исполнительной частью МСС ДСД симметричного типа, однако, вариант с интегратором и замкнутым по положению приводом (рис. 1.13, б) является более предпочтительным, так как это исключает «просадку» системы при отсутствии управляющего сигнала на выходе интегратора.

Третьей разновидностью МСС ДСД является система (рис. 1.13, в) в которой моментный загрузатель строится по аналогии с моментным загрузателем МСС несимметричного типа. Входным сигналом для исполнительной системы в данном случае является сигнал, пропорциональный интегралу от разности моментов, приложенных к задающему и исполнительному валам.

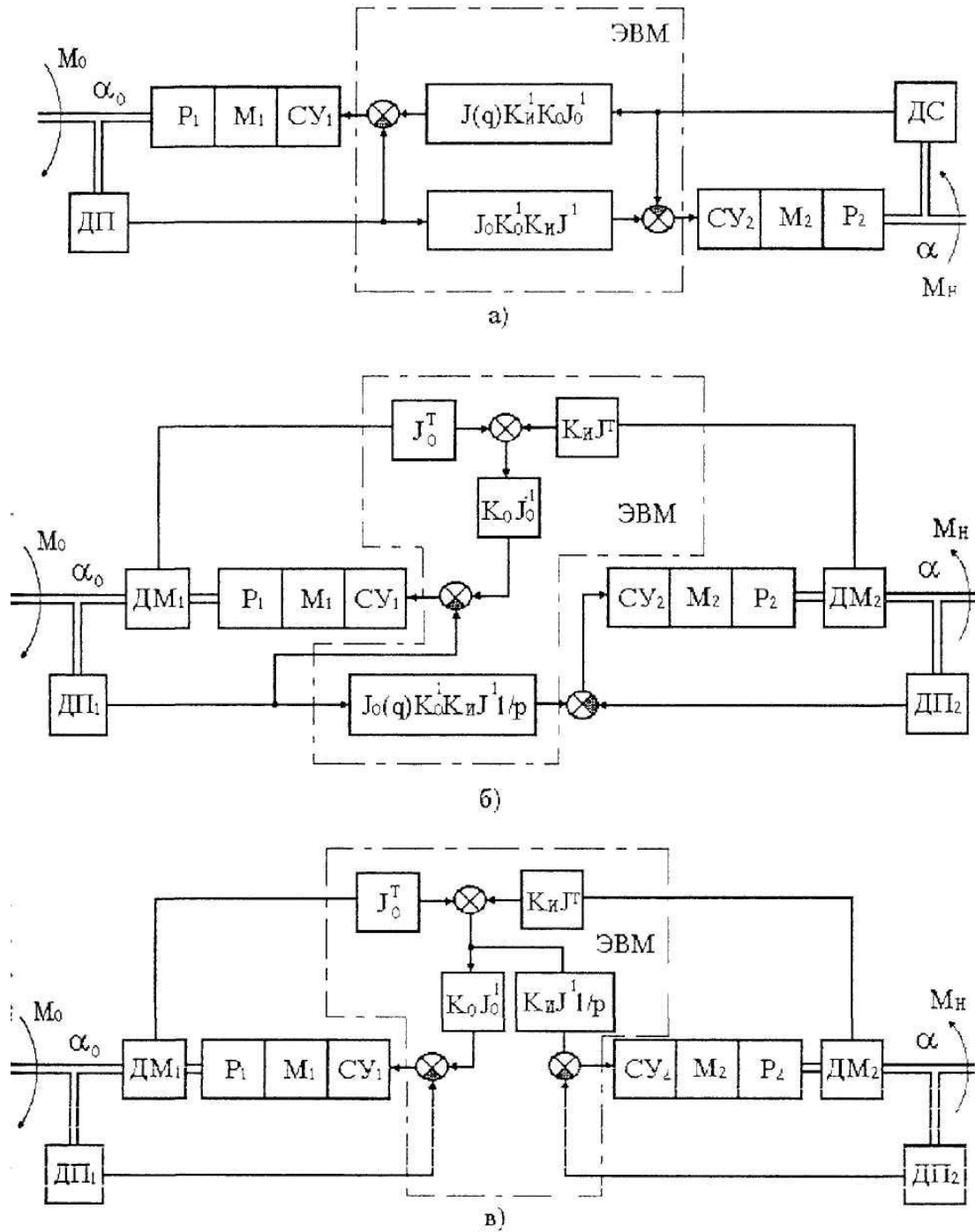


Рис. 1.13. Функциональные схемы систем ДСД при полуавтоматическом управлении МР: J , J_0 , матрицы Якоби; $K_0, K_{\text{и}}$ – диагональные матрицы коэффициентов пропорциональности

Из анализа структур приводов манипуляторов с дистанционным и автоматическим ПСУ следует, что базовые структуры приводов исполнительных и задающих устройств одинаковы. Они представляют собой

приводы с главными обратными связями по S при регулировании перемещения, по \dot{S} - при регулировании скорости и по F при регулировании сил и моментов.

На рис. 1.14. показана реализация этой системы применительно к решаемой задаче исследования путей создания системы комбинированного позиционно-силового управления манипуляторами [10,26,27].

Программатор (П) представляет собой устройство ввода типовых команд управления на языке управления роботом. Автономное выполнение этих команд обеспечивается в реальном масштабе времени вычислительным устройством (ВУ), которое наряду с командами перерабатывает информацию о внешней среде, поступающую от датчиков и наблюдателя силы. Оператор в данном случае выступает в роли супервизора, подключаясь к процессу управления в случае необходимости.

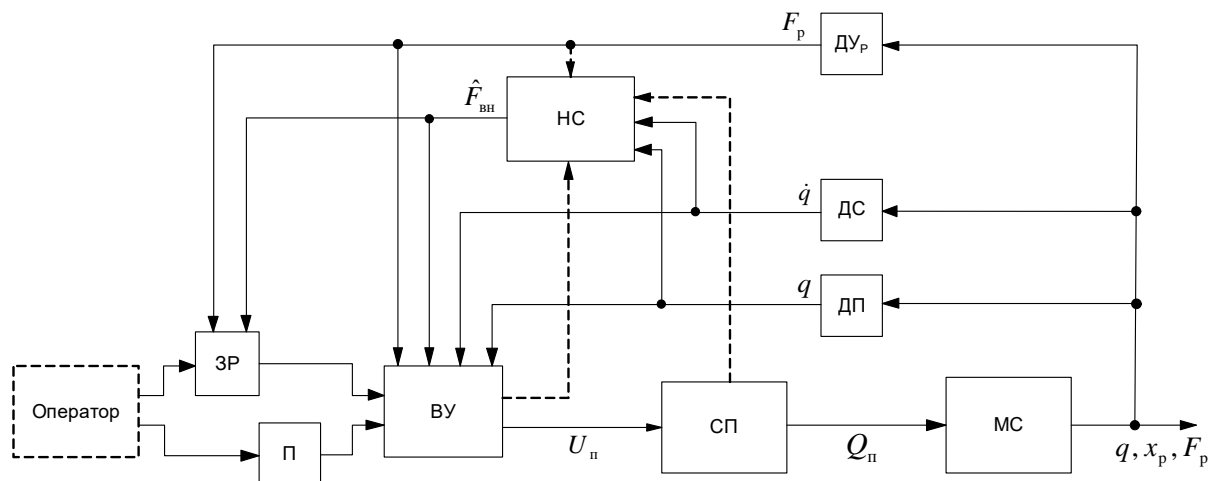


Рис. 1.14. Функциональная схема системы комбинированного позиционно-силового управления манипулятором: ЗР - задающая рукоятка, П - программатор, ВУ - вычислительное устройство, СП - система приводов, МС - механическая система, ДП - датчик положения, ДС - датчик скорости, ДУр - датчик усилия на рабочем органе, НС - наблюдатель силы.

Задание оператора в автоматическом режиме представляет собой название (код) ранее освоенной технологической операции или ее управляющей программы с последовательным ее разбиением на типовые элементарные операции.

Вычислительное устройство реализует алгоритмы автоматического и автоматизированного позиционно-силового управления. В автоматическом режиме основными функциями вычислительного устройства являются диспетчеризация ТОП в соответствии с заданием оператора, логика выполнения отдельной ТОП, построение и отслеживание программных траекторий движения.

Значительный объем наиболее сложных и точных технологических позиционно-силовых операций до настоящего времени, по-прежнему, выполняется в режиме управления от человека-оператора. При управлении от задающей рукоятки ВУ решает обратную задачу кинематики для манипулятора и формирует задание на приводы в соответствии с одним из алгоритмов автоматизированного позиционно-силового управления. При этом возможна ситуация, когда в ходе выполнения некоторой автоматической операции человек-оператор корректирует работу системы с помощью задающих рукояток, управление от которых имеет более высокий приоритет. Еще одной важной задачей ВУ является реализация возможностей обучения выполнению силовых операций [5,9,19-21,24,26].

Несимметричные системы ДСД в зависимости от способа отражения сил подразделяются на системы с активным и пассивным отражением сил. Активные системы отражения усилий наилучшим образом создают эффект присутствия человека-оператора в зоне проведения работ. Вместе с тем массогабаритные параметры силовых элементов на стороне оператора соизмеримы с параметрами силовых исполнительных элементов манипулятора, поэтому при проектировании манипуляционного робота с активными системами отражения моментов ЗУ компонуют по блочному принципу размещения приводов, поскольку модульная компоновка связана со значительными трудностями уравнивания ЗУ.

Применение нелинейных систем пассивного отражения моментов в копирующих манипуляторах (рис. 1.15) позволяет значительно снизить физические нагрузки и утомляемость оператора в процессе дистанционного проведения работ, так как на руке оператора воспроизводятся лишь заранее заданные предельные усилия.

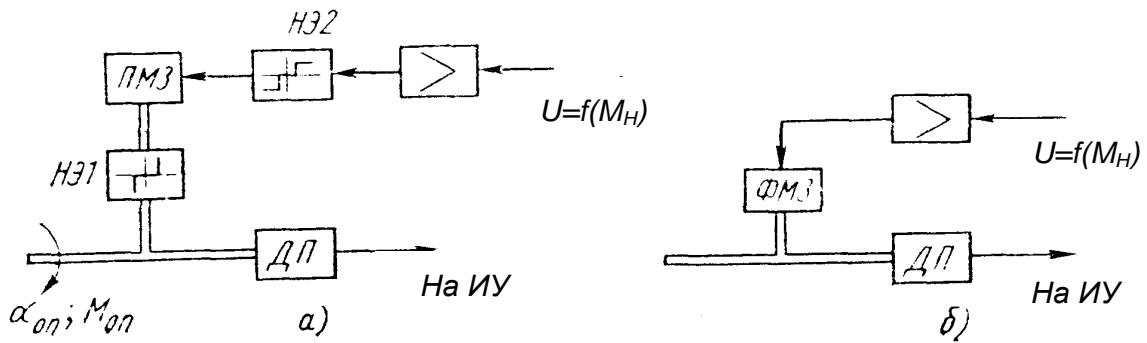


Рис. 1.15. Структурные схемы систем с нелинейным отражением моментов нагрузки

В нелинейной системе отражения моментов (рис. 1.15, а) усиленный сигнал нагрузки через нелинейный пороговый элемент *НЭ2* воздействует на пассивный моментный загрузочный элемент *ПМЗ*, представляющий собой тормозящий элемент с трением без смазочного материала, препятствующий перемещению задающей оси ИСС в сторону увеличения момента нагрузки. Зона нечувствительности *НЭ2* определяет максимально допустимое значение момента нагрузки. Возможность реверса задающего вала ИСС при заторможенном *ПМЗ* обеспечивается механическим нелинейным элементом *НЭ1*, представляющим собой устройство с регулируемым значением зоны нечувствительности, которое зависит от динамических параметров ИСС и выбирается при ее отладке.

В нелинейной системе отражения моментов, показанной на рис. 1.15, б в качестве элемента, запрещающего движение вала оператора при достижении моментом нагрузки заданного значения, применяется фазочувствительный нелинейный моментный загрузочный элемент *ФМЗ*, принцип действия которого подобен принципу работы обгонной муфты.

Положительным качеством нелинейных систем отражения моментов является способность исключения избыточности силовой информации, что позволяет минимизировать физические нагрузки оператора в процессе дистанционного выполнения работ и повысить производительность биотехнической системы оператор-манипулятор.

Тормозной момент пассивного моментного загрузителя без учета начального нелинейного участка аналитически может быть представлен как трение переменной величины:

$$M_T(t) = -|M_{H\Sigma}| \operatorname{sgn} p\alpha_{on}(t),$$

где $M_{H\Sigma}$ — момент, развиваемый на валу нагрузки; $p\alpha_{on}$ — угловая скорость вала оператора. Вал оператора будет перемещаться только при условии $M_{on} > |M_{H\Sigma}|$, поэтому уравнения, описывающие динамику работы пассивного моментного загрузителя, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} M_Y(t) &= M_{on}(t) - |M_{H\Sigma}| \operatorname{sgn} p\alpha_{on}(t); \\ M_Y(t) &= J_{on} p^2 \alpha_{on}(t); \\ p\alpha_{on} &> 0 \text{ при } M_{on} > |M_{H\Sigma}|; \\ p\alpha_{on} &< 0 \text{ при } M_{on} > -M_{H\Sigma}, \end{aligned} \right\}$$

где $M_Y(t)$ — момент управления; $M_{on}(t)$ — момент, развиваемый оператором; J_{on} — момент инерции вала оператора.

Задача регулирования усилий в заданном диапазоне, лежащем в пределах физических возможностей человека-оператора, решается в большинстве случаев с помощью обратимых следящих систем, воспроизводящих на руке оператора усилия нагрузки. Однако для манипуляторов большой грузоподъемности пропорциональное воспроизведение нагрузки неприемлемо, а ввод масштабирования в тракт отражения приводит к искажению информации. Системы с линейным отражением усилий характеризуются избыточностью информационного канала обратной связи по моменту и тем не менее вносят большие погрешности при воспроизведении больших усилий, что связано с физиологическими и психологическими особенностями оператора как элемента биотехнической системы.

Для повышения надежности системы необходимо, чтобы канал отражения был активным, т.е. единичный сигнал нагрузки должен препятствовать движению ЗУ в сторону увеличения рассогласования, а следовательно, и усилия. В то же время необходимо обеспечить возможность свободного движения ЗУ в обратном направлении.

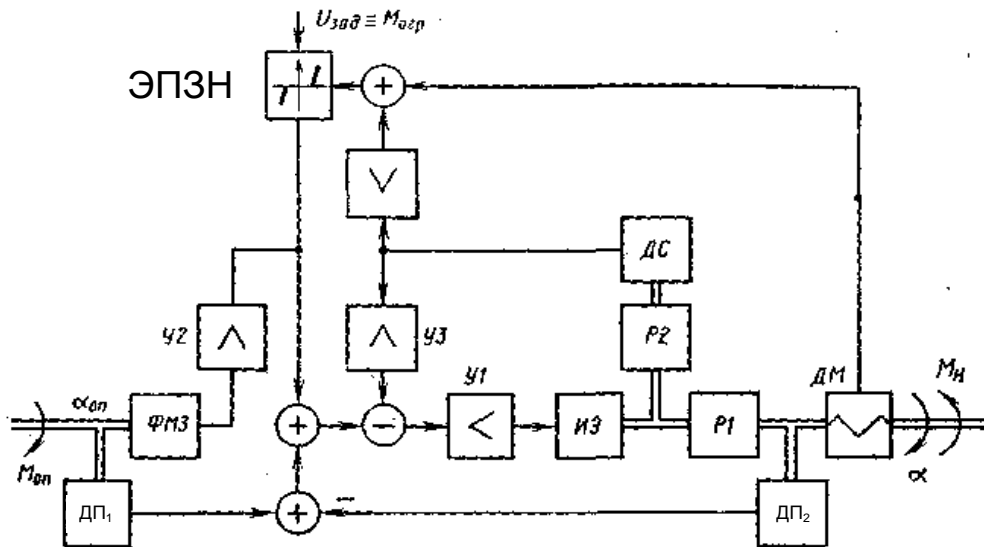


Рис. 1.16. Функциональная схема следящей системы с управляемым дозированием усилий

Эта задача может быть решена либо соединением вала ЗУ с электромагнитным тормозом, управляемым сигналом нелинейной обратной связи по моменту, через элемент с гистерезисной характеристикой, либо применением фазочувствительного моментного загрузителя. Возможность сохранения динамических параметров при высокой точности силового воздействия на объект манипулирования можно обеспечить посредством внутреннего контура нелинейной обратной связи по моменту в ИСС (рис. 1.16). Система с дозированием усилий [7,10,20] является разновидностью систем с пассивным отражением усилий и отличается от них нелинейным воспроизведением усилий и наличием контура регулирования момента, стабилизирующего значение момента двигателя на заданном предельном уровне. Принцип нелинейного воспроизведения усилий исключает необходимость затрат энергии оператора при всех промежуточных значениях усилий, меньших $M_{огр}$, и требует незначительных затрат при достижении $M_{огр}$. Таким образом, сокращение ; избыточности силовой информации позволяет существенно снизить утомляемость оператора, а возможность автоматического управления силовым воздействием значительно повышает точность системы. Система с управляемым дозированием усилий состоит из исполнительной следящей системы с координатой вала оператора аоа и вала нагрузки а, тракта отражения усилий, контура регу-

лирования момента и устройства задания значения момента. ИСС состоит из датчиков положения задающей ДП1 и исполнительной ДП2 осей, усилителя главной обратной связи У1 и редуктора РЛ. Стабилизация системы по скорости осуществляется сигналом датчика скорости ДС через усилитель У3. Контур регулирования момента реализует отрицательную обратную связь по моменту в ИСС. Сигнал датчика момента ДМ, пропорциональный значению момента нагрузки M_H , проходит через элемент с переменной зоной нечувствительности (ЭПЗН). Угол наклона его линейных участков определяется коэффициентом жесткости C кинематической передачи данного движения. Выходной сигнал ЭПЗН вычитается из сигнала главной обратной связи исполнительной системы. Для повышения запаса устойчивости системы в режиме «упора» сигнал датчика ДМ на входе НЭ складывается с согласованным усилителем У3 сигналом датчика скорости ДС, который через повышающий редуктор Р2 связан с валом ИУ.

Канал отражения усилий, включающий усилитель У2 и фазо-чувствительный моментный загрузитель ФМЗ, управляется выходным сигналом ЭПЗН при достижении значения, превышающего значение зоны нечувствительности.

Состояние систем ДСД симметричного и несимметричного типа определяется угловыми координатами α_0 для ЗУ и α для ИУ, моментом M_0 , прикладываемым оператором к ЗУ, и моментом M_H , действующим на РО со стороны ОР. Данные системы относятся к классу двухканальных взаимосвязанных ЭП.

Одним из самых сложных вопросов динамики систем ДСД является вопрос определения доминирующей координаты, которая зависит от режима работы системы. В общем случае, манипулятор работает по какой-либо комбинации четырех основных режимов.

1). Режим свободного движения ЗУ и ИУ под действием внешних моментов, когда $\alpha_0(t) = f[M_0(t), M_H(t)]; \alpha(t) = \varphi[M_0(t), M_H(t)];$

В этом режиме доминирующей координатой является $M_0(t)$, управляемыми координатами - $\alpha_0(t)$ и $\alpha(t)$. Момент $M_H(t)$ - возмущающее воздействие.

2). Режим вынужденного движения ЗУ по заданному закону, характеризующий собой управление с позиционным доминирова-

нием $\alpha_0(t)$. Управляемой координатой является $\alpha(t)$. $M_0(t)$ в этом режиме представляет собой момент, который необходимо прикладывать для обеспечения движения $\alpha_0(t)$ по заданному закону, т.е. $M_0(t) = f[\alpha_0(t), M_H(t)]$.

3). Режим вынужденного движения ИУ по заданному закону - управление с позиционным доминированием $\alpha(t)$. Управляемая координата - $\alpha_0(t)$, а $M_H(t) = f[\alpha_H(t), M_0(t)]$.

4) Режим вынужденного движения ЗУ и ИУ, когда осуществляется управление с позиционным доминированием, а моменты $M_0(t)$ и $M_H(t)$ являются функцией $\alpha_0(t)$ и $\alpha(t)$.

Структурная схема системы ДСД для каждого режима работы отлична от структурных схем для других режимов работы [9,35]. Следовательно, в общем случае системы ДСД являются системами ПСУ с переменной структурой. Принципиальное отличие дистанционного ПСУ от систем автоматического ПСУ заключается в том, что формирование или коррекция сигналов позиционного или силового доминирования осуществляется посредством замыкания силовых обратных связей через человека-оператора, который вместе с ЗУ выполняет функции управляющего устройства.

Особое место среди систем симметричных двустороннего действия занимают так называемые системы моментной разгрузки и масштабирования. Они предназначены для улучшения показателей качества работы копирующих манипуляторов с механическими линиями связи. Подобные механизмы обладают значительными потерями момента, вызванными наличием трения, инерционностью механических передач, что приводит к существенному снижению точности ощущения оператором нагрузочных моментов.

Принцип построения систем моментной разгрузки и масштабирования может быть рассмотрен по функциональной обобщенной схеме системы для одной из степеней подвижности механического манипулятора (рис. 1.17).

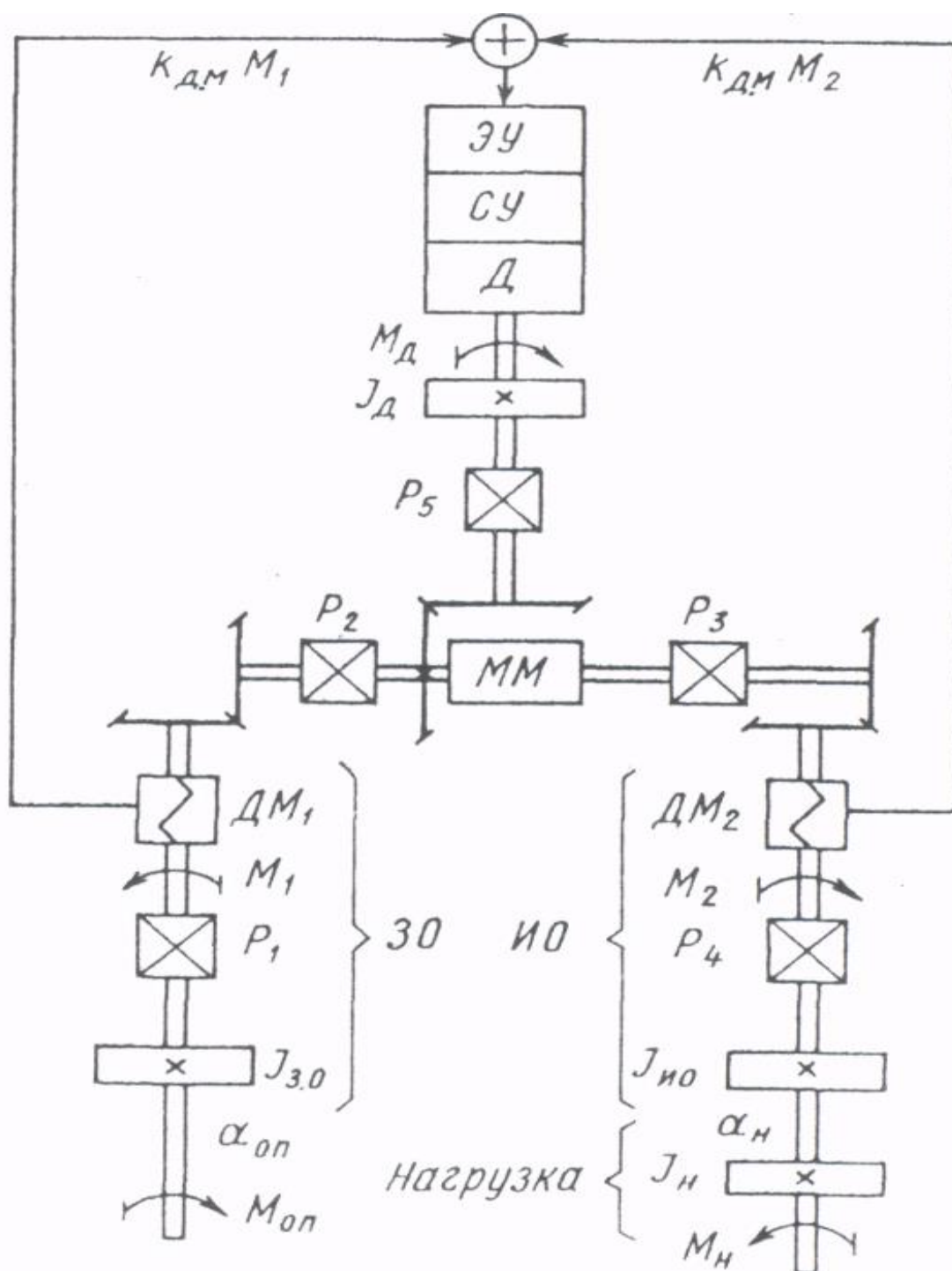


Рис. 1.17. Система моментной разгрузки и масштабирования копирующего манипулятора двустороннего действия

На задающий 30 и исполнительный ИО органы устанавливаются датчики моментов ДМ1; ДМ2, сигналы которых пропорциональны моментам, передаваемым силовыми механическими передачами в местах

установки этих датчиков. Сигналы моментных датчиков после соответствующего преобразования и суммирования поступают на вход системы управления, включающей электронный усилитель ЭУ, электронную схему управления СУ и двигатель Д.

Соответствие между угловыми (линейными) перемещениями задающего и исполнительного органов обеспечивается непосредственно самой механической передачей. Точность двусторонней передачи угловых перемещений определяется наличием люфтов и упругих деформаций в этой передаче. Точность ощущения оператором нагрузочных моментов в рассматриваемой механической передаче определяется величиной моментов сопротивления движению, обусловленных трением, а также инерционностью отдельных звеньев механической передачи — особенно инерционностью дисков магнитной муфты ММ.

Магнитная муфта предназначена для передачи движения от задающего органа к исполнительному через немагнитную перегородку, разделяющую рабочую камеру от зоны оператора.

Из анализа структур приводов манипуляторов с дистанционным и автоматическим ПСУ следует, что базовые структуры приводов исполнительных и задающих устройств одинаковы. Они представляют собой приводы с главными обратными связями по S при регулировании перемещения, по \dot{S} - при регулировании скорости и по F при регулировании сил и моментов.

Решить задачу создания высокоэффективных манипуляторов с широкими функциональными возможностями применением динамической коррекции, основанной на введении различных корректирующих звеньев не всегда возможно. Поэтому целесообразно осуществлять нелинейную коррекцию [10,20], применение которой приводит к изменению принципа естественного, свойственного человеку-оператору, ручного биотехнического управления МР. Вопросы нелинейной коррекции следящих систем ДСД рассмотрены в разделе 3.1 настоящего учебного пособия.

2. АНАЛИЗ ДИНАМИКИ И СИНТЕЗ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ДИСТАНЦИОННО УПРАВЛЯЕМЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ

Рассмотрим манипуляционные системы (МС), у которых помимо малости кориолисовых и центробежных сил пренебрежимо мала также скорость изменения приведенного момента инерции, хотя сам он меняется в широких пределах. Следует отметить, что вид и порядок уравнений динамики систем ДСД будут зависеть от рассматриваемого режима работы, а также от особенностей используемой механической передачи. Как уже отмечалось в системах ДСД существуют четыре основных режима работы [10,20,33]: 1) движение вала оператора и вала нагрузки под действием внешних моментов, 2) вынужденное движение вала оператора по заданному закону, 3) вынужденное движение вала нагрузки по заданному закону, 4) вынужденное движение валов оператора и нагрузки по заданному закону.

Рабочими являются два первых режима. Причем в первом из них обычно проверяется устойчивость системы, когда моментные воздействия на валах оператора и нагрузки равны нулю.

Выполнять синтез регуляторов систем ДСД одновременно с учетом двух указанных режимов работы не представляется возможным, поскольку динамика систем в этих режимах описывается различными дифференциальными уравнениями. Однако необходимо, чтобы полученный регулятор во всех режимах обеспечивал требуемые качественные показатели. В связи с этим возникает задача выбора такого режима работы, чтобы синтезированный для данного режима регулятор гарантировал бы необходимые качественные показатели и при работе в других режимах. При синтезе систем ДСД целесообразно выбирать именно второй режим, а после синтеза проверять работу системы в других режимах.

2.1. Анализ динамики и синтез сепаратных приводов манипуляционных систем в режиме позиционного управления

В общем случае исследование динамики необходимо проводить для трёх видов перемещения РО робота: транспортные перемещения, характеризующиеся переменностью момента инерции; установочные

перемещения с возможностью нарушения плавности движения; перемещения на границе свободной зоны, характеризующиеся действием нелинейности типа «упор» [9-11].

Управление движением в свободной зоне выполняется в два этапа: первоначально осуществляется управление транспортным перемещением на большое расстояние за счет применения быстродействующих скоростных алгоритмов с малой точностью и на втором этапе реализуется более медленное позиционное управление точным перемещением

Общий подход к анализу и синтезу линеаризованных ЭП [1,2,17,22,23,28,31] заключается в составлении характеристического уравнения многомерного ЭП и осуществления прямого корневого метода синтеза, называемым модальным методом синтеза по заданному качеству процесса управления.

Распространенным методом улучшения работы ЭП роботов является применение системы подчиненного регулирования с ПИ или ПИД – регуляторов в контурах системы. Стандартные настройки этих регуляторов подробно рассмотрены в работах [22,31]. Однако, следует заметить, что с ростом скоростей и ускорений начинают проявляться упругие свойства ИУ робота, ввиду чего стандартные настройки на технический и симметричный оптимум, рассчитанные на жесткий и стационарный объект, становятся неоптимальными из-за возникающих колебаний, вплоть до потери устойчивости. Кроме того, настройки регуляторов теряют свою оптимальность вследствие нестационарности параметров привода.

Широкое распространение получил автоматизированный синтез многомерных систем с помощью модальных регуляторов, частотных методов и алгоритмов управления на основе концепций обратных задач динамики.

Особого внимания при синтезе ЭП роботов является применение различного рода нелинейных и псевдолинейных корректирующих устройств. Нелинейные корректирующие устройства обладают широкими возможностями компенсации влияния на динамику ЭП нелинейных динамических звеньев при достаточно несложной технической или программной реализации.

К исполнительным ЭП манипуляционных роботов предъявляются высокие требования по точности обработки задающего воздействия, монотонности переходного процесса, отсутствию автоколебательных режимов и стабилизации статического положения равновесия РО.

Псевдолинейные корректирующие устройства позволяют формировать амплитудные и фазовые характеристики независимо друг от друга и тем самым получать высокие динамические характеристики ЭП. В работе [10] показано, что самотормозящиеся (необратимые) механические передачи, широко применяющиеся в ИУ роботов, при линейном управлении двигателем и отсутствии внешних воздействий также относятся к псевдолинейным корректирующим устройствам.

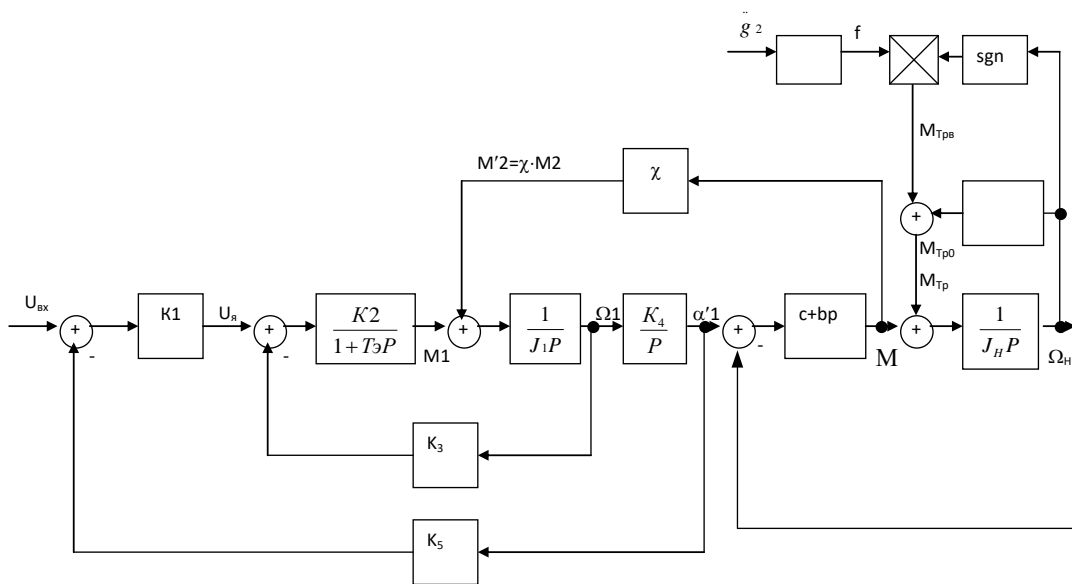


Рис. 2.1. Структурная схема следящего ЭП робота с самотормозящей механической передачей

При рассмотрении отдельных следящих ЭП с СМД и двигателем постоянного тока математическая модель может быть представлена в виде структурной схемы (рис. 2.1) и системы линейных дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned}
 U_{\text{я}}(t) &= K_1[U_{\text{вх}}(t) - k_5 \alpha'_1(t)]; \\
 pM_1(t) &= T_3 \{-M_1(t) + K_2[U_{\text{я}}(t) - K_3 p \alpha_1(t)]; \\
 p^2 \alpha_1(t) &= J_1[M_1(t) - \chi M_2(t)]; \\
 p \alpha_1(t) &= \Omega_1(t); \\
 M_2(t) &= (c + bp) [\alpha'_1(t) - \alpha_H(t)]; \\
 p^2 \alpha_H(t) &= J_H^{-1} [M_2(t) - M_H(t) - M_{Tp}(p \alpha_H, M_2)]; \\
 p \alpha_H(t) &= \Omega_H
 \end{aligned} \right\} (2.1)$$

где $K_1 = K_{рп}$, $K_1' = K_{рс}$ - коэффициенты усиления регуляторов положения и скорости; $K_2 = K_{м/р\text{я}}$; $K_3 = K_{тг} K_1' + K_w$; $K_4 = 1/U$; K_5 - коэффициент обратной связи по положению.

Логико-математическое описание однозначной характеристики момента трения $M_{тр}$ представим в виде кусочно-линейной функции скорости и прикладываемого момента M_2

$$M_{Tp} = \begin{cases} |M_{Tp0}| + F_T |\Omega_H| \text{sgn } \Omega_H \vee 0 < |\Omega_H| < \Omega_T; \\ |M_{Tp1}| \text{sgn } \Omega_H \vee |\Omega_H| \geq \Omega_T; \\ M_2 [-M_{Tp0}, +M_{Tp0}] \equiv \Omega_H = 0 \wedge |M_2| < M_{Tp1}; \\ |M_{Tp0}| \text{sgn } M_2 \equiv \Omega_H = 0 \wedge |M_2| \geq M_{Tp1}, \end{cases} (2.2)$$

где F_T - коэффициент наклона касательной к участку характеристики трения с отрицательной производной $dM_{тр}/d\Omega_H$; Ω_T - скорость, соответствующая точке излома кусочно-линейной характеристики трения; M_{Tp0} , M_{Tp1} моменты сопротивления, определяемые трением покоя и движения.

Величины F_T , M_{Tp0} , M_{Tp1} принимаем постоянными. При глобальных перемещениях характеристика момента сухого трения определяется равенством $M_{Tp} = |M_{Tp0}| \text{sgn } \Omega_H \vee \Omega_H \neq 0$.

Математическая модель СМП впервые была получена в работах проф. В.Л. Вейца. В работе [10] СМП представлена в виде динамического звена с переменной структурой. В дальнейшем будем считать, что динамическое передаточное отношение СМП при глобальных перемещениях ($\Omega > \Omega_T$) определяется выражением

$$\chi = \begin{cases} (\eta U)^{-1} \equiv M_1 * M_2 < 0; \\ -|\mu| U^{-1} \equiv M_1 * M_2 > 0; \\ 0 \equiv M_1 * M_2, \end{cases} (2.3)$$

а при установочных перемещениях оно является функцией соотношения между направлениями вращения вала двигателя и передачи силового потока, характеризующегося знаком момента в зацеплении М2:

$$\chi = \begin{cases} (\eta U)^{-1} \equiv \text{sgn } \Omega_1 M_2 < 0; \\ -|\mu|U^{-1} \equiv \text{sgn } \Omega_1 M_2 > 0; \\ 0 \equiv \Omega_1 M_2 = 0. \end{cases} \quad (2.4)$$

В дальнейшем при исследовании ЭП с СМП полагается, что условия отсутствия динамического заклинивания как с абсолютно жесткими звеньями $J_1 U_2 \geq \mu J_2$, так и в случае конечной жесткости звеньев передачи $C_1 U_2 \geq \mu C_2$ выполнены.

Исследуя свободные периодические движения при осуществлении глобальных перемещений будем полагать, что момент М2 изменяется по гармоническому закону

$$M_2(\omega t) = A \sin \omega t. \quad (2.5)$$

Тогда при выполнении условий отсутствия динамического заклинивания СМП и соответствии знаков моментов М2', М1 найдем закон изменения электромагнитного момента двигателя М1

$$M_1(\omega t) = A_1 \sin(\omega t + \phi_1) \quad (2.6)$$

где

$$A_1 = \frac{A * k_2}{\sqrt{1 + T_3^2 \omega^2}} * \sqrt{a_2^2 + a_3^2}; \quad \Psi_1 = \arctg \frac{a_2 + a_3 \text{tg} \Psi_2}{a_3 - a_2 \text{tg} \Psi_2};$$

$$a_2 = A_1 \omega k_3; \quad a_3 = A_1 k_1 k_4 k_5;$$

$$A_1 = U \sqrt{[1 + \omega^2 (T_T^2 - T_1)]^2 + \omega^2 T_T^2 T_1^2} / J_H \omega^2 (1 + \omega^2 T_T^2);$$

$$\Psi_2 = \arctg \omega^3 T_1 T_T / [1 + \omega^2 (T_T^2 - T_1)]; \quad T_T = b/c; \quad T_1 = J_H/c.$$

На основании выражений (2.2) и (2.3) определяем логическую функцию изменения момента, действующего через СМП на вал двигателя со стороны выходного вала ЭП в течении половины периода колебаний

$$M_2' = \lambda M_2 = \begin{cases} (\eta U)^{-1} A \sin n \omega t \vee 0 \leq \omega t < \pi - \phi_1; \\ -|\mu|U^{-1} A \sin n \omega t \vee \pi - \phi_1 \leq \omega t < \pi; \end{cases} \quad (2.7)$$

Предполагая выполнение условия фильтра и раскладывая функцию (2.7) в ряд Фурье, получаем коэффициенты гармонической линейризации динамического передаточного отношения СМ

$$\left\{ \begin{aligned} q_x &= \frac{2}{\pi A} \int_0^{\pi} M'_2(\omega t) \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi A} \left[\int_0^{\pi-\phi_1} \frac{1}{\eta u} a \sin^2 \omega t d\omega t + \int_{\pi-\phi_1}^{\pi} -\frac{|\mu|}{U} a \sin^2 \omega t d\omega t \right] = \\ &= \frac{1}{\eta u} \left[\frac{(\sin 2\phi_1 - 2\phi_1)(1+u|\mu|)}{2\pi} + 1 \right]; \\ q'_2 &= \frac{2}{\pi A} \int_0^{\pi} M'_2(\omega t) \cos \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi A} \left[\int_0^{\pi-\phi_1} \frac{1}{\eta u} A \sin \omega t * \cos \omega t d\omega t + \right. \\ &\left. + \int_{\pi-\phi_1}^{\pi} -\frac{|\mu|}{U} A \sin \omega t * \cos \omega t d\omega t \right] = \frac{\sin^2 \phi_1 (1+u|\mu|)}{\pi u \eta} \end{aligned} \right. \quad (2.8)$$

Так как значение коэффициентов гармонической линеаризации не зависит от амплитуды периодических движений, то характер движения рассматриваемого ЭП с СМП при отсутствии внешних воздействий зависит только от свойств привода. При параметрах ЭП, соответствующих границе его устойчивости, возможны устойчивые периодические движения, амплитуда которых зависит от начальных условий.

При нелинейном управлении двигателем или действии медленно изменяющегося входного сигнала динамическое передаточное отношение χ становится нелинейным звеном. Коэффициенты гармонической линеаризации зависят как от частоты, так и амплитуды колебаний [10,11].

Анализируя границу области устойчивости ЭП, построенной в плоскости добротности D и коэффициента запаса самоторможения СМП β , можно сделать вывод о том, что динамическое передаточное отношение СМП стабилизирует работу ЭП [10].

Синтез гармонически линеаризованных ЭП с СМП методом ЛЧХ позволяет определить структуру системы и параметры, обеспечивающие заданные показатели качества: точность, быстродействие, перерегулирование.

Если требования к работе ЭП не допускают перерегулирование в переходных режимах, то расчет параметров ЭП, структура которой выбрана методом ЛЧХ, целесообразно проводить на основе экспоненциальной линеаризации нелинейных звеньев [10].

В результате экспоненциальной линеаризации нелинейная функция системы $y=F(x)$ заменяется линейной $y=ax$, в которой коэффициент экспоненциальной линеаризации определяется следующим выражением

$$a = \frac{2\alpha}{X_0} \int_0^{\infty} F(x) e^{-\alpha t} dt, \quad (2.9)$$

а исходной нелинейной системе ставится в соответствие эквивалентная система из условия адекватности переходных процессов при обработке начального рассогласования.

Показатель затухания α определяет требуемое быстродействие

$$t_{nep} = \frac{1}{\alpha} \ln \frac{x_0}{\Delta x}, \quad (2.10)$$

переходного процесса

$$x = x_0 e^{-\alpha t}, \quad (2.11)$$

где X_0 - начальное рассогласование, то ΔX_0 - амплитуда входной координаты в момент времени t_{nep} .

После подстановки в нелинейное дифференциальное уравнение ЭП вместо нелинейной функции $F(x)$ ее линейризованного эквивалента $y=ax$ получаем линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами. Синтез нелинейной системы сводится к расчету параметров линейного дифференциального уравнения, обеспечивающих решение в заданной форме (2.10).

Воспользуемся методом интегральной линеаризации и заменим нелинейную систему уравнений (2.1) линейной, поставив в соответствие нелинейной функции $f(\text{sgn } M_1 * M_2)$ линейный эквивалент $q\lambda$. Рассчитаем коэффициент интегральной линеаризации динамического передаточного отношения α_x , воспользовавшись формулой (6.32). Для этого необходимо знать закон изменения функции $M_2'(t) = \chi(\text{sgn } M_1 * M_2) * M_1$. Значение нелинейной функции $\chi(\text{sign } M_1 M_0)$ зависит от соотношения знаков координат M_1 и M_2 , определить которое можно лишь в результате решения уравнений динамики синтезируемой системы.

Полагая, что на входе ЭП действует постоянный сигнал задания $U_{вх}$, а момент на выходном валу привода изменяется по закону, близкому к апериодическому

$$M_2(t) = -x_0 e^{-\alpha t}, \quad (2.12)$$

находим выходную координату α_H

$$\alpha_H(t) = A_1' x_0 (1 - e^{-\alpha t}), \quad \text{где} \quad A_1' = \frac{1}{J_H \alpha^2}.$$

Определив промежуточные координаты

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1'(t) &= x_0(A_2 e^{-\alpha t} + B_2 e^{\beta t} + A_1); \\ \Omega_1(t) &= x_0(A_3 e^{-\alpha t} + B_3 e^{\beta t}); \\ U_{Я}(t) &= x_0(A_4 e^{-\alpha t} + B_4 e^{\beta t}); \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

Находим

$$M_1(t) = x_0(A_5 e^{-\alpha t} + B_5 e^{\beta t} + C_5 e^{\gamma t}), \quad (2.14)$$

где

$$\begin{aligned} A_2 &= \frac{b^{-1}}{\alpha + \beta} - A_1; \quad B_2 = -\frac{b^{-1}}{\alpha + \beta}; \quad \beta = -\frac{c}{b}; \\ A_3' &= -\alpha A_2 U; \quad B_3 = \beta B_2 U; \quad A_4 = -k_1 k_5 A_2 - k_3 A_3; \\ B_4 &= -k_1 B_2 - k_3 A_3'; \quad \gamma = -T_3^{-1}; \quad A_5 = -A_4 k_M [L_{Я}(\alpha + \gamma)]^{-1}; \\ B_5 &= \frac{B_4 k_M}{L_{Я}(\beta - \gamma)}; \quad C_5 = \frac{k_M}{L_{Я}} (A_4 / (\gamma + \alpha) + B_4 / (\gamma - \beta)). \end{aligned}$$

Очевидно, что при заданном законе изменения момента M_2 режим работы СМП определяется только характером переменной M_1 , а именно - ее знаком, который: как это видно из системы уравнений (2.1) не зависит от величины начального рассогласования x_0 . Следовательно, коэффициент интегральной линеаризации СМП в приводах с главной обратной связью по положению, а значит коэффициенты линеаризованного характеристического уравнения и реакции ЭП на начальные рассогласования, не зависит от его величины, а определяется лишь параметрами элементов системы.

Решение уравнения (2.14) не может быть получено в аналитической форме. Поэтому для анализа динамики и синтеза используются численные методы, основанные на интегральной (экспоненциальной) линеаризации [10]. Коэффициенты интегральной линеаризации определяются по следующей формуле

$$\begin{aligned} a_x &= \frac{2\alpha}{x_0} \int_0^{\infty} M_2 \chi e^{-\alpha t} dt = \frac{2\alpha}{x_0} \left[\sum_{n=1}^r \int_{H_n}^{B_n} \frac{1}{\eta u} M_2 e^{-\alpha t} dt + \sum_{m=1}^p \int_{H_m}^{B_m} -\frac{|\mu|}{u} M_2 e^{-\alpha t} dt \right] = \\ &= \frac{1}{\eta u} \sum_{n=1}^r (e^{-2\alpha H_n} - e^{-2\alpha B_n}) + \frac{|\mu|}{U} \sum_{m=1}^p (e^{-2\alpha H_m} - e^{-2\alpha B_m}), \end{aligned} \quad (2.15)$$

где $B_i - H_i = \Delta t_i$ - отрезки, на которые разбивается переходный период при интегрировании, и на которых значение динамического передаточного отношения СМП постоянны и равны $\chi(H_i)$. Расчет коэффициента интегральной линеаризации по формуле (2.15) показал, что

СМП привода робота РТ-60 в течение переходного процесса работает в основном в тяговом режиме и $a_x = (\eta U)^{-1} = 0,01$.

Для определения параметров ЭП используем линеаризованное характеристическое уравнение:

$$b_5 p^5 + b_4 p^4 + b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0 = 0,$$

где

$$b_5 = T_2 T_3; \quad b_4 = T_3 T_T + T_2 T_T + k_1 T_T T_3 J_H a_x;$$

$$b_3 = T_3 + T_2 + T_3 T_T + k_1 J_H a_x (T_3 + T_T);$$

$$b_2 = T_T + T_3 + k_1 (T_3 k_2 + J_H a_x); \quad b_1 = 1 + k_1 k_2 T_T; \quad b_0 = k_1 k_2.$$

Доминирующий корень уравнения положим равным $-\alpha$, а остальные корни будем считать много меньшими. Полученное значение искомого параметра привода проверим, решая уравнение динамики синтезированной нелинейной системы.

Характеристическое уравнение линеаризованного привода при заданном значении корня является уравнением относительно варьируемых параметров. Следует заметить, что значение функции a_x также зависит от величины параметров привода, причем нелинейно (2.15). Т.е. после линеаризации получаем нелинейное уравнение. Решая его численно методом последовательных приближений, получаем для привода поворота робота РТ-60 следующие параметры корректирующего звена: $T_1=0,0006\text{с.}$, $T_2=0,0053\text{с.}$

Для проверки найденного решения рассчитывается переходный процесс ЭП при различных входных сигналах $U_{вх}$ численным решением системы уравнений (2.1) методом Рунге-Кутты и непосредственным определением указанных характеристик на приводе робота РТ-60 при его экспериментальных исследованиях.

Результаты моделирования показывают, что при различных входных воздействиях в приводе с синтезированными параметрами, сохраняется аperiodический характер переходных процессов, и его длительность не превышает 0,1с, что удовлетворяет требованиям, предъявляемым к качеству привода поворота ПР.

Проведенный анализ переходных процессов показал, что моменты M_1 и M_2 имеют одинаковые знаки. Следовательно, СМП работает в тяговом режиме. Аналогичный вывод был сделан при определении коэффициента интегральной линеаризации и анализе периодических режимов методом гармонической линеаризации, что является

косвенным подтверждением правильности выбранной методики анализа и синтеза ЭП с СМП.

Исследование динамики приводов на малых скоростях

Основным требованием к установочным перемещениям ПР является плавность (равномерность) движения во всем диапазоне малых скоростей. Под плавностью в данном случае понимается отсутствие скачкообразного или гармонического движения степени подвижности МР, вызванного релаксионными автоколебаниями из-за нелинейного характера изменения сил трения или потерей устойчивости ЭП. В качестве трения рассматривается как трение в самом ЭП, так и трение, которое испытывает рабочий орган ИУ робота при выполнении вспомогательной или технологической операции. Неравномерность перемещения в виде релаксационных или гармонических автоколебаний связана с наличием в характеристике сухого трения участка с "отрицательным" сопротивлением. В общем случае величина и характеристика трения определяются множеством факторов, из которых наиболее существенными является зависимость трения покоя и движения от скорости взаимного перемещения трущихся пар и величины нормального давления.

Исследованию условий возникновения и определению параметров автоколебаний механических систем посвящены работы Костерина Ю.И., Эльясберга М.Э., Пуша В.Э. и др. авторов. Работы Вейца В.Л. посвящены исследованию плавности разомкнутых систем с СМП.

Наиболее полное исследование следящих систем с учетом характеристики сухого трения проведено в трудах Бесекерского В.А., Прокофьева В.Н., Чемоданова Б.К., Андрющенко В.А., Вишнякова Р.С., Рубахина Р.А., Черноуцко Г.С. и Шарова С.Н. Результаты исследования динамики ЭП роботов и манипуляторов с СМП и сухим трением на малых скоростях, полученные к.т.н. доцентом Р.С. Вишняковым приведены в его публикациях и работах [10,20].

В следящих системах с СМП представляет значительный интерес влияние СМП на плавность медленных перемещений. Проведенные В.Л. Вейцем исследования разомкнутых ЭП с СМП показали, что применение СМП не исключает скачкообразного движения и не оказывает качественного влияния на характер движения выходной координаты.

В качестве исходного ЭП рассматривалась система, описываемая дифференциальными уравнениями (2.1) при условии, что динамическое передаточное отношение χ определяется выражением (2.4), где момент зацепления принимается равным моменту M_2 . Для анализа привода используем метод гармонической линеаризации.

Из анализа частотных характеристик [10] показано, что учет отрицательного сопротивления характеристики трения приводит к увеличению коэффициента усиления разомкнутой системы на низких и средних частотах и к существенному увеличению фазового сдвига на средних частотах, что нарушает устойчивость системы; динамическое передаточное отношение СМП уменьшает коэффициент усиления и фазовый сдвиг разомкнутой системы на средних частотах, что объясняется работой СМП в режиме оттормаживания; увеличение амплитуды ΩA колебаний приводит к увеличению устойчивости привода, что позволяет сделать вывод о том, что если в приводе с характеристикой трения, имеющей участок с отрицательным наклоном, возможны автоколебания, то они устойчивы.

Анализируя результаты исследования области устойчивости необратимого ЭП с учетом нелинейности сухого трения, сделан вывод о расширении области устойчивости привода. Действительно, в данном ЭП по сравнению с ЭП без СМП наложение гармонических колебаний на движение с постоянной скоростью происходит в интервале $K'_{кр} < K_1 < 30c^{-1}$. Релаксационные колебания наблюдаются в интервале $30c^{-1} < K_1 < 170c^{-1}$. При дальнейшем увеличении K_1 привод становится неустойчивым.

Анализ частотных характеристик показал, что для обеспечения абсолютной устойчивости ЭП достаточно использовать последовательное линейное корректирующее звено с передаточной функцией:

$$W_k(p) = K_k \frac{1 + T_1 p}{1 + T_2 p} \quad (2.16)$$

причем, $K_k < 1$; $T_1 \gg T_2$. Частотная передаточная функция разомкнутой скорректированной системы с учетом (2.16) примет вид:

$$W_{СК}(j\omega) = W_k(j\omega) \cdot W(j\omega) \quad (2.17)$$

Исследования динамики привода при гармоническом движении смежных приводов, проведенные методом гармонической линеариза-

ции и цифрового моделирования, показали, что гармонические воздействия существенно ухудшают плавность медленных перемещений. Плавность улучшается при увеличении коэффициента самоторможения СМП и уменьшении коэффициента наклона характеристики трения. Путем статического моделирования с использованием стандартной программы интегрирования метода Рунге-Кутты с модификацией Гилла установлено значительно меньшее влияние случайных возмущений на плавность медленных перемещений.

При одновременном движении приводов двух кинематически несвязанных СП за счет взаимосвязи через сухое трение происходит появление колебательности и увеличение времени переходного процесса. Цифровое моделирование динамики и вычисление интегральных оценок приближения реального переходного процесса к желаемому показало, что плавность ухудшается при увеличении коэффициента взаимовлияния через трение и практически не зависит от изменения параметров характеристики трения и величины запаса самоторможения СМП.

В целом можно сделать вывод о том, что при работе на границе свободной зоны область устойчивости позиционного ЭП уменьшается вследствие увеличения коэффициента усиления и фазового сдвига. Применение самотормозящих передач и тормозных устройств в приводе при работе на упор практически снимают вопросы обеспечения устойчивости вследствие возможности размыкания главной обратной связи и отключения двигателя.

2.2. Анализ динамики и синтез адаптивных исполнительных электроприводов с переменными параметрами

Многими авторами полагается, что в процессе движения манипулятора существенно изменяются в основном только приведенные моменты инерции и моменты гравитационных сил. Последние, в большинстве случаев считаются внешними нагрузочными моментами. Во многих работах вариации момента инерции стараются компенсировать с помощью изменения коэффициента усиления прямой цепи приводов. Однако при этом, как правило, предлагаются устройства, обладающие достаточно большой сложностью практической реализации, хотя сам

подход для рассматриваемого класса систем представляет несомненный интерес.

В настоящее время российскими и зарубежными авторами уже разработано несколько подходов к проектированию систем управления манипуляторами с учётом полного эффекта взаимовлияния. В самом общем случае эти подходы можно разбить на два класса: 1) требующие идентификации обобщенных моментов (сил) или их составляющих, 2) не требующие информации о текущих значениях обобщенных моментов (сил).

Нестационарные массо-инерционные и силовые параметры манипуляционных систем (МС) или исполнительных устройств (ИУ) [17,25,34] МР являются следствием взаимовлияния звеньев ИУ, изменения массы объекта манипулирования, величины припуска при абразивной зачистке и динамического передаточного отношения силового редуктора. Последнее наиболее существенно проявляется в приводах с самотормозящимися механическими передачами (СМП).

В работах Борцова Ю.А., Гусева С.В., Егорова И.Н., Казмиренко В.Ф., Кулешова В.С., Лакоты Н.А., Сабинина Ю.А., Юревича Е.И. и других ученых показано, что увеличение момента инерции приводит к уменьшению запасов устойчивости по фазе, а уменьшение - к снижению запасов устойчивости по амплитуде. Кроме того изменяется характер переходного процесса - с апериодического на колебательный, увеличивается время и перерегулирование переходных процессов.

Задача обеспечения инвариантности к переменным массо-инерционным и силовым параметрам решается применением комбинированного управления, систем с бесконечно большим коэффициентом усиления или глубокими обратными связями, систем с переменной структурой, самонастраивающихся систем и специальных алгоритмов как адаптивного управления, так и на основе обратных задач динамики, развиваемых применительно к робототехнике в работах Крутько П.Д. [18].

При решении вопросов структурно-алгоритмического построения приводов технологических роботов с переменными массо-инерционными и силовыми параметрами целесообразно адаптивное управление.

В основу структурного синтеза сепаратных электроприводов, мало-чувствительных к изменению массо-инерционных и силовых параметров, положено применение адаптивного управления с эталонной моделью (ЭМ).

Примерами конкретной реализации рассмотренного принципа построения СНС в ЭП являются структуры, исследованные в В.Ф. Филаретовым. Для выработки оценок переменных ОУ, недоступных измерению такие ЭП могут снабжаться стационарными наблюдателями. Описанные ЭП работают по принципу сигнальной или параметрической адаптации. В первом случае используется алгоритм адаптации сигнального типа

$$Z = K_a \text{Sign}(\varepsilon_1 K_1 + \varepsilon_2 K_2 + \dots + \varepsilon_n K_n)$$

где K_a , K_1 , K_2 ... K_n - коэффициенты устройства адаптации, определяющие устойчивость и качество процессов адаптации.

Соответствующим выбором коэффициентов K_a и K_1 , K_2 ... K_n в приводах с сигнальной адаптацией устанавливаются различные типы адаптивных процессов от скользящего режима до линейной сигнальной коррекции.

В системах с параметрической адаптацией в функции измеряемых отклонений координат привода и эталонной модели ε_i вычисляются значения коэффициентов усиления и постоянных времени звеньев, обеспечивающих минимум выбранного функционала качества самонастройки.

В качестве базовой структуры привода выбираем привод подчиненного регулирования с ПИ регулятором скорости. Подобные ЭП получили наибольшее применение в отечественных роботах и роботах зарубежных фирм IR601/60, ASEA, PUMA, PRAGMA и др.

В работах И.Н. Егорова, А.А. Назарова и Н.Г. Рассказчикова [9-11,20], приведена структура наблюдателя момента инерции нагрузки J_H и припуска, особенностью которой является более высокое быстрое действие процесса оценки момента инерции J_H и припуска по сравнению с известными структурами.

Система уравнений, описывающих работу наблюдателя имеет вид

$$\begin{cases} \dot{\hat{\alpha}}_2 = (\dot{\alpha}_2 - \hat{\alpha}_2) K_2 & ; \quad (2.17) \\ J_H = (M_2 - M_H) \hat{\alpha} . \end{cases}$$

Здесь приняты обозначения:

$\hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_2, \hat{J}_1$ - оценки соответствующих параметров привода, получаемые с помощью наблюдателя момента инерции нагрузки; \hat{E}_2 - коэффициент передачи интегратора; \dot{I}_2 и \dot{I}_1 - моменты в зацеплении СМП и нагрузки соответственно; $\dot{\alpha}_2$ - скорость выходного вала.

Устойчивость работы наблюдателя момента инерции нагрузки и снимаемого припуска определяется с помощью цифрового моделирования. С этой целью систему уравнений (2.17) запишем в отклонениях и перейдем к новым переменным

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon} = \ddot{\alpha}_2 - K_2 \varepsilon & ; \\ \beta = (M_2 - M_H) \dot{\varepsilon}^{-1} & . \end{cases}$$

Выбирая функцию Ляпунова в виде

$$V = \varepsilon^2 + (M_2 - M_H)^{-1} \int \beta d\varepsilon & ,$$

определяем её производную

$$W = \varepsilon \dot{\varepsilon} + (M_2 - M_H)^{-1} \beta \dot{\varepsilon}$$

Условие устойчивости $W = \varepsilon \dot{\varepsilon}^{-1} < 0$ выполняется в силу того, что произведение $\varepsilon \dot{\varepsilon} = (\dot{\alpha}_2 - \hat{\alpha}_2)(\ddot{\alpha}_2 - \hat{\alpha}_2) < 0$.

Так как суммарный момент инерции ЭП является функцией не только переменного момента инерции нагрузки, но и динамического передаточного отношения χ СМП, то для правильной настройки регулятора скорости ЭП в алгоритме работы устройства самонастройки необходимо учитывать нелинейный характер изменения динамического передаточного отношения СМП. С этой целью в устройство самонастройки разрабатываемого ЭП введен нелинейный функциональный элемент, коэффициент которого изменяется пропорционально динамическому передаточному отношению СМП.

При этом алгоритм формирования корректирующего сигнала на выходе устройства самонастройки будет иметь вид

$$\begin{cases} \hat{\alpha}_2 = (\dot{\alpha}_2 - \hat{\alpha}_2) K_2 & ; \\ J_H = (M_2 - M_H) \hat{\alpha}_2^{-1} & ; \\ Y = (UJ_1 + \chi J_H) K_4 & . \end{cases}$$

(2.18)

где χ определяется видом СМП:

$$\chi = \begin{cases} (\eta U)^{-1}, & \text{в тяговом режиме } (\dot{i}_3 \dot{\alpha}_1 > 0); \\ -|\eta_{ox}| U^{-1}, & \text{в режиме оттормаживания } (\dot{i}_3 \dot{\alpha}_1 < 0); \\ \left[-|\eta_{ox}| U^{-1}, (\eta U)^{-1} \right], & \text{в статическом положении равнове-} \\ \eta_{ox} U^{-1}, & \text{сия } (\dot{\alpha}_1 = 0); \\ & \text{в инверсном тяговом режиме;} \end{cases} \quad (2.19)$$

для СМП третьей группы:

$$\chi = \begin{cases} (\eta U)^{-1}, & \text{в тяговом режиме;} \\ -\infty, & \text{в режиме оттормаживания;} \\ \left[-\infty, (\eta U)^{-1} \right], & \text{в статическом положении равно-} \\ & \text{весия } (2.20) \end{cases}$$

для СМП четвертой группы:

$$\chi = \begin{cases} \left. \begin{array}{l} (\eta' U)^{-1}, \delta = 0 \\ (\eta U)^{-1}, \delta > 0 \end{array} \right\}, & \text{в тяговом режиме;} \\ \left. \begin{array}{l} -|\eta_{ox}'| U^{-1}, \delta = 0 \\ -|\eta_{ox}| U^{-1}, \delta > 0 \end{array} \right\}, & \text{в режиме оттормажива-} \\ & \text{ния;} \\ \left[-|\eta_{ox}'| U^{-1}, (\eta U)^{-1} \right], & \text{в статическом положении} \\ & \text{равновесия } (2.21) \end{cases}$$

Здесь η' , η_{i0}' - КПД прямого и обратного хода с переменным коэффициентом потерь; δ - зазор между тормозными элементами и корпусом СМП.

Под СМП с χ определенным выражением (2.19) понимаются передачи самотормозящиеся в обратном ходе, способные осуществлять как тяговый режим, так и режим оттормаживания; СМП с χ (2.20) - передачи, самотормозящиеся в обратном ходе и способные работать только в тяговом режиме; СМП с χ (2.21) - имеет переменный коэффициент потерь.

Для настройки регулятора скорости при использовании различных типов СМП и выполнения условий отсутствия заклинивания в

устройстве самонастройки необходимо вводить нелинейные функциональные элементы, коэффициенты передачи которых изменяются пропорционально динамическому передаточному отношению СМП.

Математическая модель адаптивного позиционного ЭП с СМП может быть представлена в виде следующей системы дифференциальных уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\alpha}_2 = p\alpha_2 ; \\ \ddot{\alpha}_2 = p\dot{\alpha}_2 ; \\ M_2 = (\alpha_1 U^{-1} - \alpha_2)(C + bp) ; \\ \dot{\alpha}_1 = p\alpha_1 ; \\ \ddot{\alpha}_1 = p\dot{\alpha}_1 ; \\ M_1 = J_1\alpha_1 + \chi M_2 ; \\ U_{Я} = R_{Я} C_{M1}^{-1} (T_2 p + 1) pU_1 + C_e \alpha_1 ; \\ U_1 = K_2 (T_2 p + 1) pU_1 + K_{ТГ} \alpha_1 ; \\ U_2 = K_1 U_1 + \alpha_2 ; \\ K_2 = K_2 Y ; \\ Z = J_1 U + \chi J_H ; \\ J_H = (M_2 - M_H) \hat{\alpha}_2 ; \\ \hat{\alpha}_2 = (\dot{\alpha}_2 - \hat{\alpha}_2) K_3 ; \\ y = \begin{cases} K_4 Z_{\min} & \forall Z < Z_{\min} ; \\ K_4 Z & \forall Z_{\min} < Z < Z_{\max} ; \\ K_4 Z_{\max} & \forall Z_{\max} < Z , \end{cases} \end{array} \right. \quad (2.22)$$

где Z_{\min} и Z_{\max} - соответственно, минимальное и максимальное значения выходного сигнала устройства самонастройки.

Обобщенная структурная схема двухканального адаптивного ЭП представлена на рис. 2.2.

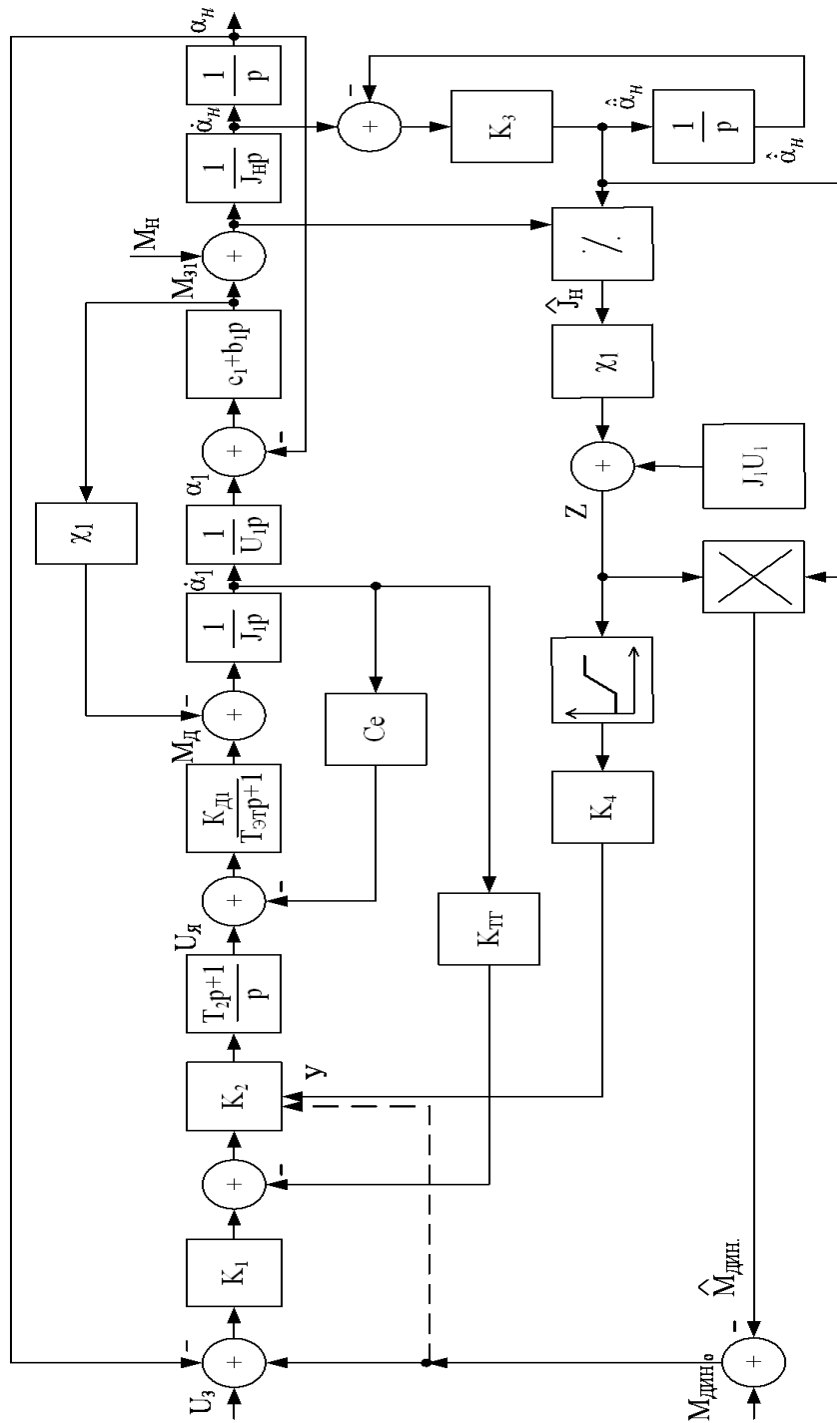


Рис. 2.2. Обобщенная структурная схема двухканального адаптивного ЭП

ЛПУ обеспечивает сигнальную или параметрическую самонастройку в функции оценки переменных параметров без стабилизации или со стабилизацией динамического момента $U_{\text{Мдин}}$. Функциональный преобразователь ФП реализует различные виды регуляторов силы (момента).

Двухканальный адаптивный ЭП, представленный на рис.2.2, при $U_{\text{зад } o} = 0$ вырождается в позиционный ЭП с параметрической самонастройкой регулятора скорости (рис.2.3), описываемый системой дифференциальных уравнений (2.22).

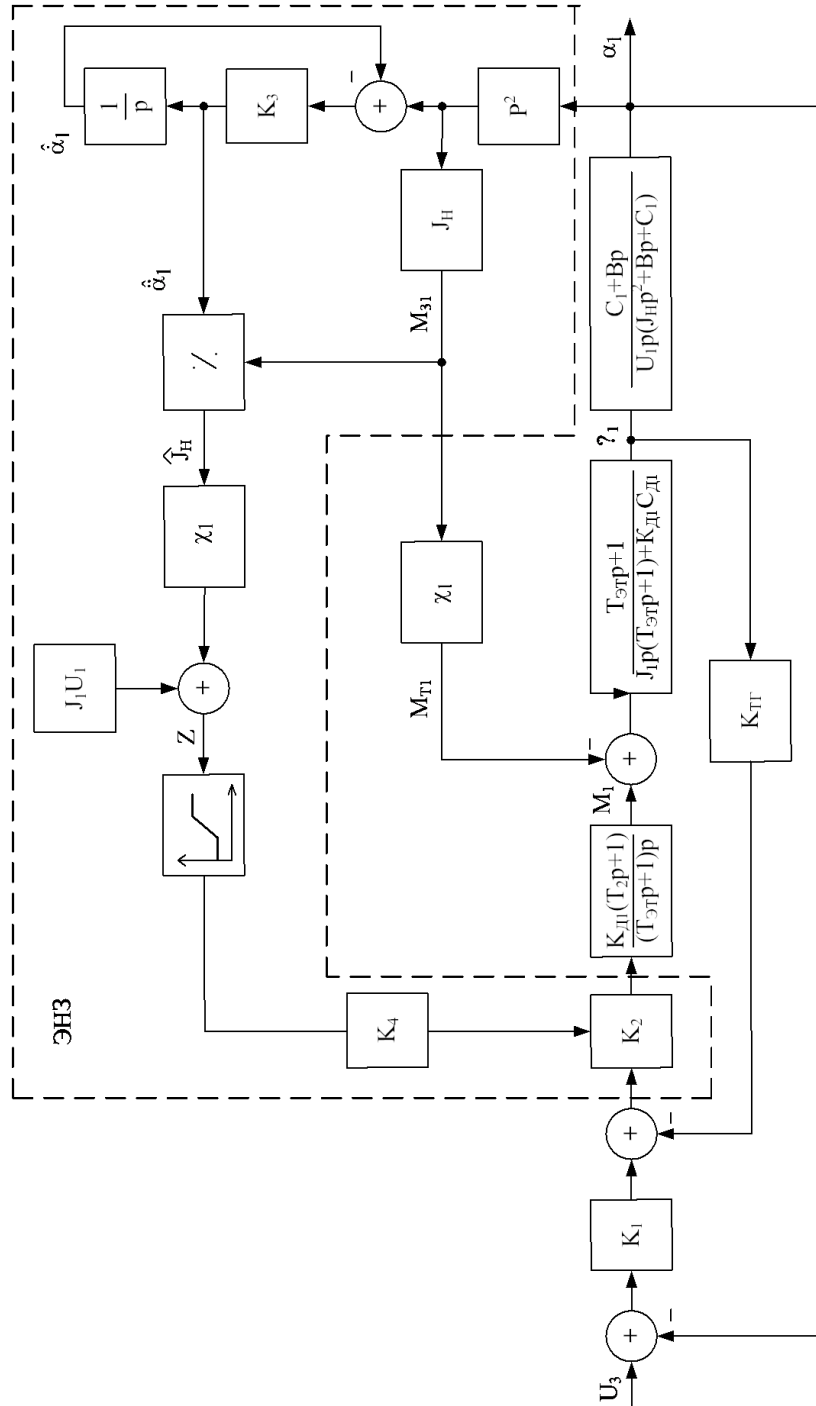


Рис. 2.3. Структурная схема адаптивного ЭП с СМП

Склонность подобных нелинейных систем к автоколебательным режимам работы, которые недопустимы для МР определяют необходимость анализа условий возникновения и существования периодических режимов работы.

Рассматриваемый ЭП относится к нелинейным системам второго класса, так как, во первых отдельные нелинейности входящие в привод относятся к нелинейностям второго рода, и, во вторых, между большинством из них отсутствуют линейные звенья, обладающие свойством фильтра низких частот. Поэтому исследование системы с помощью обычной гармонической линеаризации или отдельной гармонической линеаризации затруднительно.

Для исследования подобных приводов методом гармонической линеаризации применяют специальный прием, суть которого заключается в следующем. Все нелинейности привода представляют в виде одного или нескольких эквивалентных нелинейных звеньев (ЭНЗ), разделенных линейными частями, удовлетворяющими условию фильтра, и находят их выходные переменные в виде функций времени. Раскладывая полученные аналитические выражения в ряд Фурье, находят коэффициенты гармонической линеаризации ЭНЗ. При этом, если линеаризуемая нелинейность является функцией двух переменных $x_1(a_1; \varphi_1)$ и $x_2(a_2; \varphi_2)$ то предварительно, используя передаточную функцию линейной части привода, находят связь между амплитудами и фазами независимых переменных. В дальнейшем линеаризованный таким образом привод исследуют обычным путем.

Поступая аналогично, выделим в рассматриваемой системе два нелинейных звена: динамическое передаточное отношение СМП; эквивалентное нелинейное звено - наблюдатель момента инерции нагрузки с устройством самонастройки и настраиваемым параметром основного контура. Выделенное звено обозначено на структурной схеме (рис. 2.3) пунктирными линиями.

Исследуя периодические движения в приводе, будем полагать, что линейные части привода, разделяющие входы выделенных нелинейных звеньев, удовлетворяют условию фильтра; на привод не действуют внешние воздействия $\dot{I}_f = 0$, $U_{\alpha 0} = 0$; выполняются условия отсутствия динамического заклинивания СМП; момент в зацеплении СМП изменяется по гармоническому закону $M_2 = M_{20} \cdot \sin \omega t$.

Для определения аналитических выражений выходных координат выделенных нелинейных звеньев находятся последовательно все их промежуточные переменные, используя передаточные функции линейных звеньев, аналитические выражения для входящих в них нелинейностей и основные свойства преобразования Фурье.

Переменная M_2' на выходе нелинейного звена χ будет изменяться во времени по следующему закону

$$M_2' = \chi M_2 = \begin{cases} (\eta U)^{-1} M_{2o} \sin \omega t, & \forall M_2 \dot{\alpha}_1 > 0; \\ -(\eta_{ox} U)^{-1} M_{2o} \sin \omega t, & \forall M_2 \dot{\alpha}_1 < 0. \end{cases}$$

Раскладывая полученную функцию в ряд Фурье и отбрасывая высшие гармоники, определим коэффициенты гармонической линеаризации динамического передаточного отношения СМП

$$\begin{cases} q_1(\omega, M_{2o}) = (\pi M_{2o})^{-1} \int_0^{2\pi} \chi(M_2, \dot{\alpha}_1) M_{2o} \sin^2 \psi d\psi = Q_1 + Q_2, \\ q_1'(\omega, M_{2o}) = (\pi M_{2o})^{-1} \int_0^{2\pi} \chi'(M_2, \dot{\alpha}_1) M_{2o} \sin \psi \cos \psi d\psi = Q_1' + Q_2', \end{cases} \quad (2.23)$$

где $\psi = \omega t$;

$$Q_1 = (\pi M_{2o})^{-1} \int_0^{2\pi} (\eta U)^{-1} M_{2o} \sin^2 \psi d\psi, \quad \forall M_2 \dot{\alpha}_1 > 0;$$

$$Q_2 = (\pi M_{2o})^{-1} \int_0^{2\pi} -|\eta_{i\bar{o}}| U^{-1} M_{2o} \sin^2 \psi d\psi, \quad \forall M_2 \dot{\alpha}_1 < 0;$$

$$Q_1' = (\pi M_{2o})^{-1} \int_0^{2\pi} (\eta U)^{-1} M_{2o} \sin \psi \cos \psi d\psi, \quad \forall M_2 \dot{\alpha}_1 > 0;$$

$$Q_2' = -(\pi M_{2o})^{-1} \int_0^{2\pi} |\eta_{i\bar{o}}| U^{-1} M_{2o} \sin \psi \cos \omega d\psi, \quad \forall M_2 \dot{\alpha}_1 < 0.$$

Из выражений (2.23) следует, что коэффициенты гармонической линеаризации q_1 и q_1' не зависят от амплитуды входного сигнала, т.е. рассматриваемое звено является псевдолинейным.

Так как в подинтегральные функции правых частей выражений (2.23) входит логическая переменная χ , то определение коэффициентов гармонической линеаризации $q_1(\omega)$ и $q_1'(\omega)$ по аналитическим выражениям представляет трудоемкую операцию.

Поэтому для уменьшения числа вычислений и упрощения задачи исследования характера изменения $q_1(\omega)$ и $q_1'(\omega)$ коэффициенты гармонической линеаризации будем определять численным методом.

При этом интегралы в выражениях (2.24-2.25) находятся в аналитической форме, а при подстановке пределов перейдем к суммам значений интегралов, определяемых на интервалах $[\psi_i, \psi_{i+1}]$, в которых динамическое передаточное отношение СМП остается постоянным.

Для этого весь интервал интегрирования $[0, 2\pi]$ разобьем на N частичных интервалов, на каждом из которых предварительно будем определять значение и знак χ в функции произведения $M_2 \dot{\alpha}_1$ с учетом которого вычисляются интегралы на данном интервале:

$$\left\{ \begin{array}{l} q_1(\omega) = \chi \pi^{-1} \left[\frac{\psi}{2} - \frac{\sin 2\psi}{4} \right] \Big|_0^{2\pi} \\ q_1(\omega) = -\chi \pi^{-1} \frac{\cos 2\psi}{4} \Big|_0^{2\pi} . \end{array} \right. \quad (2.24)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} q_1(\omega) = \pi^{-1} \left\{ (\eta U)^{-1} \sum_{i=0}^N \left(\frac{\psi_{i+1} - \psi_i}{2} - \frac{\sin 2\psi_{i+1} - \sin 2\psi_i}{4} \right) - \right. \\ \quad \left. M_2 \alpha_1 > 0 \right. \\ \quad \left. - |\eta_{OX}| U^{-1} \sum_{i=0}^N \left(\frac{\psi_{i+1} - \psi_i}{2} - \frac{\sin 2\psi_{i+1} - \sin 2\psi_i}{4} \right) \right\} \\ \quad \left. M_2 \alpha_1 < 0 \right. \\ q_1'(\omega) = \pi^{-1} \left\{ (\eta U)^{-1} \sum_{i=0}^N \left(\frac{\cos 2\psi_{i+1} - \cos 2\psi_i}{4} \right) - \right. \\ \quad \left. M_2 \alpha_1 > 0 \right. \\ \quad \left. - |\eta_{OX}| U^{-1} \sum_{i=0}^N \left(\frac{\cos 2\psi_{i+1} - \cos 2\psi_i}{4} \right) \right\} , \end{array} \right. \quad (2.25)$$

где $\psi_i = \frac{2\pi}{N} i$, $\psi_{i+1} = \frac{2\pi}{N} (i+1)$, $i = 1, 2, \dots, N$.

Данный алгоритм был положен в основу программы для вычисления коэффициентов гармонической линейаризации $q_1(\omega)$ и $q_1'(\omega)$ динамического передаточного отношения СМП.

Аналогичным путем находятся коэффициенты гармонической линейаризации ЭНЗ рассматриваемого привода.

$$X_{\text{БЫХ}}(t) \begin{cases} M_{2o}R \cdot \sin(\omega t + \varphi)k_2k_4Z_{\min} ; \\ M_{2o}R \cdot \sin(\omega t + \varphi)k_2k_4 \left[UJ_1 + J_H \sqrt{k_3^2 + \omega^2} * \right. \\ \left. \sin \omega t \{ \eta_{nx} Uk_3 \cos(\omega t + \xi) \}^{-1} \right] \quad \forall Z_{\min} < Z < Z_{\max} \\ \wedge M_2 \dot{\alpha}_1 > 0 ; \\ M_{2o}R \cdot \sin(\omega t + \varphi)k_2k_4 \left[UJ_1 - |\eta_{ox}| J_H \sqrt{k_3^2 + \omega^2} * \right. \\ \left. \sin \omega t \{ Uk_3 \cos(\omega t + \xi) \}^{-1} \right] \quad \forall Z_{\min} < Z < Z_{\max} \\ \wedge M_2 \dot{\alpha}_1 < 0 ; \\ M_{2o}R \cdot \sin(\omega t + \varphi)k_2k_4Z_{\max} \quad \forall Z_{\max} < Z ; \end{cases} \quad (2.26)$$

в ряд Фурье, определяем коэффициенты гармонической линеаризации этого звена

$$\begin{cases} q_2(\omega, M_{2o}) = (\pi M_{2o})^{-1} \int_0^{2\pi} M_{2o} R k_2 k_4 \sin(\psi + \varphi) Z \cdot \sin \psi d\psi = Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4 ; \\ q_2'(\omega, M_{2o}) = (\pi M_{2o})^{-1} \int_0^{2\pi} M_{2o} R k_2 k_4 \sin(\psi + \varphi) Z \cdot \cos \psi d\psi = Q_1' + Q_2' + Q_3' + Q_4' \end{cases} \quad (2.27)$$

Из выражений для определения $Q_i + Q_i'$ ($i=1, \dots, 4$), приведенных в работах [32,34], следует, что коэффициенты q_2 и q_2' не зависят от амплитуды входного сигнала.

С учетом ранее полученного результата для коэффициентов гармонической линеаризации динамического передаточного отношения СМП данный вывод позволяет сделать следующее заключение: рассматриваемый привод является псевдолинейным, и, следовательно, периодические движения возможны только при значениях параметров входящих в него звеньев точно соответствующих колебательной границе устойчивости, амплитуда которых определяется начальными условиями.

В результате проведенной линеаризации нелинейные звенья рассматриваемого привода представляются их эквивалентными передаточными функциями

$$\begin{cases} W_x(p) = q_1(\omega) + q_1'(\omega)\omega^{-1}p = q_x(\omega) \exp[j\nu_x(\omega)] \\ W_3(p) = q_1(\omega) + q_1'(\omega)\omega^{-1}p = q_3(\omega) \exp[j\nu_3(\omega)] \end{cases} \quad (2.28)$$

Здесь $q_\delta(\omega)$, $q_\zeta(\omega)$ - эквивалентное значение амплитуды динамического передаточного отношения СМП и ЭНЗ; $\nu_\delta(\omega)$, $\nu_\zeta(\omega)$ - эквивалентные значения фаз соответствующих нелинейных звеньев.

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

- амплитудная характеристика динамического передаточного отношения СМП в области средних частот имеет "провал", а фазовая - положительный фазовый сдвиг;

- изменение момента инерции нагрузки вызывает соответствующие изменения амплитудно-частотной характеристики ЭНЗ, при неизменности фазочастотной характеристики.

Движение гармонически линеаризованного привода приближенно описывается его характеристическим уравнением, решая которое можно определить значения параметров, соответствующих его границе устойчивости.

Из анализа области устойчивости следует, что введение контура самонастройки позволяет стабилизировать номинальное значение коэффициента k_2 в контуре регулирования скорости в условиях переменного момента нагрузки J_f .

Количественная оценка сглаживающих свойств адаптивного ЭП работа РТ-20, проведенная путем определения амплитуды наиболее существенных третьих гармоник на входах нелинейных звеньев по методике, предложенной в работах [4, 36], показала, она не превышает 10 %.

Одной из основных задач проектирования ЭП является синтез параметров, обеспечивающих требуемые динамические и эксплуатационные свойства. Наряду с численными методами синтеза большое значение имеет развитие и применение точных или приближенных аналитических методов синтеза. Поскольку точные методы применимы для нелинейных систем, описываемых дифференциальными уравнениями невысокого порядка, то синтез рассматриваемого ЭП осуществим приближенным методом расчета параметров, базирующимся на основе экспоненциальной линеаризации нелинейных звеньев [9].

Коэффициент экспоненциальной линеаризации динамического передаточного отношения СМП при входном сигнале $\tilde{\delta} = \tilde{\delta}_i \dot{a}^{-\lambda t}$ равен

$$a_x = -2\lambda x_o^{-1} \int_0^{\infty} x x_o e^{-2\lambda t} dt, \quad (2.29)$$

Показатель затухания χ определяется исходя из длительности переходного процесса равной 0,16 с. Моменты переключения t_n динамического передаточного отношения СМП находятся из условия $M_2(t) \cdot \alpha_1(t) = 0$:

$$t_n = \frac{\ln(A_3 + A_4)}{c_1 b_1^{-1} - \lambda}, \quad (2.30)$$

где $A_3 = \lambda b_1 c_1^{-1}$, $A_4 = b(J_i \lambda c_1)^{-1}$.

Для ЭП работа РТ-20 при значении доминирующего корня, определенным из условия длительности переходного процесса 0,16 с. смена режимов СМП будет наблюдаться через 0,002 с. после начала переходного процесса.

Таким образом, для рассмотренного закона регулирования переключение логической функции $\chi(M_2, \alpha_1)$ будет происходить в момент времени соответствующий началу переходного процесса в приводе, а СМП будет работать в одном режиме практически в течении всего переходного процесса. Полученный результат говорит о правильности сделанного предположения о том, что процессы, протекающие в приводе, носят квазистационарный характер.

Для линеаризации ЭНЗ предварительно находится точное и приближенное аналитическое выражение сигнала на выходе звена при которых обеспечивается требуемый закон регулирования выходной координаты в функции времени.

Затем по известной формуле находится выражение коэффициента экспоненциальной линеаризации ЭНЗ [10].

Анализ полученных результатов показывает следующее. В приводах без самонастройки коэффициента регулирования скорости изменение момента инерции нагрузки в 2-3 раза по сравнению с номинальными приводит к качественному изменению вида переходного процесса: длительность переходного процесса возрастает до 0,46 с, а максимальное перерегулирование достигает 20%.

Дальнейшее увеличение момента инерции нагрузки до величины $J_H = 5 \cdot J_H^{ном}$ делает привод неустойчивым. Настройка коэффициента усиления в контуре регулирования скорости позволяет практически полностью компенсировать отрицательное влияние переменного момента инерции нагрузки на динамику привода. При этом время регулирования выходной координаты ЭП в среднем составляет 0,16 с, а перерегулирование отсутствует. Изменение коэффициента усиления контура регулирования скорости привода без учета нелинейных свойств СМП позволяет компенсировать влияние момента инерции нагрузки на динамику системы частично.

Увеличение момента инерции нагрузки до $J_H = 3 \cdot J_H^{ном}$ в этом случае приводит к увеличению длительности переходных процессов до 0,2 с и возрастанию величины максимального перерегулирования до 5-10%.

Структурная схема самонастраивающегося ЭП с наблюдателем параметра $J_i = (k_c h)^{-1}$ и стабилизацией мощности представлена на рис. 4.6.

Таким образом, синтез привода состоит из двух этапов: синтеза главного контура в статике и динамике для некоторого расчетного усредненного значения (математического ожидания) величины припуска h и синтеза дополнительного контура самонастройки коэффициента K_3 усиления регулятора скорости. Структурная схема ЭП с контуром самонастройки приведена на рис. 2.4. В приводе с нелинейностью $f(M)$, обеспечивающей поддержание постоянной мощности подачи, коэффициент передачи аддитивной параметрической обратной связи изменяется так, что стабилизация общего коэффициента усиления осуществляется автоматически без необходимости изменения коэффициента усиления регулятора скорости [29].

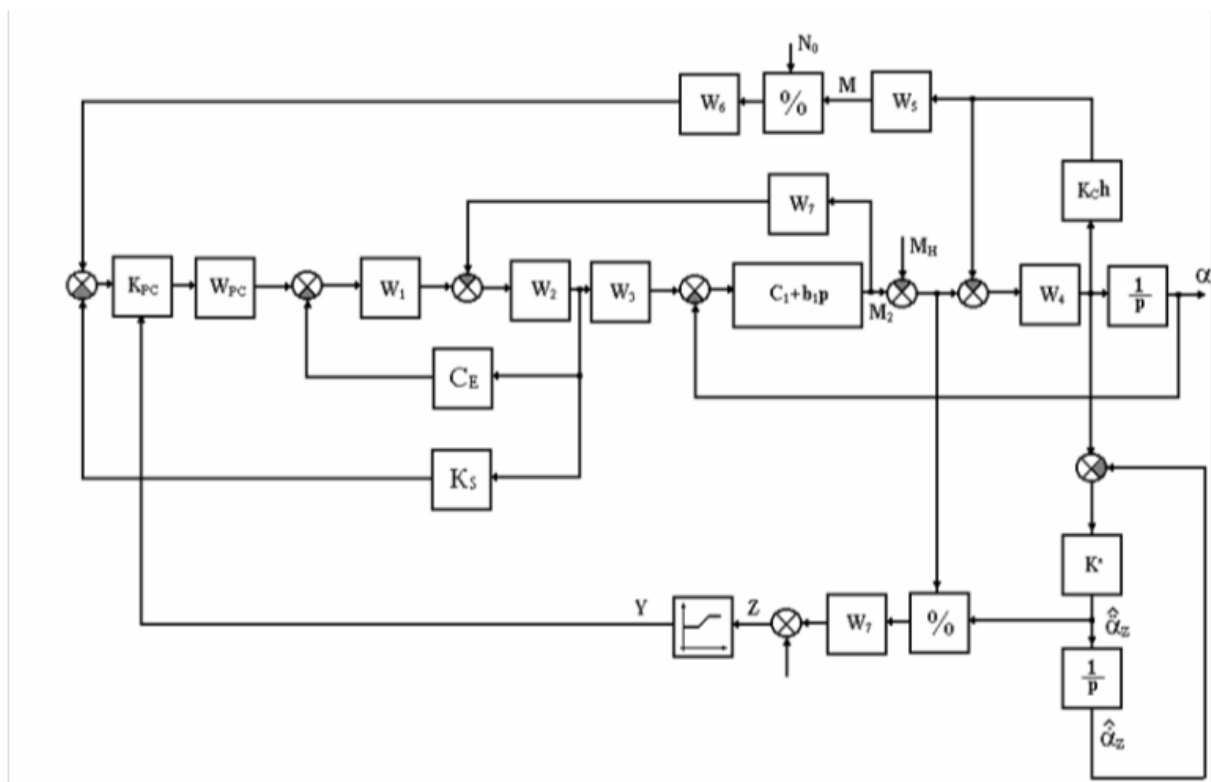


Рис. 2.4. Структурная схема самонастраивающейся системы управления с наблюдателем $JH(KC h)-1$; $W1=K7(T\Delta p+1)-1$; $W2=(J1p)-1$; $W3=(Up)-1$; $W4=(JHp)-1$; $W5=KD(TDp+1)-1$; $W6=U(K4+K3K5)K3-1$; $W7=U-1$

При цифровом моделировании учитывалось влияние на динамику упругих свойств смежного ЭП (упругих свойств исполнительного устройства) в направлении перпендикулярном направлению подачи:

Анализ переходных процессов показывает, что при изменении припуска h в 2 раза качество переходных процессов сохраняется. В системе без наблюдателя момента инерции переходные процессы по скорости и моменту становятся колебательными.

Если задача стабилизации динамических характеристик исполнительной системы ограничивается обеспечением инвариантности к изменению только одного параметра – приведенного момента инерции она может быть решена на уровне привода без рассмотрения вопроса динамической коррекции программного движения. Этим освобождаются вычислительные ресурсы для решения задачи формообразования в процессе обработки в реальном масштабе времени, что является важным фактором при движении по траектории.

Структура и параметры исследуемой системы указывают на то, что при решении задачи синтеза предпочтение может быть отдано методу сигнально – параметрической коррекции на основе модели системы с заданными свойствами.

Запишем уравнение движения автономного привода с регулятором тока, которое содержит момент инерции и его первую производную и имеет вид:

$$p^3 q_n = a_1 \mu - a_2 (1 + T_{КТ} J p J^{-1}) p^2 q_n - a_3 p q_n. \quad (2.31)$$

Здесь a_1, a_2, a_3 – коэффициенты, μ – управляющий момент, $T_{КТ}$ – постоянная времени контура тока, J – переменный момент инерции, p – оператор дифференцирования.

Представим выражение (2.31) в векторно – матричном виде относительно ошибки выходной координаты и ее производных:

$$p E_Q = A E_Q - B \mu; \quad E_Q = \left| E_q, E_{pq}, E_{p^2 q} \right|^T. \quad (2.32)$$

Полагая, что указанные ошибки являются отклонениями от эталонных значений, в качестве минимизирующего функционала используем квадратичную интегральную форму:

$$S = \frac{1}{2} \int_{t_0}^T \left(\sum_{i=0}^3 k_{i+1} E^2_{p^i q} + \mu^2 \right) dt, \quad (2.33)$$

где k_{i+1} - весовые коэффициенты.

Управляющее воздействие, доставляющее минимум выражению (2.33), будем формировать в виде:

$$\mu(t) = \int_{t_0}^T h_1 (X - E_Q) dt + h_2 (X - E_Q), \quad (2.34)$$

где h_1, h_2 – коэффициенты регулятора, а X – входное воздействие на регулятор.

В соответствии с выражениями (2.31) – (2.34) для обеспечения инвариантности динамических свойств манипуляционной системы предлагается использовать ее внутреннюю эталонную компьютерную модель с наблюдателем и сигнальной компенсацией отклонений между и объектом и моделью (рис.2.5).

На рисунке 2.5 обозначено:

$$Q_n = |q_n, p q_n, p^2 q_n, p^3 q_n|; \quad Q_m = |q_m, p q_m, p^2 q_m, p^3 q_m|;$$

$$E_Q = k_i (Q_n - Q_m)_{i=1,4}$$

- векторы состояния привода, модели и ошибок.

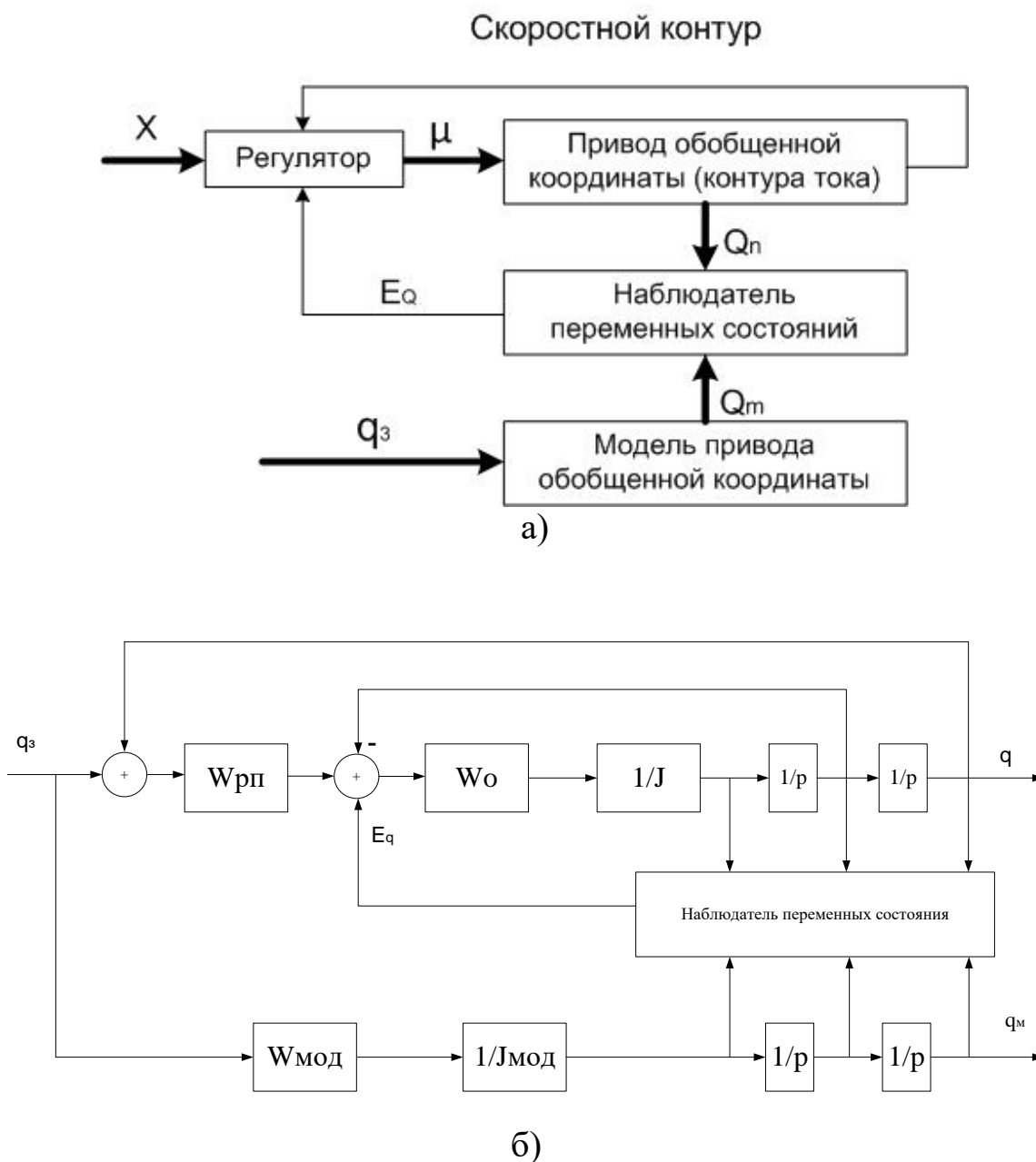


Рис 2.5 Структурная схема привода перемещения звена с наблюдателем и сигнальной компенсацией отклонений между объектом и моделью

На Рис. 2.5, б приведена структурная схема привода перемещения звена с наблюдателем и сигнальной компенсацией отклонений между объектом и моделью.

В наблюдателе определяются отклонения обобщенной координаты от модельного значения, а также разница их производных, включая третью. Для определения второй производной выходной координаты

наты привода может быть использована величина динамической составляющей тока двигателя вычисляемая, например, через прираще- ния. Третья производная может быть определена с использованием форсирующего звена, входом для которого является сигнал ускорения. Форсирующее звено может иметь вид, который представлен на рис. 2.6.

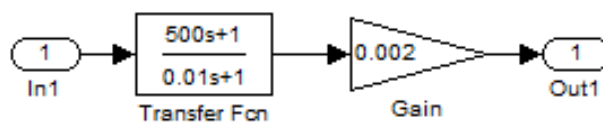


Рис.2.6 Форсирующее звено

На рисунке 2.7 представлены результаты проверки работы форсирующего звена при подаче на вход гармонического воздействия.

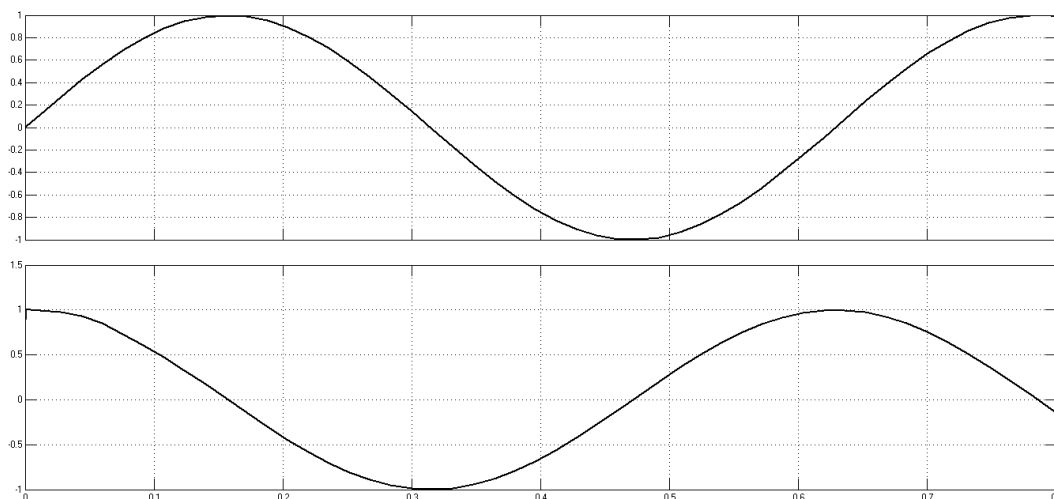


Рис. 2.7 Проверка работы форсирующего звена

Из рассмотрения рис. 2.7 следует, что форсирующее звено выполняет дифференцирование входного воздействия с приемлемой степенью точностью.

Одним из основных вопросов, решаемых при построении модельного управления, является вопрос выбора структуры модели. Она должна быть простой в реализации, устойчивой и, в то же время, достаточно приближенной по динамическим свойствам к реальному объекту для успешного решения задачи управления. В последнее время большое внимание уделяется синтезу моделей с помощью нейросетей. Наиболее распространенный способ получения нейросетевых моделей

— идентификация в режиме off-line по снятой с объекта выборке данных. В зависимости от входных и соответствующих им выходных данных этой выборки получают либо прямую, либо инверсную модель динамики объекта. Модели объекта могут быть получены и в режиме on-line. В этом случае, для получения прямой модели, ИНС ставят параллельно ОУ и обучают по ошибке между фактическим и сформированным сетью выходом объекта. Для получения инверсной модели ИНС включают последовательно с ОУ и обучают по ошибке между сигналом на выходе сети и сигналом с выхода объекта.

Методика нейросетевой идентификации включает в себя следующие этапы: формирование данных; нормирование данных; выбор архитектуры сети; выбор алгоритма обучения; тестирование сети; оценка качества идентификации.

В рассматриваемой задаче идентификации состояния объекта на основе информации о его параметрах, как задаче распознавания образов, в качестве признаков (входных данных динамической модели робота) принимаются векторы обобщенных координат, скоростей и управляющих моментов, развиваемых приводами манипулятора (для манипулятора с 3 степенями подвижности используется 12 сигналов). Классами распознавания, характеризующими целевые состояния объекта, являются выходные сигналы, соответствующие ускорениям обобщенных координат.

Для обучения нейронной сети необходимо сформировать массив входных векторов для различных наборов данных (параметров), поступающих на систему управления роботом. Один из наборов по каждому параметру будет являться вектором-эталоном для соответствующих входных векторов.

Для подготовки входного и эталонного массивов определим случайным образом значения компонент вектора-эталона и вычислим компоненты соответствующего входного вектора. При этом значения компонент вектора-эталона должны быть распределены в N -мерном пространстве входных сигналов. Повторив эту процедуру M раз, получим массив входных векторов размерностью $N \times M$ и массив векторов-эталонов в виде матрицы размерностью $12 \times M$. Полученные массивы будут использованы для обучения сети. Для формирования обучающих массивов, необходимо выполнить их предварительную обработку посредством нормирования входов и эталонов так чтобы они находились в диапазоне $(-1, 1)$. В пакете MATLAB данная операция производится

с помощью команды **premnmx**, нормирующей согласно формуле (2.35):

$$\begin{cases} p_n = 2 \cdot \frac{(P - \min_p)}{(\max_p - \min_p)} - 1, \\ t_n = 2 \cdot \frac{(T - \min_t)}{(\max_t - \min_t)} - 1; \end{cases} \quad (2.35)$$

где P — матрица выходных векторов; T — матрица эталонных векторов; p_n — матрица нормированных входных векторов; t_n — матрица нормированных эталонных векторов; \min_p — вектор минимальных значений для каждого P ; \min_t — вектор минимальных значений для каждого T ; \max_p — вектор максимальных значений для каждого P ; \max_t — вектор максимальных значений для каждого T .

Полученные матрицы p_n и t_n следует использовать при обучении сети.

Выбор архитектуры сети для решения конкретной задачи зачастую основывается на опыте разработчика. Однако, как отмечается, использование ИНС для решения задач управления во многом основывается на том, что сеть, состоящая как минимум из двух слоев и имеющая в скрытом слое произвольное количество нейронов, может аппроксимировать практически любую нелинейную функцию. Такие сети позволяют благодаря своей архитектуре заложить в ИНС априорные знания о желаемом законе обработки сигналов в сети. Исходя из этого, для решения задачи идентификации ОУ целесообразно выбрать двухслойную ИНС прямого распространения, включающую 12 нейронов во входном слое (по числу компонент входного вектора), 24 нейронов в скрытом слое и 3 нейронов в выходном слое. В качестве функций активации применим тангенциальные функции активации в обоих слоях. Данная функция удовлетворяет условию диапазона входных данных $(-1, 1)$. Кроме того, нечетность этой функции делает её удобной для решения задач управления.

Структурная схема такой нейронной сети, выполненная средствами библиотеки NNTools среды MATLAB, представлена на рис. 2.8.

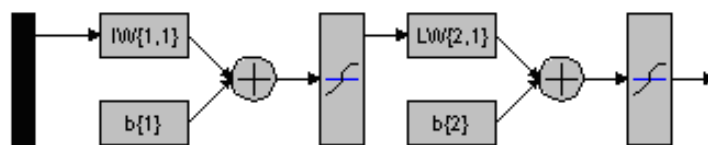


Рис. 2.8 Структурная схема ИНС, реализованная в среде MATLAB

Наиболее известным методом обучения многослойных прямонаправленных ИНС является алгоритм обратного распространения ошибки, представляющий собой обобщение метода наименьших квадратов.

Для тестирования полученной нейросетевой модели на вход были поданы синусоидальные сигналы в широком диапазоне частот, позволяющем оценить качество обучения нейронной сети. На рис. 3.19 приведены графики выходных сигналов ускорений исходной динамической (график 1) и нейросетевой (график 2) моделей обобщенных координат q_3 (рис. 2.9, а) и q_4 (рис. 2.9, б).

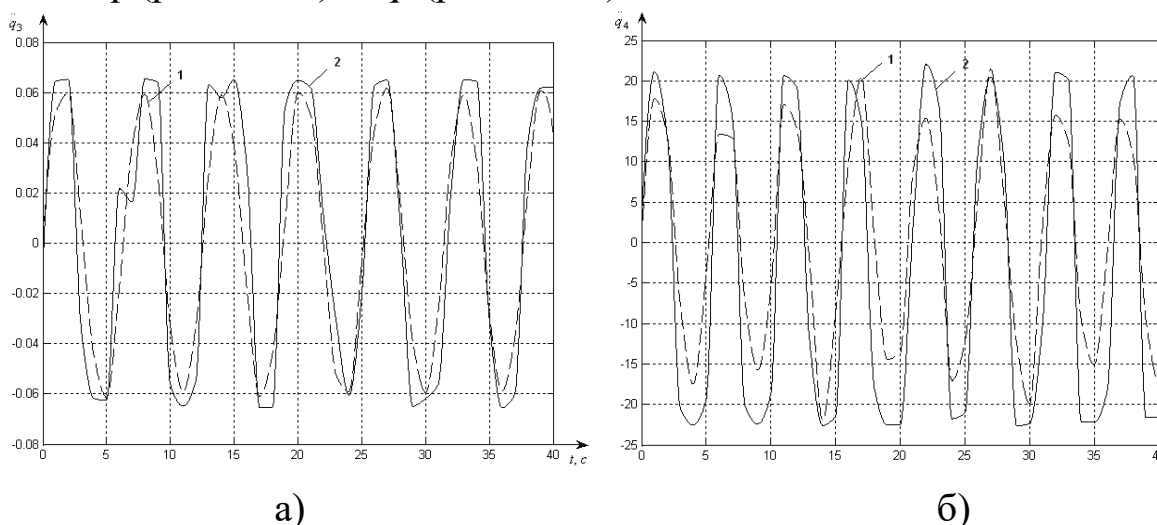


Рис. 2.9 Графики выходных сигналов ускорений

Более простым решением является построение модели по выходному сигналу объекта с эталонными параметрами. Эталонная модель может быть получена в виде передаточных функций некоторого звена. Для этого следует получить дробно-рациональную функцию которая соответствует решетчатой функции, в которую, в свою очередь, подставляются значения параметров по кривой заданного переходного процесса (так называемый метод Кардашова). Однако эта функция при высокой степени соответствия может иметь высокий порядок.

В качестве редуцированной модели предлагается использовать модель, имеющую в своём составе два интегратора на выходе, ПИД-регулятор в прямой цепи и форсирующее звено в обратной связи, схема которой приведена на рис. 2.10.

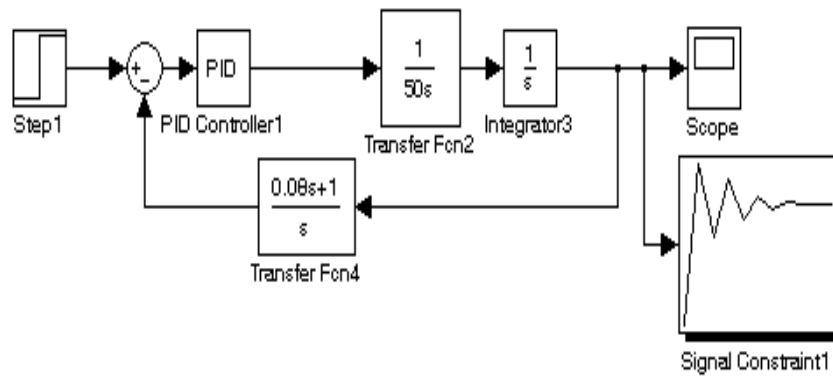


Рис.2.10 Структура редуцированной эталонной модели

Модель содержит блок конструирования выходного сигнала, по которому с помощью Simulink осуществляется самонастройка регулятора привода. В предложенной модели сигналы, необходимые для коррекции системы, формируются без использования операции дифференцирования, что является ее неоспоримым достоинством.

Исследуем исполнительные системы манипуляторов с инвариантностью к изменению момента инерции, полагая, что постоянство динамических свойств должно обеспечиваться при параметрах регуляторов синтезированных на монотонный характер переходного процесса при заданном быстродействии во всем диапазоне изменения приведенного момента инерции.

На Рис. 2.11, а приведена кривая переходного процесса в приводе координаты q_4 , синтезированного на монотонный его характер при среднеквадратичном значении приведенного момента инерции.

Тривиальным решением является использование в качестве эталонной модели апериодического звена первого порядка, переходный процесс которого представлен на рис. 2.11 б).

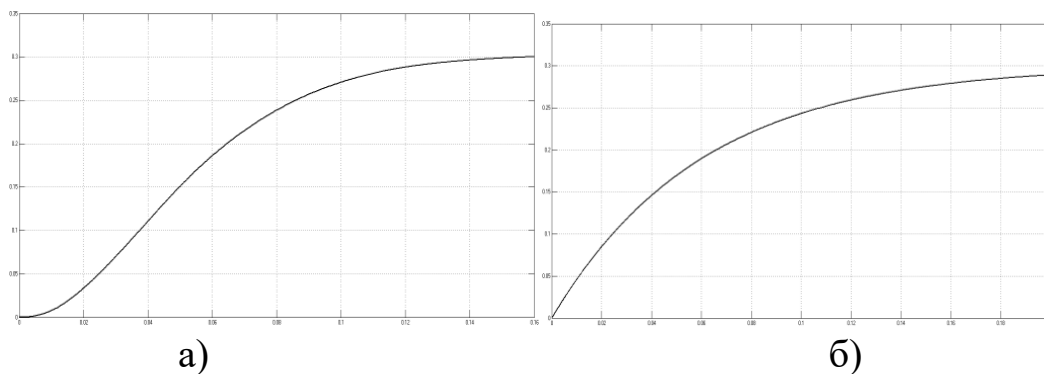


Рис. 2.11 Графики переходных процессов

а) переходный процесс синтезированного привода; б) переходный процесс апериодического звена первого порядка.

Из рассмотрения рис.2.11 следует, что переходные процессы в синтезированном приводе и в апериодическом звене существенно отличаются, в особенности на начальном этапе движения.

На рис. 2.12 представлен график рассогласования выходной координаты синтезированного привода и апериодического звена из которого следует, что величина рассогласования достигает 0.05 радиан (3 градуса).

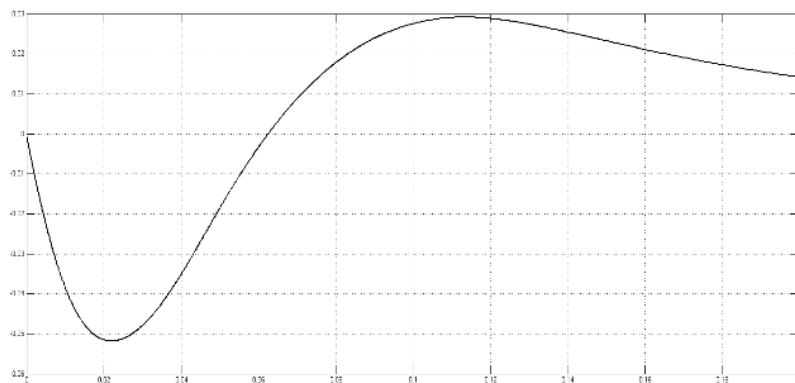


Рис. 2.12 Рассогласование выходной координаты синтезированного привода и апериодического звена

Исходя из этого, модель объекта в виде апериодического звена можно считать не приемлемой. В качестве эталонной будем использовать модель, предложенную выше и изображенную на рис. 2.13. На рис. 2.13 приведена Simulink модель, а на рис.2.14 представлена переходная характеристика эталонной модели.

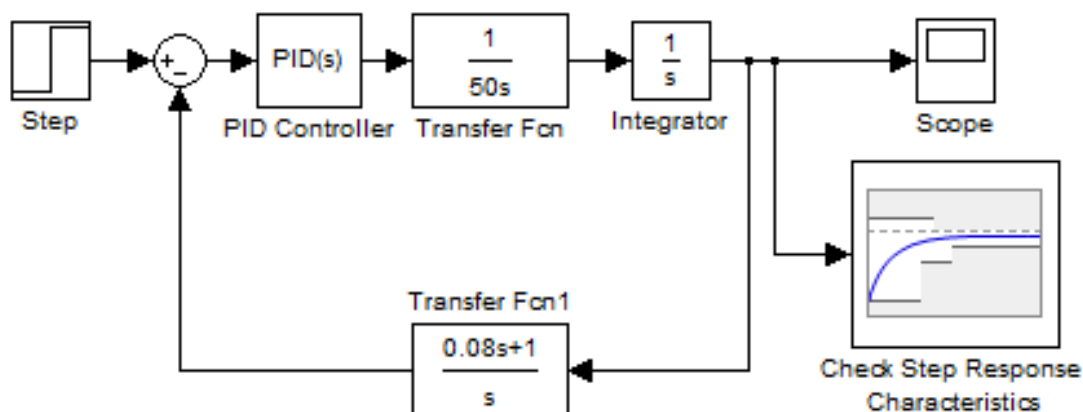


Рис.2.13 Simulink модель эталонной модели привода

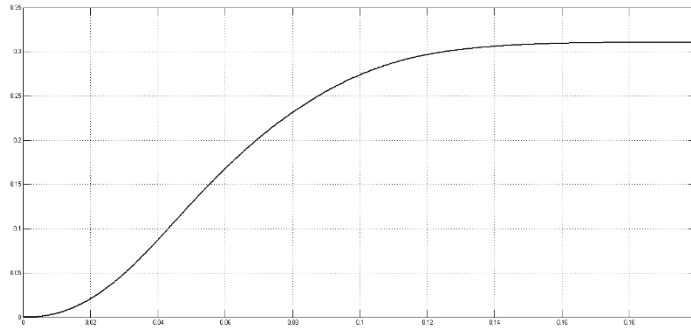


Рис. 2.14 Переходная характеристика эталонной модели

Исходя из представленной характеристики следует, что данная эталонная модель по виду переходной характеристики и параметрам вполне удовлетворяет требованиям.

На рис.2.15 представлена компьютерная модель синтезированной исполнительной системы манипулятора робота с наблюдателем переменных состояния и эталонной моделью. Управление с использованием эталонной модели строится, как правило, по принципу компенсации отклонения выходной координаты объекта от ее модельной величины. При этом указанное отклонение может быть заведено, например, в регулятор скорости. Используя модель на рис. 2.15, оценим возможность использования указанного подхода для решения поставленной задачи.

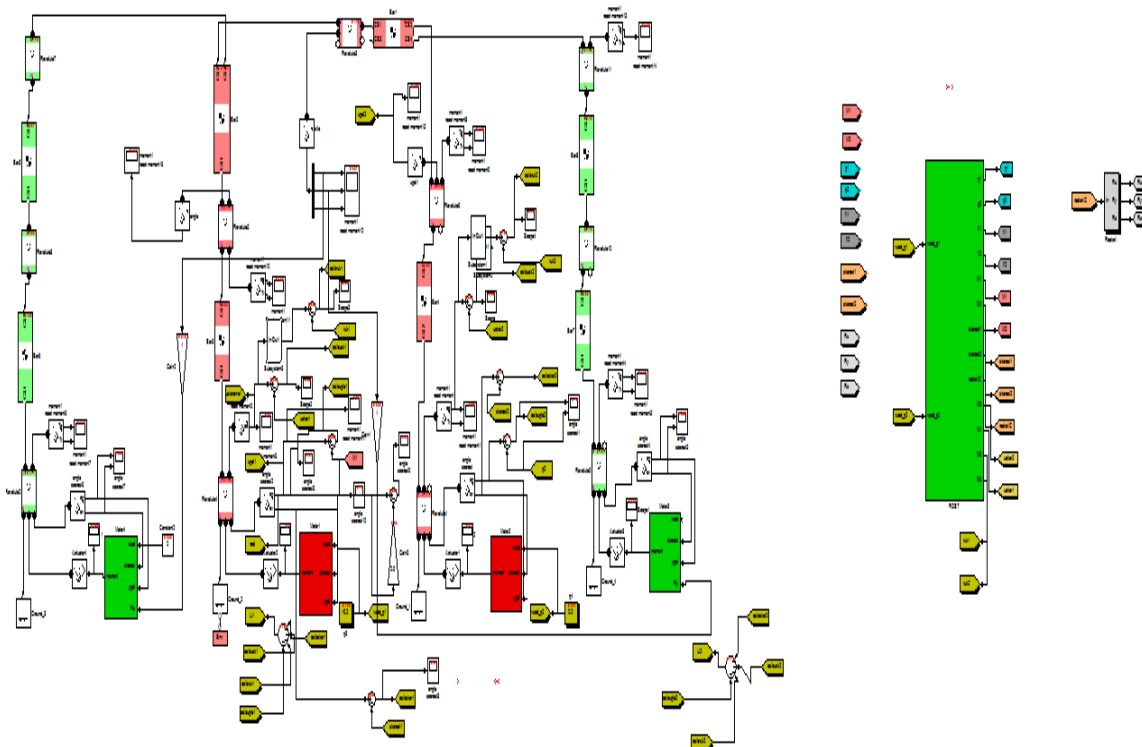


Рис. 2.15 Компьютерная модель синтезированной системы

На рис. 2.16 представлены результаты моделирования системы в виде отклонения выходной координаты q_4 от модельной величины.

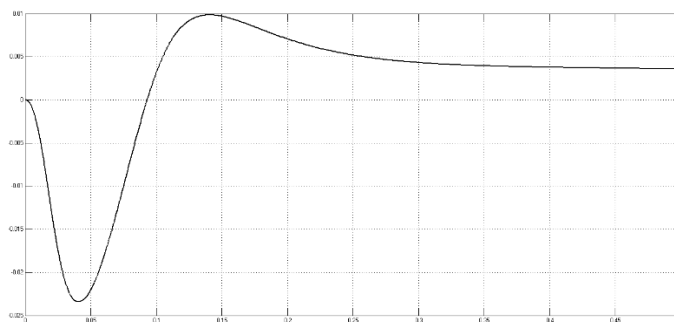


Рис. 2.16 Отклонение координаты q_4 от модельной величины

Из рассмотрения рисунка 2.16 следует, что отклонение выходной координаты во время переходного процесса находится в пределах от $3.85 \cdot 10^{-3}$ рад до минус $23.4 \cdot 10^{-3}$ рад или 0.22 градуса до минус 1.34 градуса. Такое отклонение переходного процесса для выполнения высокоточных операций не допустимо. Следовательно, введение корректирующего сигнала в виде разности выходной координаты от модельной величины является не достаточным; введение дополнительного и статического звена в канал компенсации также не привел к желаемому результату.

На Рис. 2.17 приведен график отклонения координаты q_4 от модельного значения.

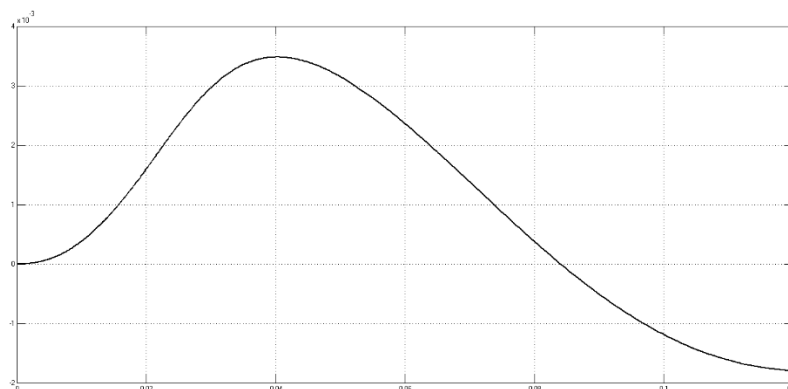


Рис. 2.17 Отклонение координаты q_4 от модельного значения

Из рассмотрения рис. 2.17 следует, что максимальное отклонение координаты объекта от модельного значения $2 \cdot 10^{-4}$ радиана или

0.011градусов, что свидетельствует о достаточно высокой точности работы системы.

На рисунке 2.18 и 2.19 представлены отклонения скорости и ускорения выходной координаты q_4 от модельного значения.

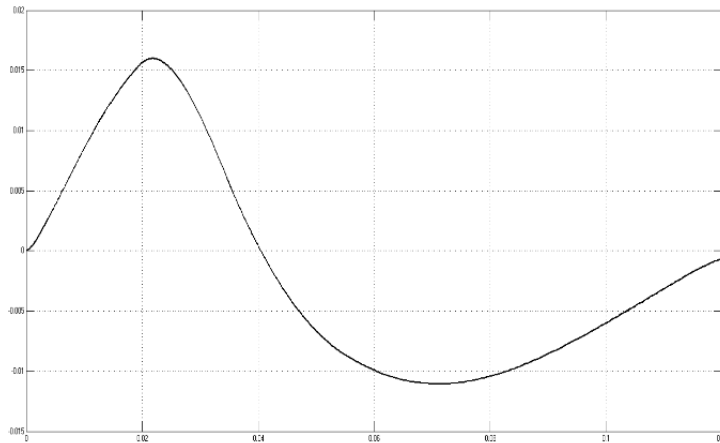


Рис. 2.18 Отклонение скорости выходной координаты q_4 от модельного значения

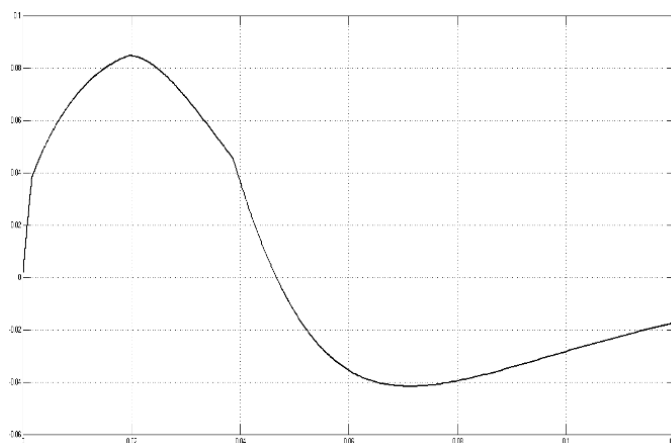


Рис. 2.19 Отклонение ускорения выходной координаты q_4 от модельного значения

Из рассмотрения графиков видно, что отклонения скорости и ускорения обобщенной координаты от модельных величин не существенно и не могут оказывать отрицательного влияния на качество движения.

На рисунке 2.20 показаны частотные характеристики привода координаты q_4 с устройством динамической коррекции, которые практически стабильны в различных положения механизма.

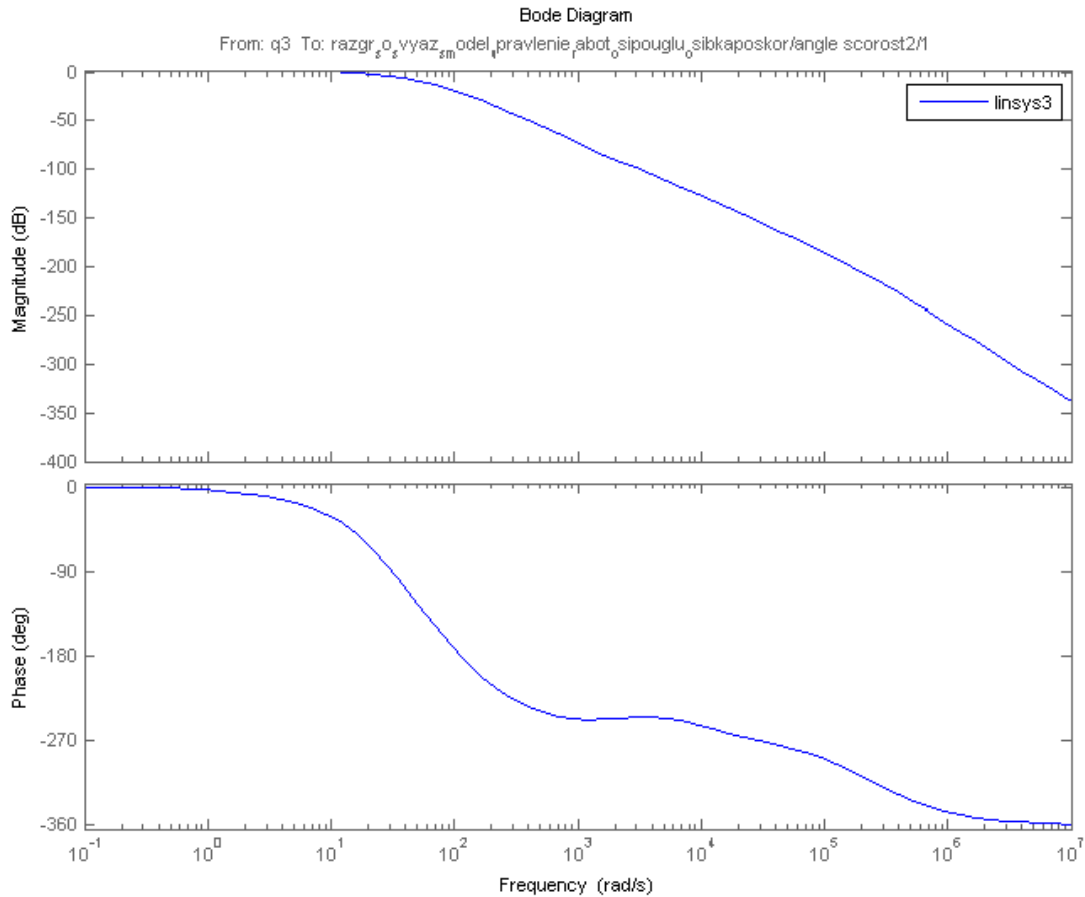


Рис 2.20 Частотные характеристики привода координаты q₄ устройством динамической коррекции

2.3. Динамика сепаратных электроприводов при силовом управлении роботами-манипуляторами

При идеальном контакте с препятствием (жесткий упор) структурная схема ЭП одной СП с учетом χ СМП и с регулированием момента может быть представлена в виде, показанном на рис. 2.21, где обозначено

$$K_1 = \frac{k_{\text{дм}} k_{\text{ус}} c_M}{R_1}; \quad K_2 = \frac{R_1}{C_M C_e U}; \quad T_2 = \frac{L_1}{R_1}; \quad T_3 = \frac{J_1 R_1}{C_M C_e};$$

$T_4 = b / c$; T_1 ; $K_{\text{ус}}$ - постоянные времени и коэффициент усиления регулятора; M_1 - момент электродвигателя; c , b - коэффициенты жесткости и потерь на упругие деформации упругого элемента датчика моментов.

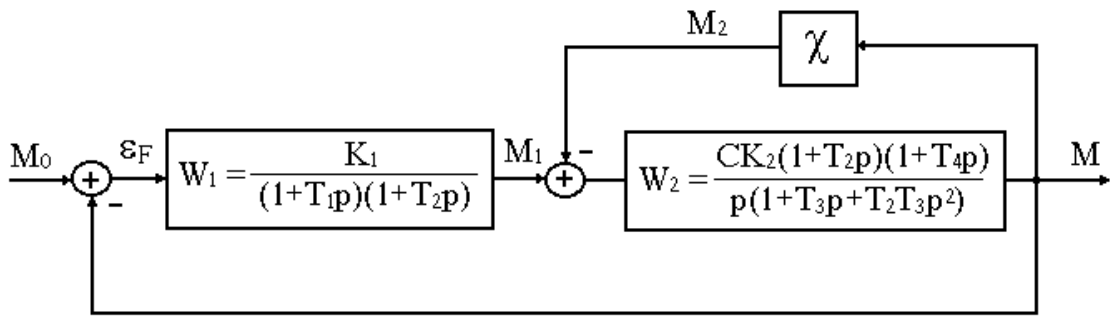


Рис. 2.21. Структурная схема ЭП работа с регулированием момента

Определим коэффициенты гармонической линейаризации динамического передаточного отношения СМП, для чего запишем закон изменения входного сигнала в виде $M=A \sin \psi$, где $\psi = \omega t$.

Тогда

$$M_1 = -A|W_1(j\omega)| \sin(\phi + \phi_1) = A^* \sin(\phi + \phi_1)$$

$$M_2 = \chi M = \begin{cases} (\eta U)^{-1} A \sin \Psi \equiv \nu\pi < \phi < \phi_1 + \nu\pi, \nu = 0, 1, 2, \dots, n; \\ -|\mu|U^{-1} A \sin \Psi \equiv \phi_1 + \nu\pi < \Psi < (\nu + 1)\pi; \\ \nu = 0, 1, 2, \dots, n; \\ h \forall \Psi = \phi_1 + \nu\pi, h \in [(\eta U)^{-1} A \sin \Psi; \\ -|\mu|U^{-1} A \sin \Psi]; \\ 0 \forall \Psi = \nu\pi, \nu = 0, 1, 2, \dots, n. \end{cases}$$

Раскладывая полученное выражение в ряд Фурье, находим нормированные коэффициенты гармонической линейаризации нелинейного звена:

$$\left\{ \begin{aligned} q_H = q \frac{U}{|\mu|} &= \frac{2U}{\pi|\mu|A} \int_0^\pi M_2 \sin \Psi d\Psi = \frac{2U}{\pi|\mu|A} \left[\frac{1}{\eta U} \int_0^{\phi_1} A \sin^2 \Psi d\Psi - \right. \\ &\left. \frac{|\mu|}{U} \int_{\phi_1}^\pi A \sin^2 \Psi d\Psi \right] = \frac{1 + \eta|\mu|}{\pi\eta|\mu|} \left(\phi_1 - \frac{1}{2} \sin 2\phi_1 \right) - 1; \\ q'_H = q' \frac{U}{|\mu|} &= \frac{2U}{\pi|\mu|A} \int_0^\pi M_2 \cos \Psi d\Psi = \frac{2U}{\pi|\mu|A} \left[\frac{1}{\eta U} \int_0^{\phi_1} A \sin \Psi \cos \Psi d\Psi - \right. \\ &\left. - \frac{|\mu|}{U} \int_{\phi_1}^\pi A \sin \Psi \cos \Psi d\Psi \right] = \frac{1 + \eta|\mu|}{\pi\eta|\mu|} \cdot \sin^2 \phi_1. \end{aligned} \right.$$

Амплитудно-фазовые и логарифмические частотные характеристики нелинейного звена χ определяются следующими выражениями:

$$J(j\omega) = q_H(\omega) + jq_H'(\omega) = A(\omega) \cdot e^{j(\varphi + \theta)};$$

$$L|J(j\omega)| = LA(\omega) + j\theta(\omega),$$

$$\text{где } A(\omega) = \frac{|\mu|}{U} \sqrt{q_H^2(\omega) + q_H'^2(\omega)}; \quad \theta(\omega) = \text{arctg} \frac{q_H'(\omega)}{q_H(\omega)}$$

Графики нормированных коэффициентов гармонической линеаризации, амплитудно-фазовые и логарифмические частотные характеристики динамического передаточного отношения приведены в работе [26].

Из приведенных выражений и графиков следует, что коэффициенты гармонической линеаризации и частотные характеристики звена χ при отсутствии внешних воздействий зависят от частоты ω , параметров динамического передаточного отношения, фазового сдвига координат и не зависят от амплитуды колебаний. Следовательно, звено χ является псевдолинейным и в рассматриваемом ЭП автоколебания не возможны.

При действии постоянного или медленно меняющегося внешнего воздействия $M_0(t)$ на привод периодическое решение нелинейных уравнений динамики будем искать в форме

$$M = x^0 - A \cdot \sin \phi$$

где x^0 - постоянная составляющая сигнала на входе нелинейного звена. Кривые изменения моментов привода в этом случае показаны на рис. 2.22, где обозначено

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \arcsin \frac{x^0}{A}; \quad \varphi_3' = \pi + \arcsin \frac{x^0}{A};$$

$$\varphi_4 = \pi + \varphi_1 + \arcsin \frac{x^0}{A}; \quad \varphi_5 = 2\pi - \arcsin \frac{x^0}{A}.$$

Отсюда находим

$$M_2'(t) = \chi M_2(t) = \begin{cases} (\eta U)^{-1}(x^0 + A \sin \phi) = 0 < \phi < \varphi_2; \\ \wedge \varphi_3' < \phi < \varphi_4 \wedge \varphi_5 < \phi < 2\pi; \\ -|\mu|U^{-1}(x^0 + A \sin \phi) \equiv \\ \equiv \varphi_2 < \phi < \varphi_3' \wedge \varphi_4 < \phi < \varphi_5. \end{cases}$$

Раскладывая полученное выражение в ряд Фурье, определяются нормированная величина постоянной составляющей F_n^0 и нормированные коэффициенты гармонической линейризации динамического передаточного отношения q_{xH} и q_{xH}' [26, YI.28 ÷ YI.30].

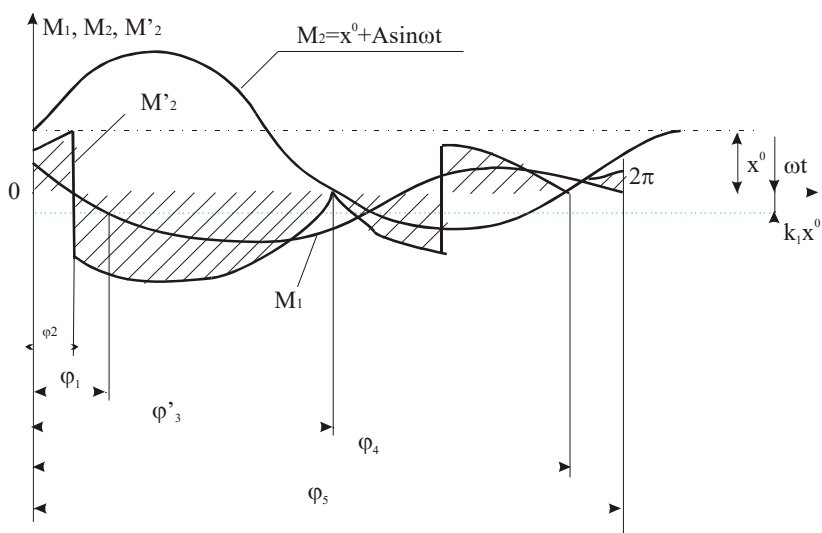


Рис. 2.22. Графики изменения моментов в ЭП при медленно меняющемся воздействии

Из полученных выражений коэффициентов F_n^0 , q_{xH} , q_{xH}' и построенных графиков следует, что наличие постоянной составляющей во входном сигнале приводит к существенным изменениям частотных свойств нелинейного звена χ . Коэффициенты гармонической линейризации и функция смещения нелинейного звена теперь зависят не только от частоты и конструктивных параметров СМП, но и от амплитуды и постоянной составляющей входного сигнала. Значения полученных коэффициентов и функции смещения значительно возрастают в случае, когда амплитуда сигнала переключения $M_2(t)$ соизмерима с постоянной составляющей.

Во всех рассмотренных случаях периодические движения определяются только в первом приближении - по первой гармонике. Все высшие гармоники при этом отбрасывались ввиду их малости при наличии в системе свойств фильтра. Оставляя в силе это условие, найдем относительную амплитуду δ и фазу φ_3 третьей гармоники.

Коэффициенты высших гармоник разложения в ряд Фурье динамического передаточного отношения СМП имеют вид

$$r_3 = \frac{1}{\pi A} \int_0^{2\pi} M_2'(\phi) \sin 3\phi d\phi = 2 \sin^3 \varphi_1 \cos \varphi_1 \frac{1 + \eta|\mu|}{\pi \eta U};$$

$$S_3 = \frac{1}{\pi A} \int_0^{2\pi} M_2'(\phi) \cos 3\phi d\phi = \sin^2 \varphi_1 \cos 2\varphi_1 \frac{1 + \eta|\mu|}{\pi \eta U};$$

Характеристическое уравнение привода имеет вид

$$\theta_1(\lambda) = R_1(\lambda) \left(r_3 + \frac{S_3}{\omega} \lambda \right) = 0,$$

где

$$\theta_1(\lambda) = \lambda(1 + T_1\lambda)(1 + T_3\lambda + T_2T_3\lambda^2) + k_1k_2(1 + T_4\lambda);$$

$$R_1(\lambda) = k_2(1 + T_1\lambda)(1 + T_2\lambda)(1 + T_4\lambda);$$

Относительная амплитуда и фаза третьей гармоники определяются следующими выражениями:

$$\delta_3 = \left| \frac{R_i(j\omega)}{\theta_i(3\omega j)} \right| \cdot \sqrt{r_3^2(\omega) + S_3^2(\omega)};$$

$$\varphi_3 = \arg \left[- \frac{R_i(j3\omega)}{\theta_i(3\omega j)} \right] + \operatorname{arctg} \frac{S_3(\omega)}{r_3(\omega)},$$

где

$$|\theta_1(i3\omega)| = \sqrt{[k_1k_2 + 81T_1T_2T_3\omega^4 - 9\omega^2(T_1 + T_3)]^2 + [3\omega(k_1k_2T_4 + 1) - 27\omega^2T_3(T_1 + T_2)]^2};$$

$$|R_1(j3\omega)| = k \sqrt{(1 + 9T_1^2\omega^2)(1 + 9T_2^2\omega^2)(1 + 9T_4^2\omega^2)};$$

Так как при действии постоянных или медленно меняющихся воздействий коэффициенты гармонической линеаризации звена χ зависят уже и от амплитуды колебаний, что значительно усложняет расчет ЭП, то приобретает особое значение исследование подобных приводов методом фазовых траекторий и цифрового моделирования. Пренебрегая постоянными времени T_1 , T_2 и потерями на упругое сопротивление торсиона, записываем уравнение динамики привода в виде

$$a_0 p^2 \varepsilon(t) + a_1 p \varepsilon(t) + |M_{TP}| \operatorname{sgn} p \varepsilon(t) + \chi \varepsilon(t) = b_0 U(t),$$

где дополнительно обозначено:

$$a_0 = J_1 U / C; \quad a_1 = C_M C_e U / R_1 C; \quad b_0 = C_M / R_1; \quad U(t) = U_{M0}(t).$$

Нелинейное уравнение динамики при отработке ступенчатого воздействия распадается на совокупность линейных дифференциальных уравнений при $p\varepsilon < 0$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + (\eta U)^{-1} \varepsilon = b_1 \forall \varepsilon > C_2; \quad (2.36a)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + a_2 \varepsilon = b_2 \equiv C_2 > \varepsilon > C_1; \quad (2.36б)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon = a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon - |M_{TP}| \equiv C_1 > \varepsilon > -C_1; \quad (2.36в)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + a_2 \varepsilon = b_3 \equiv -C_1 > \varepsilon > -C_2; \quad (2.36г)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon = b_4 \forall \varepsilon \leq C_2; \quad (2.36д)$$

при $p\varepsilon > 0$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon = -b_1 \forall \varepsilon < -C_2; \quad (2.37a)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + a_2 \varepsilon = -b_2 \equiv -C_1 > \varepsilon > -C_2; \quad (2.37б)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon = a_1 p \varepsilon + |\eta U|^{-1} \varepsilon + |M_{TP}| \equiv C_1 \geq \varepsilon \geq -C_1; \quad (2.37в)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + a_2 \varepsilon = -b_3 \equiv C_2 > \varepsilon > C_1; \quad (2.37г)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + (\eta U)^{-1} \varepsilon = -b_4 \forall \varepsilon > C_2, \quad (2.37д)$$

где $b_1 = -b_0 U_{\max} + |M_{TP}|$; $b_2 = C_M C_e k_1 / R_1 + |M_{TP}|$;

$b_3 = |M_{TP}| - C_M C_e k_1 / R_1$; $b_4 = b_0 U_{\max} + |M_{TP}|$; $a_2 = \eta U^{-1} - k_1$; $a_2 = |\mu| U^{-1} + k_1$.

Для построения фазовой поверхности ЭП каждое из уравнений 2.36 и 2.37 отображается на свой лист фазовой плоскости (рис. 2.23 а).

Уравнения (2.36 а, б) и (2.37 в, г, д) отражаются на первый лист - полуплоскость, ограниченную слева прямой $\varepsilon = -C_1$; уравнения (2.23 в, г, д) и (2.23 а, б) - на второй лист - полуплоскость, ограниченную справа прямой $\varepsilon = C_1$.

Фазовая поверхность ЭП составляется из двух листов следующим образом: оба листа накладываются друг на друга так, чтобы их координаты оси совпадали. Затем оба листа скрепляются вдоль тех участков их границ, через которое изображающие точки выходят за пределы листов. Следовательно, часть правой границы второго листа должна быть скреплена с первым листом вдоль положительной полупрямой $\varepsilon = C_1$, а часть левой границы первого листа необходимо скрепить со вторым вдоль отрицательной полупрямой $\varepsilon = -C_1$ (рис. 6.22,

а). Границы, вдоль которых производится скрепление, показаны штриховой линией.

Уравнение динамики ЭП при снятии ступенчатого входного воздействия имеют вид:

при $p\varepsilon > 0$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon = -b_1 \forall \varepsilon \leq -C_2; \quad (2.38a)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + a_2' \varepsilon = -b_2 \equiv C_1 > \varepsilon > -C_2; \quad (2.38б)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon = a_1 p \varepsilon + |\eta U|^{-1} \varepsilon + |M_{TP}| \equiv 0 > \varepsilon \geq -C_1; \quad (2.38в)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon = a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon + |M_{TP}| \equiv C_1 > \varepsilon > 0; \quad (2.38г)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon = -b_4 \forall \varepsilon \geq C_2; \quad (2.38д)$$

при $p\varepsilon < 0$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon = b_1 \forall \varepsilon > C_2; \quad (2.39a)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + a_2' \varepsilon = b_2 \equiv C_2 > \varepsilon > C_1; \quad (2.39б)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon = a_1 p \varepsilon + |\eta U|^{-1} \varepsilon - |M_{TP}| \equiv C_1 > \varepsilon > 0; \quad (2.39в)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + a_2' \varepsilon = b_3 \equiv -C_1 > \varepsilon > -C_2; \quad (2.39г)$$

$$a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon = b_4 \forall \varepsilon \leq -C_2. \quad (2.39д)$$

Для построения фазовой поверхности системы отображаем каждое из уравнений (2.38) и (2.39) на свой лист фазовой плоскости (рис. 2.23).

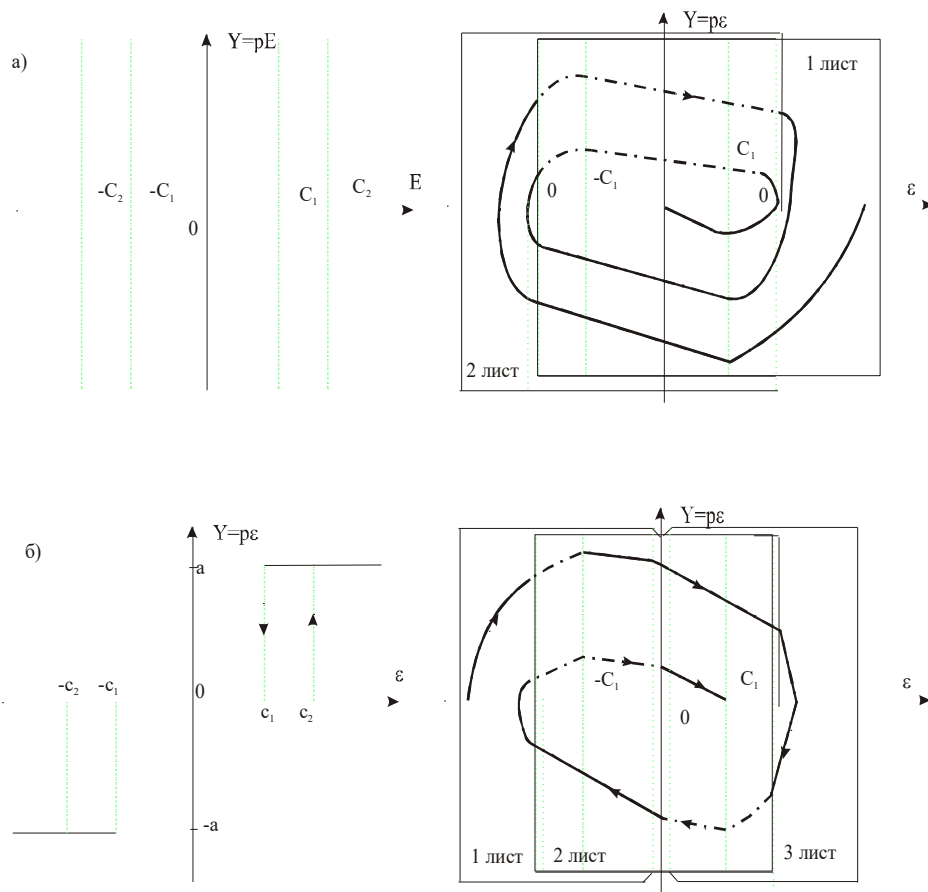


Рис. 2.23. Фазовые портреты ЭП робота с силовым управлением

Уравнения (2.38) и (2.39) отображаются на полуплоскость, представляющую собой первый лист, ограниченную справа прямой $\epsilon = 0$, уравнения (2.38) и (2.39) - на плоскость, представляющую второй лист, ограниченную справа прямой $\epsilon = C_1$ и слева - прямой $\epsilon = -C_1$, а уравнения (2.38) и (2.39) - на третий лист плоскости, ограниченной слева прямой $\epsilon = 0$.

При построении многолистной фазовой плоскости, в данном случае трехлистной (рис. 2.23 б), накладывают все три листа друг на друга так, чтобы совпадали их координатные оси и скрепляют между собой вдоль участков границ, очерченных штриховыми линиями.

Из фазовых портретов видно, что качество работы ЭП при заданных значениях параметров не удовлетворяет требованиям, предъявляемым к приводам роботов.

Для обеспечения требуемых показателей качества применим отрицательную обратную связь (КО) по скорости вала двигателя; преобразуем структурную схему к виду, изображенному на рис. 2.24, где Φ_{cy} - нелинейный элемент с характеристикой вида

$$U_{\alpha} = \begin{cases} 0 \equiv d_1 > p\varepsilon > d_1; \\ \frac{K_1 R_1}{C_M K_{DM}} (p\varepsilon - d_1) \equiv d_2 > p\varepsilon > d_1; \\ \frac{K_1 R_1}{C_M K_{DM}} (p\varepsilon + d_1) \equiv -d_1 > p\varepsilon > -d_2; \\ |U_{max}| \equiv p\varepsilon > d_2 \wedge p\varepsilon \leq -d_2. \end{cases}$$

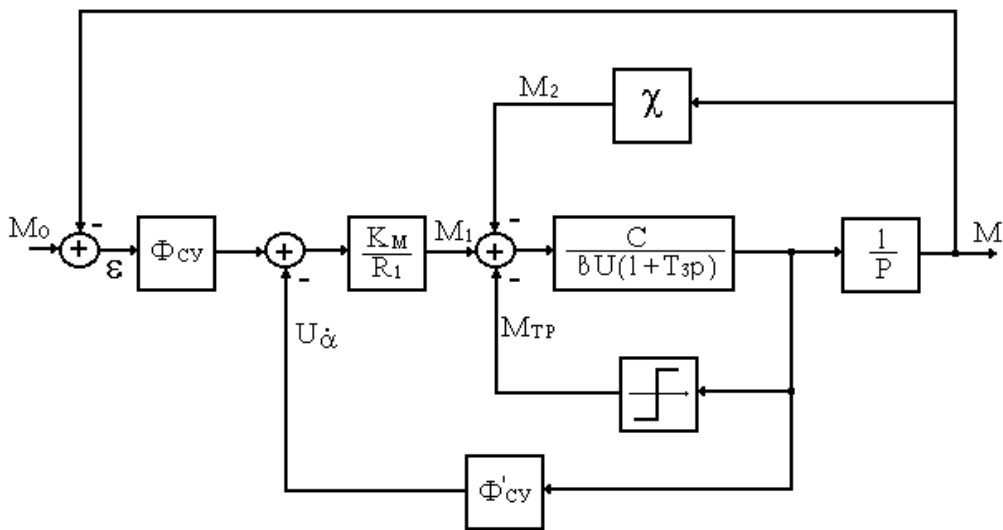


Рис. 2.24 Структурная схема скорректированного электропривода

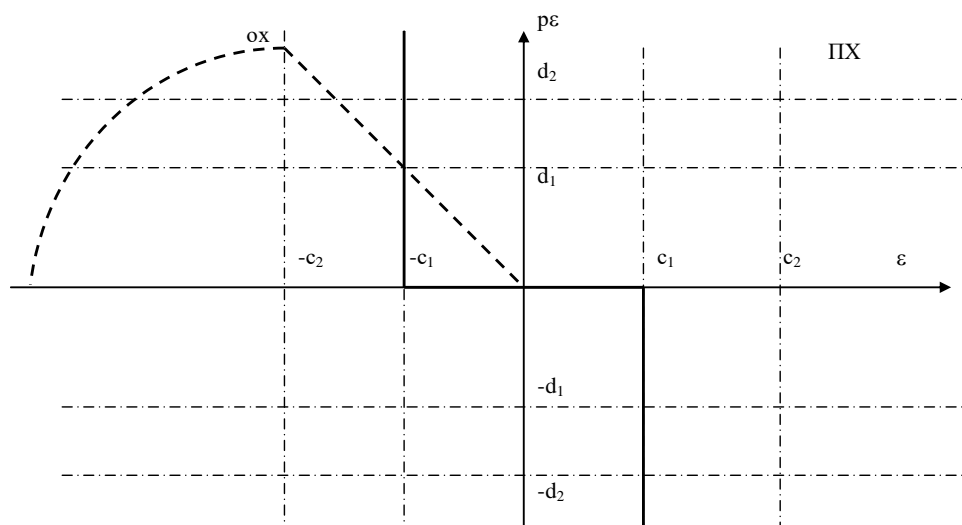


Рис. 2.25. Фазовая плоскость скорректированного ЭП

Здесь

$$d_1 = C_1 \frac{K_a U}{C}; \quad d_2 = C_2 \frac{K_a U}{C}.$$

Уравнения динамики ЭП со скоростной обратной связью при отработке ступенчатого воздействия согласно фазовой плоскости, показанной на рис. 2.25, могут быть записаны при $p\varepsilon < 0$ в виде

$$\left. \begin{aligned} a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + (\eta U)^{-1} \varepsilon &= b_1 = 0 > p\varepsilon > -d_1; \\ a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + (\eta U)^{-1} \varepsilon &= b_1 = -C_1 > p\varepsilon > -d_2; \\ a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + (\eta U)^{-1} \varepsilon &= |M_{TP}| = p\varepsilon \leq -d_2; \end{aligned} \right\} \forall \varepsilon \geq C_2;$$

$$\begin{aligned} a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + a_2 \varepsilon &= b_2 + b_0 U_{\max} = C_2 > \varepsilon > C_1 \quad \forall p\varepsilon \leq d_2; \\ a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon - |M_{TP}| + b_0 U_{\max} &= -C_1 > \varepsilon > -C_2 \quad \forall p\varepsilon \leq -d_2; \\ a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + a_2 \varepsilon &= b_3 + b_0 U_{\max} = -C_1 > \varepsilon > -C_2 \quad \forall p\varepsilon \leq -d_2; \\ a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon &= b_4 + b_0 U_{\max} = p\varepsilon \leq d_2; \\ a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon &= b_4 = -d_1 > p\varepsilon > d_2; \\ a_0 p^2 \varepsilon + a_1 p \varepsilon + |\mu| U^{-1} \varepsilon &= b_4 = -d_1 < p\varepsilon < 0; \end{aligned} \left. \right\} \forall \varepsilon < d_2.$$

Фазовый портрет скорректированного ($K_\alpha = 10^{-3}$ В с / рад) ЭП изображен на рис. 2.25 пунктирной линией.

Одним из важных условий работоспособности ЭП является условие их устойчивости при работе на "упругий упор", когда роботом выполняются операции сверления, сопряжения, врезания при образивной зачистке и т.п.

При работе привода в зоне линейных деформаций и условия неразрушаемости объекта работ можно выделить четыре основных вида упоров:

$$\text{Линейный упругий упор } F_1(\Delta\alpha) = \begin{cases} 0 \quad \forall (\alpha - \alpha_C) \leq 0; \\ K_1 \cdot (\alpha - \alpha_C) \quad \forall (\alpha - \alpha_C) > 0. \end{cases}$$

«Жёсткий» упор с зоной нечувствительности

$$F_2(\Delta\alpha) = \begin{cases} 0 \quad \forall (\alpha - \alpha_C) \leq \delta; \\ K_2 \cdot (\alpha - \alpha_C) \quad \forall (\alpha - \alpha_C) > \delta. \end{cases}$$

Упор с гистерезисом

$$F_3(\Delta\alpha) = \begin{cases} 0 \quad \forall (\alpha - \alpha_C) \leq 0; \\ K_1 \cdot (\alpha - \alpha_C) \quad \forall (\alpha - \alpha_C) > 0 \wedge d\alpha/dt > 0; \\ K_1 \cdot (\alpha - \alpha_C - \delta) \quad \forall (\alpha - \alpha_C) > \delta \wedge d\alpha/dt < 0; \\ 0 \quad \forall 0 < (\alpha - \alpha_C) < \delta \wedge d\alpha/dt < 0. \end{cases}$$

Упор с «ударом» и гистерезисом

$$F_4(\Delta\alpha) = \begin{cases} 0 & \forall(\alpha - \alpha_C) \leq 0; \\ H & \forall 0 < (\alpha - \alpha_C) < \delta \wedge d\alpha/dt > 0; \\ K_1 \cdot (\alpha - \alpha_C) & \forall(\alpha - \alpha_C) > \delta \wedge d\alpha/dt > 0; \\ K_1 \cdot (\alpha - \alpha_C - \delta) & \forall(\alpha - \alpha_C) > \delta \wedge d\alpha/dt < 0; \\ 0 & \forall 0 < (\alpha - \alpha_C) < \delta \wedge d\alpha/dt < 0, \end{cases}$$

где α – выходная координата привода; α_C – координата упора; $\Delta\alpha = \alpha - \alpha_C$; δ – величина зоны нечувствительности; K – коэффициент линейной взаимосвязи упругих деформаций с величиной силы ($K_2 \gg K_1$); H – пиковое значение силы в момент удара.

По итогам моделирования силового привода с упорами можно сделать следующие выводы. В момент контакта РО с препятствием (соответствует моменту времени $tk = 0,3$ с) начинается явно выраженный затухающий колебательный процесс со случайными периодом и амплитудой, а параметры колебаний и время переходного процесса существенно зависят от упругих свойств объекта работ (в т.ч. датчика) и самого препятствия. Так, для характеристики $F_1(\Delta\alpha)$ в системе возникают устойчивые колебания, которые могут привести к разрушению субтильного объекта, что недопустимо. Значительное увеличение жёсткости упора $F_2(\Delta\alpha)$ сокращает время переходного процесса до 0,05с, но при этом в приводе сохраняются значительные высокочастотные колебания момента.

Учёт гистерезиса упора $F_3(\Delta\alpha)$ позволяет уменьшить амплитуду моментных колебаний даже при невысокой жёсткости упора, но переходный процесс в приводе при этом увеличивается до 0,12 с. Удар при касании объектов $F_4(\Delta\alpha)$ сокращает переходные колебания до 0,06 с, но и в установившемся режиме наблюдаются колебания скорости в пределах 1...5%. Оптимизация параметров привода достигается демпфированием упругости и повышением жёсткости силоизмерительной цепи.

Структурная схема ЭП с силовым управлением при работе на "упругий упор" представлена на рис. 2.26.

Коэффициенты гармонической линеаризации типа "упругий упор" согласно определяются выражением

$$q(a, x_0) = 1/2 + 1/\pi \left(\arcsin x_0/A + x_0/A \sqrt{1 - (x_0/A)^2} \right),$$

$$F^0(a, x_0) = x_0 \left[1/2 + 1/\pi \left(\arcsin x_0/A + A/x_0 \sqrt{1 - (x_0/A)^2} \right) \right].$$

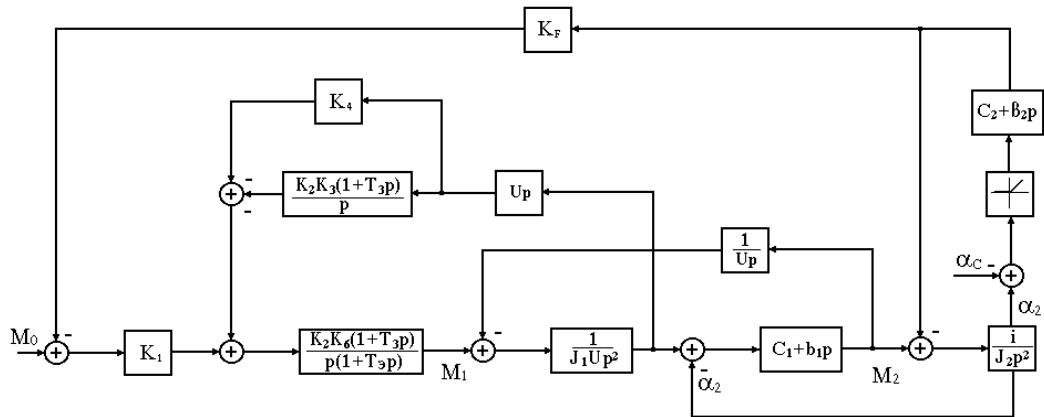


Рис. 2.26. Структурная схема электропривода робота с моментным управлением

Анализ областей устойчивости ЭП робота с силовым и позиционным управлением, построенных при значениях параметров:

$$K_2 = 1; K_3 = 10^4; K_4 = 0.16 \text{ В с рад}^{-1}; K_5 = 0.016 \text{ В с рад}^{-1}; K_6 = 0.0125 \text{ В с рад}^{-1};$$

$$K_7 = 0.14 \text{ Н м В}; K_{DM} = 0.0023 \text{ В (Н м)}^{-1}; K_8 = 1;$$

$$T_3 = 0.0015 \text{ с}; J_1 = 0.175 \cdot 10^{-3} \text{ кг м}^2; J = 3.0 \text{ кг м}^2; U = 70; C_1 = 47 \cdot 10^4 \text{ Н м рад}^{-1};$$

$$B_1 = 2 \cdot 10^3 \text{ Н м рад}^{-1} \text{ с}; C_2 = 47 \cdot 10^3 \text{ Н м рад}^{-1}; B_2 = 2 \cdot 10^2 \text{ Н м рад}^{-1} \text{ с};$$

$$K_c = 3.12 \cdot 10^5 \text{ Н рад}^{-1} \text{ с}.$$

показал, что область устойчивости ЭП при силовом управлении значительно шире области устойчивости при позиционном управлении. Так, $K_{гр1}$ для позиционного управления 158, а силового - 5623 и соответственно $K_{гр1} = 316$ для позиционного управления и 11200 для силового управления.

Для подтверждения предположения об устойчивости гармонически линеаризованного привода при $K < K_{гр1}$ применялся частотный метод В. М. Попова в его графической интерпретации. Для этого построена видоизмененная частотная характеристика $W_M^*(j\omega)$ для моментного привода (рис. 2.27), которая определяется следующим образом:

$$U^*(\omega) = \text{Re } W^*(j\omega) = \text{Re } W(j\omega),$$

$$V^*(\omega) = \text{Im } W^*(j\omega) = \omega T_0 \text{Im } W(j\omega),$$

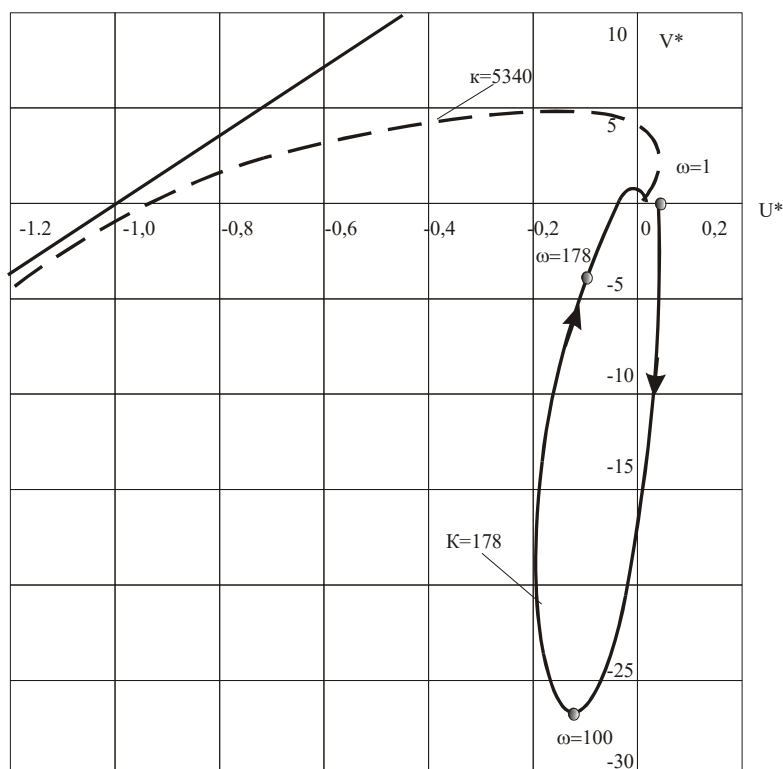


Рис. 2.27. Частотные характеристики для определения области абсолютной устойчивости по методу В.М. Попова

Нелинейная характеристика $F(x)$ (упор) имеет очертание, не выходящее за пределы угла $\text{artg } K$. Согласно теореме В. М. Попова для установления устойчивости нелинейной системы достаточно подобрать такую прямую на плоскости $W^*(j\omega)$, проходящую через точку $(-1/k, j0)$, чтобы вся кривая $W^*(j\omega)$ лежала справа от прямой, описываемой равенством $U^*(\omega) - h_0 V^*(\omega) + 1/K = 0$.

На рис. 2.27 показано построение характеристики $W_m^*(j\omega)$ для привода, замкнутого по моменту. Откуда видно, что через точку $(-1, j0)$ можно провести прямую, так чтобы вся характеристика оставалась справа от этой прямой. Предельное значение общего коэффициента усиления разомкнутого привода, при котором уже невозможно провести такую прямую, равно $K_{гр1} = 5340$. Таким образом нелинейный привод, замкнутый по моменту, является абсолютно устойчивым при изменении общего коэффициента усиления разомкнутого привода от 0 до 5340, что несколько отличается от значений, полученных при исследовании устойчивости периодического решения в гармонически линеаризованном приводе с использованием кривой Михайлова. Это связано с тем, что при применении метода В.М. Попова полагается, что

очертание нелинейности в пределах заданного угла может быть любым. Для конкретно заданных форм нелинейности область устойчивости будет несколько шире, но данным методом это не определяется. Метод гармонической линеаризации определяя границы существования автоколебаний, не дает ответа на вопрос, какие движения в системе (устойчивые или неустойчивые) будут вне этой области. Поэтому сочетание метода гармонической линеаризации и метода В.М. Попова позволяет судить о поведении привода во всем диапазоне изменения общего коэффициента усиления разомкнутого привода.

2.4. Анализ динамики и синтез электроприводов манипуляционных систем в режиме позиционно-силового управления

Удобным и эффективным во многих случаях является подход, основанный на использовании систем с переменной структурой (СПС) для создания скользящих режимов работы МС [11,29,32,33]. Преимущество приводов, работающих в скользящем режиме, по сравнению с традиционными системами подчинённого регулирования очевидно [22,25]. Причем в СПС, обеспечивающих независимость монотонного движения от любых возмущающих воздействий, целесообразно одновременно поддерживать и максимально возможную скорость затухания переходного процесса. Последнее объясняется необходимостью повышения быстродействия и точности МС.

При переменных параметрах системы предлагается использовать различные подходы к построению СПС. Но основное внимание уделяется построению систем, у которых условия существования скользящего режима не нарушаются во всём диапазоне изменения параметров объекта при неподвижной гиперповерхности переключения. В этом случае СПС имеет достаточно простую структуру, но время переходного процесса остается одинаково высоким при любых ее параметрах. То есть во время уменьшения нагрузки (например, малые приведенные моменты инерции привода) возможности системы для повышения её быстродействия при имеющихся ресурсах управления остаются недоиспользованными.

В большом счете предлагается и несколько технических решений, позволяющих автоматически изменять расположение гиперповерхности переключения в фазовом пространстве при различных параметрах системы с целью повышения её быстродействия. Указанную корректировку предлагается осуществлять на основе методов адаптации, не требующих информации о текущих параметрах объекта управления. Однако сравнительно простую структуру регуляторов в работе удалось сформировать только для весьма ограниченного класса систем.

Исследование периодических колебаний ЭП с независимым ПСУ проводится с целью анализа влияния переключения структуры (ЛПУ) на условия возникновения автоколебаний и устойчивость привода.

Дифференциальные уравнения ЭП при работе на упор и переключением структуры по сигналу с датчика моментов представим в следующем виде

$$\left\{ \begin{array}{l} pM_1 = [(U_z - k_4\Omega_1) K_7 M_1] T_9^{-1}; \\ p\Omega_1 = (M_1 - M_2 (\eta U)^{-1}) J_1^{-1}; \\ p\alpha_1 = \Omega_1; \quad p\alpha_2 = \Omega_2; \\ pb_1 = M_2 (\alpha_1 - \alpha_2)^{-1} - C_1; \\ p\Omega_2 = (M_2 - M_3) J_2^{-1}; \\ pU_{\text{я}} = (Y - K_5\Omega_1) (Tp + 1) K_3; \\ F(\alpha) = \begin{cases} 0 \forall (\alpha_c - \alpha_2) \geq 0; \\ (\alpha_c - \alpha_2) \forall (\alpha_c - \alpha_2) < 0; \end{cases} \\ Y = \begin{cases} (U\alpha_0 - K_6\alpha_1) K_1 \forall M_3 = 0 \wedge (U\alpha_0 - K_6\alpha_1) \geq 0; \\ \quad \vee M_3 \geq 0 \wedge (U\alpha_0 - K_6\alpha_1) < 0; \\ (U_{M0} - K_{DM} M_3) K_2 \forall M_3 > 0 \wedge (U\alpha_0 - K_6\alpha_1) > 0. \end{cases} \end{array} \right. \quad (2.40)$$

Структурная схема, соответствующая системе уравнений (2.40), представлена на рис. 2.28, где обозначено:

$$W_{PI} = K_1; \quad W_{PM} = K_2; \quad W_{PC} = K_3(1+Tp)p^{-1}; \quad W_1 = K_7(1+T_9p)^{-1}; \quad W_2 = (J_1p)^{-1}; \\ W_3 = (Up)^{-1}; \quad W_4 = c_1 + b_1p; \quad W_5 = (J_2p^2)^{-1}; \quad W_6 = (c_2 + b_2p).$$

Для исследования периодических колебаний ЭП в режиме переключения структуры исходную структурную схему привода представим в виду, показанному на рис. 2.29, где через ЛЧ и ЭНЭ обозначены линейная и эквивалентная нелинейная часть привода, а

$$\begin{cases} M(p) = \frac{k_3 k_7 U (c_1 + b_1 p)(T_3 p + 1)}{U^2 J_2 p^4 (k_7 k_4 + J_1 p(T_3 p + 1)) + k_5 J_2 p^3 U^2 k_3 k_7 (T_3 p + 1) + J_2 (T_3 p + 1)(c_1 + b_1 p) p^3}; \\ V(p) = \frac{k_6 (J_2 p^2 + c_1 + b_1 p)(J_2 p^2 + c_2 + b_2 p)}{c_1 + b_1 p}. \end{cases}$$

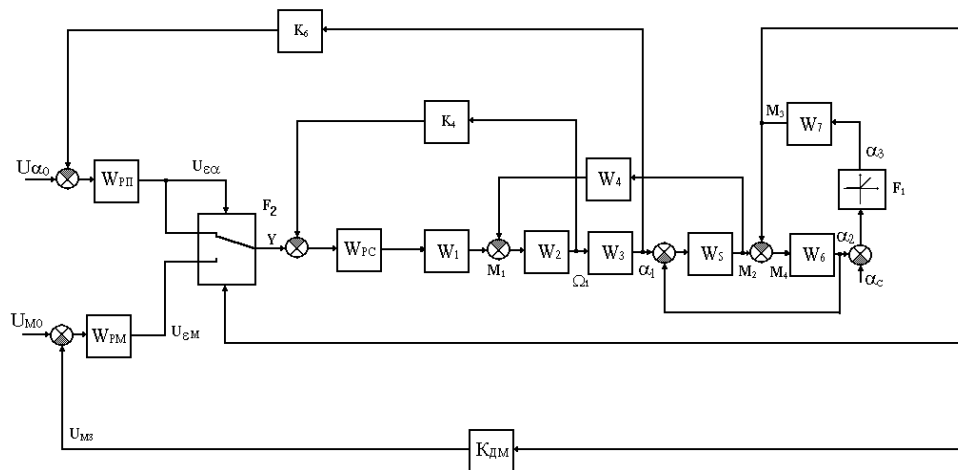


Рис. 2.28. Структурная схема привода с переменной структурой

Эквивалентный нелинейный элемент (ЭНЭ) содержит два нелинейных элемента НЭ1 - нелинейность типа "односторонняя реакция упругого звена" и НЭ2 - ЛПУ, соединенные между собой линейными звеньями.

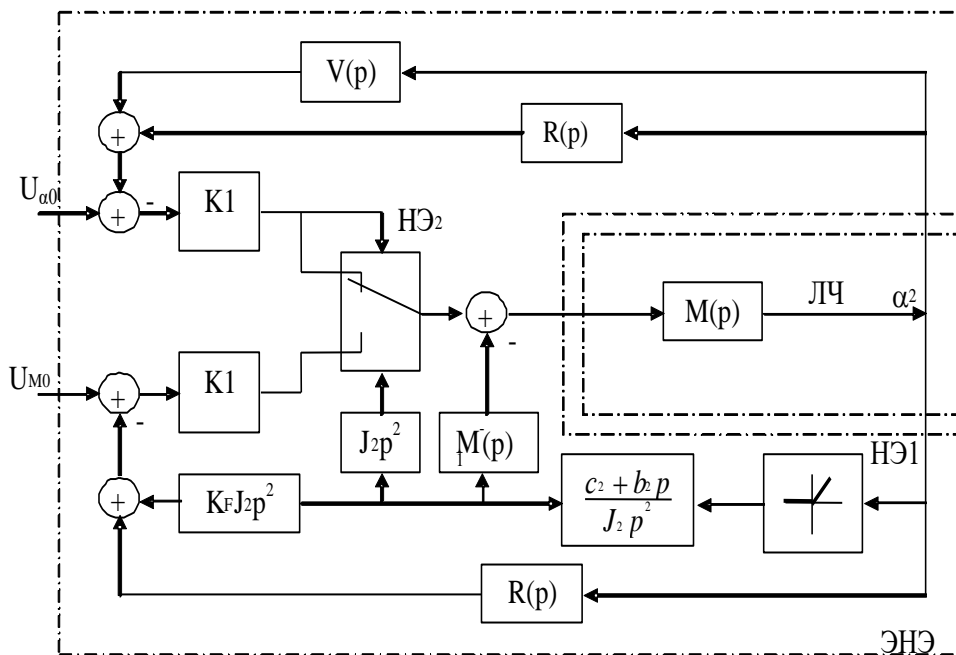


Рис. 2.29 Преобразованная структурная схема двухканального ЭП с переключением структуры

ЛПУ переключает структуру с управления по положению на управление по комбинации сигналов $U\varepsilon_\alpha$ и M_3 :

$$Y = \begin{cases} U\varepsilon_\alpha(t), \forall M_3 = 0 \wedge U\varepsilon_\alpha \geq 0, \vee M_3 \geq 0 \wedge U\varepsilon_\alpha < 0; \\ U\varepsilon_\alpha(t), \forall M_3 > 0 \wedge U\varepsilon_\alpha < 0. \end{cases} \quad (2.41)$$

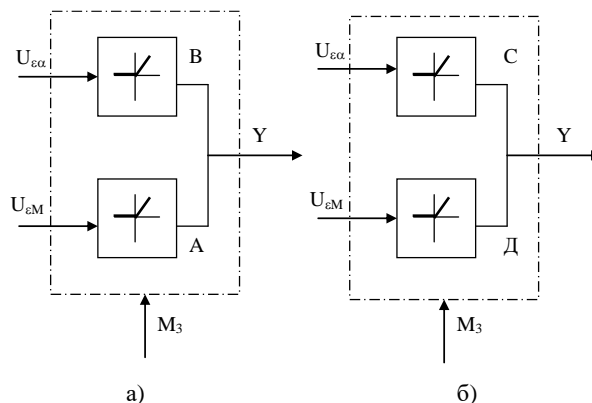


Рис. 2.30. Структура ЛПУ: а) – 1 режим; б) – 2 режим

Работу блока переключения структуры можно условно разделить на два режима (рис. 2.30): первый - переключение структуры с позиционной на моментную по сигналу $M_3(t)$, второй - переключения структуры с моментной на позиционную по сигналу $U\varepsilon_\alpha(t)$, определяющему ошибку по положению. Второй режим соответствует работе

при постоянном контакте рабочего органа с поверхностью объекта работ, т.е. в линейной зоне нелинейности F_1 . Работу блока в этих режимах можно описать следующими выражениями:

1 режим.

$$Y = \begin{cases} U\varepsilon_\alpha(t), \forall M_3 = 0 \wedge U\varepsilon_\alpha \geq 0; \\ U\varepsilon_M(t), \forall M_3 > 0 \wedge U\varepsilon_\alpha > 0. \end{cases} \quad (2.42)$$

2 режим.

$$Y = \begin{cases} U\varepsilon_\alpha(t) \forall M_3 \geq 0 \wedge U\varepsilon_\alpha \leq 0; \\ U\varepsilon_M(t) \forall M_3 > 0 \wedge U\varepsilon_\alpha > 0. \end{cases} \quad (2.43)$$

Рассмотрим вначале первый случай. Блок переключения структуры представим в виде двух коммутирующих элементов А и В (рис. 2.30), которые действуют следующим образом. Если имеется контакт РО с ОР, то замкнут ключ А, а если контакта нет ($M_3 = 0$), то замкнут ключ В.

Полагаем, что $U\alpha_0 = 0$, $U_{M_0} = 0$, и определим характеристики ЛПУ элементов на границе свободной зоны

$$A. \quad Y = \begin{cases} 0, \forall M_3 = 0 \wedge U\varepsilon_\alpha \geq 0; \\ kx, \forall M_3 > 0 \wedge U\varepsilon_\alpha > 0; \\ x = U\varepsilon_M(t), \quad k = \operatorname{tg} \alpha = 1. \end{cases}$$

$$B. \quad Y = \begin{cases} 0, \forall M_3 > 0 \wedge U\varepsilon_\alpha > 0; \\ kx, \forall M_3 = 0 \wedge U\varepsilon_\alpha \geq 0; \\ x = U\varepsilon_\alpha(t), \quad k = \operatorname{tg} \alpha = 1. \end{cases}$$

Найдем коэффициенты гармонической линеаризации каждого из этих двух нелинейных звеньев, для чего определим сначала выражения для координат в математической модели привода, предполагая, что $\alpha_2 = \alpha_0 + A \cdot \sin \omega t$;

$$\alpha_0(t) = F(\alpha_2) = Q_0 + Q \cdot A \cdot \sin \omega t;$$

$$M_3(t) = Q_0 C_2 + \sqrt{Q^2 A^2 C^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 c_2^2} \cdot \sin(\omega t + \operatorname{arctg}(T_2 \omega));$$

$$M_4(t) = -A \omega J_2 \cdot \sin \omega t;$$

$$M_2(t) = Q_0 C_2 + \sqrt{A_1^2 + A_2^2} \cdot \sin(\omega t + \operatorname{arctg} A_2 / A_1);$$

$$\alpha_4(t) = \frac{C_2 Q_0}{C_1} + D \cdot \sin(\omega t + E);$$

$$\alpha_1(t) = \frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} + \sin\left(\omega t + \operatorname{arctg} \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E}\right);$$

$$\begin{aligned}
M_3(t) &= k_{DM} M_3(t) = k_{DM} \left(Q_0 C_2 + \sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg(T_2 \omega)) \right); \\
U\varepsilon_M(t) &= -k_2 U_{M_3}(t) = -k_2 k_{DM} \left[Q_0 C_2 + \sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg(T_2 \omega)) \right]; \\
\alpha_4(t) &= k_6 \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \arctg \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right]; \\
U\varepsilon_\alpha(t) &= -k_1 \varepsilon_\alpha(t),
\end{aligned}$$

где обозначено: $A_1 = QAC_2 - A\omega^2 J_2$; $A_2 = C_2 T_2 QA\omega$; $T_1 = b_1/c_1$;

$$D = \frac{\sqrt{A_1^2 + A_2^2}}{\sqrt{C_1^2 + C_1^2 T_1^2 \omega^2}}; \quad E = \arctg \frac{A_2 B_1 - A_1 B_2}{A_1 B_1 + A_2 B_2}; \quad T_2 = b_2/c_2;$$

$$Z_{1A} = \sqrt{\frac{A_1^2 + A_2^2}{C_1^2 + C_1^2 T_1^2 \omega^2}}; \quad B_1 = Z_{1A} C_1; \quad B_2 = Z_{1A} \cdot C_1 T_1 \omega.$$

Пределы интегрирования Ψ_1 и Ψ_2 определим из условия $U\varepsilon_M(t) = 0$:

$$\begin{aligned}
\Psi_1 &= -\arctg(T_2 \omega) + \arcsin \left(\frac{C_1 Q_0}{\sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2}} \right) + \pi; \\
\Psi_2 &= 2\pi - \arctg(T_2 \omega) - \arcsin \left(\frac{C_1 Q_0}{\sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2}} \right).
\end{aligned}$$

Коэффициенты гармонической линейризации для звена А вычислим по формулам:

$$\begin{aligned}
F_{10} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi_1} -k_2 k_{DM} \left[Q_0 C_2 + \sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg(T_2 \omega)) \right] d\Psi - \\
&- \frac{k_2 k_{DM}}{\pi A} \int_{\phi_2}^{2\pi} \left[Q_0 C_2 + \sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg(T_2 \omega)) \right] d\Psi;
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
q_1 &= -\frac{k_2 k_{DM}}{\pi A} \int_0^{\phi_1} \left[Q_0 C_2 + \sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg(T_2 \omega)) \right] \sin \Psi d\Psi - \\
&- \frac{k_2 k_{DM}}{\pi A} \int_{\phi_2}^{2\pi} \left[Q_0 C_2 + \sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg(T_2 \omega)) \right] \sin \Psi d\Psi;
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
q_1' &= -\frac{k_2 k_{DM}}{\pi A} \int_0^{\phi_1} \left[Q_0 C_2 + \sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg(T_2 \omega)) \right] \sin \Psi d\Psi - \\
&- \frac{k_2 k_{DM}}{\pi A} \int_{\phi_2}^{2\pi} \left[Q_0 C_2 + \sqrt{Q^2 A^2 C_2^2 + T_2^2 Q^2 A^2 \omega^2 C_2^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg(T_2 \omega)) \right] \cos \Psi d\Psi;
\end{aligned}$$

Коэффициенты гармонической линейризации для звена В имеют вид:

$$\begin{aligned}
F_2^0 &= -\frac{k_1 k_6}{2\pi} \int_{\phi_1}^{\phi_2} \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \arcsin \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right] d\Psi; \\
q_2 &= -\frac{k_1 k_6}{\pi A} \int_{\phi_1}^{\phi_2} \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \arcsin \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right] \sin \Psi d\Psi; \\
q_2' &= -\frac{k_1 k_6}{\pi A} \int_{\phi_1}^{\phi_2} \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \arcsin \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right] \cos \Psi d\Psi.
\end{aligned}$$

Рассмотрим теперь второй режим, описываемый выражением (2.43). Блок переключения структуры аналогичным образом представлен в виде двух коммутирующих элементов С и Д (рис. 2.30 б), которые действуют следующим образом. Если при наличии РО с ОР ошибка по положению отрицательная (например, обработка ведется внутри заданного контура), то замкнут ключ С, в противном случае замкнут ключ Д.

Также, как и в первом режиме, полагая, что $U\alpha_0 = 0$, $U_{mo} = 0$, $\alpha_2 = \alpha_c + A \sin \omega t$ определим характеристики коммутирующих элементов:

$$C. \quad Y = \begin{cases} 0, & \forall U\varepsilon_\alpha \geq 0; \\ kx, & \forall U\varepsilon_\alpha < 0; \\ x = U\varepsilon_\alpha(t), & k = \operatorname{tg} \alpha = 1. \end{cases}$$

$$D. \quad Y = \begin{cases} kx, & \forall U\varepsilon_\alpha \geq 0; \\ 0, & \forall U\varepsilon_\alpha < 0; \\ x = U\varepsilon_M(t); & k = \operatorname{tg} \alpha = 1. \end{cases}$$

Пределы интегрирования Ψ_3 и Ψ_4 определим из условия $U\varepsilon_\alpha(t) = 0, Q = 1, Q_0 = \alpha_0$.

$$\begin{aligned}
\Psi_3 &= \pi + \arcsin \frac{\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0}{\sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E}} - \operatorname{arctg} \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \\
\Psi_4 &= 2\pi - \arcsin \frac{\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0}{\sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E}} - \operatorname{arctg} \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E}
\end{aligned}$$

Коэффициенты гармонической линеаризации для звена С:

$$\begin{aligned}
F_3^0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi_3} -k_1 k_6 \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \operatorname{arctg} \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right] d\Psi - \\
&- \frac{k_1 k_6}{2\pi} \int_{\phi_4}^{2\pi} \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \operatorname{arctg} \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right] d\Psi; \\
q_3 &= -\frac{k_1 k_6}{\pi A} \int_0^{\phi_3} \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \operatorname{arctg} \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right] \sin \Psi d\Psi - \\
&- \frac{k_1 k_6}{2\pi} \int_{\phi_4}^{2\pi} \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \operatorname{arctg} \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right] \sin \Psi d\Psi \\
q_3' &= -\frac{k_1 k_6}{\pi A} \int_0^{\phi_3} \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \operatorname{arctg} \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right] \cos \Psi d\Psi - \\
&- \frac{k_1 k_6}{2\pi} \int_{\phi_4}^{2\pi} \left[\frac{C_2 Q_0}{C_1} + \alpha_0 + \sqrt{D^2 + A^2 + 2AD \cdot \cos E} \cdot \sin \left(\omega t + \operatorname{arctg} \frac{D \cdot \sin E}{A + D \cdot \cos E} \right) \right] \cos \Psi d\Psi
\end{aligned}$$

Коэффициенты гармонической линеаризации звена Д:

$$\begin{aligned}
F_4^0 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\phi_3}^{\phi_4} -k_2 k_{DM} \left[Q_0 C_2 + Q \sqrt{A^2 C^2 + T_2^2 A^2 \omega^2 C_1^2} \cdot \sin(\omega t + \operatorname{arctg}(T_2 \omega)) \right] d\Psi; \\
q_4 &= -\frac{k_2 k_{DM}}{\pi A} \int_{\phi_3}^{\phi_4} \left[Q_0 C_2 + Q \sqrt{A^2 C^2 + T_2^2 A^2 \omega^2 C_1^2} \cdot \sin(\omega t + \operatorname{arctg}(T_2 \omega)) \right] \sin \Psi d\Psi; \\
q_4' &= -\frac{k_2 k_{DM}}{\pi A} \int_{\phi_3}^{\phi_4} \left[Q_0 C_2 + Q \sqrt{A^2 C^2 + T_2^2 A^2 \omega^2 C_1^2} \cdot \sin(\omega t + \operatorname{arctg}(T_2 \omega)) \right] \cos \Psi d\Psi;
\end{aligned}$$

Из анализа частотных характеристик определено, что ЛПУ в первом режиме введение этого нелинейного звена уменьшает устойчивость системы, так как его ФЧХ имеет отрицательный фазовый сдвиг в области средних частот. С увеличением частоты уменьшается амплитуда сигнала, проходящего через нелинейный элемент. С ростом амплитуды коэффициент усиления нелинейного звена А увеличивается и увеличивается отрицательный фазовый сдвиг. Для звена В, наоборот уменьшается коэффициент усиления и уменьшается отрицательный фазовый сдвиг. Во втором режиме ФЧХ имеет в основном положительные фазовые сдвиги и увеличением частоты уменьшается усиление нелинейного звена, что повышает запасы устойчивости в нелинейной системе.

Таким образом, только в первом режиме работы ЛПУ может ухудшаться устойчивость нелинейного привода.

Для нахождения амплитуды и частоты возможных автоколебаний, построения областей устойчивости привода в функции общего

коэффициента усиления разомкнутого привода можно также использовать метод, основанный на построении кривой Михайлова.

Характеристический полином для привода с коммутирующими элементами А и В имеет вид:

$$DM(p) = 1 + W_H(p),$$

$$\text{где } W_H = W_{\text{энэ}}(p) \cdot M(p);$$

$$W_{\text{энэ}}^p = q + jq_2'; W_{\text{энэ}}^M = q_1 + jq_1'.$$

Нелинейное звено типа ЛПУ изменяет область устойчивости исходных позиционных и моментных ЭП. Коэффициент усиления $K_{\text{гр1}}$ в приводе, замкнутом по положению уменьшается до $K_{\text{гр1}} = 146$, а в приводе, замкнутом по моменту, до $K_{\text{гр1}} = 5580$. Таким образом, выбирая коэффициенты усиления меньшие $K_{\text{гр1}}$, в приводе могут быть исключены автоколебательные режимы.

Работа двухканального исполнительного ЭП в режиме переключения в пространстве состояний системы "РО-ОР" приводит к декомпозиции привода на два независимых привода - позиционного и привода регулирования силы. Это позволяет проводить анализ и синтез данных сепаратных приводов по отдельности с последующим исследованием влияния ЛПУ на устойчивость и качество переходных процессов двухканального привода.

Для успешного применения рассматриваемых ЭП с переключением структуры необходимо, кроме обеспечения устойчивости и качества приводов решить целый ряд вопросов, связанных со способом задания и соотношением управляющих сигналов по положению и силе.

Для качественного анализа колебательных движений в ЭП второго порядка с переменной структурой целесообразно воспользоваться методом фазовой плоскости. По виду фазовых траекторий можно судить о свойствах рассматриваемого привода, и, более того, выбирая соответствующим образом соотношение задающих сигналов, можно сформировать фазовые траектории таким образом, чтобы получить необходимое качество переходных процессов.

Предположим, что собственное движение такого ЭП описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} p\Omega = (k_3 U_{я} - k_3 k_4 \Omega - M_k) / J; \\ p\alpha = \Omega; \\ U_{я} = \begin{cases} \Omega_0 k_1 - k_1 k_5 \Omega, & \text{при } \alpha < \alpha_c; \\ M_0 k_2 - k_2 k_{DM} M_k, & \text{при } \alpha > \alpha_c; \end{cases} \\ M_k = \begin{cases} C_{DM}(\alpha - \alpha_c), & \text{при } \alpha > \alpha_c; \\ 0, & \text{при } \alpha < \alpha_c, \end{cases} \end{cases} \quad (2.44)$$

где J - суммарный момент инерции, приведенный к валу двигателя.

Структурная схема ЭП, соответствующая системе уравнений (2.44), показана на рис. 2.31.

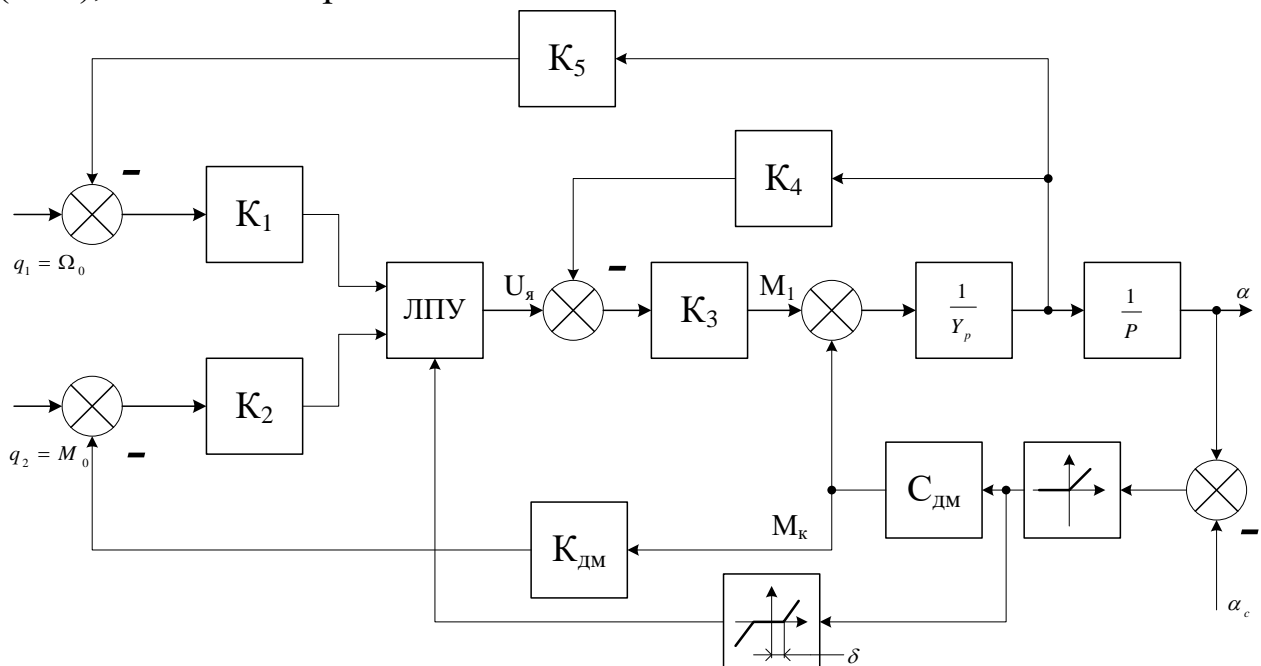


Рис. 2.31. Структурная схема двухканального ЭП с переменной структурой

При $\alpha < \alpha_c$ из (2.44) получаем уравнение вида:

$$(T_1 p + 1) p \alpha = b_1, \quad (2.45)$$

$$\text{где } T_1 = J / K_3 (K_4 + K_1 K_5); \quad b_1 = g_1 k_1 / K_4 + K_1 K_5.$$

Проинтегрировав уравнение (2.45), получим уравнение фазовых траекторий

$$\alpha = -T_1 (y + b_1 \ln |b_1 - y|) + C_1,$$

где C_1 - постоянная интегрирования.

При $\alpha > \alpha_c$ из (6.5) получаем уравнение динамики привода:

$$J p^2 \alpha + k_3 k_4 p \alpha + C_{DM} (1 + k_2 k_3 k_{DM}) \alpha = q_2 k_2 k_3 + C_{DM} \cdot \alpha_c (1 + k_2 k_3 k_{DM}).$$

Вводя новые обозначения

$$a_1 = k_3 k_4 / J; \quad a_2 = \frac{C_{DM}}{J} (1 + k_2 k_3 k_{DM}); \quad b_2 = \frac{k_2 k_3}{J} q_2 + \frac{C_{DM}}{J} (1 + k_2 k_3 k_{DM}) \alpha_c,$$

преобразуем это уравнение к следующему виду

$$p^2 \alpha + a_1 p \alpha + a_2 \alpha = b_2. \quad (2.46)$$

при условии $\alpha = \alpha_c + b_2 a_2^{-1}$.

Это уравнение совпадает с уравнением

$$p^2 \alpha + a_1 p \alpha + a_2 \alpha = 0 \quad (2.47)$$

Следовательно, фазовые траектории для уравнения (2.46) соответствуют фазовым траекториям уравнения (2.47) с началом координат в точке α_c

$$\alpha_c' = \frac{b_2}{a_2} = \alpha_c + \frac{k_2 k_3 q_2}{C_{DM} (1 + k_2 k_3 k_{DM})} = \alpha_c + \Delta \alpha.$$

Здесь $\Delta \alpha$ соответствует деформации датчика силы при установившемся значении M_k

Так как корни уравнения (6.8) равны $p_{1,2} = -\frac{a_1}{2} \pm \sqrt{\frac{a_1^2}{4} - a_2}$, то возможны два случая.

В первом случае, когда корни комплексные и имеют отрицательные вещественные части ($a_1^2 < 4a_2$, $a_1 > 0$; $a_2 > 0$), имеют место затухающие колебания

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= A e^{-p_1 t} \cdot \sin(\omega t + \beta) \\ y &= \frac{d\alpha}{dt} = \gamma \cdot A e^{-p_1 t} \cdot \cos(\omega t + \beta + \delta) \end{aligned} \right\}$$

$$\text{где } p_1 = \frac{a_1}{2}; \quad \omega = \sqrt{a_2 - \frac{a_1^2}{4}}; \quad \gamma = \sqrt{a_2}; \quad \delta = \arctg \frac{p_1}{\omega}.$$

Величины A и β определяются из начальных условий при $t=0$, $\alpha = \alpha_0$; $y = y_0$

Второй случай, когда корни вещественные отрицательные ($a_1^2 > 4a_2$; $a_1 > 0$, $a_2 > 0$), соответствует аperiодическому переходному процессу

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= C_2 \cdot e^{-p_2 t} + C_3 \cdot e^{-p_3 t} \\ y &= \frac{d\alpha}{dt} = -p_2 \cdot C_2 \cdot e^{-p_2 t} - p_3 \cdot C_3 \cdot e^{-p_3 t} \end{aligned} \right\}$$

Исходная система уравнений может быть представлена в виде уравнений (6.6) и (6.7). Изменение структуры приводов происходит при $\alpha = \alpha_c$

Подставляя данные ЭП вертикального перемещения робота РТ-60.

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 = 440; \quad K_2 = 22; \quad K_3 = 0,13 \text{ Нмм}^{-1}; \quad K_4 = 0,164 \text{ В} \cdot \text{с} \cdot \text{рад}^{-1}; \\ K_5 = 0,016 \text{ В} \cdot \text{с} \cdot \text{рад}^{-1}; \quad T_s = 0,0024 \text{ с}; \quad J_1 = 0,000175 \text{ кгМ}^2; \\ J_2 = 0,00011 \text{ кгМ}^2; \quad c = 500 \text{ Нм} \cdot \text{рад}^{-1}; \quad b = 0,03 \text{ Нм} \cdot \text{с} \cdot \text{рад}^{-1}; \\ C_{\text{дм}} = 1,2 \text{ Нм} \cdot \text{рад}^{-1}; \quad b_{\text{дм}} = 1,5 \cdot 10^{-4} \text{ Нм} \cdot \text{с} \cdot \text{рад}^{-1}; \quad J_{\text{дм}} = 1 \cdot 10^{-8} \div 2 \cdot 10^{-7} \text{ кгМ}^2; \\ K_{\text{дм}} = 0,6 \text{ В}(\text{Нм})^{-1}. \end{array} \right.$$

в уравнения (2.46) и (2.47) при $\alpha_c = 0,1$ рад и изменяя q_1 и q_2 , получим фазовые траектории привода отражающие наиболее характерные движения изображающей точки (рис.2.32. а,б). Рис 2.32 в и г отражают фазовые траектории при увеличении параметров $C_{\text{дм}}$ и $K_{\text{дм}}$ по величине, соответственно до $1,5 \text{ нмрад}^{-1}$ и $2,4 \text{ В(нм)}^{-1}$.

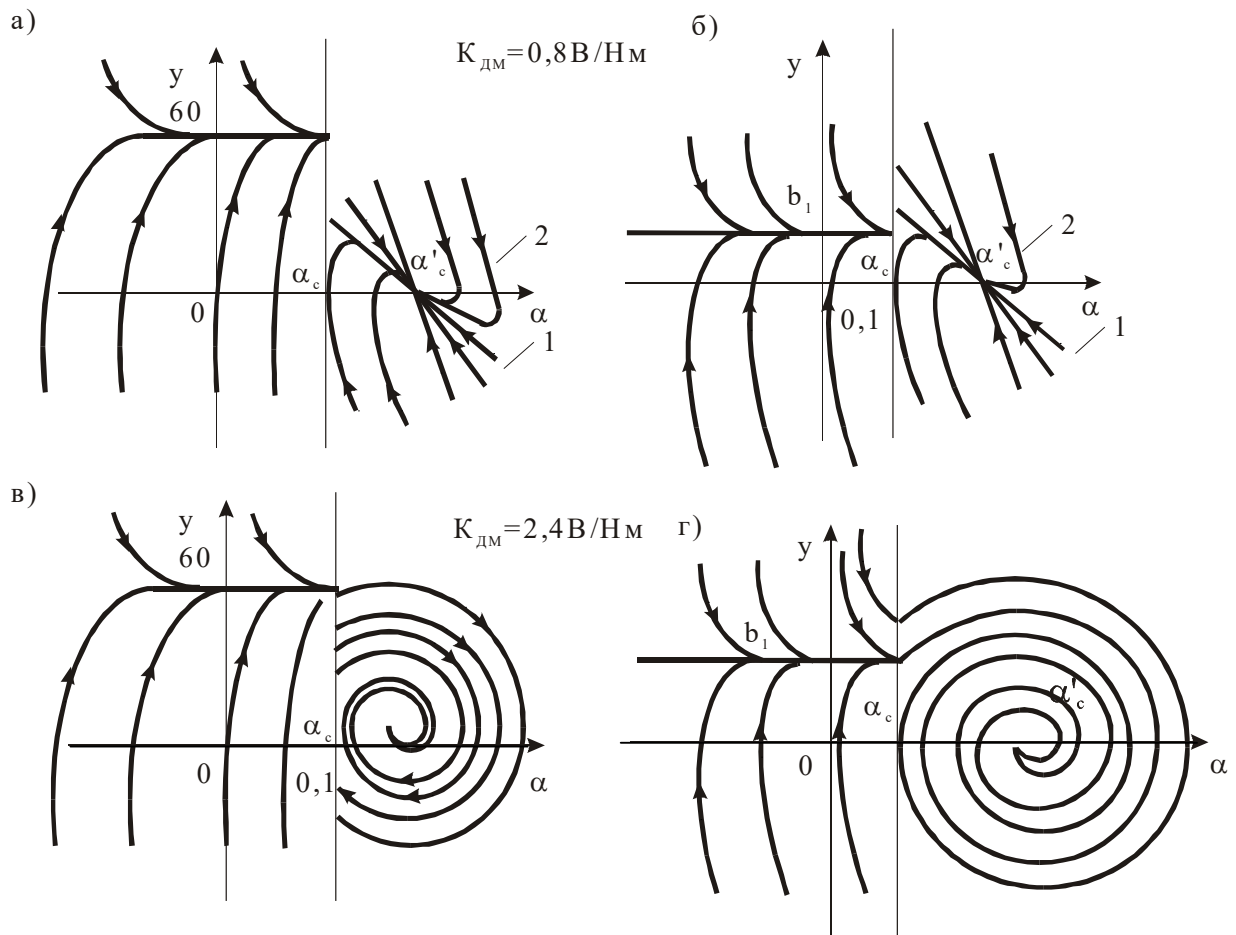


Рис. 2.32. Фазовые портреты двухканального ЭП с переменной структурой: а) $q_1=1 \text{ В}; q_2=0,3 \text{ В}$; б) $q_1=0,25 \text{ В}; q_2=0,75 \text{ В}$; в) $q_1=1 \text{ В}; q_2=0,5 \text{ В}$; г) $q_1=0,25 \text{ В}; q_2=1,25 \text{ В}$;

Из полученных фазовых портретов ЭП можно сделать следующие выводы.

1. При $\alpha < \alpha_c$ качественно фазовый портрет не изменяется, движение изображающей точки изменяется лишь количественно.

2. При $\alpha > \alpha_c$ изменение параметров привода приводит к трем качественно отличным друг друга фазовым траекториям:

а) α и u изменяется по аperiodическому закону при следующих параметрах привода (рис. 2.32 а и б, прямые 1)

$$\left. \begin{aligned} A < B^2; \\ -\frac{B}{2} - \sqrt{D} \leq \frac{\Omega}{\alpha} \leq \frac{B}{2} + \sqrt{D}, \end{aligned} \right\} \quad (2.48)$$

где $A = \frac{4C_{DM}}{J}(1 + K_2 K_3 K_{DM})$; $B = K_3 K_4 / J$; $D = (B/2)^2 - A$;

б) α и u изменяются по аperiodическому закону с перерегулированием (рис. 6.5 а,б, кривые 2) если

$$\left. \begin{aligned} A < B^2; \\ \frac{\Omega}{\alpha} > -\frac{B}{2} + \sqrt{D}; \\ \frac{\Omega}{\alpha} > -\frac{B}{2} - \sqrt{D}; \end{aligned} \right\} \quad (2.49)$$

в) имеют место затухающие колебания с одним или несколькими переключениями ЛПУ (рис. 2.32 в и г) при $B^2 \ll A$.

Количество переключений зависит от соотношения корней уравнения (2.48) и значений b_1 и $\Delta\alpha$.

Если $B^2 \ll A$, то привод стремится к незатухающим колебаниям, не выходя за пределы границы устойчивости.

При выполнении условий (2.48) и (2.49) возможно только одно переключение ЛПУ, причем для выполнения варианта (2.49) необходимы следующие условия:

Если

$$\left(-\frac{a_1}{2} - \sqrt{\frac{a_1^2}{4} - a_2} \right) \leq \frac{b_1}{\Delta\alpha} \leq \left(-\frac{a_1}{2} + \sqrt{\frac{a_1^2}{4} - a_2} \right),$$

где $b_1 \Delta^{-1} \alpha = E g_1 g_2^{-1}$, то для обеспечения аperiodических переходных процессов при начальных условиях α_0 , $d\alpha_0/dt$, обеспечивающих при $\alpha = \alpha_c$ равенство $d\alpha/dt = b_1$ необходимо следующее соотношение g_1 и g_2 :

$$\left. \begin{aligned} q_1 &\leq q_2 E \left(-\frac{B}{2} + \sqrt{D} \right); \\ q_1 &\geq -q_2 E \left(\frac{B}{2} + \sqrt{D} \right); \end{aligned} \right\}$$

Здесь $E = \frac{K_1 K_4 A}{4 K_2 B (K_4 + K_1 K_5)}$.

Важными вопросами проектирования рассматриваемых ЭП являются учет времени срабатывания ЛПУ при переключении от датчика контакта, учет запаздывания сигнала с датчика контакта, а также управления ЛПУ от датчика силы через пороговый элемент.

Движение этого привода описывается системой уравнений (6.5) при условии, что $\alpha_c = \delta\alpha_c$, где параметр определяется временем запаздывания срабатывания ЛПУ, временной погрешностью датчика контакта или величиной уровня пропускания сигналов с датчика силы на управление ЛПУ через пороговый элемент. Структурная схема ЭП показана на рис. 2.33 при условии, что $\delta \neq 0$.

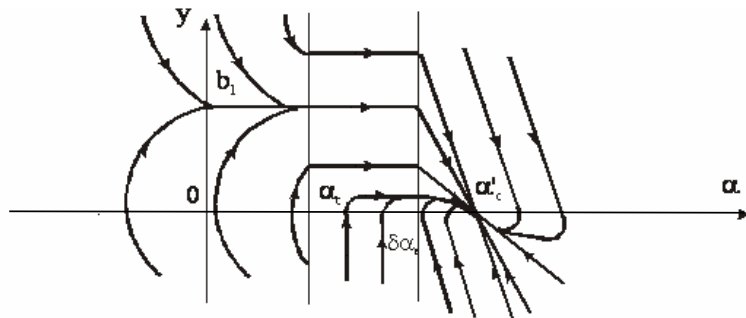


Рис. 2.33. Фазовый портрет двухканального ЭП с учетом задержки срабатывания ЛПУ

Данный привод на фазовой плоскости (рис. 2.33) имеет две линии переключения, определяемые α_c и $\delta\alpha_c$. До линии $\delta\alpha_c$ фазовый портрет описывается уравнениями систем (2.48) и (2.49) при значениях коэффициентов a_1 , a_2 , b_2 , измененных следующим образом:

$$a_1 = \frac{k_3}{J} (k_4 + k_1 k_5); \quad a_2 = \frac{C_d}{J}; \quad b_2 = \frac{k_3}{J} k_1 q_1 + \frac{C_d}{J} \alpha_c,$$

после линии $\delta\alpha_c$ - уравнением (2.49) с исходными значениями этих коэффициентов.

Для протекания монотонных переходных процессов должно выполняться следующее условие:

$$\left. \begin{aligned} g_2 &\leq \frac{(-q_1 k_1 + \delta\alpha \cdot C_{DM} / k_3)AJ}{4(K_4 + K_1 K_5)K_2 K_3 \left(\frac{B}{2} + \sqrt{D}\right)}; \\ g_2 &\geq \frac{(q_1 k_1 - \delta\alpha \cdot C_{DM} / k_3)AJ}{4(K_4 + K_1 K_5)K_2 K_3 \left(-\frac{B}{2} + \sqrt{D}\right)}; \end{aligned} \right\} \quad (2.50)$$

где $A < B^2$; $\delta\alpha = \delta\alpha_c - \alpha_c$.

Анализ выражений (2.50) показывает, что величина $\delta\alpha$ мало влияет на граничное значение q_1 и q_2 . Судя по фазовому портрету (рис. 2.33) при выполнении (2.50) величина $\delta\alpha$ должна несколько увеличивать длительность переходных процессов.

Условия существования скользящего режима на гиперплоскости S можно получить, исходя из того, что в точках S векторы фазовых скоростей структур обоих режимов управления (скорости и силы) должны быть направлены навстречу друг другу, либо должны принадлежать S .

Условия, при выполнении которых на гиперплоскости S существует скользящий режим, имеют следующий вид [30,31]

$$\lim_{S \rightarrow +0} S < 0, \quad \lim_{S \rightarrow -0} S \geq 0. \quad (2.51)$$

Рассмотрим возможность получения скользящих режимов в ЭП при переключении ЛПУ по следующему алгоритму:

$$U = \begin{cases} \Omega_0 k_1 - k_1 k_5 \Omega, & \text{при } \varepsilon_\Omega < \varepsilon_M; \\ M_0 k_2 - k_2 k_{DM} M_k, & \text{при } \varepsilon_\Omega > \varepsilon_M; \end{cases} \quad (2.52)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_\Omega &= \Omega_0 - k_5 \Omega; \\ \varepsilon_M &= M_0 - k_{DM} M_k \end{aligned} \right\} \quad (2.53)$$

При изменении M_k ошибка ε_M принимает следующие значения:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_M &= M_0, & \text{при } \alpha < \alpha_c; \\ \varepsilon_M &= M_0 - k_{DM} C_{DM} \alpha + k_{DM} C_{DM} \alpha_c, & \text{при } \alpha > \alpha_c. \end{aligned} \right\} \quad (2.54)$$

В соответствии с (2.53) и (2.54) существуют четыре области, ограниченные линиями переключения, в которых изменяются параметры и структура ЭП.

$$\left. \begin{array}{l}
1. \left\{ \begin{array}{l} \alpha < \alpha_c; \\ p\alpha > \frac{\Omega_0 - M_0}{k_5}; \end{array} \right\} \\
2. \left\{ \begin{array}{l} \alpha < \alpha_c; \\ p\alpha < \frac{\Omega_0 - M_0}{k_5}; \end{array} \right\} \\
3. \left\{ \begin{array}{l} \alpha > \alpha_c; \\ \alpha < \alpha_c + \frac{M_0 - \Omega_0 + k_5 p\alpha}{k_{DM} C_{DM}}; \end{array} \right\} \\
4. \left\{ \begin{array}{l} \alpha > \alpha_c; \\ \alpha > \alpha_c + \frac{M_0 - \Omega_0 + k_5 p\alpha}{k_{DM} C_{DM}}. \end{array} \right\}
\end{array} \right\} (2.55)$$

Уравнения динамического состояния ЭП в каждой области имеют следующий вид.

В первой области - уравнение (2.55).

Во второй области - уравнение

$$(T_1' p + 1) p \alpha = b_1',$$

где

$$T_1' = J / k_3 k_4; \quad b_1' = \frac{k_2}{k_4} M_0.$$

В третьей области - уравнение

$$p^2 \alpha + a_1 p \alpha + a_2 \alpha = b_2,$$

где

$$a_1 = k_3 (k_4 + K_1 K_5) / J; \quad a_2 = C_{DM} / J; \quad b_2 = (\Omega_0 K_1 K_3 + \alpha_c C_{DM}) / J.$$

В четвертой области - уравнение

$$p^2 \alpha + a_1 p \alpha + a_2 \alpha = b_2,$$

$$\text{где } a_1' = k_3 k_4 / J; \quad a_2' = \frac{C_{DM}}{J} (1 + k_2 k_3 k_{DM}); \quad b_2' = \frac{k_2 k_3}{J} M_0 + \frac{C_{DM}}{J} (1 + k_2 k_3 k_{DM}) \cdot d_c.$$

Фазовые портреты двухканального ЭП с управлением ЛПУ по минимуму ошибки представлены на рис. 2.34. Как видно из рис. 2.34 б в приводе возможен скользящий режим на отрезке прямой АВ. Однако, это достигается изменением параметров ЭП в режиме управления силой до колебательного процесса. После прохождения АВ изображающая точка двигается по собственной фазовой траектории ЭП.

Подобный синтезированный привод увеличивает возможность более широкого изменения выходных воздействий Ω_0 и M_0 без ухудшения качественных характеристик. За счет наклона линии АВ несколько увеличивается быстродействие привода.

Алгоритм управления ЛПУ (2.55) реализуется с помощью селектора ЭП, представленного на рис. 2.35. Сигнал с селектора поступает на ЛПУ, который включает тот канал управления, в котором величина ошибки является минимальной, т.е. через ЛПУ проходит меньшая из

положительных величин ошибок по скорости или моменту. Если в каналах управления скоростью и моментом возможно перерегулирование, т.е. отрицательные значения ошибок, то коммутируется тот канал управления, в котором есть перерегулирование. Если сигналы обоих ошибок отрицательны, то селектор обеспечивает прохождение сигнала ошибки по моменту.

Применение ЭП с рассмотренным алгоритмом управления расширяет функциональные возможности роботов при работе с подвижным упором, но не обеспечивает полностью требуемое быстродействие управления моментом, несмотря на то, что управление скоростью и моментом происходит одновременно.

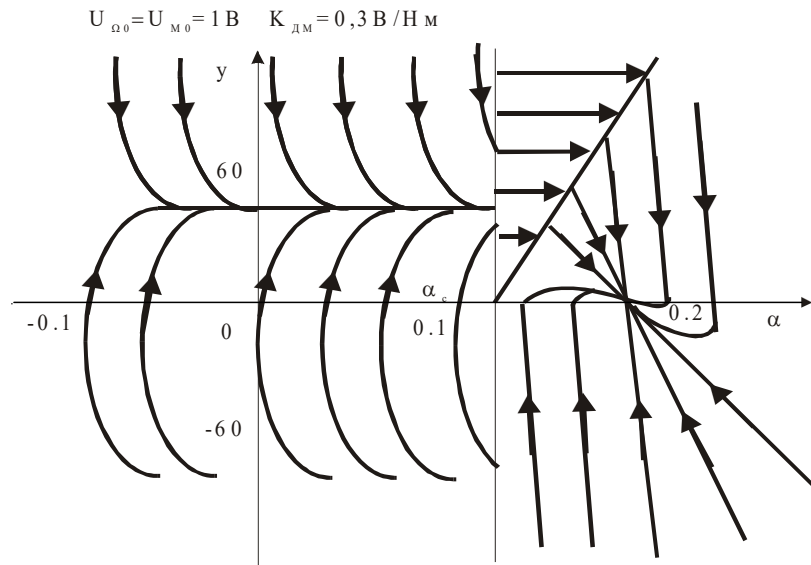
Необходимо провести синтез структуры ЭП таким образом, чтобы обеспечить требуемое быстродействие обработки задаваемого момента.

Как видно из рассмотренных структурных построений оптимальной линией переключения является линия СД, параллельная оси u с точкой $\alpha c'$ на оси α (рис. 2.36.), описываемая следующим уравнением:

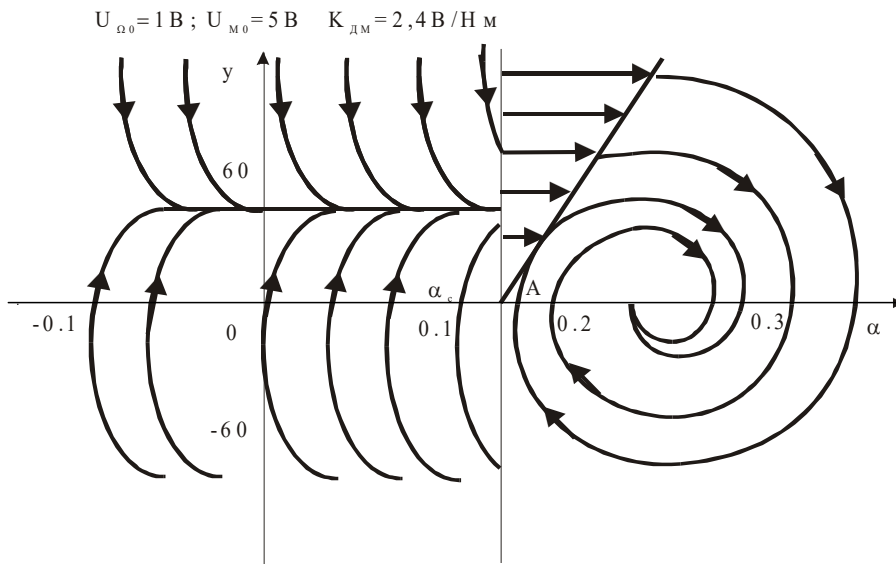
$$S=k(\alpha-\alpha c')+\alpha, \quad (2.56)$$

где коэффициент K определяет наклон линии СД к оси u .

В системе приводов ИУ робота произвольного порядка, перемещающей РО вдоль технологической траектории, представляющей собой многообразие пересечения поверхностей разрыва $S=0$, возникает многомерный скользящий режим относительно этой траектории.



а)



б)

Рис. 2.34. Фазовые портреты двухканального ЭП с переключением структуры по минимуму ошибки

Если после прохождения изображающей точки линии СД изменить задающее воздействие по скорости на обратное по знаку, то полу-

$$\alpha'_c = \alpha_c - \frac{k_1 k_3}{C_{DM}} \cdot \Omega_0.$$

чим

В этом случае фокус фазовых траекторий будет расположен левее α_c (рис. 2.34.).

Если

$$K = \frac{k_3}{2J} k_4' + \sqrt{\left(\frac{k_3 \cdot k_4'}{2J}\right)^2 - \frac{C_{DM}}{J}}, \quad (2.56)$$

где $k_4' = k_4 + k_1 k_5$, то линия СД будет линией переключения с устойчивым вырожденным движением.

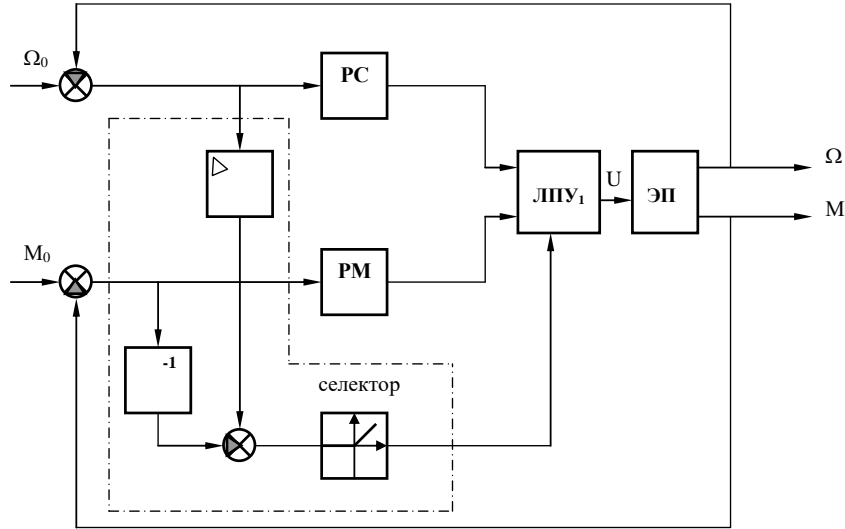


Рис. 2.35. Двухканальный ЭП с переключением структуры по минимуму ошибки

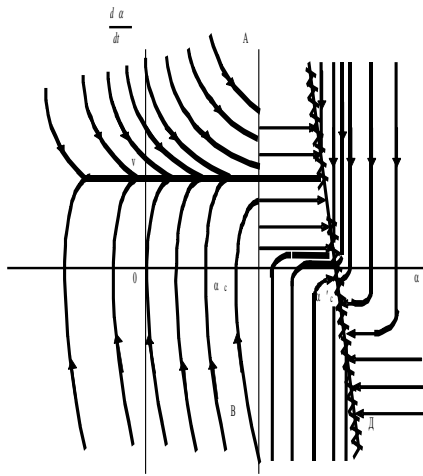


Рис. 2.36. Фазовый портрет ЭП с организацией скользящего режима

Если

$$\left. \begin{aligned} K &< \frac{k_3 k_4'}{2J} + \sqrt{\left(\frac{k_3 \cdot k_4'}{2J}\right)^2 - \frac{C_{DM}}{J}}; \\ K &> \frac{k_3 k_4'}{2J} - \sqrt{\left(\frac{k_3 \cdot k_4'}{2J}\right)^2 - \frac{C_{DM}}{J}} \end{aligned} \right\} \quad (2.57)$$

то при условии

$$\left(k_3 k_4' / J\right)^2 > 4C_{DM} / J \quad (2.58)$$

линия СД будет линией скольжения.

Выразим линию СД соотношением вида:

$$\varepsilon_1 M_0 = \varepsilon_2 \Omega_0 k_{II}, \quad (2.59)$$

где K_{II} - коэффициент переключения, определяемый как

$$k_{II} = k^{k_4 + k_1 k_5} / k_4 (1 + k_2 k_3 k_{DM}). \quad (2.60)$$

Коэффициент K в данном выражении выбирается из неравенства (2.57) или (2.58).

При $\rho\alpha < 0$ и $\alpha > \alpha_c$ целесообразно ввести управление по моменту.

На основании полученных выражений алгоритм управления можно представить следующим образом.

$$U_a = \begin{cases} \Omega_0 k_1 - k_1 k_5 \Omega, & \text{при } \alpha < \alpha_c \vee \text{при } \alpha > \alpha_c \text{ и } \varepsilon_\Omega M_0 < \varepsilon_m \Omega_0; \\ -\Omega_1 k_1 - k_1 k_5 \Omega, & \text{при } \alpha > \alpha_c \text{ и } \varepsilon_\Omega M_0 < \varepsilon_m \Omega_0; \\ M_0 k_2 - k_2 k_{DM} M_k, & \text{при } \alpha > \alpha_c \text{ и } \rho\alpha < 0; \\ q_1 k_1 - k_1 k_5 \Omega. \end{cases}$$

(2.61)

Функциональная схема двухканального ЭП с организацией скользящих режимов представлена на рис. 2.37.

Количественная и качественная оценка работы синтезированного ЭП определялась расчетом переходных процессов методом численного интегрирования исходной нелинейной системы дифференциальных уравнений.

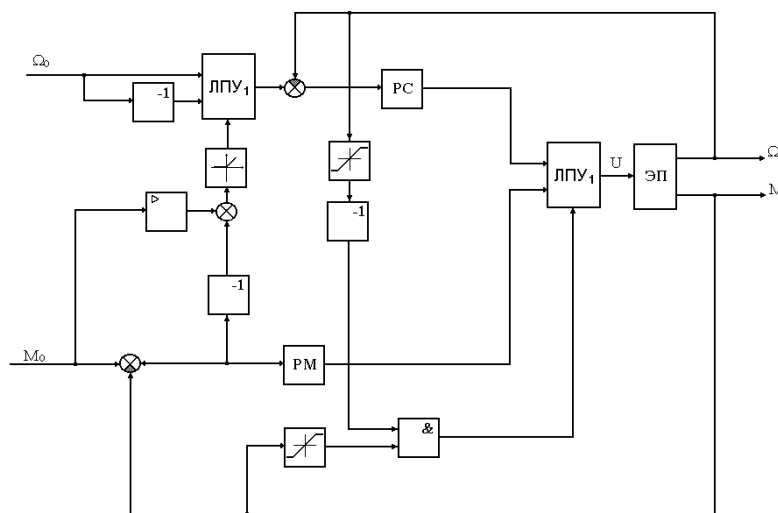


Рис. 2.37. Двухканальный ЭП с организацией скользящих режимов

Электропривод с переключением ЛПУ от датчика контакта при $\alpha_c=0$ имеет один режим управления - управление силой. Из анализа переходных процессов этого привода с $U_{M0}=1В$, при различных значениях $K_{дм}$ следует, что апериодические переходные процессы существуют до $K_{дм} < 0,6В(Нм)^{-1}$.

Из графиков переходных процессов в ЭП при $\alpha_c=2,6$ рад, $U_{\Omega_0}=1В$, $U_{M0}=0,1В$, представленных на рис. 2.34 а, следует, что процесс изменения M_k имеет небольшое нерегулирование, обусловленное выбором задающих воздействий Ω_0 и M_0 . Это подтверждает ранее сделанные выводы, а именно, выполнение условия, соответствующего рис. 6.5 а. Переходные характеристики ЭП при $U_{\Omega_0}=U_{M0}=1В$ (рис. 2.34 б) имеют апериодический закон изменения M_k . Переходные характеристики ЭП при $U_{\Omega_0}=U_{M0}=1В$ имеют апериодический закон изменения M_k . Переходные процессы в ЭП, приведенные на рис. 2.34 а и рис. 2.34 б, для удобства сравнения построены для одинаковых параметров. Рис. 2.34 а отображает процессы с ЭП при переключении ЛПУ по минимуму ошибки. При этом соотношении входных воздействий и законе управления ЛПУ (2.61) длительность переходных процессов в оказалась на 50% большей, чем в рассмотренном выше приводе. При переключении ЛПУ по закону:

$$U = \begin{cases} \Omega_0 k_1 - k_1 k_5 \Omega, & \text{при } \varepsilon_{\Omega} M_0 < \varepsilon_M \Omega_0; \\ M_0 k_2 - k_2 k_{дм} M_k, & \text{при } \varepsilon_{\Omega} M_0 < \varepsilon_M \Omega_0; \end{cases}$$

переходный процесс изменения M_k имеет апериодический закон изменения (рис. 6.12 б), Ω_2 и M - меньшее перерегулирование в сравнении с процессами.

Вследствие увеличения порядка уравнения и учета дополнительных параметров привода процесс переключения имеет конечные амплитуду и частоту. Тем не менее переходные процессы как изменения M_k , так и Ω_2 , M имеют в 5 раз меньшую длительность, чем у ЭП с рассмотренными выше законами переключения ЛПУ.

Колебательный характер изменения Ω_2 и M на рис. 2.34 в режиме управления скоростью объясняется спецификой работы ЦВМ и не

вполне точно определяет реальные процессы в ЭП. Точность определяется шагом интегрирования, которая одинаково для исследования всех рассмотренных ЭП, за исключением описания закона управления ЛПУ.

Применение в приводах СМП в силу характерной разрывности его динамического передаточного отношения в функции состояния привода приводит к тому, что механическая передача выполняет функции псевдолинейного или нелинейного корректирующего звена нового типа. Оно не только улучшает устойчивость привода и плавность его перемещения на нижнем пределе диапазона регулирования, но также в силу свойства необратимости улучшает энергетические показатели и надежность привода при значительной доле стационарных положений равновесия, особенно при действии потенциальных и упругих сил.

Решение задачи инвариантности в рассматриваемой системе может быть выполнено не только при использовании модельного управления, но и в классе робастных систем, а также систем с гибридным управлением. Однако, при высоких требованиях к качеству движения, робастные системы достаточно эффективны в относительно узком диапазоне изменения параметров, а при модельном управлении в рассматриваемом случае в условиях высокой инерционности системы могут иметь место значительные динамические ошибки. Исходя из этого предлагается реализовать исполнительную систему робота с пассивным манипулятором в классе самонастраивающихся систем с непрерывной параметрической самонастройкой в процессе движения на заданные показатели качества с использованием формальной передаточной функции (ФПФ). На рис. 2.38 представлена структурная схема системы.

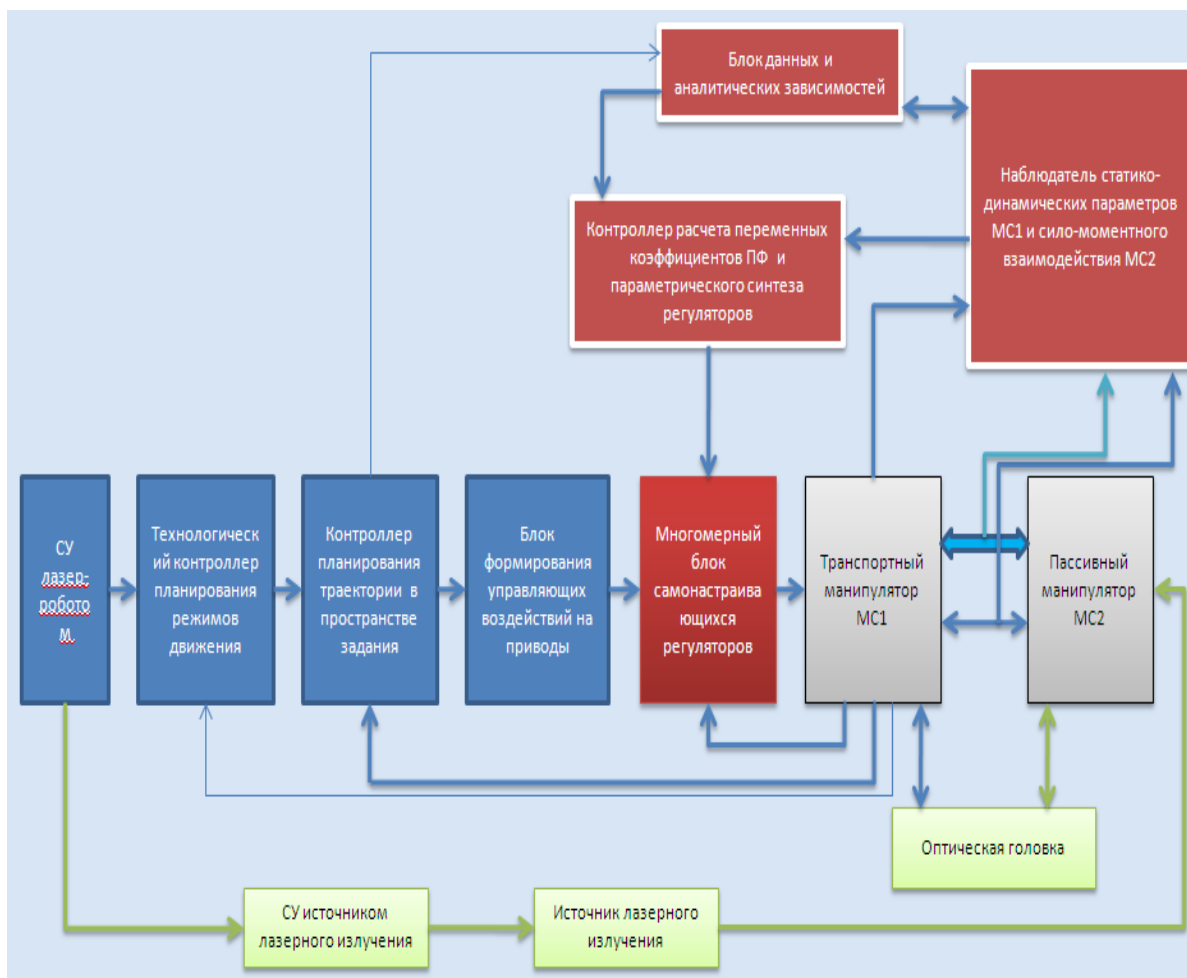


Рис.2.38 Структурная схема системы

Формальная передаточная функция, получена путем приведения аддитивных возмущений к мультипликативному изменению параметров и интегральной линеаризации фундаментальных ограничений. Исходными данными для параметрического синтеза, в том числе, на монотонный характер переходного процесса, являются нормированная передаточная функция системы, характер движения, время переходного процесса, величина доминирующего корня и математическая модель, включая нелинейные зависимости фундаментальных ограничений. В качестве основного уравнения синтеза используются выражения, полученные по формулам Хевисайда, связывающим между собой параметры системы, заданные характеристики движения и начальные условия. Использование этого уравнения позволяет снизить на один порядок рассматриваемое уравнение. Алгоритм параметрической самонастройки системы на каждом такте формирования управляющего воздействия приведен на рис.2.39.

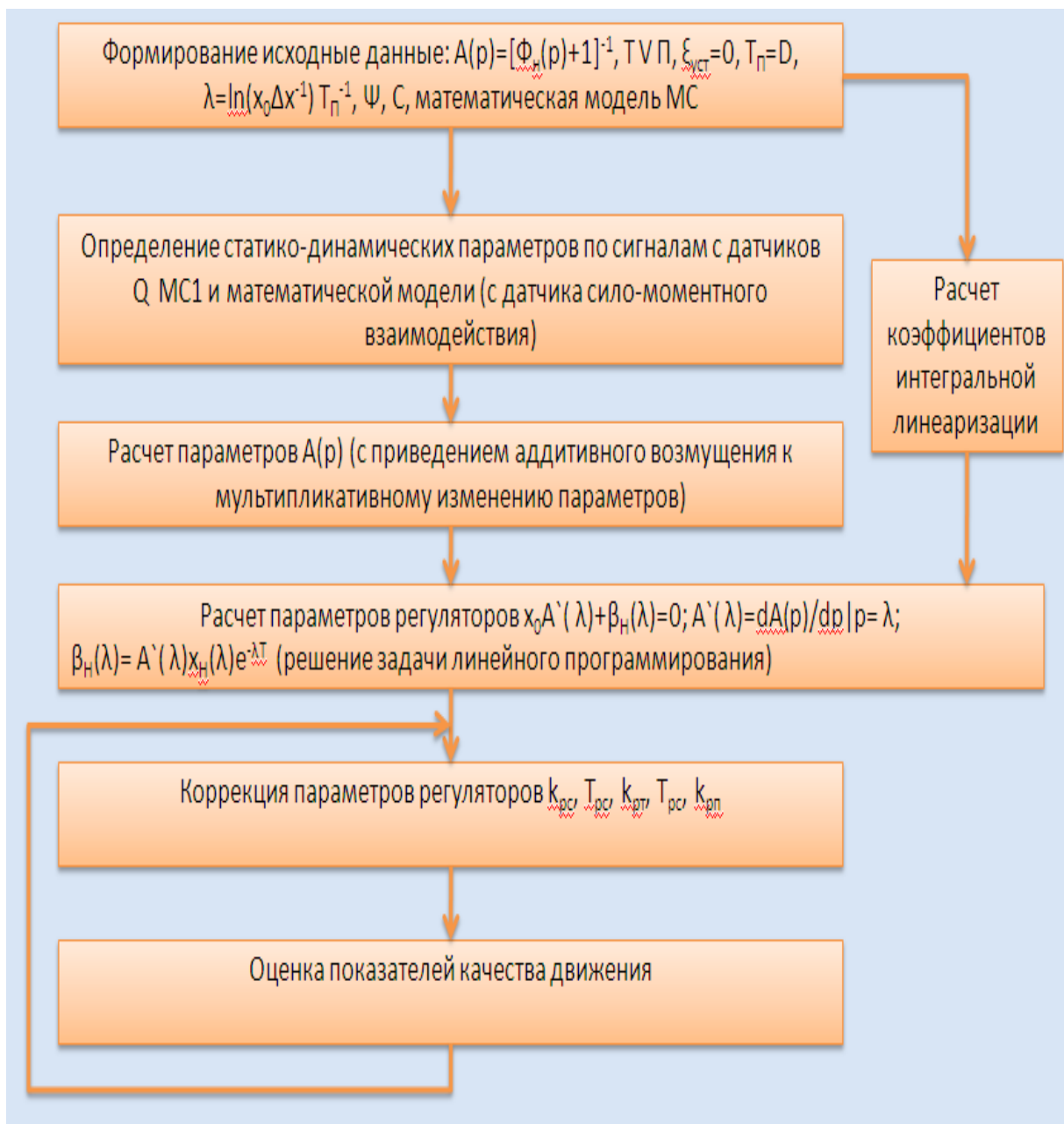


Рис. 2.39 Алгоритм самонастройки системы

Для работы предложенной системы необходим наблюдатель статико-динамических параметров, структурная схема которого приведена на рис.2.40.

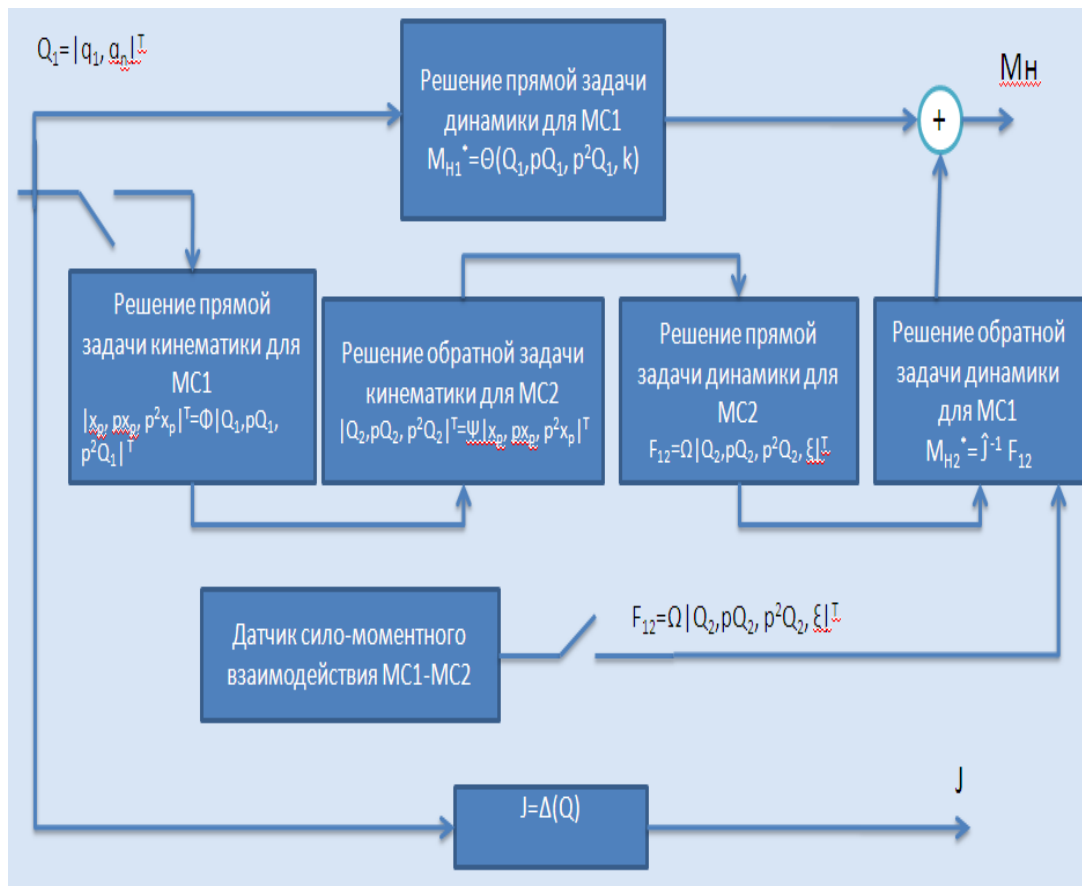


Рис. 2.40. Структурная схема наблюдателя статико-динамических Параметров

Наблюдатель статико-динамических параметров пассивного манипулятора МС1 и сило-моментного взаимодействия манипуляторов МС1-МС2 определяет величину внешнего возмущающего воздействия на МС1 следующим образом. При отсутствии датчика сило-моментного взаимодействия наблюдатель решает прямую задачу кинематики для МС1, обратную задачу кинематики для МС2, прямую задачу динамики для МС2 и прямую задачу динамики для МС1. При наличии датчика – решает только обратную задачу динамики для МС1. Кроме этого решается прямая задача динамики для МС1 и вычисляется приведенный момент инерции механизма. Особенностью данного наблюдателя является минимальность информации используемой с датчиков. Все процессы осуществляются в реальном масштабе времени и могут быть реализованы мультипроцессорной системой с параллельным вычислениями.

3. ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ МАНИПУЛЯТОРОВ ДВУСТОРОННЕГО ДЕЙСТВИЯ

Вид и порядок уравнений динамики следящей системы ДСД будут зависеть от рассматриваемого режима работы, а также от особенностей используемой механической передачи. Выделяют четыре основных режима работы [10,11,18,20,27,33]: 1) движение вала оператора и вала нагрузки под действием внешних моментов, 2) вынужденное движение вала оператора по заданному закону, 3) вынужденное движение вала нагрузки по заданному закону, 4) вынужденное движение валов оператора и нагрузки по заданному закону.

Рабочими являются два первых режима. Причем в первом из них обычно проверяется устойчивость системы, когда моментные воздействия на валах оператора и нагрузки равны нулю. Выполнять синтез регуляторов системы ДСД одновременно с учетом двух указанных режимов работы не представляется возможным, поскольку динамика систем в этих режимах описывается различными дифференциальными уравнениями. Однако необходимо, чтобы полученный регулятор во всех режимах обеспечивал требуемые качественные показатели. Поэтому возникает задача выбора такого режима работы, чтобы синтезированный для него регулятор гарантировал бы необходимые качественные показатели при работе в других режимах. В перечисленных работах убедительно показано, что при синтезе системы ДСД необходимо выбирать второй режим, а после синтеза проверять работу системы в других режимах.

В качестве манипуляционных систем рассматриваются системы с жесткими безлюфтовыми механическими передачами без учета моментов скоростных сил, у которых помимо малости кориолисовых и центробежных сил пренебрежимо мала также скорость изменения приведенного момента инерции, хотя сам он меняется в широких пределах.

3.1. Нелинейная коррекция следящих систем двустороннего действия дистанционно управляемых манипуляторов

Решить задачу создания высокоэффективных манипуляторов с широкими функциональными возможностями применением динамической коррекции, основанной на введении различных корректирующих звеньев не всегда возможно. Поэтому целесообразно осуществлять нелинейную коррекцию [10,11,20,33], применение которой приводит к изменению принципа естественного, свойственного человеку-оператору, ручного биотехнического управления МР.

Нелинейная коррекция несимметричных систем ДСД возможна как в канале отражения сил, так и управления положением.

Нелинейная коррекция канала отражения сил, осуществляемая с помощью функциональных и логических законов управления, применяется для компенсации влияния нелинейностей, повышения устойчивости, точности и быстродействия отражения сил.

Например, быстродействие отражения сил можно повысить применением динамической нелинейности вида

$$U = U_{\varepsilon i} - K_1 |U_{\varepsilon i}| \dot{U}_{\varepsilon i} + K_2 \varepsilon_i^2,$$

где U - выходной сигнал регулятора; K_1, K_2 - постоянные коэффициенты; $U_{\varepsilon 1} = U_{\varepsilon} = (U_1 - U_2)$ - сигнал ошибки КОС; $U_{\varepsilon 2} = U_{\varepsilon 3} = (U_{\varepsilon 1} - k_{\text{дп}\alpha\text{оп}})$ - сигнал ошибки системы с интегрированием моментных и позиционных сигналов; $i = 1, 2, 3$.

Введением статической нелинейности вида

$$U = K_1 (1 + K_2 |U_{\varepsilon i}|) U_{\varepsilon i}$$

можно обеспечить более эффективное воздействие регулятора КОС при большом значении моментной составляющей ошибки $U_{\varepsilon 1}$ и большой запас устойчивости в установившемся режиме. Возможности обратимых систем ДСД могут быть существенно расширены применением параметрических законов отражения сил [9,13,43]. В этом случае сигнал моментной ошибки U_{ε} формируется логическим блоком ЛБ (рис. 3.1)

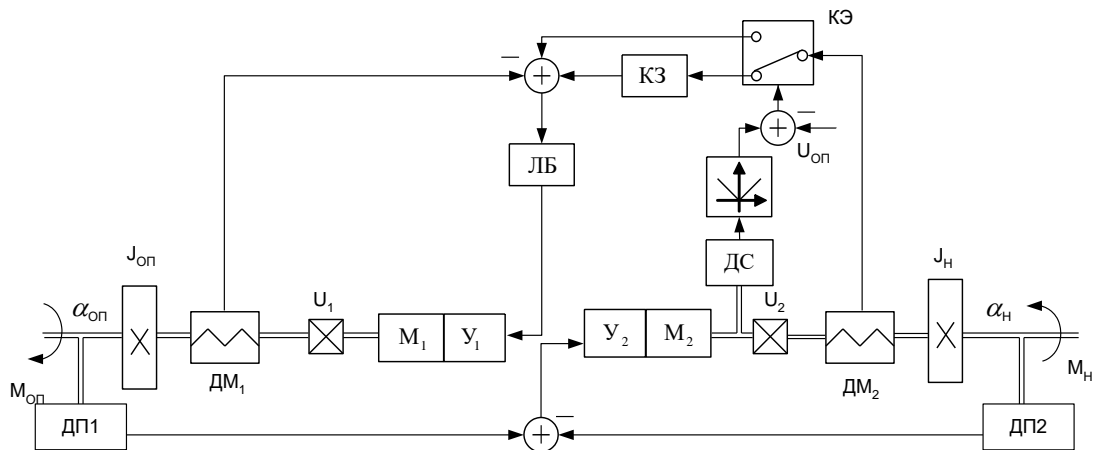


Рис. 3.1. Система ДСД с динамической коррекцией и параметрическим отражением моментов

и определяется, например, следующими функциями [13]:

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall |U_1| \leq \nu > |U_2| \equiv |\dot{\alpha}_{оп}| \neq 0; \\ 0 \forall |\dot{\alpha}_{оп}| = 0; \end{cases} \quad (3.1)$$

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall \dot{\alpha}_{оп} \leq \dot{\alpha}_{min}; \\ U_1 \forall \dot{\alpha}_{оп} > \dot{\alpha}_{min}; \end{cases} \quad (3.2)$$

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall U_1 U_2 < 0 \wedge \dot{\alpha}_{оп} \leq \nu > \dot{\alpha} \vee U_1 U_2 > 0 \wedge \dot{\alpha}_{оп} \leq \dot{\alpha}_{min}; \\ U_1 \forall U_1 U_2 > 0 \wedge \dot{\alpha}_{оп} > \dot{\alpha}_{min}; \end{cases} \quad (3.3)$$

где $U_1 = k_{дм1}(M_{оп} + J_{оп}p^2\alpha_{оп})$; $U_2 = k_{дм2}(M_H + J_H p^2\alpha_H)$.

Минимальное значение скорости перемещения ЗУ $\dot{\alpha}_{min}$ устанавливается оператором. При реализации функции (3.1) во избежании аварийных ситуаций фиксируется положение ЗУ при нулевом значении скорости его перемещения. В остальных случаях оператор ощущает, как сопутствующие, так и противодействующие моменты.

Нетрудно видеть, что при реализации управляющим устройством логической функции (3.2) оператор ощущает как сопутствующие, так и противодействующие моменты: если скорость движения ЗУ меньше или равна некоторому минимальному значению $\dot{\alpha}_{min}$. При перемещении ЗУ со скоростями, превышающими $\dot{\alpha}_{min}$ оператор не ощущает отраженных моментов.

Если реализуется функция (3.2), то оператор ощущает отраженные противодействующие моменты только при малых скоростях и выполняет операции типа "опускание груза" без ощущения отраженных моментов при больших скоростях.

Параметрическое отражение сил и моментов может осуществляться блоками не только в функции скорости перемещения ЗУ, но и в функции, например, развиваемых моментов, расстояния от ИУ до объекта работ и т.д.

Как уже отмечалось, при соприкосновении ИУ с упругим односторонним упором в системе ДСД могут возникнуть колебательные движения, которые устраняют уменьшением скорости движения ИУ или уменьшением добротности моментного загрузателя. Однако в первом случае ухудшается динамика манипуляционной системы, а во втором - снижается точность отражения усилий.

Применением в приводе (рис. 3.1) параметрического отражения моментов удастся обеспечить достаточную точность отражения при удовлетворительном качестве управления положением ИУ в случае его соприкосновении с объектом манипулирования или препятствием. При малой скорости перемещения ИУ ($\dot{\alpha}_{оп} < \alpha_{min}$) сигнал с ДМ2 поступает непосредственно на вход КОС. Если скорость ИУ превышает заданное минимальное значение $\dot{\alpha}_{min}$, определяемое значением опорного напряжения U_0 , то ключевой элемент КЭ включает в цепь КОС корректирующее звено КЗ, в качестве которого может применяться инерционное динамическое звено. Если потребуется изменить масштаб отражения, то КЗ реализуется в виде пропорционального звена с переменным коэффициентом передачи n

Нелинейная коррекция несимметричных систем ДСД возможна как в канале отражения сил, так и управления положением.

Нелинейная коррекция канала отражения сил, осуществляемая с помощью функциональных и логических законов управления, применяется для компенсации влияния нелинейностей, повышения устойчивости, точности и быстродействия отражения сил [13,47].

Например, быстродействие отражения усилий можно повысить применением динамической нелинейности вида

$$U = U_{\epsilon i} - K_1 |U_{\epsilon i}| \dot{U}_{\epsilon i} + K_2 \epsilon i^2,$$

где U - выходной сигнал регулятора; K_1, K_2 - постоянные коэффициенты;

$U_{\varepsilon 1} = U_{\varepsilon} = (U_1 - U_2)$ - сигнал ошибки КОС; $U_{\varepsilon 2} = U_{\varepsilon 3} = (U_{\varepsilon 1} - k_{\text{дп}} \alpha_{\text{оп}})$ - сигнал ошибки системы с интегрированием моментных и позиционных сигналов; $i = 1, 2, 3$.

Введением статической нелинейности вида

$$U = K_1(1 + K_2|U_{\varepsilon i}|)U_{\varepsilon i}$$

можно обеспечить более эффективное воздействие регулятора КОС при большом значении моментной составляющей ошибки $U_{\varepsilon 1}$ и большой запас устойчивости в установившемся режиме.

Возможности обратимых систем ДСД могут быть существенно расширены применением параметрических законов отражения сил [9, 13, 43]. В этом случае сигнал ошибки U_{ε} формируется логическим блоком ЛБ (рис. 3.1) и определяется, например, следующими функциями [13]:

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall |U_1| \leq v > |U_2| \equiv |\dot{\alpha}_{\text{оп}}| \neq 0; \\ 0 \forall |\dot{\alpha}_{\text{оп}}| = 0; \end{cases} \quad (3.4)$$

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall \dot{\alpha}_{\text{оп}} \leq \dot{\alpha}_{\text{мин}}; \\ U_1 \forall \dot{\alpha}_{\text{оп}} > \dot{\alpha}_{\text{мин}}; \end{cases} \quad (3.5)$$

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall U_1 U_2 < 0 \wedge \dot{\alpha}_{\text{оп}} \leq v > \dot{\alpha} \vee U_1 U_2 > 0 \wedge \dot{\alpha}_{\text{оп}} \leq \dot{\alpha}_{\text{мин}}; \\ U_1 \forall U_1 U_2 > 0 \wedge \dot{\alpha}_{\text{оп}} > \dot{\alpha}_{\text{мин}}; \end{cases} \quad (3.6)$$

где $U_1 = k_{\text{дм1}}(M_{\text{оп}} + J_{\text{оп}} p^2 \alpha_{\text{оп}})$; $U_2 = k_{\text{дм2}}(M_{\text{н}} + J_{\text{н}} p^2 \alpha_{\text{н}})$.

Минимальное значение скорости перемещения ЗУ $\alpha_{\text{мин}}$ устанавливается оператором. При реализации функции (3.4) во избежании аварийных ситуаций фиксируется положение ЗУ при нулевом значении скорости его перемещения. В остальных случаях оператор ощущает как сопутствующие, так и противодействующие моменты.

Нетрудно видеть, что при реализации управляющим устройством логической функции (3.5) оператор ощущает как сопутствующие, так и противодействующие моменты: если скорость движения ЗУ меньше или равна некоторому минимальному значению $\alpha_{\text{мин}}$. При перемещении ЗУ со скоростями, превышающими $\alpha_{\text{мин}}$ оператор не ощущает отраженных моментов.

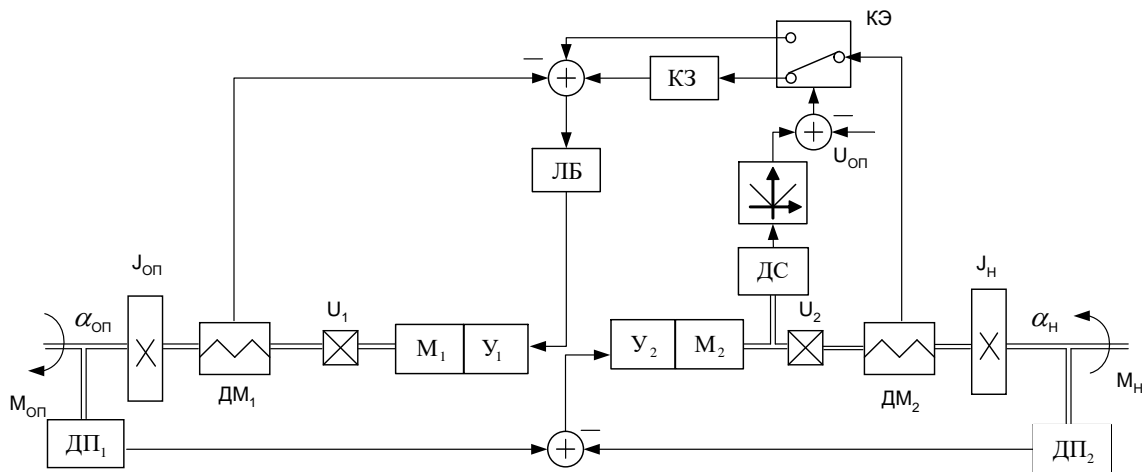


Рис. 3.2. Система ДСД с динамической коррекцией и параметрическим отражением моментов

Если реализуется функция (3.6), то оператор ощущает отраженные противодействующие моменты только при малых скоростях и выполняет операции типа "опускание груза" без ощущения отраженных моментов при больших скоростях.

Параметрическое отражение сил и моментов может осуществляться блоками не только в функции скорости перемещения $ЗУ$, но и в функции, например, развиваемых моментов, расстояния от ИУ до объекта работ и т.д.

Как уже отмечалось, при соприкосновении ИУ с упругим односторонним упором в системе ДСД могут возникнуть колебательные движения, которые устраняют уменьшением скорости движения ИУ или уменьшением добротности моментного загрузателя. Однако в первом случае ухудшается динамика манипуляционной системы, а во втором - снижается точность отражения усилий.

Применением в приводе (рис.3.2) параметрического отражения моментов удастся обеспечить достаточную точность отражения при удовлетворительном качестве управления положением ИУ в случае его соприкосновении с объектом манипулирования или препятствием. При малой скорости перемещения ИУ ($\alpha_{оп} < \alpha_{min}$) сигнал с ДМ2 поступает непосредственно на вход КОС. Если скорость ИУ превышает заданное минимальное значение α_{min} , определяемое значением опорного напряжения U_0 , то ключевой элемент КЭ включает в цепь КОС корректирующее звено КЗ, в качестве которого может применяться инерционное динамическое звено. Если потребуется изменить масштаб отражения,

то КЗ реализуется в виде пропорционального звена с переменным коэффициентом передачи n .

Если система управления манипулятором имеет постоянный масштаб отражения сил и моментов ($n = \text{const}$, $n^* = \text{const}$), то при длительной работе с большими нагрузками это создает оператору определенные неудобства, а при работе с малыми нагрузками снижается точность отражения усилий и моментов.

При оперативной коррекции [13] человек по своему усмотрению путем регулирования с помощью пульта управления ПУ (рис.3.3) блоками переключения коэффициентов K_n и K_n^* выбирает диапазон работы КОС таким образом, чтобы он обеспечивал повышение точности отражения нагрузки в одном случае и повышение удобства работы и снижение утомляемости оператора - в другом. Коэффициенты K_n и K_n^* могут изменяться автоматически с помощью устройства самонастройки УСН.

Примером систем ДСД с нелинейными корректирующими устройствами, в которых используются элементы неизменяемой части системы с перестройкой коэффициента усиления для адаптации по управляющим сигналам, является несимметричная система, изображенная на рис.4.4. В этой системе изменение жесткости КОС осуществляется путем перемножения в блоке БП сигнала моментной ошибки на сигнал, пропорциональный интегралу разности опорного напряжения U и модуля напряжения с датчика скорости ДС. Опорное напряжение задает верхнюю границу диапазона скоростей перемещения ИУ. При $U > U_0$ жесткость КОС увеличивается, и наоборот, при $U < U_0$ жесткость уменьшается. В случае необходимости можно реализовать и обратную зависимость.

Для получения моментно-скоростной системы ДСД с адаптацией по управляющему сигналу в схеме на рис.3.4 необходимо ввести дополнительную связь 1 и интегратор 2.

Свойство полной обратимости системы управления при выполнении ряда операций затрудняет работу оператора и вызывает быстрое его утомление. Примером таких операций могут служить периодически повторяющиеся операции взятия предмета, его подъема и медленного опускания; фиксация предмета одним ИУ манипулятора и, например, сверление его с помощью другого ИУ; длительное удержание

предмета в неподвижном положении и особенно при действии активных и потенциальных сил и моментов; выполнение оператором, кроме функций непрерывного управления манипулятором, других задач.

В общем случае процесс манипулирования включает интервалы времени, в течении которых одно или несколько звеньев неподвижны относительно их собственных осей вращения, а другие звенья находятся в движении. Например, при шлифовании, сверлении, завинчивании винтов и т.п. движутся лишь те звенья, которые обеспечивают вращения инструмента (детали) и его (ее) подачу. Остальные звенья должны находиться в статическом состоянии равновесия при условии действия внешних статических и динамических силовых и моментных нагрузок. Двигатели приводов этих звеньев работают в режиме короткого замыкания.

В ряде случаев, когда со стороны объекта манипулирования возникает силовое воздействие, превышающее силовые возможности оператора, свойство обратимости может привести к травме оператора. Опасная ситуация возникает при отключении электропитания, если ИУ с объектом манипулирования находится не в вертикальном положении. Возможно непредвиденное опускание ИУ со всеми вытекающими отсюда последствиями: брак, травма оператора и т.д. Наиболее простым путем повышения эффективности работы копирующих манипуляторов при выполнении операций, связанных с длительным удержанием объекта.

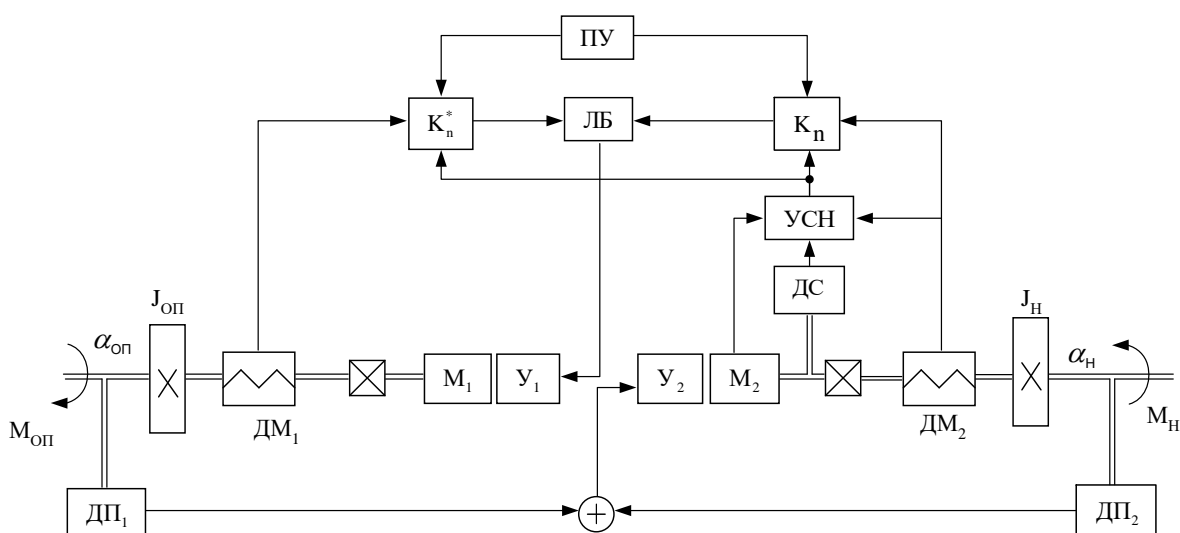


Рис.3.3. Система ДСД с параметрическим отражением моментов и коррекцией коэффициента масштабирования

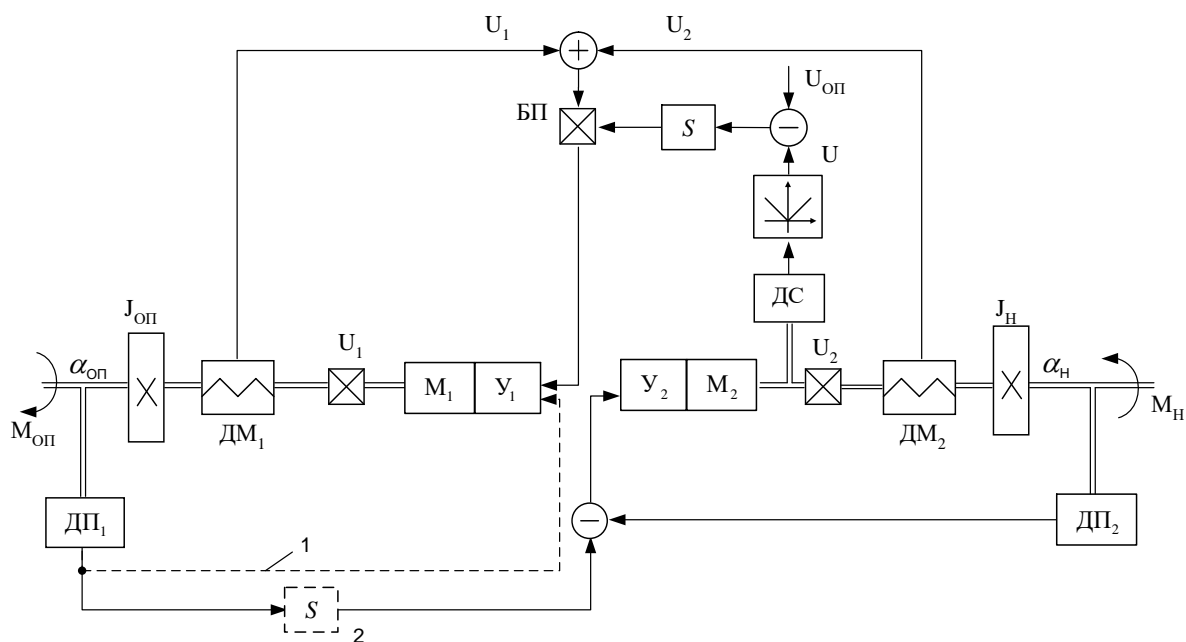


Рис.3.4. Система ДСД с адаптацией в функции скорости

Для повышения эффективности манипулирования в неподвижном положении или активном действии со стороны ОР в КОС и КУП обратной системы ДСД применяются СМП, Они выполняют роль нелинейных корректирующих устройств с использованием неизменяемой части системы путем перестройки ее структуры. Несимметричные системы ДСД с СМП в КОС и КУП относятся к необратимым системам [2,13,15,24].

Однако при силомоментном воздействии нагрузки на ИУ возможно нарушение необратимости системы, вследствие того, что СМП могут терять свои свойства самоторможения, жесткость кинематических звеньев ИУ ограничена и имеются зазоры как в этих звеньях, так и в измерительной системе манипулятора. Поэтому необходимым условием создания необратимых систем ДСД несимметричного типа является применение не только СМП, но и нелинейного корректирующего устройства, формирующего с помощью логического блока ЛБ (рис.3.2) нелинейный (логический) закон отражения сил и моментов

$$U\varepsilon = \Psi(U_1, U_2) = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall |U_1| > |U_2| \wedge 0 < U_1 U_2 < 0; \\ 0 \forall |U_1| \leq |U_2|. \end{cases} \quad (3.7)$$

Нелинейное корректирующее устройство в этом случае представляет собой элемент с переменной зоной нечувствительности, ширина и знак которой определяются сигналом U_2 с датчика моментов ДМ2, расположенного на ИУ.

Действительно, как КОС указанным элементом, так и СМП обеспечивают движение ЗУ только при условии, что момент на входе больше момента на выходе. В противном случае движение прекращается.

Отражение сопутствующих ($\alpha_{опМн} > 0$) моментов создает определенные неудобства при выполнении операций типа опускания груза, а в случае аварийных ситуаций, связанных с выходом из строя КОС, приводит к заклиниванию ИУ с СМП. Вывести его из этого положения, особенно при наличии препятствий в рабочем пространстве, без применения вспомогательных муфт, разрывающих механическую связь, практически невозможно. Поэтому более целесообразно создавать необратимые системы ДСД с активным отражением только противодействующих ($\alpha_{опМн} < 0$) моментов, что достигается применением в несимметричной системе логического блока, формирующего нелинейных закон отражения моментов.

$$U\varepsilon = \Psi(U_1, U_2) = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall |U_1| > |U_2| \equiv U_1 U_2 < 0; \\ U_1 \forall |U_1| > |U_2| \equiv U_1 U_2 > 0; \\ 0 \forall |U_1| \leq |U_2|. \end{cases} \quad (3.8)$$

Примером реализации подобной необратимой системы является система (рис.3.5), в которой датчики моментов построены на основе применения торсионов с жесткостью st , а функциональная зависимость (4.5) реализуется операционными усилителями $У1-У3$ в сочетании с диодами $V1-V6$.

Если $|U1| > |U2| \wedge U1U2 < 0 \wedge U1 > 0$, то разность напряжений $U1$ и $U2$ через диоды $V1, V2$, усилитель $У1$, диод $V5$ и усилитель $У2$ поступает на вход усилителя моментного загрузателя. При $|U1| > |U2| \wedge U1U2 < 0 \wedge U1 < 0$ аналогичный сигнал поступает на вход усилителя КОС через диоды $V3, V4$, усилитель $У3$, диод $V6$ и усилитель $У2$. Следовательно, оператор ощущает моменты, действующие на ИУ манипулятора.

Если $|U1| > |U2| \wedge U1U2 > 0 \wedge U1 > 0$, то напряжение $U1$ проходит на вход усилителя КОС по цепи, состоящей из диода $V1$, усилителя $У1$, диода $V5$ и усилителя $У2$. Напряжение $U2$, пропорциональное моменту нагрузки, не проходит на вход КОС, в результате чего оператор опускает груз, не ощущая его массы.

Таким образом, согласно (3.8) элемент с переменной зоной нечувствительности позволяет осуществлять движение только в том случае, когда момент оператора превышает противодействующий момент нагрузки или когда момент нагрузки направлен в сторону действия момента оператора. В последнем случае оператор не ощущает момента нагрузки, и сигнал U_1 используется для управления двигателем M_1 , который помогает оператору, а в случае применения СМП оттормаживает ее. Если $|U_1| < |U_2|$, то разность этих напряжений не проходит на вход усилителя КОС вследствие инвертирующего действия усилителей Y_1, Y_3 и обратного включения диодов V_5, V_6 . Следовательно, если момент нагрузки больше момента оператора, то ЗУ манипулятора находится в неподвижном состоянии.

Рассмотренные выше способы параметрического отражения моментов и адаптации по управляющим сигналам полностью распространяются и на необратимые системы ДСД.

Получаемые при этом системы позволяют, с одной стороны, с высокой степенью точности выполнять различного рода работы, когда на ИУ работа действуют активные силы и при наличии геометрических и кинематических связей, и, с другой стороны, существенным образом разгрузить оператора при выполнении различного рода погрузочно-разгрузочных и транспортных операций.

При выполнении работ в частично или полностью неопределенной обстановке возникает необходимость в использовании систем управления, сочетающих в себе свойства обратимых и необратимых систем. Такие системы реализуются в классе систем с переменной структурой.

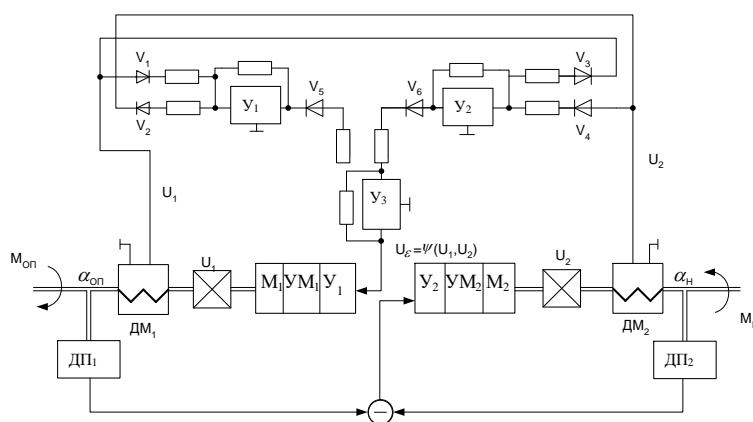


Рис. 3.5. Необратимая система ДСД с отражением противодействующих моментов

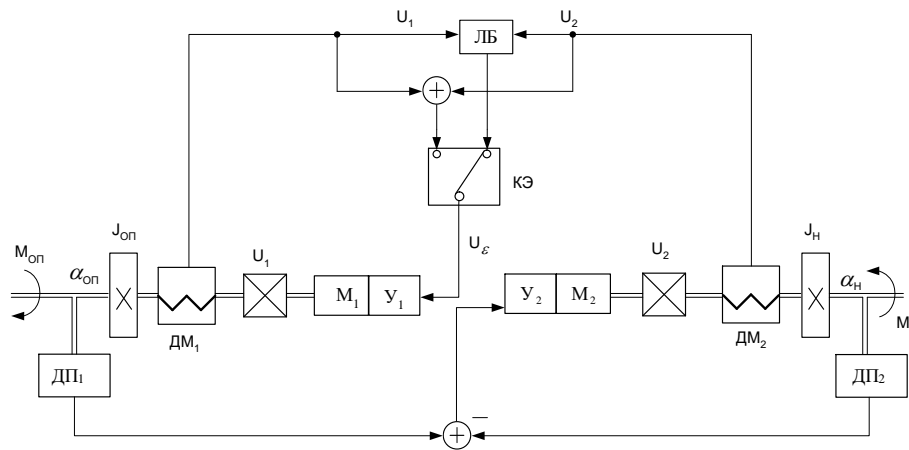


Рис. 3.6. Двухрежимная система ДСД

Они получили название двухрежимных или комбинированных [24,46] систем ДСД (рис.3.6).

Логический блок ЛБ при автоматическом переключении структуры работает в двух режимах, В первом режиме, когда реализуется обратимая система, обеспечивается алгебраическое суммирование сигналов U_1 и U_2 , а во втором режиме - реализуются логические функции вида (3.7) и (3.8). При ручном управлении изменение структуры осуществляется оператором с помощью ключевого элемента КЭ.

Число режимов работы систем ДСД в общем случае определяется не только направлениями движения (от ЗУ к ИУ, от ЗУ к ИУ и от ИУ к ЗУ), но и количеством видов отраженных моментов. Например, необратимая система ДСД с отражением противодействующих моментов может быть тоже отнесена к двумрежимным системам, т.к. в ней сочетается два вида отраженных моментов - отражение противодействующих моментов и отсутствие отражения моментов. Классификация необратимых систем ДСД представлена на рис.3.7.

Так как существует множество видов отраженных моментов, то системы ДСД могут быть и двумрежимными, т.е. системами, в которых сочетаются в различных комбинациях отражение сопутствующих, противодействующих, параметрически дозированных, непрерывных и дискретных, активных и пассивных моментов. Выбор вида отражения моментов определяется назначением манипулятора.

Переключение многорежимных систем ДСД, классифицированных по принципу отражения моментов, осуществляется автоматически, а систем, классифицированных по количеству направлений движения, - оператором.

Нелинейная коррекция канала управления положением может осуществляться также применением параметрического управления. Этот способ заключается в использовании дистанционно-автоматического [30] (комбинированного [12], автоматизированного [46] управления и изменении алгоритма управления в зависимости от взаимодействия с ОР.

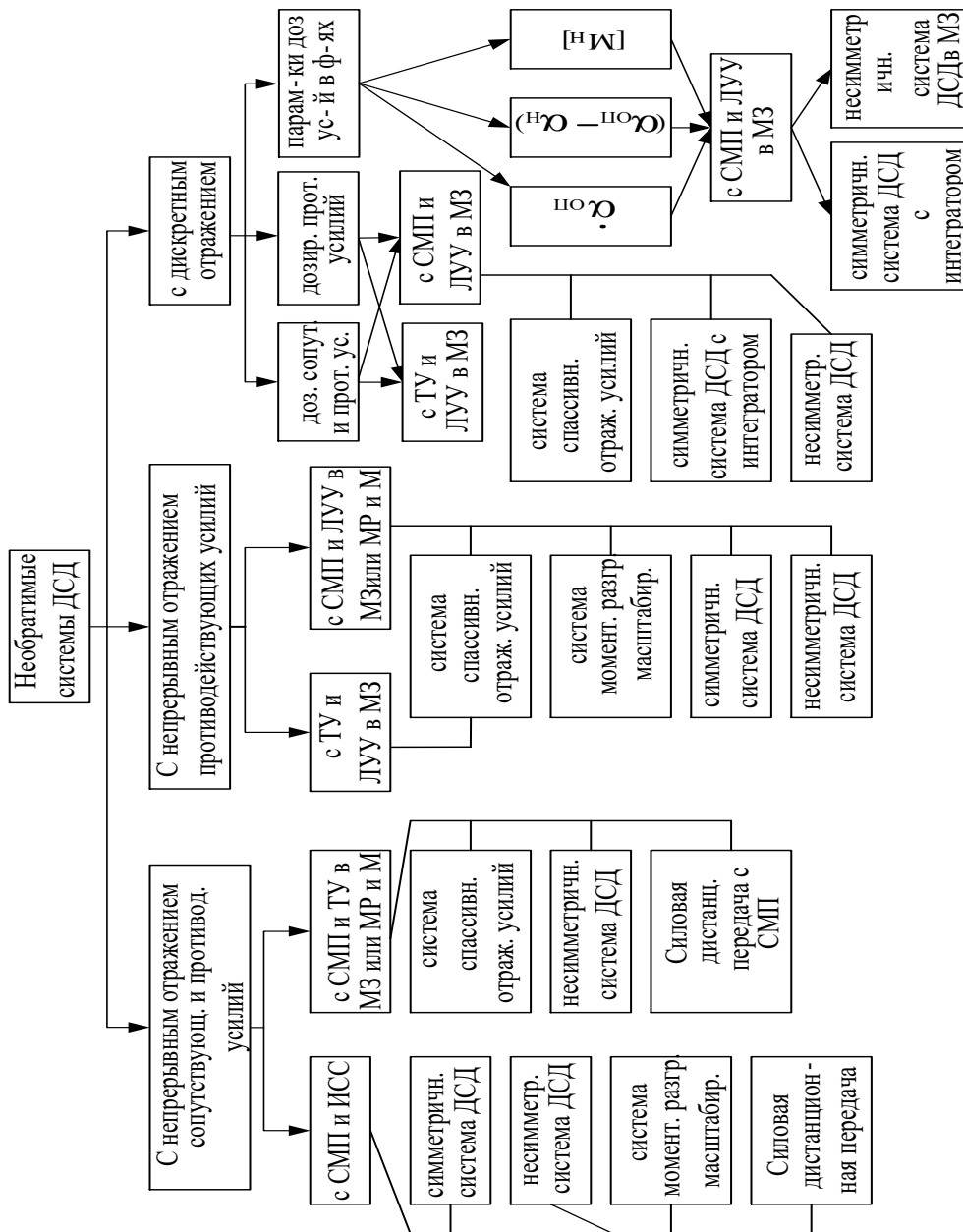


Рис.3.7 Классификация систем ДСД

В качестве примера систем ДСД с изменением алгоритма управления на рис.3.8 и 3.9 приведены функциональные схемы двух несимметричных систем, в которых осуществляется переключение структуры КУП при контакте ИУ с объектом работ.

В первой системе (рис.3.8) при движении ИУ манипулятора в свободной зоне КУП замкнут по положению, а при работе на границе свободной зоны по сигналу с порогового элемента ПЭ или датчика контакта ключевой элемент КЭ размыкает отрицательную обратную связь по положению и замыкает связь по моменту.

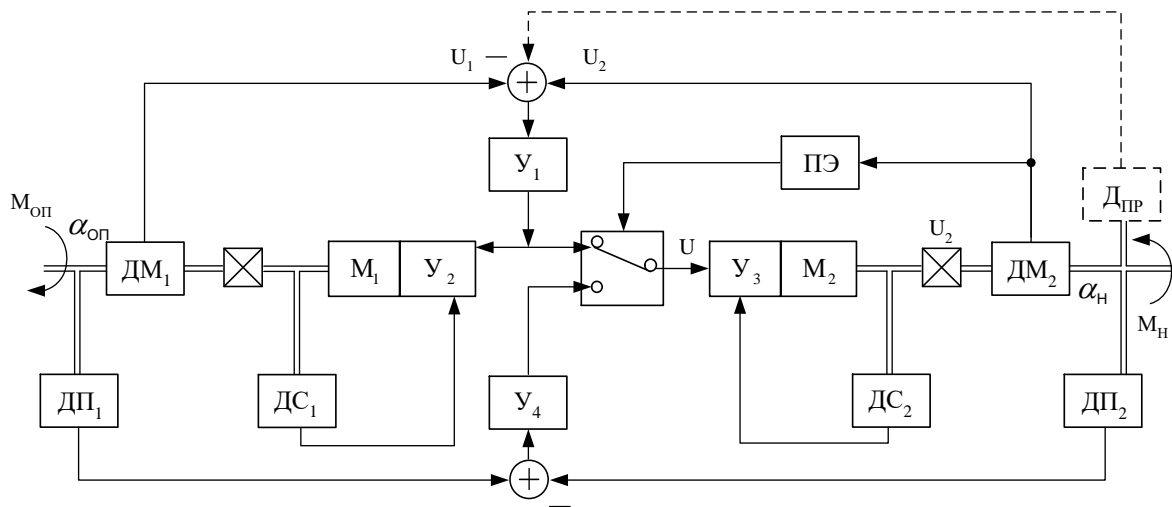


Рис. 3.8 Система ДСД с изменением структуры в канале управления положением
Вторая система (рис.3.9) работает следующим образом.

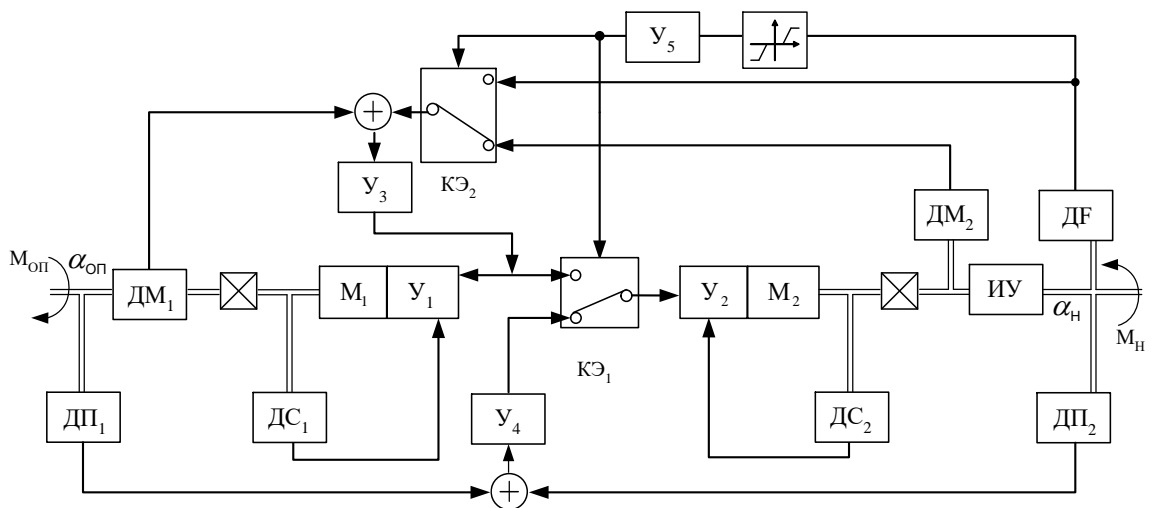


Рис. 3.9. Система ДСД с регулированием сил моментов

При работе манипулятора в свободной зоне сигнал на выходе датчика сил ДФ исполнительного устройства отсутствует. Задающая система замкнута по моменту, а исполнительная - по положению. Сигналом задания для КУП является сигнал с датчика положения ДП1 задающего устройства, а сигналом задания для КОС является сигнал с датчика момента ДМ1. В результате оператор управляет положением ИУ, косвенно ощущая моменты, возникающие в КУП.

При соприкосновении ИУ с внешним объектом на выходе датчика сил ДУ появляется сигнал, который усиливается и ограничивается по амплитуде, приобретая на выходе усилителя-ограничителя У5 вид, близкий к прямоугольному, и переключает элементы КЭ1 и КЭ2.

Элемент с зоной нечувствительности не пропускает сигналы с датчика сил, меньше УДОЗ, являющиеся помехой, и тем самым предотвращает ложное срабатывание коммутаторов. Ключевые элементы изменяют структуру системы таким образом, что КОС и КУП охватываются моментными обратными связями. Сигнал с датчика сил ИУ через второй вход переключателя поступает на КОС. Сигналом задания для КУП является сигнал с датчика момента ДМ1 задающего устройства. Оператор при этом ощущает силу, возникающую на исполнительном устройстве, и непосредственно управляет этой силой. Это облегчает работу оператора, снижает его утомляемость и повышает производительность труда при выполнении операций со связанными объектами (типа механообрабатывающих сборочных операций).

Так как управление по вектору скорости затрудняет выполнение точных микроперемещений ИУ при подходе к ОР, то целесообразно применять системы, реализующие управление транспортными перемещениями по вектору скорости, ориентирующими перемещениями в свободной зоне - по положению, а в не свободной - по моменту [13].

Управление транспортными перемещениями по вектору скорости осуществляются за счет интегрирования моментных сигналов (рис.3.10) и реализации логическим блоком ЛБ следующей функции:

$$U = \begin{cases} U\varepsilon_1^* \vee U\varepsilon_1^* > U_{\dot{\alpha} \min} \wedge U_{\text{дк}} = 0; \\ U\varepsilon_2 \vee U\varepsilon_1^* \leq U_{\dot{\alpha} \min} \wedge U_{\text{дк}} = 0; \\ U\varepsilon_1 \vee U\varepsilon_1^* > U_{\dot{\alpha} \min} \wedge U_{\text{дк}} \neq 0; \end{cases} \quad (3.9)$$

где $U_{\alpha \min}$ - напряжение, задающее зону малых скоростей; $U_{\text{дк}}$ - сигнал датчика контактов. Как следует из выражения (3.9), в зоне малых скоростей при отсутствии контакта РО с ОР осуществляется управление по положению с отражением моментов, а при наличии контакта - управление моментом. Подобная структура применима и для полуавтоматического управления с интегрированием моментных сигналов.

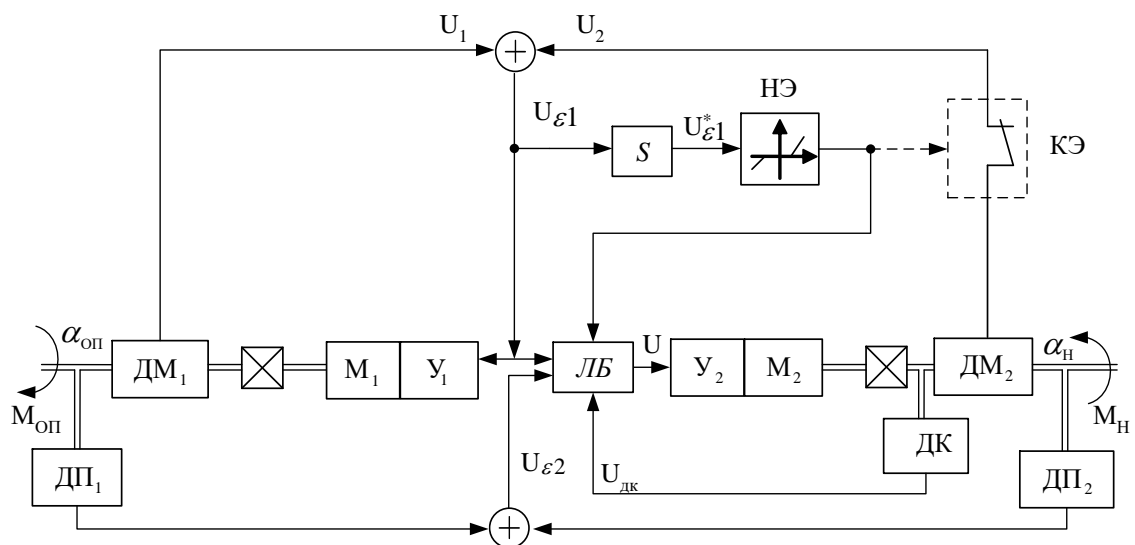


Рис. 3.10. Система ДСД с переключением структуры КУП и интегрированием моментных сигналов

Если в исходной системе осуществляется интегрирование позиционных сигналов, то реализация моментно-позиционно-скоростной системы возможна путем применения двух ключевых элементов КЭ1, КЭ2 (рис.3.11), нелинейного элемента НЭ, задающего зону малых скоростей и датчика контакта.

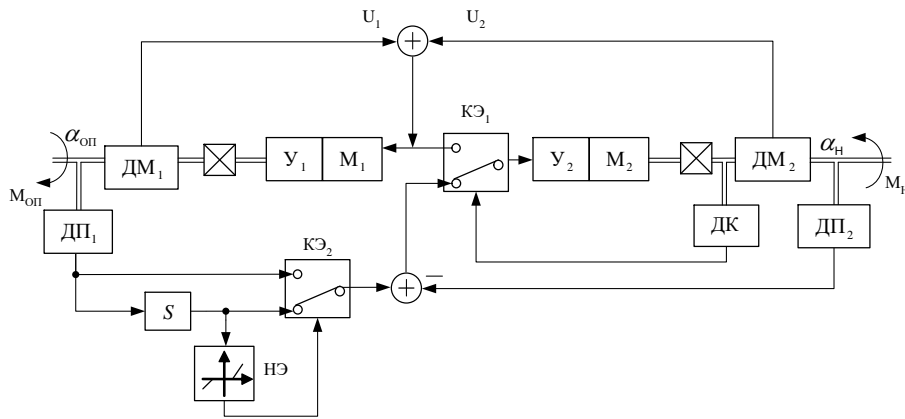


Рис. 3. 11. Система ДСД с регулированием момента, перемещения и скорости перемещения

Переход на моментное или силовое управление путем изменения структуры несимметричной системы ДСД наиболее целесообразен при реализации движений в кистевых суставах, когда требуется наибольшая точность в передаче и ощущении сил [13].

Примером систем нелинейной коррекции канала управления положением с помощью координатно-параметрического управления [35], заключающегося в добавлении к регулятору координатного управления положением объекта, регулятора параметрического управления, служат системы, схемы которых даны на рис.3.12. Под регулятором координатного управления здесь понимается КОС, входной координатой которого является момент оператора, а выходной - угол поворота степени подвижности ЗУ. В качестве объекта координатного управления рассматривается ИУ манипулятора.

В целях исключения возможности появления автоколебаний при контакте ИУ с жесткой преградой или упругим упором в первой системе ДСД (рис.3.12а) введен регулятор параметрического управления, изменяющий значение коэффициента и знак моментной обратной связи КУП, т.е. его жесткость. Реализация регулятора осуществляется с помощью логического блока ЛБ, который анализирует вид режима работы манипулятора по информации с датчиков скоростей ЗУ и ИУ, датчиков контакта ИУ с ОР или препятствием и датчиков расстояния ИУ от объекта или препятствия.

Если на ИУ манипулятора действует нагрузка, то при транспортных перемещениях со скоростями больше некоторой скорости

$\alpha_{\min}(U_{\alpha_{\text{оп}} > U_{\alpha_{\min}}})$ логическим блоком ЛБ через усилитель У2 вводится положительная обратная связь, что приводит к увеличению жесткости КУП. Если $\alpha_{\text{оп}} \leq \alpha_{\min}$ и сигнал с порогового элемента отсутствует, то знак моментной обратной связи становится отрицательным. Это приводит к некоторому уменьшению жесткости КУП, что позволяет исключить соударение РО и ОР или препятствием. При контакте с жесткой преградой пороговый элемент выдает сигнал, и логический блок еще больше уменьшает жесткость КУП, которая может оставаться пониженной до момента выхода ИУ в свободную зону.

Если необходимо дозировать силы в степенях подвижности ИУ манипулятора, то это можно реализовать, например, включением в цепь моментной обратной связи двумерной автономной ИСС с переменной структурой (рис.3.12б) ЭПЗН. Ширина этой зоны определяется значением сигнала, задаваемого оператором и поступающего с датчика сил ДФ, предусмотренного на рукоятке ЗУ. В качестве регулятора параметрического управления в данном случае рассматривается человек-оператор с датчиком сил. Указанный сигнал может вырабатываться и автоматически на основе анализа положения ИУ относительно ОР или препятствия. Когда ИУ манипулятора находится в свободной зоне, сигнал $U_{\text{огр}}$ увеличивается до максимального значения, что приводит к разрыву обратной связи по моменту и включению с помощью ключевого элемента главной обратной связью по положению.

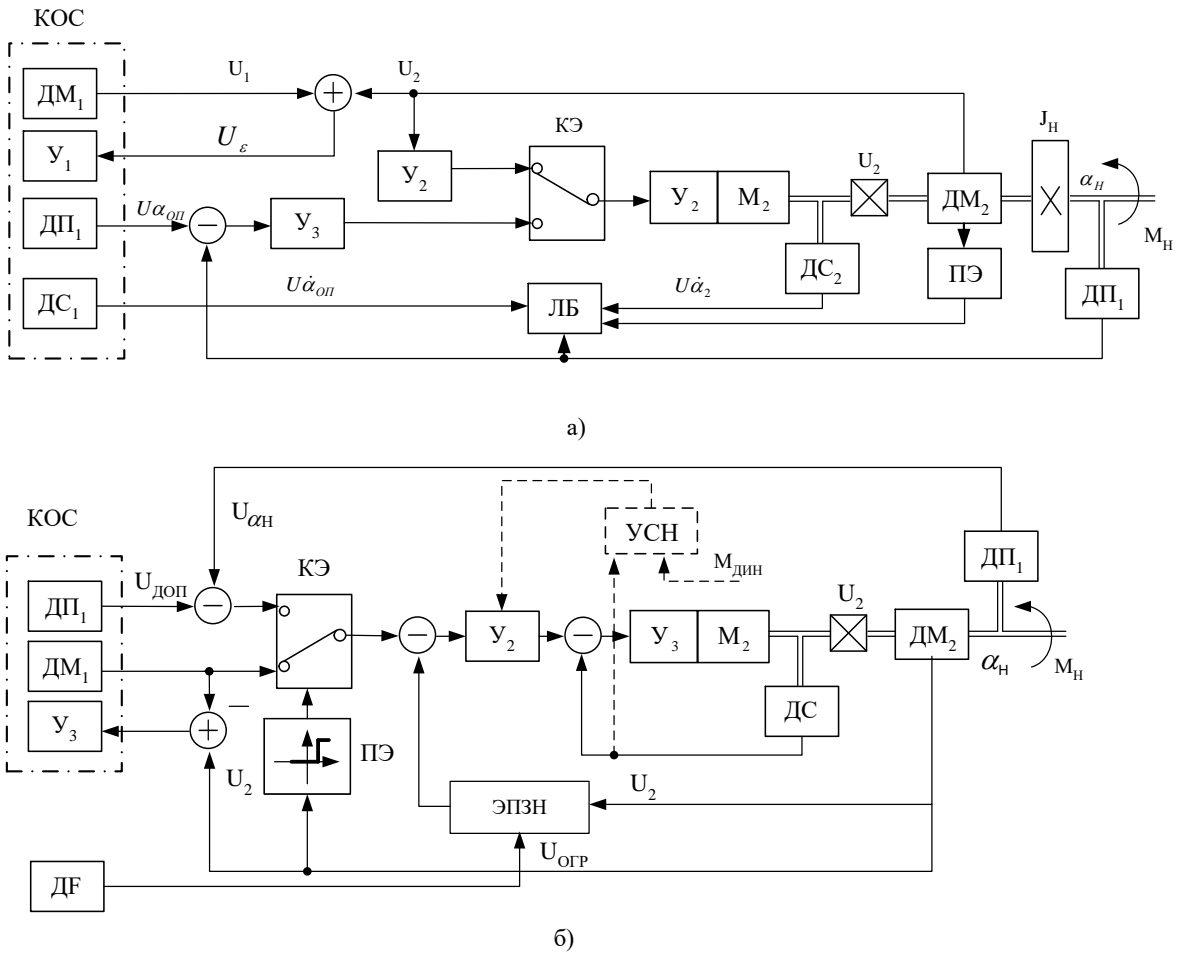


Рис. 3.12. Система ДСД с координатно-параметрическим управлением

При возникновении между ИУ и объектом манипулирования голономных или неголономных связей сигнал $U_{огр}$ уменьшается, что приводит к переключению КЭ и управлению КУП по моменту с жесткостью, устанавливаемой оператором.

Объектом регулирования и управления при выполнении работ с помощью манипулятора являются различные технологические и вспомогательные операции. Диапазон изменения статических и динамических характеристик подобных объектов управления может быть настолько широк, что применение регулятора координатного управления (ЗУ и дополнительных устройств адаптации) не сможет обеспечить требуемого качества выполнения той или иной операции. Очевидно, что для решения подобных задач необходимо применять адаптивное координатно-параметрическое управление [35]. Примером системы с управлением подобного вида можно считать систему ДСД (рис.4.12 а),

в которой при работе со связанным объектом кроме изменения значения коэффициента и знака моментной обратной связи реализуется нелинейный закон отражения моментов, а при выполнении глобальных перемещений ИУ в свободной рабочей зоне в ней дополнительно происходит самонастройка постоянной времени регулятора скорости в функции динамических моментов кинематического взаимодействия степеней подвижности ИУ.

При нелинейной коррекции каналов отражения сил и управления положением, в общем случае, могут быть реализованы самые разнообразные варианты данной коррекции путем применения в различных комбинациях рассмотренных выше методов коррекции каналов отражения сил и управления положением в отдельности.

Если за основу системы взять уже рассмотренные системы (рис.3.8-3.12) с коррекцией канала управления положением, то коррекция канала отражения сил может быть обеспечена применением логического блока, реализующего, например, зависимости (3.6,3.7) (3.4), вместо суммирующего элемента в КОС.

В простейшем случае вместо ЛБ может быть применен ключевой элемент КЭ (рис.3.10), размыкающий цепь сигнала U при осуществлении транспортных перемещений. Это приводит к исключению ощущения оператором действующих на ИУ моментов.

Принцип нелинейной коррекции одновременно каналов отражения сил и управления положением рассмотрим на примере системы ДСД, изображенной на рис.3.8. При управлении захватом ИУ манипулятора нелинейная коррекция исходной системы ДСД с помощью датчиков сил (вместо датчиков моментов) может быть реализована следующим образом.

После контакта пальцев захвата ИУ с объектом манипулирования в КУП и КОС осуществляется управление по силе. Логический блок, включаемый вместо суммирующего элемента СЭ, реализует следующий закон управления:

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall |U_1| < |U_{2\text{зад}}|; \\ 0 \forall |U_1| = |U_{2\text{зад}}|. \end{cases}$$

При $|U_1| = |U_{2\text{зад}}|$ исполнительные двигатели отключаются, и положение пальцев схвата фиксируется за счет применения СМП или тормозных муфт.

При проскальзывании объекта манипулирования в схвате оператор может увеличить силу захватывания при условии, если он получил соответствующую информацию, например, от системы технического зрения. Более целесообразно организовать нелинейную коррекцию сил захватывания объекта манипулирования на основании использования датчиков проскальзывания $D_{пр}$, определяющих его смещение относительно первоначального положения в пальцах схвата. Сигнал датчика проскальзывания $D_{пр}$, суммируясь с сигналом датчика сил ЗУ, увеличивает силу сжатия объекта. При прекращении проскальзывания объекта сигнал с $D_{пр}$ становится равным нулю, и коррекция силы схвата прекращается.

Другим примером одновременной коррекции каналов отражения усилий и управления положением может служить применение СМП или тормозной муфты в целях исключения "просадки" ЗУ и ИУ, а также потребления энергии исполнительными двигателями в статических положениях равновесия. Ввиду неединственности положения статического равновесия приводов с СМП и тормозной муфтой необходимо принимать специальные меры, гарантирующие отсутствие потребления энергии исполнительным двигателем. В качестве таких мер в канале ошибки КОС и КУП с СМП целесообразно применять ключевой элемент или элемент с зоной нечувствительности, предназначенные для отключения приводов по окончании отработки входного моментного и позиционного сигналов.

В прецизионных КОС и КУП с СМП для обеспечения инвариантности положения равновесия может быть использовано комбинированное управление по моменту нагрузки путем введения положительных обратных связей (рис.4.13), реализующих нелинейную функцию вида

$$\varphi_1 = \begin{cases} [\eta u_i C_i(p)]^{-1} \vee \begin{cases} \dot{\alpha}_{он} M' < 0 \vee M' \varepsilon_1 < 0 \wedge i = 1; \\ \dot{\alpha}_{он} M'' < 0 \vee M'' \varepsilon_2 < 0 \wedge i = 2; \end{cases} \\ -|\mu| [u_i C_i(p)]^{-1} \vee \begin{cases} \dot{\alpha}_{он} M' > 0 \vee M' \varepsilon_1 > 0 \wedge i = 1; \\ \dot{\alpha}_{он} M'' < 0 \vee M'' \varepsilon_2 < 0 \wedge i = 2; \end{cases} \\ 0 \vee \dot{\alpha}_{он} = 0 \wedge M' \varepsilon_1 > 0 \vee \dot{\alpha}_{н} = 0 \wedge M'' \varepsilon_2 > 0, \end{cases} \quad (3.10)$$

где u_i - передаточное число механической передачи загрузателя и ИСС; $i = 1, 2$.

Для реализации режима статических положений равновесия кинематических звеньев манипулятора (в том числе с тормозной муфтой) и при отключении питания необходимо следующим образом организовать управление ключевыми элементами КЭ1 и КЭ2 (рис.3.13):

$$\begin{aligned}
 U_{Ti} &= \left\{ \begin{array}{l} U_{и.п} \quad \forall U_{Яi} \neq 0; \\ 0 \equiv U_{Яi} = 0; \end{array} \right. \\
 U_{Яi} &= \left\{ \begin{array}{l} U'_{Яi} \quad \forall |M_T| < M_{Tp}^0; \\ 0 \equiv |M_T| = M_{Tp}^0. \end{array} \right.
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Здесь $U_{и.п}$ - напряжение источника питания; $U_{Яi}$ - напряжение на якоре двигателей M_i ; $i = 1,2$; M_T - тормозной момент муфты; M_{Tp}^0 - момент трения покоя тормозной муфты.

Реализация второго условия в выражении (3.11) представляет определенную трудность, так как связана с необходимостью изменения момента, создаваемого тормозной муфтой. Однако эту задачу можно упростить, например, путем определения значений каких-либо параметров переходного процесса при включении муфты в тормозной режим.

Наиболее простой путь - выделение установившейся составляющей силы тока, протекающего в обмотке тормозной муфты, с введением временных задержек в канале отключения двигателей ключевыми элементами КЭ3, КЭ4.

Как следует из выражения (3.10), в зоне малых скоростей при отсутствии контакта РО с ОР осуществляется управление по положению с отражением моментов, а при наличии контакта - управление моментом. Подобная структура применима и для полуавтоматического управления с интегрированием моментных сигналов.

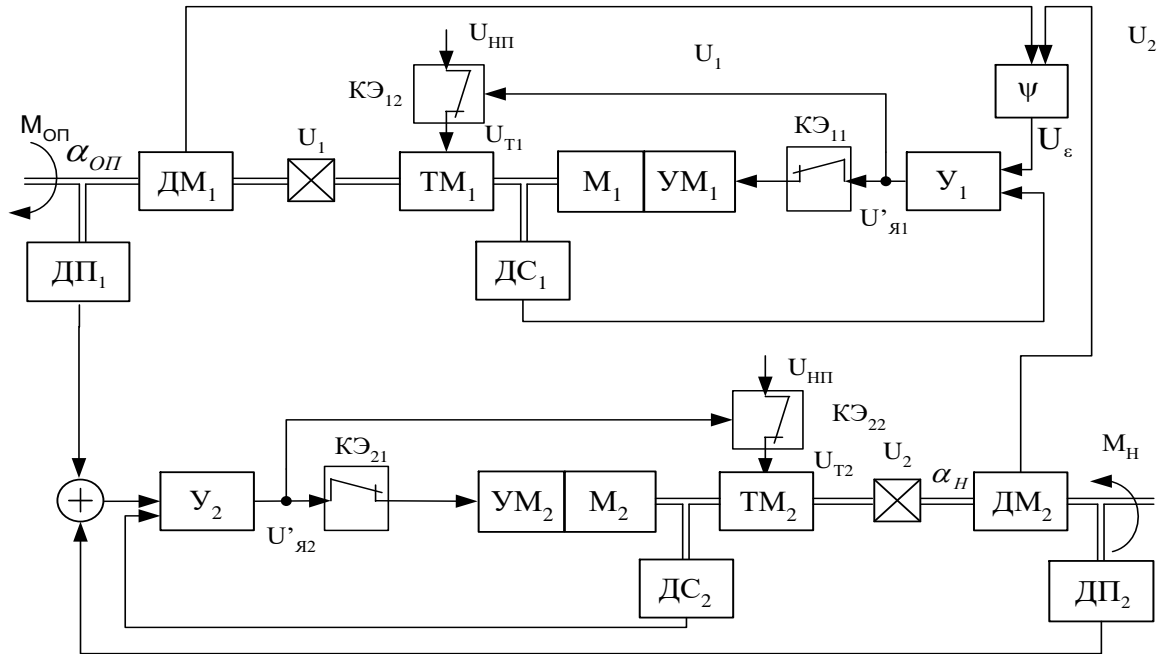


Рис. 3.13. Необратимая ДСД с томорными муфтами

где H и B - границы интервалов времени, в течении которых переменная $U_{я}$ изменяется по линейному закону.

Расчетные формулы коэффициентов гармонической линеаризации χ ($\text{sgn } M_t M_1$) совпадают с выражением (3.10). Однако значение этих коэффициентов будет другим, так как $U_{я}$, M_1 и режим работы СМП существенно зависят от ширины зоны нечувствительности схемы управления.

Полученные выражения коэффициентов гармонической линеаризации позволяют проводить исследование периодических движений обратимых и необратимых систем ДСД с СМП в КОС известными методами, изложенными в работе [45].

3.2. Анализ динамики систем управления электроприводов манипуляторов двустороннего действия

Основные режимы работы систем двухстороннего действия заключаются в свободном движении ЗУ и ИУ под действием внешних моментов $M_{оп}$ оператора и M_n нагрузки и вынужденных движения ЗУ или ЗУ и ИУ является работа при заторможенном положении РО, от-

дельных или всех степеней подвижности ИУ. Если заторможено положение только РО, то не жесткость приводов кистевых движений следует рассматривать в виде упругой нагрузки ("упругой заделки") для приводов локтевых и плечевых СП.

Одной из основных проблем, возникающих при проектировании систем управления манипуляторов ДСД, является обеспечение их устойчивости во всех режимах работы при определенных показателях качества. Очевидно, что устойчивость работы системы в свободной рабочей зоне при отсутствии внешних моментных воздействий - необходимое условие надежной работы манипулятора.

Передаточная функция разомкнутого контура системы ДСД несимметричного типа с моментными датчиками в цепи нагрузки и грузжателя (рис. 3.14) может быть записана в виде [13]:

$$W(s) = \Phi_1^*(s) \Phi_2(s) J_H K_n^* / J_{оп};$$

где

$$\Phi_1^*(s) = \begin{cases} \Phi_1(s) J_{оп} s^2 = \frac{W_1'(s)}{1 + W_1'(s)} \quad \forall n \leq 1; \\ \Phi_1^*(s) K_n' J_{оп} s^2 = \frac{W_1''(s)}{1 + W_1''(s)} \quad \forall n > 1; \end{cases}$$

$$\Phi_2(s) = \frac{W_2(s)}{1 + W_2(s)};$$

$$W_1'(s) = W_1(s) J_{оп} s^2;$$

$$W_1''(s) = W_1(s) K_n' J_{оп} s^2;$$

$$W_1(s) = \frac{C_1(s)}{(J_{оп} + J_1)s^2 + B_1(s)s};$$

$$W_2(s) = \frac{C_2(s)}{(J_H + J_2)s^2 + B_2(s)s};$$

$$K_n^* = \begin{cases} K_n = n(1 + c_1^{-1}) \quad \forall n \leq 1; \\ K'_n = (c_1 - n)n^{-1}c_1^{-1} = n^{-1} \quad \forall n > 1. \end{cases}$$

$$C_1(s) = \frac{k_{\text{дм}} W_{y1}(s) k_{\text{м1}}}{R_{\text{я1}} (\tau_{\text{э1}} s + 1)} = \frac{c_1}{(\tau_{y1} s + 1)(\tau_{\text{э1}} s + 1)};$$

$$C_2(s) = \frac{k_{\text{дп}} W_{y2}(s) k_{\text{м2}}}{R_{\text{я2}} (\tau_{\text{э2}} s + 1)} = \frac{c_2}{(\tau_{y2} s + 1)(\tau_{\text{э2}} s + 1)};$$

$$C_1 = \frac{k_{\text{дм}} k_{y1} k_{\text{м1}}}{R_{\text{я1}}}; \quad C_2 = \frac{k_{\text{дп}} k_{y2} k_{\text{м2}}}{R_{\text{я2}}};$$

$$B_i(s) = \frac{k_{\text{ми}} k_{wi}}{R_{\text{яi}} (\tau_{\text{эi}} s + 1)} = \frac{b_i}{\tau_{\text{эi}} s + 1}; \quad \tau_{\text{эi}} = \frac{L_{\text{яi}}}{R_{\text{яi}}}; \quad i = 1, 2.$$

В ряде практических схем обеспечивается переменное значение коэффициента масштабирования ощущения оператором нагрузочных моментов.

Исследования показали, что в несимметричных системах при $n < 1$ них моментов и увеличивается скоростная составляющая моментной ошибки.

Для получения информация о внешних моментах в системе ДСД используются сигналы датчиков моментов с упругими элементами в кинематических цепях ЗУ и ИУ, а также сигналы пропорциональные моментам, развиваемым исполнительными двигателями. Упругие элементы существенно снижают динамические показатели работы системы.

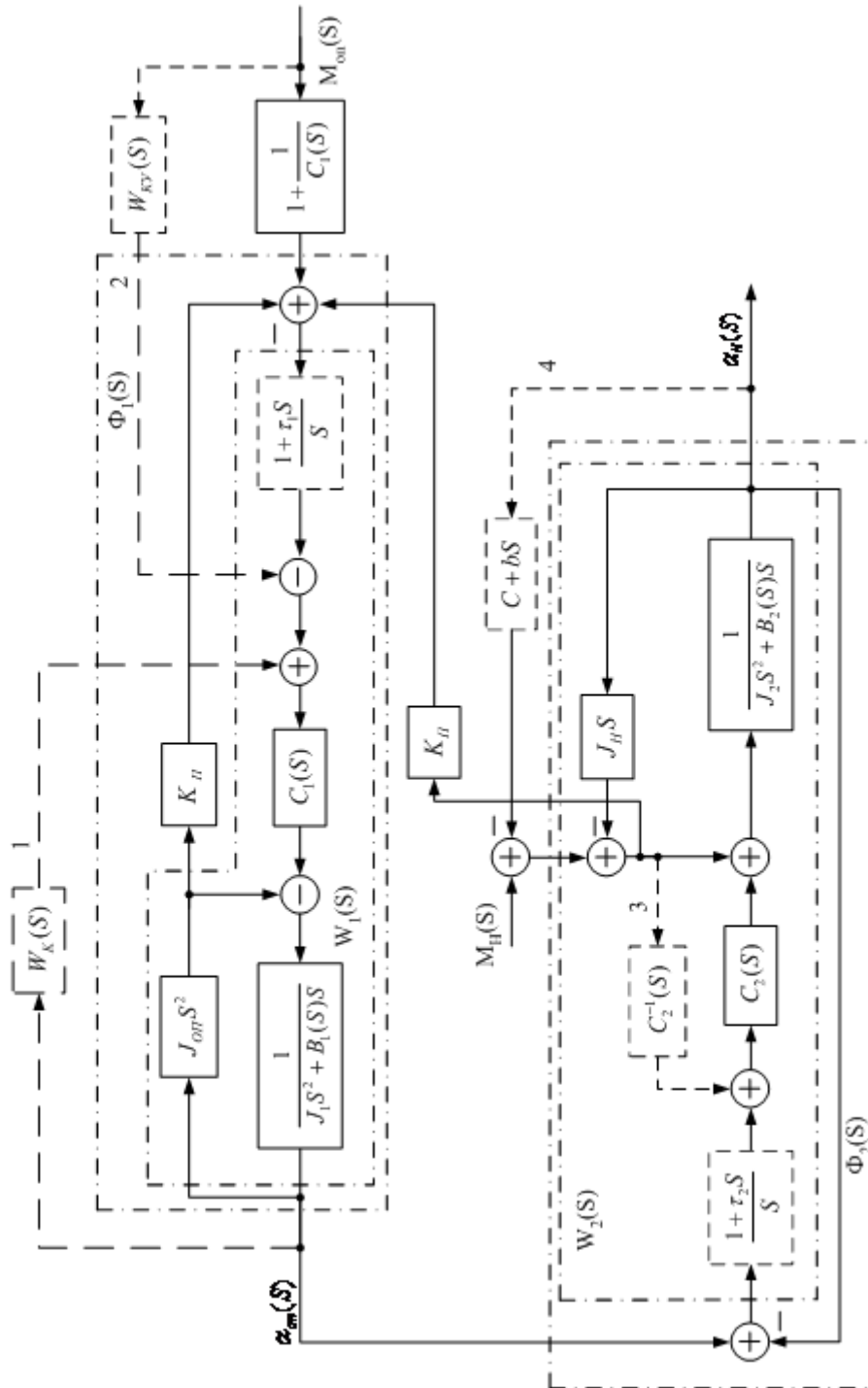


Рис. 3.14. Структурная схема обратной следящей системы ДСД

Проведем оценку динамических показателей работы этой системы в различных режимах на основании анализа следующих выражений.

Углы поворота вала оператора $\alpha_{оп}$ и $\alpha_{н}$ нагрузки при действии внешних моментов

$$\alpha_{оп}(s) = \frac{A(s)M_{оп}(s) - B(s)M_{н}(s)}{Q(s)};$$

$$\alpha_{н}(s) = \frac{B(s)M_{оп}(s) - E(s)M_{н}(s)}{Q(s)};$$

$$A(s) = [1 + c_1^{-1}(s)][1 + W_2^{-1}(s)];$$

$$\text{где } B(s) = K_n[1 + W_2^{-1}(s) + J_H s^2 c_2^{-1}(s)];$$

$$Q(s) = [J_{оп} s^2 + W_2^{-1}(s)][1 + W_2^{-1}(s)] + K_n J_H s^2;$$

$$D(s) = 2 + c_1^{-1}(s); \quad E(s) = K_n + \frac{1 + W_1^{-1}(s)}{C_2(s)}.$$

Угол поворота вала нагрузки при вынужденном движении вала оператора по заданному закону

$$\alpha_{н}(s) = \Phi_2(s) \left[\alpha_{оп}(s) - \frac{M_{н}(s)}{C_2(s)} \right],$$

Позиционная ошибка системы при действии внешних моментов

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\alpha}(s) &= \alpha_{оп}(s) - \alpha_{н}(s) = \\ &= \frac{W_2^{-1}(s)[1 + C_1^{-1}(s)]M_{оп}(s) + \left[\frac{1 + W_1^{-1}(s)}{C_2(s)} - \frac{K_n J_H s^2}{C_2(s)} - K_n W_1^{-1}(s) \right] M_{н}(s)}{Q(s)}. \end{aligned}$$

Если $M_{оп} = \text{const}$, $M_{н} = \text{const}$, то для установившегося вынужденного движения вала оператора

$$\varepsilon_{\alpha} = \alpha_{оп} - \alpha_{н} = \frac{b_2}{c_2} \dot{\alpha} + \frac{1}{c_2} M_{н}.$$

Моментная составляющая ошибки системы при действии внешних моментов

$$\begin{aligned} \varepsilon_M(s) &= M_{оп}(s) - K_n \frac{C_1(s)}{1 + C_1(s)} [M_{н}(s) + J_H s^2 \alpha_{н}(s)] = \\ &= J_{оп} s^2 \alpha_{оп}(s) + \frac{B_1(s) + J_1 s}{1 + C_1(s)} s \alpha_{оп}(s). \end{aligned}$$

Если $M_{оп} = \text{const}$, $M_{н} = \text{const}$, то для установившегося вынужденного движения вала оператора

$$\varepsilon_M = M_{оп} - nM_H = \frac{b_1}{1+c_1} \dot{\alpha}_{оп}.$$

Коэффициент добротности системы в установившемся режиме движения с постоянной скоростью $\dot{\alpha} = \dot{\alpha}_{id} = \dot{\alpha}_i$

$$D = \frac{\dot{\alpha}}{\varepsilon_M} = \frac{1+c_1}{b_1}.$$

Точность ощущения оператором нагрузочных моментов в несимметричных системах ДСД можно повысить компенсацией скоростного демпфирования двигателя моментного загрузителя с помощью положительной скоростной обратной связи (см. рис. 3.14, связь 1), применением комбинированного управления (см. рис. 3.14, связь 2) и изодромного звена с передаточной функцией $(1+\tau_1 s)/s$ [13].

Если в цепь скоростной обратной связи включить корректирующее звено с передаточной функцией

$$W_H(s) = \frac{B_1(s)}{C_1(s)} = \frac{K_{w1}}{\tau_{y1}} s(\tau_{y1} s + 1),$$

то оператор не будет ощущать "внутренние" моменты в загрузителе, пропорциональные частоте вращения вала оператора,

$$\varepsilon_M(s) = \frac{J_{оп}[1+C_1(s)]+J_1}{1+C_1(s)} s^2 \alpha_{оп}(s).$$

При увеличении постоянной времени форсирующего звена с передаточной функцией

$$W_k(s) = s \left[k_{дм} J_{оп} s + \frac{B_1(s)}{C_1(s)} \right] = \frac{k_{w1}}{k_{y1}} s \left[\left(\tau_{y1} + \frac{k_{дм} k_{y1}}{k_{w1}} J_{оп} \right) s + 1 \right]$$

точность ощущения оператором нагрузочных моментов возрастает:

$$\varepsilon_M(s) = (J_{оп} + J_1) s^2 \alpha_{оп}(s) / [1 + C_1(s)].$$

Второй способ повышения моментной точности применим только для систем управления кистевыми и локтевыми движениями, когда $J_{оп} = \text{const}$.

Для повышения точности ИСС при постоянном моменте инерции нагрузки эффективно применение изодромного звена с передаточной функцией $(1+\tau_2 s)/s$.

Исследования показали [1], что в изодромных системах с одним звеном, интегрирующем погрешность воспроизведения для режима,

соответствующего неподвижному состоянию ИУ, и для режима, соответствующего движению с постоянной скоростью, возможна компенсация составляющих ошибок слежения, обусловленных управляющим воздействием в виде момента или силы нагрузки. Изодромный элемент способствует также уменьшению погрешности, обусловленной неустойчивостью или нелинейностью характеристик отдельных звеньев системы.

При воспроизведении гармонического движения издромный элемент существенно уменьшает погрешность слежения по сравнению с пропорциональным регулированием и одновременно обеспечивает коррекцию динамических характеристик привода. Наконец, издромный элемент нейтрализует вредное влияние на статическую точность слежения жестких отрицательных обратных связей, вводимых в схему управления для коррекции динамических характеристик.

Основным недостатком КУП, определяющих качество копирования ИУ перемещений ЗУ, является зависимость длительности и значения перерегулирования переходных процессов от переменного момента J_n инерции нагрузки. Практически полностью исключить его влияние удастся лишь применением в ИСС комбинированного управления (см.рис.3.14 связь 3).

При одновременном применении комбинированного управления в ИСС, осуществляемого введением гибкой положительной обратной связи по внешним нагрузочным моментам и компенсацией противо-ЭДС двигателя в моментном загрузателе, существенно улучшается динамика несимметричной системы ДСД при передаче как угловых, так и моментных воздействий [24].

Эксплуатация манипуляционных систем показала, что циклограмма перемещения манипулятора представляет собой совокупность интервалов времени, соответствующих глобальным и установочным движениям, а также неподвижному положению отдельных звеньев ЗУ и ИУ манипулятора относительно собственных осей вращения. В последнем случае на ЗУ действует вес собственной конструкции, а на ИУ, кроме того, еще и вес груза, внешние силы и моменты. Двигатели приводов неподвижных звеньев при этом должны развивать активный момент, уравнивающий все внешние возмущающие моменты, т.е. режим их работы будет близок к режиму короткого замыкания.

Если обеспечить фиксацию соответствующего неподвижного звена, то момент, развиваемый соответствующим двигателем, и энергия, потребляемая им, будут равны нулю. В качестве устройств фиксации применяются тормозные механизмы, реализуемые в виде самотормозящихся механических передач (СМП) и тормозных муфт (ТМ).

Так коэффициенты гармонической линеаризации динамического передаточного отношения СМП и ЭПЗН при отсутствии внешних воздействий и зоны нечувствительности в схеме управления зависят только от частоты колебаний и параметров системы ДСД, то обратимая и необратимая системы ДСД при $M_{оп} = 0$, $M_n = 0$ являются псевдолинейными системами и периодическое движение в них при свободном положении ЗУ и ИУ возможно только на границе устойчивости.

Устойчивость положения равновесия системы определим по критерию Михайлова, который наиболее удобен при исследовании сложных нелинейных систем с помощью ЭВМ. Согласно этому критерию колебательная граница устойчивости определяется прохождением кривой Михайлова через начало координат, что соответствует наличию пары чисто мнимых корней в характеристическом уравнении замкнутой системы.

Характеристические уравнения обратимой и необратимой систем ДСД в режиме движения задающего и исполнительного устройств под действием момента оператора могут быть записаны соответственно в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} D_1(\lambda) &= (1 + W_1 W_2)(1 + W_4 W_5) + W_2 W_4 W_6 (W_3'' + W\chi + W_1 W_2 W_3 W_7); \\ D_2(\lambda) &= (1 + W_1 W_2)(1 + W_4 W_5 W_6) + W_2 W_4 W_5 (W_3' W\psi + W\chi), \end{aligned} \right\} (3.12)$$

где

$$W_1(\lambda) = \frac{1}{J_{оп} \lambda^2}; \quad W_2(\lambda) = C_T (1 + T_T \lambda); \quad W_3(\lambda) = \frac{K_3}{\lambda(1 + T\lambda)};$$

$$W_3'(\lambda) = \frac{K_y K_m}{R_{я} (1 + T_y \lambda)(1 + T_3 \lambda)}; \quad W_3''(\lambda) = W_3(\lambda) \cdot K_{дм}; \quad W_4(\lambda) = \frac{1}{J_1 \lambda};$$

$$W_5(\lambda) = \frac{1}{U\lambda}; \quad W_6(\lambda) = \frac{K_m K_{\omega} U \lambda}{R_{я} (1 + T_3 \lambda)}; \quad W_6'(\lambda) = \frac{W_6(\lambda)}{\lambda};$$

$$W_7(\lambda) = J_H \lambda^2; \quad W\chi = q\chi + \frac{\lambda}{\omega} q'\chi; \quad W\psi = q\psi + \frac{\lambda}{\omega} q'\psi;$$

λ - корни характеристического уравнения.

После подстановки $\lambda=j\omega$ и выделения действительной и мнимой частей получаем уравнения определяющие периодическое решение.

Ввиду невозможности получения аналитического решения системы уравнений (5.16) определим его численно с помощью специально разработанного алгоритма [13,18,19,41].

Область устойчивости обратимой и необратимой систем ДСД (рис.3.15) построены в плоскости коэффициентов усиления K_y КОС, КЗ КУП при следующих значениях параметров систем:

$$\left. \begin{aligned} K_y &= 96; T_y = 0,001 \text{ с}; K_M = 0,0024 \text{ Н} \cdot \text{м/А}; R_y = 1,6 \text{ Ом}; \\ L_y &= 0,001 \text{ Г}; K\omega = 0,04 \text{ В} \cdot \text{с/рад} J_1 = 0,141 \cdot 10^{-5} \text{ кг} \cdot \text{м}^2; \\ U &= 400; \eta_{\text{пх}} = \eta_{\text{ох}} = 0,85; \eta = 0,42; |\mu| = 0,242; \\ K_{\text{ом1}} = K_{\text{ом2}} &= 0,22 \text{ В/Н} \cdot \text{м}; T_T = 0,1 \text{ с}; C_T = 120 \text{ Н} \cdot \text{м./рад}; \\ K_3 &= 30; T = 0,23 \text{ с}; J_{\text{н}}^{\text{пп}} = J_{\text{он}}^{\text{пп}} = J_1. \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

Коэффициент $\beta = \alpha/\rho$ характеризует величину динамического передаточного отношения χ самотормозящейся червячной передачи

$$\chi = \left[\eta = 0,95 \frac{\text{tg } \alpha}{\text{tg}(\alpha + \rho)} \right] \vee \left[\mu = 0,95 \frac{\text{tg}(\alpha - \rho)}{\text{tg } \alpha} \right],$$

где α - угол подъема винтовой линии червяка;

ρ - приведенный угол трения в зацеплении.

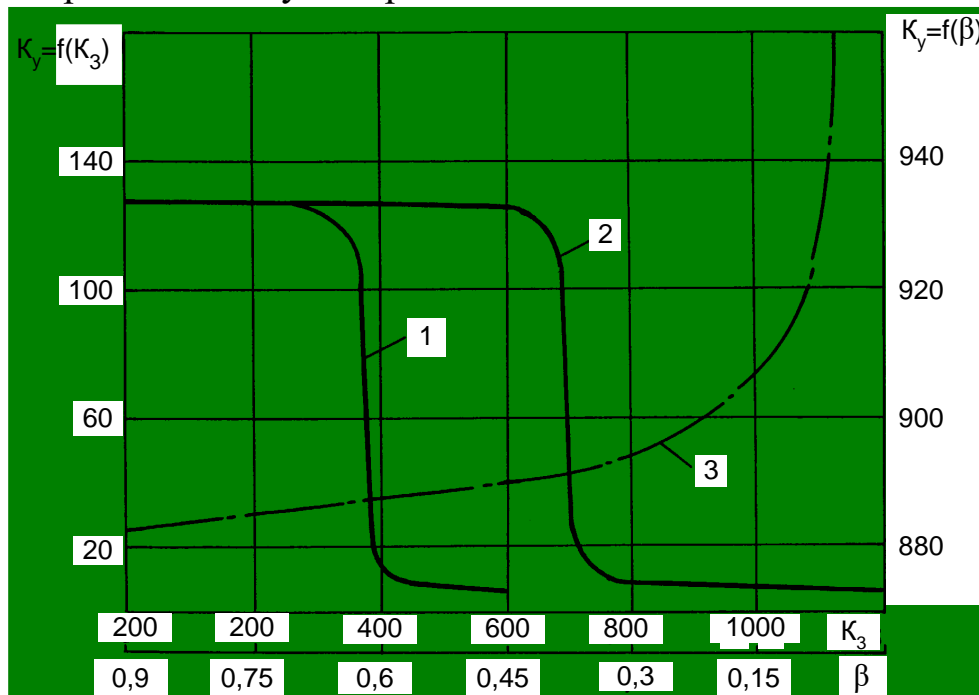


Рис. 3.15. Границы областей устойчивости систем ДСД:

необратимая система ($K_y=f(K_3)$);

обратимая система ($K_y=f(K_3)$);

необратимая система ($K_y=f(\beta)$);

Так как $\rho_{\max} = \beta_0$, а $\alpha \leq \rho/2$, можно считать, что $\text{tg} = \alpha$, $\text{tg}(\alpha+\rho)$;

$\eta = 0,95 \cdot \beta - 1/\beta$; $\mu = 0,95 \cdot \beta - 1/\beta$

Увеличение χ СМП, как это следует из анализа области устойчивости $K_y=f(\beta)$, оказывает стабилизирующее влияние на устойчивость системы ДСД. С точки зрения влияния коэффициента усиления КУП обратимые системы обладают более широкой областью устойчивости.

Результаты расчетов, проведенных для режима движения необратимой системы ДСД под действием внешних моментов и вынужденного движения ЗУ по заданному закону, совпадает с точностью до 2%. Следовательно, при анализе устойчивости движения необратимой системы ДСД можно рассчитывать лишь на один из этих результатов работы. Рассчитанная для выбранного режима система остается устойчивой во всех других режимах работы при отсутствии внешних связей.

Необходимым условием обеспечения качественной работы систем ДСД является плавность перемещения РО на малых скоростях. Впервые, применительно к системам ДСД этот вопрос решался в работах [14,24]. В основу исследований были положены результаты, полученные профессором В. Н. Прокофьевым [11].

Необходимо обратить внимание на то, что исследование плавности перемещения систем ДСД с малыми скоростями имеет смысл только при вынужденном движении вала оператора [14,24]. На малых скоростях движения РО, что является типичным для дистанционно управляемых МР, проявляется действие различных нелинейных явлений и, в частности, не стационарность сухого трения, приведенного к валу двигателя через динамическое передаточное отношение СМП. На актуальность этой задачи впервые обратили внимание профессора В.Л. Вейц и Б.В. Новоселов.

Задача исследования влияния СМП на плавность перемещения приводов КУП с малыми скоростями, в т.ч. с учетом внешних динамических возмущений и взаимовлияния через сухое трение была решена в работах [13,22,25,26].

При действии на РО внешней связи в виде одностороннего упора структурная схема преобразуется и, как показано в работах [13,24], об-

ласть устойчивости при вынужденном движении ЗУ значительно снижается добротность КУП. Эти результаты получены без учета действия человека-оператора. Практически, при возникновении автоколебаний интуитивно изменяет алгоритм своих действий и вследствие демпфирующих свойств своей руки обеспечивает затухание колебательных движений. Облегчить работу оператора и получить более высокое качество работы МР можно применением рассмотренной в нелинейной коррекции в виде перехода при контакте РО с ОР на управление по силе или на позиционное управление с регулированием демпфирования и податливости в функции возникающих сил и моментов.

Количественная оценка сглаживающих свойств обратимой системы путем определения высших гармоник переменных на входе нелинейных звеньев проводится по методике, предложенной в работе [44].

Искомые высшие гармоники для динамического передаточного отношения СМП обозначим следующим образом

$$M'_{2k} = A\chi_k \sin(K\omega t + \beta\chi_k), \quad k = 2, 3, \dots$$

$$A\chi_k = A\sqrt{r^2\chi_k + s^2\chi_k}; \quad \beta\chi_k = \arctg s\chi_k / r\chi_k.$$

Коэффициенты $r\chi_3$, $s\chi_3$ величины относительной амплитуды $\delta\chi_3$ и фазы $\rho\chi_3$ третьей гармоники определяются для обратимой системы ДСД соответственно следующими выражениями

$$r\chi_3 = 2 \cos(\alpha - \varphi_1) \cdot \sin^3(\alpha - \varphi_1) \frac{1 + \eta|\mu|}{\pi\eta U};$$

$$s\chi_3 = \sin^2(\alpha - \varphi_1) \cdot \cos 2(\alpha - \varphi_1) \frac{1 + \eta|\mu|}{\pi\eta|\mu|};$$

$$\delta\chi_3 = \frac{C_T \sqrt{(1 + T_T^2 \cdot 9\omega^2)(1 + T_3^2 \cdot 9\omega^2)}}{\sqrt{9U^2\omega^2 [J_1^2 9\omega^2 + (K_M K_w R_{я}^{-1} J_1 9\omega^2 T_2)^2]}};$$

$$\rho\chi_3 = \beta\chi_3 - \left[\arctg \frac{3\omega(T_T + T_3)}{1 - 9\omega^2 T_3 T_T} + \arctg \frac{9\omega^2 J_1 T_3 U - K_M K_w R_{я}^{-1}}{3U\omega J_1} \right],$$

Амплитуда третьей гармоники переменной Мт на выходе χ обратимой системы ДСД при значениях параметров (3.13) составляет 10 % от основной амплитуды колебаний на границе устойчивости системы, что позволяет пренебречь ее влиянием на проведенные расчеты области устойчивости.

Так как в гармонически линеаризованной необратимой системе принцип суперпозиции выполняется, то можно отдельно рассмотреть прохождение высших гармоник, порождаемых ЭПЗН(Уяк) и динамическим передаточным отношением СМП (М2к'), через линейную часть системы.

Коэффициенты $r\chi_3$ и $s\chi_3$, величины относительной амплитуды $\delta\chi_3$ и фазы $\rho\chi_3$ третьей гармоники χ ($r\chi_3, s\chi_3, \delta\chi_3, \rho\chi_3$) и ЭПЗН($r\psi_3, s\psi_3, \delta\psi_3, \rho\psi_3$) необратимой системы ДСД определяются соответственно следующими выражениями

$$r\chi_3 = \begin{cases} \{ \sin 2\varphi_y (\cos 2\varphi_y - 1) \eta^{-1} - |\mu| \sin 2(\varphi_2 - \varphi_y) [\cos 2(\varphi_2 - \varphi_y) - 1] \} \cdot \\ \cdot (2\pi U)^{-1} \equiv -\varphi_y \leq \pi - \varphi_2; \\ \{ \sin 1\varphi_y (\cos 2\varphi_y - 1) + \sin 2(\varphi_2 - \varphi_y) [\cos 2(\varphi_2 - \varphi_y) - 1] \} \cdot \\ \cdot (2\pi U \eta)^{-1} \equiv -\varphi_y > \pi > \varphi_2; \end{cases}$$

$$s\chi_3 = \begin{cases} \{ \cos 2\varphi_y (1 - \cos 2\varphi_y) \eta^{-1} - |\mu| \cos 2(\varphi_2 - \varphi_y) [\cos 2(\varphi_2 - \varphi_y) - 1] \} \cdot \\ \cdot (2\pi U)^{-1} \equiv -\varphi_y \leq \pi - \varphi_2; \\ \{ \cos 2\varphi_y (1 - \cos 2\varphi_y) + \cos 2(\varphi_2 - \varphi_y) [\cos 2(\varphi_2 - \varphi_y) - 1] \} \cdot \\ \cdot (2\pi U \eta)^{-1} \equiv -\varphi_y > \pi - \varphi_2; \end{cases}$$

$$\delta\chi_3 = |W_{л1}(jK\omega)|\sqrt{r^2\chi_3 + s^2\chi_3};$$

$$\rho\chi_3 = \operatorname{arctg} \frac{s\chi_3}{r\chi_3} + \operatorname{arctg} W_{л1}(jK\omega);$$

$$r\psi_3 = \frac{K_{DM}}{\pi} \{ \sin 2\varphi_2 [(1 + |W| \cos \varphi)(\cos 2\varphi_2 - 1) - |W_3| \cdot \sin \varphi_3 \sin 2\varphi_2] + \\ + |W_3| \sin 2\varphi_3 [\cos \varphi_3 (\cos 2\varphi_3 - 1) + 2 \sin^2 \varphi_3 \cos \varphi_3] - \\ - |W_3| \sin \varphi_3 [\cos 2\varphi_3 - \cos 2\varphi_2] \};$$

$$s\psi_3 = \frac{K_{DM}}{\pi} \{ |W_3| \cos \varphi_3 (\sin^2 2\varphi_3 + \cos 2\varphi_3) - (1 + |W_3| \cos \varphi_3) \cdot \\ \cdot (\cos 2\varphi_2 - \sin^2 2\varphi_2) + 1 - |W_3| \sin \varphi_3 [\sin 2\varphi_3 (1 + \cos 2\varphi_3) + \\ + \sin 2\varphi_2 (1 + \cos 2\varphi_2)] \};$$

$$\delta\psi_3 = |W_{л2}(jK\omega)|\sqrt{r^2\psi_3 + s^2\psi_3};$$

$$\rho\psi_3 = \operatorname{arctg} \frac{s\psi_3}{r\psi_3} + \operatorname{arctg} W_{л2}(jK\omega),$$

где

$$W_{л1} = \frac{-W_2 W_4 W_5}{1 + W_4 W_5 W_6}; \quad W_{л2} = W_3 W_{л1} \quad - \text{амплитудно-фазовые характе-}$$

ристики линейной части системы.

Высшие гармоники переменной Mt' , вносимые ЭПЗН и χ после прохождения линейной части системы будут равны

$$X_k = X\chi_k + X\psi_k = A(\delta\chi_k \exp j(\rho\chi_k + K\omega t) + \delta\psi_k \exp j(\rho\psi_k + K\omega t)),$$

где в соответствии с правилом сложения векторов

$$\delta_k = \sqrt{\delta\chi_k^2 + \delta\psi_k^2 + 2\delta\chi_k \delta\psi_k \cos(\rho\psi_k - \rho\chi_k)};$$

$$\rho_k = \operatorname{arctg} \frac{\delta\psi_k \sin \rho\psi_k + \delta\chi_k \sin \rho\chi_k}{\delta\psi_k \cos \rho\psi_k + \delta\chi_k \cos \rho\chi_k}.$$

Относительная амплитуда третьей гармоники ($K=3$) определенная для необратимой системы ДСД с параметрами (3.13) на порядок меньше основной, что подтверждает справедливость построения областей устойчивости.

При исследовании периодических движений необратимой системы ДСД под действием постоянных или медленно меняющихся воздействий Моп воспользуемся ранее полученными выражениями постоянной составляющей и коэффициентов гармонической линеаризации χ

и ЭПЗН. Так как величина постоянной составляющей периодического решения равна управляющему воздействию, то для нахождения периодических решений необходимо решить уравнение системы только для переменных составляющих.

Для определения параметров периодических колебаний систем ДСД при действии постоянных управляющих сигналов совместно с Новиковой Н.А. был разработан универсальный алгоритм [13,18,19,41], позволяющий выполнять следующие операции:

- расчет в диалоговом режиме постоянной составляющей и коэффициентов гармонической линеаризации нелинейных звеньев;
- расчет частотных характеристик линейных и линеаризованных систем;
- анализ устойчивости линейных и псевдолинейных систем;
- определение периодических колебаний нелинейных систем;
- расчет высших гармоник периодических колебаний гармонических линеаризованных систем. Результаты расчета необратимой системы с помощью рассмотренного алгоритма приведены на рис. 5.5-5.7.

Исследование зависимости амплитуды автоколебаний от коэффициента усиления КОС при постоянном моменте оператора (рис.3.16) показали, что внешние воздействия приводят к возникновению области автоколебаний и уменьшению области устойчивости по сравнению с режимом работы системы, когда на ее вход не действуют внешние моменты ($K_{кр2} < K_{кр3}$).

Увеличение момента, прикладываемого к ЗУ приводит к возрастанию амплитуды автоколебаний и практически не влияет их на частоту. Характер зависимости амплитуды автоколебаний от момента инерции нагрузки определяется графиком, показанном на рис.3.17. Увеличение параметра β приводит к уменьшению амплитуды автоколебаний (рис.3.17), что подтверждает стабилизирующее действие СМП.

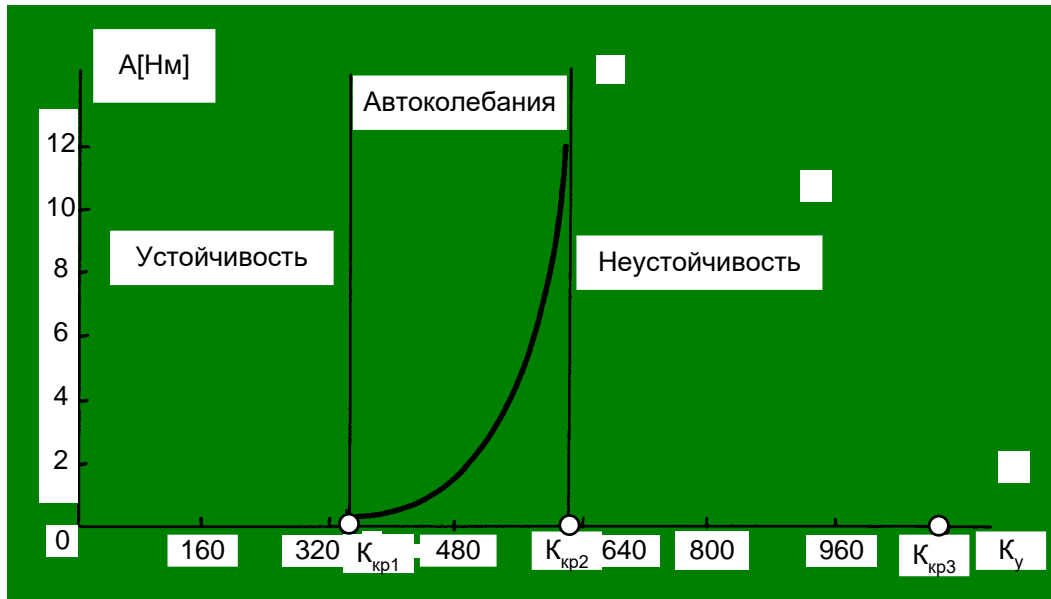


Рис. 3.16. Зависимость поведения необратимой системы ДСД от величины коэффициента усиления канала отражения сил

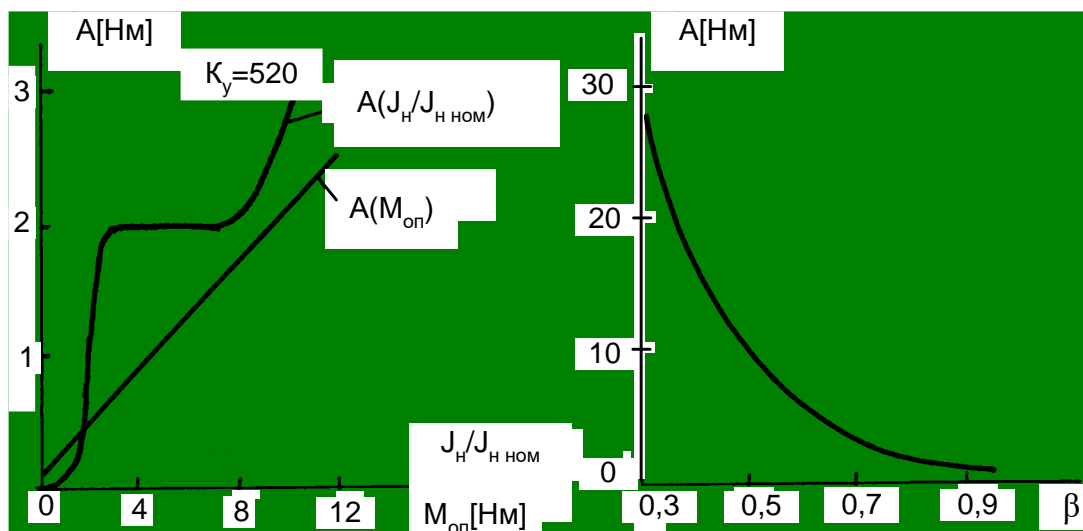


Рис. 3.17. Зависимости амплитуды автоколебаний от величины МОП, $J_H/J_{H\text{ном}}$ и параметра β

В заключении необходимо отметить, что анализ систем ДСД методом гармонической линеаризации возможен лишь в сочетании с расчетами на ЭВМ, которая применяется не только для численного решения, например, уравнений динамики системы известными математическими методами, но и для линеаризации нелинейных

функции. Необходимость использования численных приемов обусловлена высокой сложностью и трудоемкостью операций, связанных с вычислением коэффициентов разложения нелинейных функций в ряд Фурье, что почти исключает возможность применения аналитических расчетов. Однако, необходимо учесть, что применение численных методов сопряжено дискретизацией информации, а следовательно, ее искажением. Повышение точности расчетов за счет вызывает резкий рост объема вычислений, а следовательно, и накопления ошибок при численном преобразовании информации.

Учитывая эти соображения, необходимо при построении алгоритмов решения задач анализа систем использовать максимум заранее найденной информации об искомом решении и большую часть вычислений, присущих всем задачам данного класса производить аналитически, уменьшая тем самым объем операций, выполняемых численными методами и неизбежные ошибки при численной переработке информации. При расчете коэффициентов гармонической линеаризации там, где это удастся, производятся аналитические преобразования в виде расчета интегрируемых функции и определенных интегралов, а машине отводится часть задачи, соответствующая частным особенностям конкретного варианта. Сочетание аналитических и численных приемов, привлечение ЭВМ, использование универсальных программ расширяет возможность и область применения гармонической линеаризации.

3.3. Синтез систем управления электроприводов манипуляторов двухстороннего действия

Рассмотрим МС, у которых помимо малости кориолисовых и центробежных сил пренебрежимо мала также скорость изменения приведенного момента инерции, хотя сам он меняется в широких пределах.

Математическое описание СДД. Следует отметить, что вид и порядок уравнений динамики СДД будут зависеть от рассматриваемого режима работы, а также от особенностей используемой механической передачи. Выделяют четыре основных режима работы СДД [77]: 1) движение вала оператора и вала нагрузки под действием внешних моментов, 2) вынужденное движение вала оператора по заданному

закону, 3) вынужденное движение вала нагрузки по заданному закону, 4) вынужденное движение валов оператора и нагрузки по заданному закону.

Рабочими являются два первых режима. Причем в первом из них обычно проверяется устойчивость системы, когда моментные воздействия на валах оператора и нагрузки равны нулю.

Выполнять синтез регуляторов СДД одновременно с учетом двух указанных режимов работы не представляется возможным, поскольку динамика систем в этих режимах описывается различными дифференциальными уравнениями. Однако необходимо, чтобы полученный регулятор во всех режимах обеспечивал требуемые качественные показатели. В связи с этим возникает задача выбора такого режима работы, чтобы синтезированный для данного режима регулятор гарантировал бы необходимые качественные показатели и при работе в других режимах.

Поскольку в дальнейшем синтез СДД будет осуществляться на основе квадратичного критерия, то для минимизации ошибок системы по положению e_a и моменту sS_i их необходимо включить в функционал. Для режима движения валов оператора и нагрузки под действием внешних моментов удастся сформировать лишь величину sa [1 17, 157]. В связи с этим синтезированный для данного режима регулятор будет минимизировать только ошибку e_a . Режим вынужденного движения вала оператора по заданному закону позволяет включить в функционал качества и e_a , и \dot{e}_a . Это обеспечивает их одновременную минимизацию. Таким образом, при синтезе СДД необходимо выбирать именно второй режим, а после синтеза проверять работу системы в других режимах.

Ввиду многорежимности работы дистанционно управляемых МР задача синтеза систем ДСД решается в несколько этапов. На первом этапе вычисляются показатели качества и определяется устойчивость линейной системы [13,24,37,38]. Затем синтезируется КУП исходя из обеспечения апериодических переходных процессов без наложенных внешних связей, и исследуется влияние сухого трения и нелинейностей типа " упор " на динамику синтезированного привода. Вопросы исследования и синтез сепаратных позиционных приводов, в которые выводится система ДСД при вынужденном движении ЗУ по заданному закону, рассмотрены во второй главе учебного пособия.

При синтезе необратимых систем ДСД имеется некоторая специфика синтеза переходных процессов, связанная с особенностями экспоненциальной линеаризации ввиду наличия двух нелинейностей - ЭПЗН и динамического передаточного отношения СМП.

Рассмотрим синтез параметров необратимой системы из условия получения переходного процесса вида

$$\left. \begin{aligned} U\varepsilon &= a\psi \cdot M'_2; \\ M'_2 &= a_x \cdot M_2 = a_x \cdot x_0 \cdot e^{-\alpha t_{пер}} \leq \Delta x; \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

при реакции на начальное рассогласование.

Здесь, ΔX - допустимая ошибка (амплитуда процесса в момент времени $t = t_{пер}$); $t_{пер} \leq 0,2$ с. - длительность переходного процесса из условия естественности работы оператора; $\alpha = -5 \ln x_0 / \Delta x$ - доминирующий корень, принадлежащий области отрицательных действительных корней характеристического уравнения системы, определяемой из требуемого быстродействия системы $t_{пер} \leq 0,2$ с; $U\varepsilon, M_2$ - сигналы на выходе ЭПЗН и χ ; $a\psi, a_x$ - коэффициенты экспоненциальной линеаризации ЭПЗН и χ .

При отсутствии внешних воздействий входная координата ЭПЗН изменяется по закону

$$M_2(t) = X_0(A_3 e^{-\alpha t} + B_3 e^{x_1 t} + C_3 e^{x_2 t}),$$

$$\text{где } A_3 = A_2 J_H \alpha^2; \quad B_3 = B_2 J_H X_1^2; \quad C_3 = C_2 J_H X_2^2.$$

Следовательно

$$U\varepsilon = \begin{cases} (K_{\partial m} = K_{\partial m1} = K_{\partial m2}) X_0 e^{-\alpha t} \equiv M'_2 M_2 < 0; \\ K_{\partial m} X_0 [(1 - A_3) e^{-\alpha t} - B_3 e^{x_1 t} - C_3 e^{x_2 t}] \equiv \\ \equiv M'_2 M_2 > 0 \wedge |M'_2| > |M_2|; \\ 0 \equiv M'_2 M_2 > 0 \wedge |M'_2| < |M_2|. \end{cases} \quad (3.17)$$

Тогда коэффициент экспоненциальной линеаризации ЭПЗН, исходя из условия (3.14), определяется выражением [20,41].

Моменты переключения ЭПЗН $V_i = H_j$; $V_j = H_i$ определяются численно по ранее изложенной методике. Выражения для $a\psi$ на отдельных отрезках определяется в аналитической форме. Интегрирование проводится на конечном допустимой ошибки

$$M'_2(T_{\max}) \leq \Delta M'_2.$$

при определении коэффициентов экспоненциальной линеаризации динамического передаточного отношения СМП как и в случае

ЭПЗН заменим при интегрировании верхний предел ∞ конечной величины T_{\max} и перейдем к сумме интегралов на участках, где режим работы СМП остается неизменным. Тогда,

$$a_x = \frac{2\alpha}{X_0} \int_0^{\infty} M'_2(t) e^{-\alpha t} dt = \frac{2\alpha}{X_0} \left[\sum_{n=1}^r \int_{H_n}^{B_n} \frac{1}{\eta U} M'_2(t) e^{-\alpha t} dt + \sum_{m=1}^p \int_{H_m}^{B_m} -\frac{|\mu|}{U} M'_2(t) e^{-\alpha t} dt \right].$$

В силу (6.1) полученное выражение запишем в следующем виде

$$a_x = \frac{1}{\eta U} \sum_{n=1}^r (e^{-2\alpha H_n} - e^{-2\alpha B_n}) + \frac{|\mu|}{U} \sum_{m=1}^p (e^{-2\alpha B_m} - e^{-2\alpha H_m}), \quad (3.18)$$

Для необратимой системы ДСД при линейной управлении двигателем КОС координата $M_2(t)$ изменяется по закону (3.16), а $M_1(t)$ по закону [40]

$$M_1(t) = X_0 (A_4 e^{-\alpha t} + B_4 e^{x_1 t} + C_4 e^{x_2 t} + D_4 e^{x_3 t} + E_4 e^{x_4 t}),$$

где

$$A_4 = \frac{K_y (1 - A_3) K_M K_{DM}}{T_y T_y R_y (\alpha + X_3)(\alpha + X_4)}; \quad B_4 = \frac{-K_y K_M K_{DM} B_3}{T_y T_y R_y (X_1 - X_3)(X_1 - X_4)};$$

$$C_4 = \frac{-K_y K_M K_{DM} C_3}{T_y T_y R_y (X_2 - X_3)(X_2 - X_4)}; \quad D_4 = \frac{K_y K_M}{T_y T_y R_y} \left[\frac{A_4}{(X_3 + \alpha)(X_3 - X_4)} + \right.$$

$$\left. + \frac{B_4}{(X_3 - X_1)(X_3 - X_4)} + \frac{C_4}{(X_3 - X_2)(X_3 - X_4)} \right];$$

$$E_4 = \frac{K_y K_M}{T_y T_y R_y} \left[\frac{A_4}{(X_4 + \alpha)(X_4 - X_3)} + \frac{B_4}{(X_4 - X_1)(X_4 - X_3)} + \frac{C_4}{(X_4 - X_2)(X_4 - X_3)} \right].$$

Коэффициент экспоненциальной линеаризации динамического передаточного отношения СМП обратимой и необратимой системы ДСД определяется одним выражением (3.18).

Коэффициент экспоненциальной линеаризации (3.17) и (3.18) получены из условия монотонности переходных процессов в КОС и КУП при обработке системой ДСД начального рассогласования.

Если в качестве переходной характеристики КУП принять характеристику с перерегулированием, то коэффициент $a\psi$ будет определяться следующим выражением

$$\begin{aligned}
a\psi = A'_3 & \left[\sum_{i=1}^m (e^{-2\alpha H_j} - e^{-2\alpha B_j}) + \frac{2\alpha b_2}{b_1^2} \sum_{j=1}^m \{ [e^{b_2 B_j} \cdot \sin(\omega B_j + \beta_1) - \right. \\
& - e^{b_1 H_j} \cdot \sin(\omega H_j + \beta_1)] (B_7 b_1 + B_8 \omega) + [e^{b_1 B_j} \cdot \cos(\omega B_j + \beta_1) - \\
& - e^{b_1 H_j} \cdot \sin(\omega H_j + \beta_1)] (B_8 b_1 - B_7 \omega) + [e^{b_1 B_j} \cdot \cos(\omega B_j + \beta_2) - \\
& - e^{b_1 H_j} \cdot \cos(\omega H_j + \beta_2)] (B_{10} b_1 + B_9 \omega) + [e^{b_1 B_j} \cdot \sin(\omega B_j + \beta_2) - \\
& \left. - e^{b_1 H_j} \cdot \sin(\omega H_j + \beta_2)] (B_9 b_1 + B_{10} \omega) \right\}
\end{aligned}$$

где H_j, B_j - момент переключения ЭПЗН;

$$1. \left. \begin{aligned} A'_3 &= K_{\text{дм}} (1 - A'_2); \\ B_i &= -K_{\text{дм}} B'_{i-4} (i = 7, \dots, 10); \end{aligned} \right\} \equiv M_2 M'_2 > 0 \wedge |M_2| < |M'_2|;$$

$$2. \left. \begin{aligned} A'_3 &= K_{\text{дм}}; \\ B_7 = B_8 = B_9 = B_{10} &= 0; \end{aligned} \right\} \equiv M_2 M'_2 < 0;$$

$$3. A'_3 = B_7 = B_8 = B_9 = B_{10} = 0 \equiv M_2 M'_2 > 0 \wedge |M_2| > |M'_2|;$$

$$A'_2 = \alpha^2 J_H A'_1; \quad K' = K (J_{\text{оп}} \cdot \alpha^2 T)^{-1};$$

$$A'_1 = \frac{K}{(d + \alpha)^2 + \omega^2}; \quad b_1 = d - \alpha;$$

$$b_2 = \frac{(d - \alpha)^2}{(d - \alpha)^2 + \omega^2}; \quad d = -\frac{1}{2T};$$

$$\beta_1 = -\text{arctg} \frac{\omega}{d}; \quad \beta_2 = -\text{arctg} \frac{\omega}{\omega + \alpha}.$$

Выражение коэффициент экспоненциальной линеаризации динамического передаточного отношения СМП при колебательных переходных режимах в ИСС, имеют такой вид, как и в случае монотонных процессов (3.18). Однако, численность значения коэффициентов будут различными, поскольку в результате возможного изменения характера сигнала $M_1(t)$ при наличии колебаний в КУП могут изменяться режимы работы СМП, а следовательно, и значения моментов переключения B, H функции χ . Режимы работы СМП в течение переходного процесса определяется законом изменения координаты $M_1(t)$

$$\begin{aligned}
M_1(t) = X_0 \{ & A'_5 e^{-\alpha t_i} + F_7 e^{x_6 t_i} + e^{dt_i} [B_{13} \sin(\omega t_i + \beta_3) + \\
& + B_{14} \sin(\omega t_i + \beta_4)] + e^{x_3 t_i} (D + D_1 t_i) \} + M_1^0(t_i),
\end{aligned}$$

где

$$A'_5 = \frac{A'_4 b_3}{(X_4 + \alpha)} + C_7; \quad A'_4 = A'_3 e^{-\alpha T_i}; \quad b_3 = \frac{K_y K_M}{T_y T_y R_{\text{я}}};$$

$$C_7 = -\frac{b_4 C_6}{\alpha + X_4}; \quad C_6 = \frac{K \omega U \alpha e^{-\alpha T_i}}{\alpha + X_6} (A_1 + \alpha + X_6 - b_T^{-1});$$

$$F_7 = \frac{b_4 F_6}{X_6 - X_4}; \quad F_6 = -\frac{K \omega U \alpha e^{x_6 T_i}}{b_T (\alpha + X_6)}; \quad B_{13} = \frac{b_3 (B_{11} - d B_{12})}{\omega [(d - X_3)^2 + \omega^2]};$$

$$B_{11} = e^{d T_i} \omega [B_7 \cos(\omega T_i + \beta_1) - B_8 \sin(\omega T_i + \beta_1) + B_9 \cos(\omega T_i + \beta_2) - B_{10} \sin(\omega T_i + \beta_2)];$$

$$B_{12} = e^{d T_i} [B_7 \sin(\omega T_i + \beta_1) + B_8 \cos(\omega T_i + \beta_1) + B_9 \cos(\omega T_i + \beta_2) + B_{10} \sin(\omega T_i + \beta_2)];$$

$$\beta_3 = -2 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{d - X_3}; \quad \beta_4 = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{d} + \beta_3;$$

$$B_{14} = \frac{b_3 B_{12} \sqrt{\omega^2 + d^2}}{\omega [(d - X_3)^2 + \omega^2]};$$

$$D = -A'_5 - C_7 - F_7 + \frac{b_3 (d - X_3) [2B_{11} - B_{12} (d - X_3)] + b_3 \omega^2 B_{12}}{[(d - X_3)^2 + \omega^2]^2};$$

$$D_1 = \frac{A'_4 b_3}{X_3 + \alpha} + \frac{b_3 [B_{11} - B_{12} (d - X_3)]}{(d - X_3)^2 + \omega^2};$$

$$M_1^0(t_i) = e^{x_3 t_i} \{M_1^0(T_i) + t_i [M_1^0(T_i)] - X_3 M_1^0(T_i)\}.$$

Для расчета коэффициентов $a\psi$ и a_x составлена программа, которая оформлена в виде процедуры `linea (X, Y, eps, dt)`. процедура может быть использована для линеаризации систем, динамика которых определяется исходной системой нелинейных дифференциальных уравнений с произвольным значением параметров. Точность расчетов характеризуется интервалом интегрирования (`eps`) и шагом счета (`dt`) [41].

Так коэффициенты $a\psi$ и a_x не зависят от начального рассогласования X_0 , то форма сигналов на выходе ЭПЗН и χ и их эквивалентные передаточные функции

$$W\psi(\lambda) = a\psi; \quad W_x(\lambda) = a_x$$

не зависят от величины входного сигнала.

Следовательно, характеристические уравнения линеаризованных систем являются уравнениями с постоянными коэффициентами, а характер переходных процессов в системах ДСД при линейном управлении двигателем КОС не зависит от начальных условий.

Чтобы обеспечить переходной процесс в системе, близкий к виду (6.1) задаем значение доминирующего действительного корня характеристического уравнения равное $\lambda = -\alpha$. Будем полагать, что остальные корни расположены в левой полуплоскости на значительном расстоянии от доминирующего и не оказывают существенного влияния на вид переходного процесса, в силу быстроты затухания определяемых ими составляющих переходного процесса.

Решая характеристические уравнения систем ДСД при $\lambda = -\alpha$ найдем, что желаемый вид переходного процесса можно получить, если коэффициент усиления K_u КОС обратимой системы равен 89, а необратимой системы - 96.

Результаты синтеза проверяются построением переходного процесса в синтезированной системе и сравнением сигнала, задаваемого на входе нелинейности, с аналогичным сигналом, полученным после синтеза. Если синтезированная система не отвечает требуемым показателям качества, то при линеаризации следует учесть большее число членов аппроксимирующего ряда и определяя варьируемые параметры, задать более детальное распределение корней характеристического уравнения, определяющих составляющие переходного процесса.

Используя линеаризацию нелинейных уравнений, основанную на аппроксимации функций экспоненциальными полиномами, решим задачу синтеза систем ДСД при постоянных внешних воздействиях.

При действии внешних возмущений переменные системы содержат две составляющих

$$X(t) = X_{уст}(t) + X_{nep}(t) = X_0 + Ae^{-\alpha t}. \quad (3.19)$$

Раскладывая нелинейную функцию $y = F(x)$ в ряд по экспоненциальными составляющими, получим

$$y = \sum_{i=1}^N (y_i + d_i e^{-\alpha_i t})$$

Величины y_i , d_i , l_i будем искать исходя их критерия минимума среднеквадратичной ошибки

$$\gamma^2 = \int_0^{\infty} [F(X) - Y]^2 e^{-\beta t} dt = \text{мин.} \quad (3.20)$$

Поскольку определение искомым коэффициентов в общем случае из условия (6.7) связано с большими вычислительными трудностями, будем полагать, что $Li = i\alpha$. Тогда приближенный нелинейный сигнал запишется в виде

$$y = \sum_{i=1}^N (y_i - d_i e^{-\alpha t}).$$

Ограничивать первым членом этого ряда подобно тому, как это делается при гармонической линеаризации, когда ограничиваются первой гармоникой разложения функции в ряд Фурье, получим

$$y = y_0 + de^{-\alpha t} \text{ или } y = y_0 + aAe^{-\alpha t}. \quad (3.21)$$

Это ограничение не принципиально для экспоненциальной аппроксимации и, если приближение окажется слишком грубым, то усложняя выкладки, легко распространить их на случай более точной линеаризации. Если продифференцировать (3.20) по y_0 и a соответственно и приравнять к нулю, получим уравнения, решая которые найдем искомые коэффициенты.

Решая систему уравнений для расчета коэффициентов линеаризации a и y_0 , получим формулы расчета коэффициентов экспоненциальной линеаризации для постоянных внешних воздействий

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{(\alpha + \beta)(2\alpha + \beta)}{A\alpha^2} \left[(\alpha + \beta) \int_0^{\infty} F(x) e^{-(\alpha + \beta)t} dt - \beta \int_0^{\infty} F(x) e^{-\beta t} dt \right]; \\ y_0 &= \frac{\beta(\alpha + \beta)}{\alpha^2} \left[(\alpha + \beta) \int_0^{\infty} F(x) e^{-\beta t} dt - (2\alpha + \beta) \int_0^{\infty} F(x) e^{-(\alpha + \beta)t} dt \right]. \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Коэффициентов линеаризации y_0 и a , определяют соответственно установившуюся и переходную составляющие переменной y линеаризованного дифференциального уравнения нелинейной системы.

Если исходное нелинейное уравнение системы имеет вид $L(\lambda)X + N(\lambda)F(X) = R(\lambda)f(t)$, то при постоянной правой части имеем

$$L(\lambda)X + N(\lambda)F(X) = M_0.$$

Тогда, для приближения вида (3.21) уравнение линеаризованной системы можно записать в формуле двух уравнений для установившихся и переходных составляющих

$$\left. \begin{aligned} L(0)X_0 + N(0)y_0 &= M_0; \\ L(\lambda)X_{nep} + N(\lambda)y_{nep} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

Разделение общего уравнения нелинейной системы на два, для постоянных и переходных составляющих, не означает суперпозиций решений.

Для линеаризации нелинейных функций $\psi(M2', M2)$, $\chi(\text{sgn } M1 M2)$ и получения системы уравнений (3.23) выделим вынужденную и переходную составляющие координат системы ДСД. При постоянном управляющем воздействии Моп зададим закон изменения координаты $M2(t)$ на входе нелинейных элементов в виде

$$M_2(t) = M_{2ycm}(t) + M_{2nep}(t) = X_0 + Ae^{-\alpha t}. \quad (3.24)$$

Если сигнал $U\varepsilon(t)$ на выходе ЭПЗН запишем в виде

$$U\varepsilon(t) = A_4e^{-\alpha t} + B_4e^{x_1t} + C_4e^{x_2t} + U\varepsilon^0,$$

то при линеаризации нелинейной функции ψ ЭПЗН будем полагать, что координата $U\varepsilon(t)$ изменяется по закону

$$\tilde{U}\varepsilon(t) = U_0 + a\psi Ae^{-\alpha t},$$

где коэффициентов линеаризации U_0 и $a\psi$ определяют по формулам (6.9). Рассчитывая моменты переключения нелинейного звена по ранее рассмотренной методике, получаем выражение коэффициента $a\psi$, определяющего переходную составляющую сигнала $U\varepsilon(t)$

$$\begin{aligned} a\psi &= \sum_{i=1}^N \left\{ a_1 \int_{Hi}^{Bi} (A_4e^{-\alpha t} + B_4e^{x_1t} + C_4e^{x_2t} + U\varepsilon^0) e^{-(\alpha+\beta)t} dt + \right. \\ &+ a_2 \int_{Hi}^{Bi} (A_4e^{-\alpha t} + B_4e^{x_1t} + C_4e^{x_2t} + U\varepsilon^0) e^{-\beta t} dt \left. \right\} = \sum_{i=1}^N [A_5(e^{-(2\alpha+\beta)Bi} - \\ &- e^{-(2\alpha+\beta)Hi}) + B_5(e^{(x_1-\alpha-\beta)Bi} - e^{(x_1-\alpha-\beta)Hi}) + \\ &+ C_5(e^{(x_2-\alpha-\beta)Bi} - e^{(x_2-\alpha-\beta)Hi}) + A_6(e^{-(\alpha+\beta)Bi} - e^{-(\alpha+\beta)Hi}) + \\ &+ B_6(e^{(x_1-\beta)Bi} - e^{(x_1-\beta)Hi}) + C_6(e^{(x_2-\beta)Bi} - e^{(x_2-\beta)Hi}) + K_6(e^{-\beta Bi} - e^{-\beta Hi})], \end{aligned} \quad (3.25)$$

где

$$a_1 = \frac{(\alpha + \beta)^2(2\alpha + \beta)}{A\alpha^2}; \quad a_2 = \frac{\beta(\alpha + \beta)(2\alpha + \beta)}{A\alpha^2};$$

$$A_5 = \frac{-a_1A_4}{2\alpha + \beta}; \quad B_5 = \frac{a_1B_4}{x_1 - \alpha - \beta}; \quad C_5 = \frac{a_1C_4}{x_2 - \alpha - \beta};$$

$$A_6 = -\frac{a_2A_4 + a_1U\varepsilon^0}{\alpha + \beta}; \quad B_6 = \frac{a_2B_4}{x_1 - \beta}; \quad C_6 = \frac{a_2C_4}{x_2 - \beta}; \quad K_6 = -\frac{a_2U\varepsilon^0}{\beta};$$

N_i, V_i -нижняя и верхняя границы 1-го линейного участка функции $\psi(M_2', M_2)$.

Для определения коэффициентов линеаризации динамического передаточного отношения СМП найдем предварительно закон изменения координаты $M_1(t)$ при $x_3 = x_4 = 1/T_3$

$$M_1(t) = A_4e^{-\alpha T_i} [A_7e^{-\alpha t_i} + (D + D_1 t_i)e^{x_3 t_i}] + B_4e^{x_1 T_i} [B_7e^{x_1 t_i} + (D_2 + D_3 t_i)e^{x_3 t_i}] +$$

$$+ C_4e^{x_2 T_i} [C_7e^{x_2 t_i} + (D_4 + D_5 t_i)e^{x_3 t_i}] + K[e^{x_3 t_i}(x_3 t_i - 1) + 1] + M_1^0(t_i) + M_E(t_i),$$

где

$$A_7^* = \frac{b_3}{(X_3 + \alpha)^2}; \quad D = -A_7^*; \quad D_1 = A_7^*(X_3 + \alpha);$$

$$B_7^* = \frac{b_3}{(X_3 + X_1)^2}; \quad D_2 = B_7^*; \quad D_3 = B_7^*(X_3 - X_1);$$

$$C_7^* = \frac{b_3}{(X_3 + X_2)^2}; \quad D_4 = -C_7^*; \quad D_5 = C_7^*(X_3 - X_2);$$

$$K_0^* = \frac{b_3 U \varepsilon^0}{X_3^2}; \quad M_E(t_i) = \frac{K_M}{R_{я} T_3} [A_6'(e^{x_4 t_i} - e^{-\alpha t_i}) +$$

$$+ K_1^* e^{x_4 t_i} + F_1(e^{x_4 t_i} - e^{x_6 t_i})];$$

$$A_6' = \frac{e^{-\alpha T_i} \cdot U \cdot K \omega \cdot \alpha}{(\alpha + X_4)} \left[A_1 + \frac{A}{b_T(\alpha + X_6)} \right]; \quad K_1^* = -U \cdot K \omega \cdot K_0^* \cdot e^{x_4 T_i};$$

$$F_1 = \frac{e^{x_6 T_i} \cdot U \cdot K \omega \cdot X_6}{(X_4 - X_6)} \left[\frac{A}{b_T(\alpha + X_6)} + \frac{X_0}{b_T X_6} \right].$$

Тогда коэффициентов линеаризации динамического передаточного отношения χ , определяющий переходную составляющую координаты M_2 , будет равен [41]

$$\begin{aligned}
a_x = & \sum_{l=1}^n \left[a_1 \int_{Hl}^{Bl} M'_2(t) e^{-(\alpha+\beta)t} dt + a_2 \int_{Hl}^{Bl} M'_2(t) e^{-\beta t} dt \right] + \sum_{j=1}^k \left[a_1 \int_{Hj}^{Bj} M'_2(t) \cdot \right. \\
& \cdot e^{-(\alpha+\beta)t} dt + a_2 \int_{Hj}^{Bj} M'_2(t) e^{-\beta t} dt \left. \right] = \frac{1}{\eta U} \sum_{l=1}^n \left\{ a_1 \left[\frac{X_0}{\alpha + \beta} \left(e^{-(\alpha+\beta)Hl} - \right. \right. \right. \\
& \left. \left. \left. - e^{-(\alpha+\beta)Bl} \right) + \frac{A}{2\alpha + \beta} \left(e^{-(2\alpha+\beta)Hl} - e^{-(2\alpha+\beta)Bl} \right) \right] + a_2 \left[\frac{X_0}{\beta} \left(e^{-\beta Hl} - e^{-\beta Bl} \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. + \frac{A}{\alpha + \beta} \left(e^{-(\alpha+\beta)Hl} - e^{-(\alpha+\beta)Bl} \right) \right] \right\} - \frac{|\mu|}{U} \sum_{j=1}^k \left\{ a_1 \left[\frac{X_0}{\alpha + \beta} \left(e^{-(\alpha+\beta)Hj} - e^{-(\alpha+\beta)Bj} \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. + \frac{A}{\alpha + \beta} \left(e^{-(2\alpha+\beta)Hj} - e^{-(2\alpha+\beta)Bj} \right) \right] + a_2 \left[\frac{X_0}{\beta} \left(e^{-\beta Hj} - e^{-\beta Bj} \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. + \frac{A}{\alpha + \beta} \left(e^{-(\alpha+\beta)Hj} - e^{-(\alpha+\beta)Bj} \right) \right] \right\}. \tag{3.26}
\end{aligned}$$

Как следует выражения (3.25) и (3.26) коэффициенты a_{ψ} и a_x зависят от параметров системы ДСД, состояния системы в начальный момент времени и величины постоянных внешних воздействий.

При синтезе параметров необратимой системы нет необходимости решать оба уравнения системы (3.25), поскольку постоянная составляющая X_0 координаты M_2 равна постоянному управляющему сигналу $M_{0п}$, а постоянная составляющая сигнала M_2 на входе ЭПЗН - постоянному внешнему возмущению M_n . Так как второе уравнение в системе (3.25) представляет собой однородное дифференциальное уравнение динамики системы ДСД, то синтез при постоянных внешних воздействиях можно выполнять также как и при начальных рассогласованиях, используя характеристическое уравнение и подбирая его коэффициенты по заданному расположению корней. Следует задавать такое распределение корней характеристического уравнения, которое обеспечивает монотонность переходных составляющих переменных исходной системы дифференциальных уравнений и требуемое быстродействие α . Однако, как упоминалось выше, отличительной чертой характеристического уравнения системы при постоянных внешних воздействиях от режима свободного движения, является зависимость его коэффициентов не только от параметров необратимой системы, но и от величины внешних воздействий и начальных условий. Поэтому пред-

варительно целесообразно оценить, как сильно влияют внешние воздействия на величину коэффициентов линеаризации нелинейных функций. Для системы ДСД проводился анализ влияния внешних факторов ($M_{оп}$, M_n , J_n) на коэффициенты линеаризации ЭПЗН и динамического передаточного отношения СМП. Расчеты показали, что при изменении указанных параметров в пределах $0,1 M_{оп ном.} \leq M_{оп} \leq 10 M_{оп ном.}$; $0,1 M_n ном. \leq M_n \leq 10 M_n ном.$; $0,1 J_n ном. \leq J_n \leq 10 J_n ном.$ коэффициенты и изменяются не более, чем 60 % от их значения в номинальном режиме. Кроме того, значение коэффициентов линеаризации нелинейных функций в режиме работы при постоянных внешних воздействиях отличается на 2 - 4 % от их значений, полученных в режиме свободного положения исполнительного и задающего устройств при начальных рассогласованиях. На основании полученных результатов можно сделать вывод, что в качестве исходного режима системы при синтезе параметров с помощью экспоненциальной линеаризации нелинейностей можно выбрать, как режим начальных рассогласований, так и постоянных внешних воздействий. Спроектированная в этом случае система удовлетворяет требуемому качеству и другим видам движения.

3.4. Анализ динамики и параметрический синтез адаптивных следящих систем двустороннего действия

Обобщенная функциональная схема адаптивной системы ДСД может быть представлена в виде, показанном на рис.3.14.

Задающим воздействием является момент I или сила F , выходная координата-перемещение α или скорость перемещения. Возмущающим воздействием служит моментное воздействие \dot{i}_f складывающиеся из внешнего воздействия \dot{i}_n момента упругих деформации \dot{i}_y и динамического момента $\dot{i}_{\text{дв}} \dot{i}$. Нелинейный блок Ψ обеспечивает различные виды нелинейных силомоментных связей. Логическое переключающее устройство ЛПУ совместно с ключевым элементом КЭ позволяют создать силомоментную обратную связь в виде сухого трения (пассивная обратная связь) или активную обратную связь. Частным случаем подобных приводов являются следящие ЭП МР с полуавтоматическим и копирующим управлением.

$$U_\varepsilon = \psi(U_1 U_2) = \begin{cases} U_2 & \forall U_1 U_2 > 0; \\ U_2 - U_1 & \forall U_1 U_2 < 0 \wedge |U_2| > |U_1|; \\ 0 & \forall U_1 U_2 < 0 \wedge |U_2| < |U_1|. \end{cases} \quad (3.27)$$

Если под $M_{\ddot{r}}$ понимать момент прикладываемый оператором, а $M_{\dot{r}}$ - момент создаваемый КОС, то этот ЭП относится к необратимым системам ДСД, которые описываются следующей системой дифференциальных уравнений:

При исследовании периодических колебаний ЭП будем также, как и при анализе адаптивного позиционного ЭП МР, полагать, что:

- линейные части привода обладают свойством фильтра низких частот;

- на привод не действуют внешние воздействия ($M_H = 0, M_{\ddot{r}} = 0, \dot{\alpha}_0 = 0$);

- выполняются условия отсутствия динамического и статического заклинивания;

- координата $M_{31}(t)$ изменяется по гармоническому закону $M_{31}(t) = M_o \sin \omega t = M_\varphi(t)$.

$$\left\{ \begin{array}{l} M_2(t) = [k_{y2} U_\varepsilon(t) - C_{\ddot{\alpha}2} \cdot \ddot{\alpha}_2(t)] k_{\ddot{\alpha}2}, \\ J_2 p_2 \alpha_2(t) = M_2(t) - M_{32}(t), \\ M_{32}(t) = (C_2 + \beta p) [\alpha_{\ddot{r}}(t) - \alpha_2(t) U_2^{-1}], \\ J_{\ddot{r}} p_2 \alpha_{\ddot{r}}(t) = M_{\ddot{r}}(t) - M_{32}(t), \\ p U_{\ddot{\alpha}1}(t) = \{k_1 [\alpha_{\ddot{r}}(t) - \alpha_1(t)] - k_{\dot{\alpha}1} \cdot \dot{\alpha}_1(t)\} k_2, \\ M_1(t) = [U_{\ddot{\alpha}1}(t) - C_{\ddot{\alpha}1} \cdot p \alpha_1(t)] k_{\ddot{\alpha}1}, \\ J_1 p^2 \alpha_1(t) = M_1(t) - \chi M_{31}(t), \\ M_2(t) = M_H(t) + J_H p^2 \alpha_H(t) = (C_1 + \beta_1 p) [\alpha_1(t) U_1^{-1} - \alpha_H(t)], \\ p_2 \alpha_H(t) = [p \alpha_H(t) - p \alpha_H(t)] k_3, \\ k_2 = k_2^H \cdot y, \\ y = F(z) = \begin{cases} Z_{\min}, & \forall Z < Z_{\min}; \\ Z, & \forall Z_{\min} < Z < Z_{\max}; \\ Z_{\max}, & \forall Z_{\max} < Z, \end{cases} \\ Z = \{U_1 J_1 + \chi_1 [M_{31}(t) - M_H(t)] [p_2 \alpha_H(t)^{-1}]\} k_4, \\ U_\varepsilon(t) = \psi(M_{31}, M_{32}). \end{array} \right. \quad (3.28)$$

Исследуемый ЭП относится к нелинейным системам второго класса и характеризуется теми же особенностями. В КУП можно выделить два нелинейных звена: эквивалентное нелинейное звено (выделено на рис.3.26 пунктиром) и динамическое передаточное отношение СМП. Эти нелинейные звенья и ЭПЗН разделены линейными частями привода, обладающим свойством фильтра низких частот. Поэтому для исследования автоколебаний в приводе можно применить обычные методы линеаризации нелинейных звеньев в системах второго класса.

Выходная координата динамического передаточного отношения СМП будут изменяться во времени по следующему закону

$$\dot{\alpha}_2(t) = \chi M_2(t) = \begin{cases} (\eta_{i0} U)^{-1} M_0 \sin \omega t, & \forall M_3 \dot{\alpha}_1 < 0, \\ -|\eta_{i0}| U^{-1} M_0 \sin \omega t, & \forall M_3 \dot{\alpha}_1 > 0. \end{cases}$$

Линеаризуя эквивалентное нелинейное звено предположим, что координата $\alpha_o(t)$ также изменяется по гармоническому закону

$$\alpha_o(t) = \alpha_o^0 \cdot \sin(\omega t + \varphi). \quad (3.29)$$

Для отыскания коэффициентов гармонической линеаризации эквивалентного нелинейного звена найдем закон изменения координаты на его выходе. С этой целью рассмотрим структурную схему автономной подсистемы (рис.3.14) при условии, что постоянные времени цепей управления и электрические постоянные времени двигателей малые величины более высокого порядка чем механические постоянные времени. Согласно структурной схеме координату на выходе эквивалентного нелинейного звена можно выразить через входную координату $\alpha_o(t)$ и момент в зацеплении СМП $M_\zeta(t)$ с помощью следующей системы дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} X_1(t) = [\alpha_o(t) - \alpha_H(t)]k_1 - k_{T1} \dot{\alpha}_1(t), \\ X_2(t) = X_1(t)k_2^H \cdot y, \\ y = \begin{cases} Z_{\min}, & \forall Z < Z_{\min}; \\ Z, & \forall Z_{\min} < Z < Z_{\max}; \\ Z_{\max}, & \forall Z_{\max} < Z, \end{cases} \\ Z(t) = \left\{ UJ_1 + \chi M_3(t) \left[\alpha_H(t) \frac{k_3 \cdot p}{p + k_3} \right]^{-1} \right\} \cdot k_4 \end{cases} \quad (3.30)$$

Решая (3.30) относительно $X_2(t)$, получим

$$X_2(t) = \alpha_0(t)k_1k_4y(t) - M_3(t)(J_H p^2)^{-1}k_1k_2y(t) - [M_3(t)(c_1 + bp)^{-1} + M_3(t)(J_H p^2)^{-1}]Upk_{\dot{\alpha}}k_2y(t)$$

Из последнего следует, что сигнал на выходе ЭНЗ при изменении $\alpha_0(t)$ по закону (3.29) можно представить в виде алгебраической суммы двух нелинейных функций переменных α_0 и \dot{I}_3 соответственно

$$X_2(t) = F_2(\alpha_0) - F_1(M_3). \quad (3.31)$$

Выполняя несложные преобразования, окончательные выражения для функций F_1 и F_2 представим в виде

$$F_1(M_3) = \begin{cases} k_2 Z_{\min} M_0 R \sin(\omega t + p), \quad \forall Z < Z_{\min}, \\ k_2 \left\{ U_1 J_1 + J_H \sqrt{k_3^2 + \omega^2} \cdot \sin \omega t [\eta_{i\dot{O}} U_1 k_3 \cdot \cos(\omega t + \xi)]^{-1} \right\} \\ M_0 R \cdot \sin(\omega t + \rho), \quad \forall Z_{\min} < Z < Z_{\max} \wedge M_3 \cdot \dot{\alpha}_1 > 0, \\ k_2 \left\{ U_1 J_1 - J_H |\eta_{i\dot{O}}| \sqrt{k_3^2 + \omega^2} \cdot \sin \omega t [U_1 k_3 \cdot \cos(\omega t + \xi)]^{-1} \right\} \\ M_0 R \cdot \sin(\omega t + \rho), \quad \forall Z_{\min} < Z < Z_{\max} \wedge M_3 \cdot \dot{\alpha}_1 < 0, \\ k_2 Z_{\max} M_0 R \sin(\omega t + p), \quad \forall Z_{\max} < Z, \end{cases} \quad (3.32)$$

$$F_2(\alpha_0) = \begin{cases} K_1 K_2 \alpha_0^0 \cdot \sin(\omega t + \varphi) Z_{\min}, \quad \forall Z < Z_{\min}, \\ K_1 K_2 \alpha_0^0 \cdot \sin(\omega t + \varphi) \{ U J_1 + J_H \sqrt{k_3^2 + \omega^2} \cdot \sin \omega t [\eta_{i\dot{O}} U_1 k_3 \times \\ \times \cos(\omega t + \xi)]^{-1} \}, \quad \forall Z_{\min} < Z < Z_{\max} \wedge M_3 \cdot \dot{\alpha}_1 > 0, \\ K_1 K_2 \alpha_0^0 \cdot \sin(\omega t + \varphi) \{ U J_1 + J_H |\eta_{i\dot{O}}| \sqrt{k_3^2 + \omega^2} \cdot \sin \omega t [U k_3 \times \\ \times \cos(\omega t + \xi)]^{-1} \}, \quad \forall Z_{\min} < Z < Z_{\max} \wedge M_3 \cdot \dot{\alpha}_1 < 0, \\ K_1 K_2 \alpha_0^0 \cdot \sin(\omega t + \varphi) Z_{\max}, \quad \forall Z_{\max} < Z, \end{cases}$$

При этом нелинейности $F_1(M_3)$ и $F_1(\alpha_0)$ оказываются разделенными линейной частью ЭП, удовлетворяющей условию фильтра низких частот и, следовательно, могут быть линеаризованы каждая по отдельности. Раскладывая в ряд Фурье функции F_1 и F_2 , найдем выражения для коэффициентов гармонической линеаризации соответствующих нелинейностей по первой гармонике.

Коэффициенты гармонической линеаризации $q_2(\omega)$, $q_2'(\omega)$, $q_3(\omega)$, $q_3'(\omega)$ не зависят от амплитуды установившихся периодических движений в приво-

де и определяются ее параметрами и частотой ω . Таким образом, ЭПЗН в ЭП и сам привод в целом являются псевдолинейными.

Анализируя полученные результаты, можно отметить, что выражения, приведенные в [32,34], эквивалентны выражениям для определения коэффициентов гармонической линейзации ЭНЗ. При этом эквивалентные амплитудная и фазовая частотные характеристики нелинейности $F_2(t)$ будут иметь вид, представленный на рис.3.18.

Так как в качестве независимой переменной в выражениях коэффициентов гармонической линейзации $q_3(\omega)$ и $q_3'(\omega)$ входит фазовый сдвиг линейризованного ЭП, изменяющийся в функции частоты периодических движений и параметров привода, то определить их значения непосредственно по аналитическим выражениям нельзя. Для расчета воспользуемся следующей методикой.

Найдем выражения для аргумента φ передаточной функции линейризованного привода. После подстановки в полученное равенство $q_2(\omega)$ и $q_2'(\omega)$ и выражений для $q_3(\omega)$ и $q_3'(\omega)$ получим трансцендентное уравнение, решением которого для каждой конкретной частоты ω_i является значение фазового сдвига φ_i линейризованного привода. Подставляя найденное таким образом φ_i , вычисляются значения коэффициентов $q_3(\omega_i)$ и $q_3'(\omega_i)$ для той же ω_i . Для определения характера изменения $q_3(\omega_i)$ и $q_3'(\omega_i)$ необходимо повторить описанную выше процедуру для разных частот ω_i .

Согласно структурной схеме передаточная функция линейризованного ЭП имеет вид:

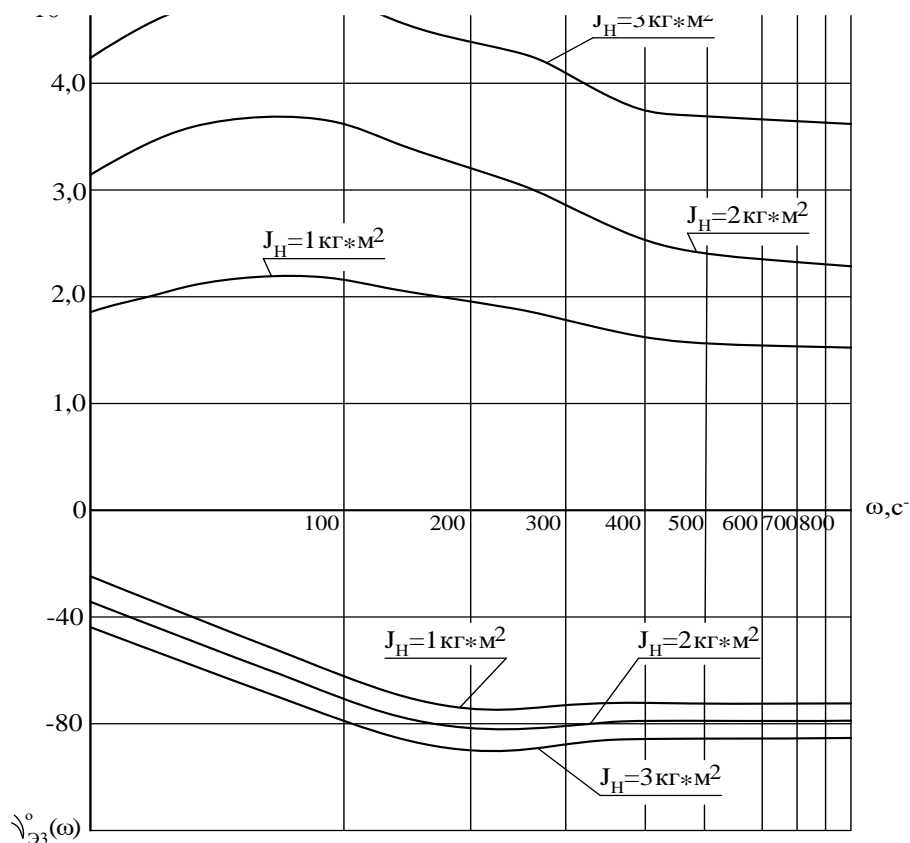


Рис.3.18. Эквивалентные амплитудная и фазовая частотные характеристики нелинейности F_2

Подставляя в (3.32) $p = j\omega$, фазовый сдвиг переменной $\alpha_{ii}(t)$ определим как аргумент обратной передаточной функции линеаризованного привода

$$\varphi = \text{Arg } W_E^{-1}(j\omega) = \text{Arctg } \frac{\text{Im } W_E^{-1}(j\omega)}{[\text{Re } W_E^{-1}(j\omega)]^{-1}}. \quad (3.33)$$

Используя описанную выше процедуру определим коэффициенты $q_3(\omega)$ и $q_3'(\omega)$.

Графики коэффициентов гармонической линеаризации $q_3(\omega_i)$ и $q_3'(\omega_i)$ и соответствующие эквивалентные амплитудная и фазовая частотные характеристики приведены на рис/ 3.18.

Элемент с переменной зоной нечувствительности является логическим устройством, выходной сигнал которого изменяется в функции двух входных переменных $U_1 = M_{31}(t)$ и $U_2 = M_{32}(t)$. Для линеаризации записывается уравнение кривой на входе ЭПЗН в пределах одного по-

лупериода [31]. С этой целью, используя передаточные функции линейных звеньев и линеаризованного привода в целом, находятся выражения для входных переменных ЭПЗН в функции времени.

Из характеристики ЭПЗН (3.33) следует, что изменение выходного сигнала происходит в те моменты времени t_i , в которые изменяет знак один из входных сигналов или входные сигналы совпадают по абсолютной величине.

Моменты переключения ЭПЗН равны:

$$\begin{cases} \psi_1 = 0 \pm K\pi, \\ \psi_2 = \text{Arctg } J\omega_2 \alpha_{\text{н}}^{-1} \sin \varphi (M - J\omega_2 \alpha_0 \cos \varphi)^{-1} \pm K\pi, \\ \psi_3 = -\varphi \pm K\pi, \end{cases}, \quad (3.34)$$

где $K = 0, 1, 2, \dots$

Положив в выражения (3.34) $K = 0$, найдем с учетом временных диаграмм изменения $M_{32}(t)$ и $M_{31}(t)$, закон изменения выходной координаты ЭПЗН в течении одного полупериода:

$$U_{\varepsilon}(t) = \begin{cases} M_0 \sin \omega t + J\omega^2 \alpha_0 \sin(\omega t + \varphi), & \forall 0 < \omega t < \psi_2, \\ 0, & \forall \psi_2 < \omega t < \psi_3, \\ J\omega^2 \alpha_0 \sin(\omega t + \varphi), & \forall \psi_3 < \omega t < \pi. \end{cases}$$

Разложим в ряд Фурье полученную функцию

$$U_{\varepsilon}(t) = q_4 \sin \omega t + q_4' \cos \omega t + \dots$$

Отбрасывая высшие гармоники, найдем выражения для коэффициентов гармонической линеаризации $q_4(\omega, M_0)$ и $q_4'(\omega, M_0)$

$$\begin{cases} q_4(\omega, M_{32}') = \frac{1}{\pi M_{32}'} \int_0^{2\pi} U_{\varepsilon}(t) \sin \psi d\psi, \\ q_4'(\omega, M_{32}') = \frac{1}{\pi M_{32}'} \int_0^{2\pi} U_{\varepsilon}(t) \cos \psi d\psi \end{cases} \quad (3.35)$$

где $M_{32}' = J\omega_2 \alpha_0$, $\psi = \omega t$.

При вычислении коэффициентов гармонической линеаризации q_4 и q_4' интегралы в выражениях (3.48) на интервале $[0, 2\pi]$ заменим суммой интегралов, вычисляемых на интервалах, в пределах которых сохраняется неизменным состояние ЭПЗН с границами, определяемыми точками переключения (3.47). Выражения для коэффициентов гармонической линеаризации при этом будут иметь вид:

$$q_4(\omega) = 2\pi^{-1} \left[\frac{\psi_2}{2} - \frac{\sin 2\psi_2}{4} - \frac{A \cos \varphi(\psi_2 - \psi_3 + \pi)}{2} - \frac{A \sin(\varphi + 2\psi_2)}{4} + \frac{A \sin(\varphi + 2\psi_3)}{4} \right], \quad (3.36)$$

$$q_4'(\omega) = \frac{2}{\pi} \left[\frac{1 - \cos 2\psi_2}{4} + \frac{A \sin \varphi(\psi_2 - \psi_3 + \pi)}{2} + \frac{A \cos(\varphi + 2\psi_3)}{4} - \frac{A \cos(\varphi + 2\psi_2)}{4} \right], \quad (3.37)$$

Здесь $A = J \cdot \omega^2 |W_E^{-1}(j\omega)|$.

Таким образом, коэффициенты гармонической линеаризации ЭПЗН определяется с учетом выражений для коэффициентов гармонической линеаризации нелинейных звеньев в ЭП. Исследовать аналитически полученные зависимости представляет собой довольно сложную и трудоемкую задачу. Поэтому характер изменения q_4 и q_4' и вид эквивалентных амплитудно-частотной $A_{c4}(\omega)$ и фазочастотной $\nu_{c4}(\omega)$ характеристик ЭПЗН исследуются на ЭВМ.

Анализ полученных результатов показывает: коэффициенты гармонической линеаризации ЭПЗН зависят от частоты и параметров привода, и не зависят от амплитуды периодических движений; изменение момента инерции вызывает соответствующие изменения амплитудной и фазовой частотных характеристик ЭПЗН.

С учетом ранее полученных результатов для коэффициентов гармонической линеаризации нелинейностей в ЭП - это позволяет сделать вывод о том, что при отсутствии внешних воздействий рассматриваемый привод является псевдолинейным и установившиеся периодические движения в ней возможны только при параметрах привода, точно соответствующим колебательной границе устойчивости. Граница области устойчивости определяется с помощью критерия Михайлова, который наиболее удобен при исследовании подобных систем на ЭВМ. Для этого воспользуемся алгоритмом, разработанным [9] для расчета границы области устойчивости линейной или линеаризованного привода в плоскости любых ее двух параметров.

Составляется характеристическое уравнение исследуемой системы при $\dot{I}_f = 0$

$$D(p) = L_3 p^3 + L_2 p^2 + Lp + L_0 p \quad (3.38)$$

Здесь

$$L_1 = U_2(C_2 J_2 + \beta C_{\ddot{A}2} K_{\ddot{A}2}) + J_{\ddot{H}} [C_2 + C_2 K_{\dot{O}2} K_{\ddot{A}2} q_4(\omega)],$$

$$L_2 = U_2(\beta J_2 + J_{OP} C_{D2} \Pi_{D2}) + J_{OP} [\beta + \beta K_{V2} K_{D2} q_4(\omega) + C_2 K_{V2} K_{D2} q_4'(\omega) \omega^{-1}],$$

$$L_3 = U_2 J_{\ddot{H}} J_2 + J_{\ddot{H}} \beta K_{\dot{O}2} K_{\ddot{A}2} q_4'(\omega) \omega^{-1},$$

На рис.3.19 приведены результаты расчетов области устойчивости ЭП с самонастройкой и без самонастройки в функции двух параметров его звеньев (коэффициента усиления $K_{\dot{O}2}$ и момента инерции нагрузки J_H). Расчеты проводились для следующих значений параметров силомоментной обратной связи:

$$K_{Y2}=96; \quad C_{D2}/R_{Y2}=K_{D2}=0,024 \text{ н}\cdot\text{м/рад}; \quad R_{Y2}=1,6 \text{ Ом}$$

$$C_{D2}=0,04; \quad J_2=0,141 \cdot 10^{-5} \text{ кг}\cdot\text{м}^2; \quad J'_{OP}=J_2;$$

$$U_2=400; \quad C_2=120 \text{ н}\cdot\text{м/рад}; \quad V=12 \text{ н}\cdot\text{м/рад}\cdot\text{с}.$$

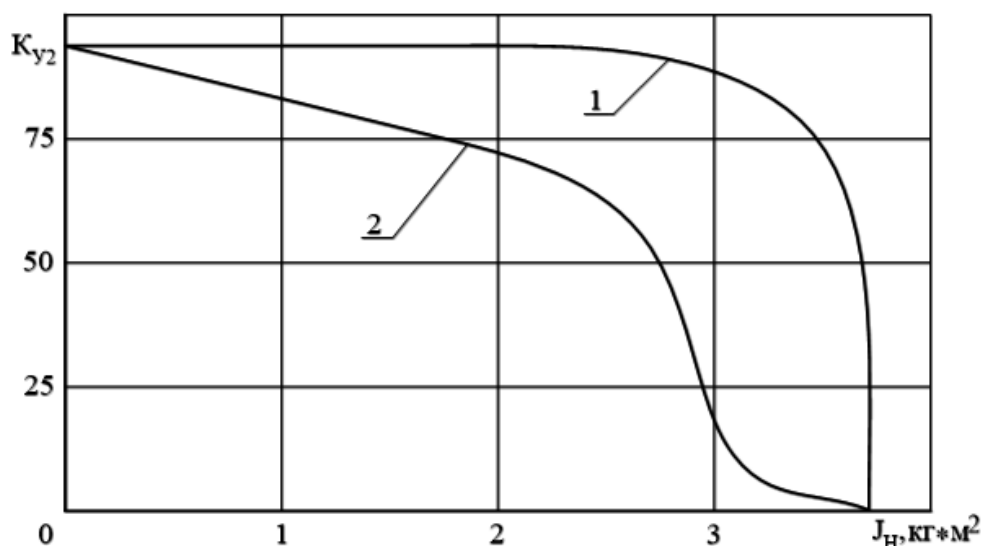


Рис.3.19 Граница области устойчивости необратимой ДСД: 1- с самонастройкой; 2- без самонастройки

Оценку сглаживающих свойств привода выполним по третьей гармонике. для этого вычислим относительные амплитуды третьих гармоник сигналов, действующих на входах нелинейных звеньев.

Так как рассматриваемый привода является псевдолинейным, то выполняется принцип суперпозиции. С учетом этого относительную амплитуду третьей гармоники сигнала, действующего на входах динамического передаточного отношения СМП и нелинейных звеньев F_1 и

F_2 ЭП, определим, складывая векторы, представляющие собой третьи гармоники, порождаемые соответствующими нелинейностями, прошедшие через линейные части системы.

Относительные амплитуды третьих гармоник определялись с использованием алгоритма расчета частотных свойств автоматических систем [9,10]. Результаты расчетов ЭП с данными КУП для робота РТ-20 показали, что относительная амплитуда третьей гармоники составляет менее 10%.

Проблема синтеза рассматриваемых ЭП осложняется высоким порядком дифференциальных уравнений и наличием трех нелинейностей. Поэтому на первом этапе производится синтез подсистем расположенных в канале управления положения и силомоментной обратной связи по выше изложенным методикам.

Затем, в виду псевдолинейности гармонически линеаризованного привода синтез целесообразно проводить частотными методами. Наиболее просто синтез корректирующих устройств, обеспечивающих требуемые показатели качества минимально-фазовых систем, проводится методом ЛЧХ. Синтез проводится исходя из следующих требований к переходному процессу: перерегулирование не должно превышать 20%; длительность переходных процессов $t_n \leq 0,16 c$; коэффициент ошибки на скорости - $C_1 \leq 0,017$.

В виду высокого порядка уравнения и сложного вида дробно-рациональной передаточной функции разомкнутого привода расчет построения ЛЧХ выполняется численными методами. Добротность привода по скорости исходя из условия обеспечения заданной точности равна $\nu = 1/c_1 \approx 60$.

Последовательное корректирующее устройство имеет передаточную функцию

$$W_K(p) = \frac{(1+T_2p)(1+T_3p)}{1+(T_2K+T_3)p+T_2T_3p^2},$$

где $T_2 = 0,015 c$; $T_3 = 0,007 c$; $K = 3,1$.

Качество синтезированного привода исследовалась цифровым моделированием нелинейных дифференциальных уравнений приведенных к нормальной форме Коши.

Анализ полученных результатов показывает, что характер процессов в ЭП не зависит от начальных условий и величины внешних воздействий.

Как уже отмечалось, особенностью работы приводов МР является изменение в широких пределах инерционной составляющей нагрузки. Результаты расчетов переходных процессов в ЭП с настройкой и без настройки параметров, для разных значений момента инерции нагрузки позволяют сделать следующие выводы.

В ЭП без настройки параметров длительность переходных процессов определяется главным образом электромеханической постоянной времени системы. Изменение момента инерции нагрузки существенно сказывается на динамике ЭП, снижает быстродействие и увеличивает колебательность ЭП. Вследствие этого в характере изменения переменных M_{32} и α_0 в режиме под действием внешних моментов в свою очередь усиливает колебания выходной координаты ЭП в переходных режимах. Таким образом, увеличение момента инерции нагрузки существенно сказывается на качестве работ привода: длительность переходных процессов возрастает до (0,8 - 1,2) с, а перерегулирование достигает (25-30)% при увеличении момента инерции нагрузки в (2-3) раза по сравнению с номинальным.

Построение переходных процессов в адаптивном ЭП ПР при тех же значениях момента инерции нагрузки показывает, что увеличение J_H в пределах (2-3) $J_H^{i\bar{m}}$ незначительно влияет на динамические характеристики системы: время регулирования выходной координаты в среднем составляет $0,16 \tilde{n}$, а перерегулирование не превышает (1 - 3)%.

4. АЛГОРИТМЫ И СТРУКТУРЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ РОБОТОВ В УСЛОВИЯХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

4.1. Алгоритмы и структуры систем управления электроприводов при регулировании позиционно-силового взаимодействия

Выполнение операций завершающей обработки изделий с помощью абразивных кругов, проволочных щеток и других подобных инструментов с помощью жестко программируемых технологических роботов затруднено вследствие износа инструмента, непредсказуемости расположения и размеров заусенцев и сложности обрабатываемой поверхности. Поэтому особую актуальность приобретают адаптивные роботы с силомоментным очувствлением, позволяющие управлять позиционно-силовым взаимодействием инструмента и поверхности изделия (рис. 4.1.) вследствие регулирования пассивной и активной (гибридной) податливости [33].

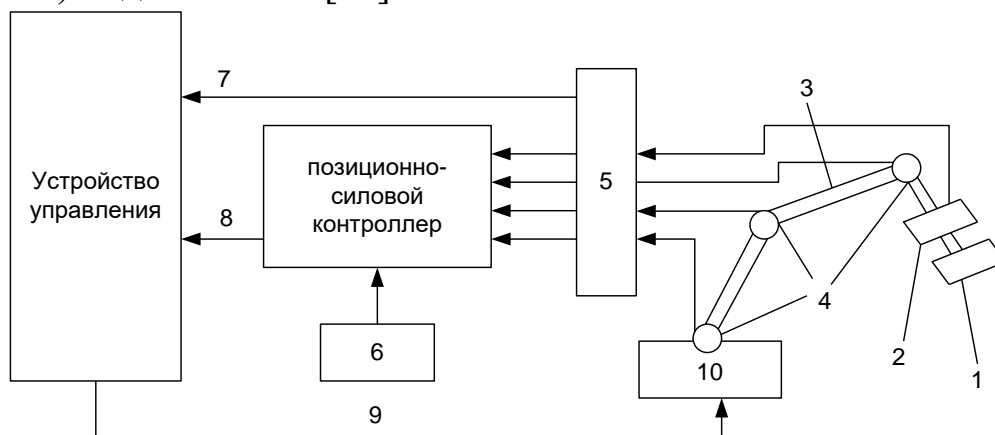


Рис. 4.1. Технологический робот с позиционно-силовым управлением: 1 – рабочий инструмент; 2 – силомоментный датчик; 3 – технологический робот; 4 – датчик положения; 5 – узел обработки сигналов; 6 – видеомонитор сил и моментов; 7 – информация о положении степеней подвижности; 8 – коррекция в функции сил и моментов; 9 – управление ЭП степеней подвижности; 10 – блок электроприводов

Сигналы силомоментного датчика и датчиков положения СП поступают в позиционно-силовой контроллер, рассчитывающий корректирующие позиционные сигналы, необходимые для обеспечения требуемых сил взаимодействия инструмента с изделием. Устройство

управления роботом, на основе этой информации, формирует задающие сигналы контуров управления положением каждой СП.

При выполнении операций абразивной зачистки деталей, в том числе при подготовке поверхности к лазерной обработке, может быть принята следующая последовательность выполнения переходов:

1) быстрый подвод инструмента и детали; 2) медленный подвод до момента касания с поверхностью обработки; 3) врезание; 4) контурное шлифование по заданной траектории; 5) выхаживание; 6) быстрый отвод. Управление приводами ПР на отдельных этапах строится на основе позиционного, скоростного, силового, комбинированного позиционно-силового алгоритма. Переход от одного алгоритма к другому осуществляется на основе анализа информации от датчиков положения и силы.

Быстрый подвод осуществляется в режиме управления по вектору скорости. Переход с управления по скорости на управление по положению осуществляется при достижении определенного расстояния между инструментом и обрабатываемой поверхностью. После контакта инструмента с обрабатываемой поверхностью по сигналу датчика контакта происходит переход к позиционно-силовому управлению. Врезание осуществляется с постоянной заданной силой в направлении нормали к поверхности и заканчивается переходом к контурной обработке после выхода кромки шлифовального круга на запрограммированную поверхность.

После контурной обработки возможен этап выхаживания обработанной поверхности. На этом этапе обработка поверхности осуществляется с постоянными величинами нормальной силы и скорости движения по контуру. Быстрый отвод осуществляется в режиме управления по скорости с выходом в исходную точку.

Эта последовательность смены алгоритмов управления положена в основу обобщенного алгоритма (рис.4.2.) управления технологической операцией и обобщенной структуры исполнительных приводов. Управление роботом переключается с управления по положению на управление по силе или управление податливостью только в том случае если имеется контакт с поверхностью ($U_{ДК} \neq 0$) и рабочая точка (точка контакта шлифовального круга и обрабатываемой поверхности) является внешней к программной поверхности.

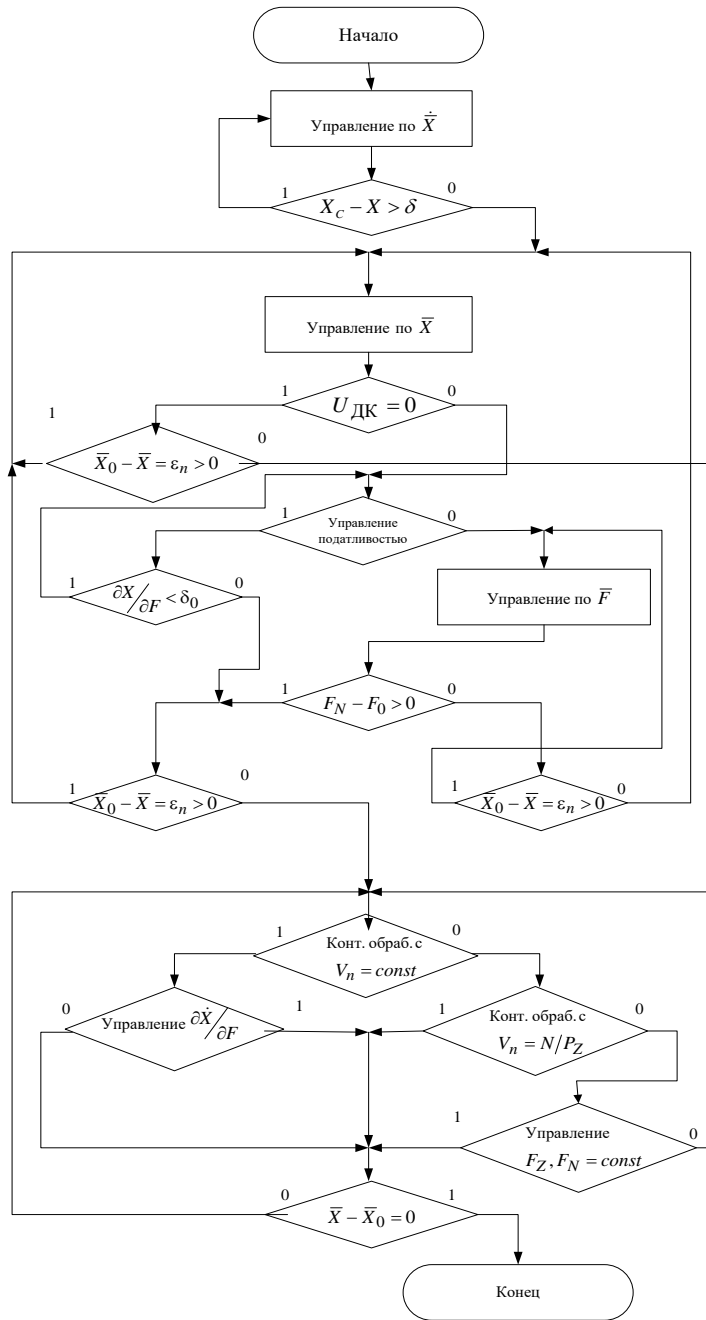


Рис. 4.2. Обобщенный алгоритм управления операцией абразивной зачистки

В тех случаях, когда рабочая точка является внутренней к программному контуру или отсутствует контакт с поверхностью, что соответствует выходу рабочей точки на границу поверхности или на паз, окно, не подлежащие обработке, алгоритм управления переключается на управление по положению. При достижении силы резания в направлении нормали (F_N) заданного значения (F_0) или выход рабочей точки

на границу программной поверхности алгоритм переключается на контурную обработку. Этот этап может выполняться без управления скоростью подачи V_n , при этом возможно использование принципов самонастройки контурного коэффициента усиления с целью управления (поддержания постоянным) демпфированием.

Достаточно точную информацию для задачи отслеживания поверхности детали обеспечивает двумерный датчик силы, смонтированный вместе с роликовым подшипником [33] или специальным направляющим звеном (рис. 4.3.а) [33], смонтированные непосредственно под режущим инструментом. Сила воздействия робота на деталь при этом состоит из силы давления, направленной по нормали к поверхности детали, и силы трения, действующей по касательной.

Распознавание ориентации обрабатываемой поверхности осуществляется роботом на основе измерения угла α между направляющим звеном и звеном робота.

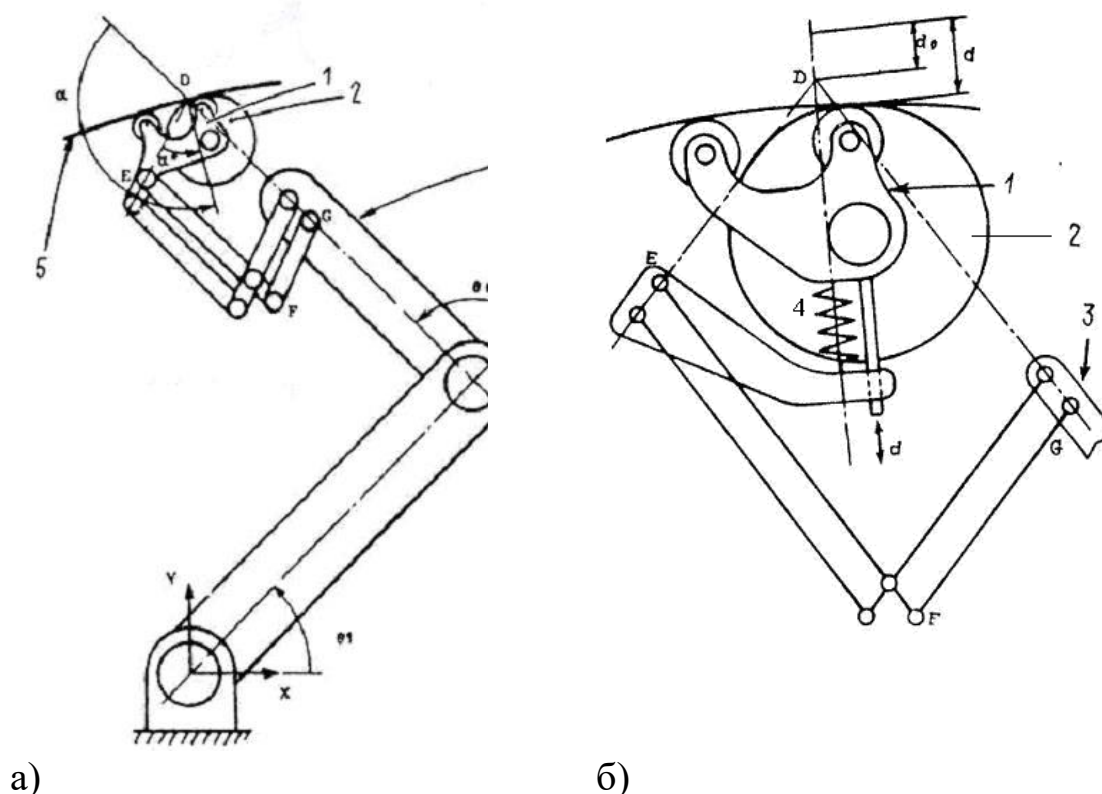


Рис. 4.3. Кинематическая структура технологического робота с направляющим звеном абразивного круга: 1 – направляющее звено; 2 – абразивный круг; 3 – ИУ робота; 4 – датчик силы, обладающий податливостью. 5 – обрабатываемая поверхность.

Когда необходимо исключить врезание абразивного круга вглубь задаваемого контура при неравномерном припуске или наличии разрывов непрерывного контура поверхности (выемки, пазы), необходимо формировать закон регулирования на основе сигналов как от датчиков контакта, так и датчика состояния системы U1:

$$U\varepsilon = \begin{cases} K_1 U\varepsilon_S \forall U_{\text{дк}} = 0; \\ K_1 U\varepsilon_F \forall U_{\text{дк}} \neq 0 \wedge |U_1| - |U_{\text{доз}}| > 0; \\ K_1 U\varepsilon_S \forall U_{\text{дк}} \neq 0 \wedge |U_1| - |U_{\text{доз}}| \leq 0. \end{cases}$$

где $U\varepsilon_S$, $U\varepsilon_F$ – сигналы ошибок по положению и силе; $U_{\text{доз}}$ – сигнал, определяющий допустимую величину силы, соответствующую величине припуска и заданной геометрии.

Направляющее звено 1 и шлифовальный круг 2 могут соединяться с ИУ робота 3 посредством гибкой связи (рис. 4.3.б), состоящей из пружины 4 датчика сил и параллелограммного механизма. Механизм пружинной подвески кроме измерения силы выполняет также роль демпфирующего звена, предохраняя ИУ робота от вибрационных нагрузок и пульсации сил сопротивления резания абразивным кругом

Положение рабочей точки определяется на основе сравнения требуемого (программного) S_0 и действительного значения S координат (рис. 4.4.). Предполагается, что движение РО осуществляется в плоскости прямоугольных координат. ЭП второй координаты является обычной следящей системой (осуществляет продольную подачу), инвариантной к внешним возмущающим воздействиям. В этом случае достаточно определить положение РО и детали только по первой координате и сравнить с требуемым. Оценка осуществляется по модулю ошибки положения $|\varepsilon_s| = |S_0| - |S|$, который подается на пороговый элемент ПЭ1, выходной сигнал которого определяется выражением:

$$U_{\text{ПЭ1}} = \begin{cases} U \forall \varepsilon > 0; \\ 0 \forall \varepsilon \leq 0, \end{cases}$$

где U – некоторый уровень напряжения, соответствующий уровню входных сигналов логического элемента «И».

Если $\varepsilon > 0$, то рабочая точка является внешней к требуемому контуру, если $\varepsilon \leq 0$, то рабочая точка является внутренней.

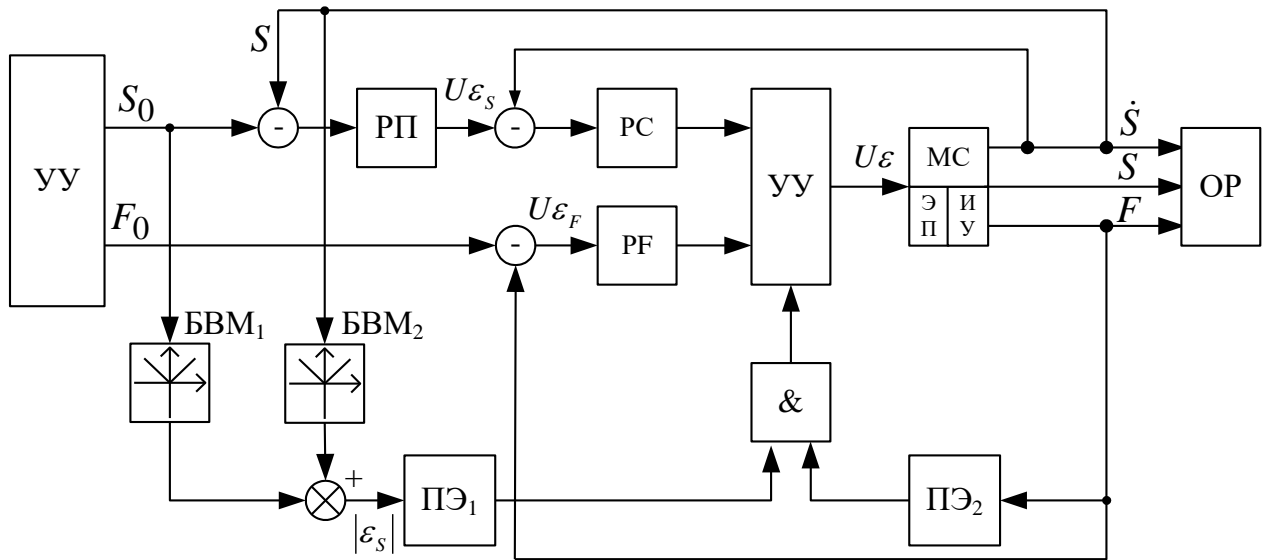
Таким образом, позиционное управление переключается сигналом с логического элемента «И» на управление по силе только в том случае, если имеется контакт с поверхностью и рабочая точка является

внешней к программной поверхности, то есть имеются сигналы на обоих входах логического элемента «И». ЛПУ переключает управление при отсутствии сигнала с логического элемента «И» на управление по положению, если один или оба сигнала на входе логического элемента «И» нулевые, т.е. в тех случаях, когда рабочая точка является внутренней к требуемому контуру или отсутствует контакт с поверхностью, что соответствует выходу рабочей точки на границу поверхности.

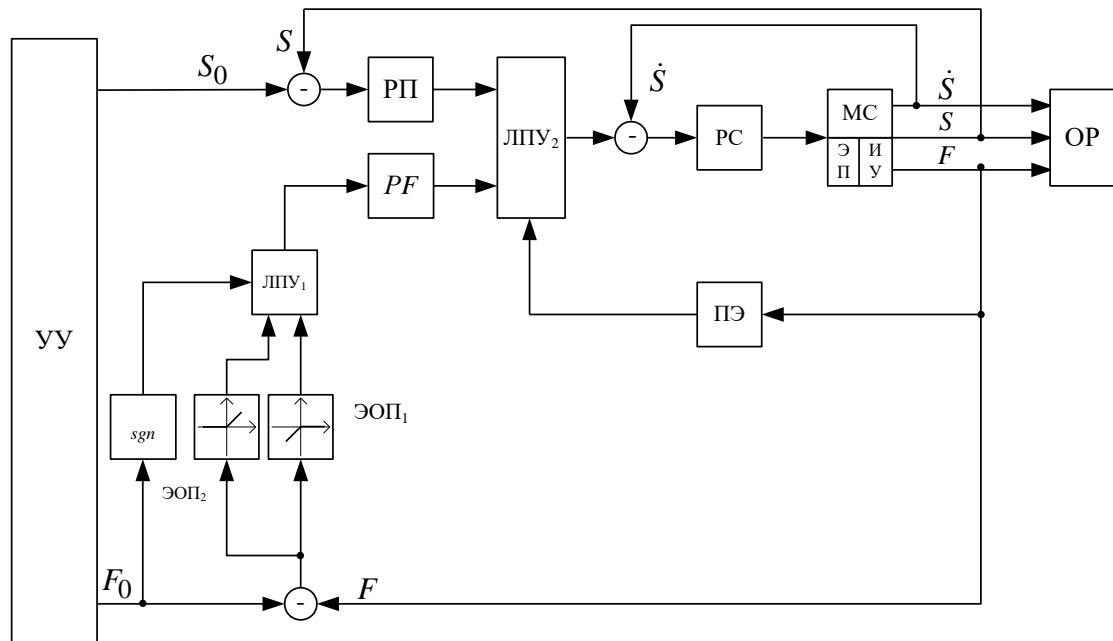
Указанные условия исключают обработку вглубь программного контура в случае неравномерного припуска на обработку, а так же при наличии пазов, окон, выемок и т.д. на поверхности заготовок.

С целью исключения реверса ЭП при действии нагрузок больше заданных и соответствующего переключения привода на режим управления положением необходимо обеспечивать совпадение сигналов ошибки с сигналом задания по силе. Это достигается применением в канале ошибки по силе встречно-параллельно включенных элементов с односторонней проводимостью ЭОП1 и ЭОП2 (рис 4.4.б.)

Компаратор, реагирующий на изменение знака F_0 , переключает ЛПУ1 на тот из входов, к которому подключен ЭОП, соответствующей знаку F_0 . Например, если $F_0 > 0$, то подключается ЭОП1 и наоборот.



а)



б)

Рис. 4.4. Функциональная схема систем управления ЭП при контурной силовой обработке

При подходе к детали, например, в случае шлифования на проход в момент касания кругом детали и переключения на управление по силе может оказаться, что припуск больше заданной, что привело бы при отсутствии элементов с односторонней проводимостью к реверсированию силовой ЭП, отскоку круга от детали и переключению на контур управления по положению, то есть возникает режим, сопровождающийся частыми переключениями ЛПУ. Устойчивого процесса резания не происходит, что снижает надежность и производительность работы устройства.

Возвратно-поступательные движения могут возникать в процессе обработки и в случае переменного припуска на обработку.

В настоящее время управление позиционно-силовым взаимодействием абразивного круга и ОР осуществляется с помощью: независимого ПСУ при наличии ограничений на положение РО, возникающих в направлении нормали к поверхности ОР и ограничений на величину силы в направлении касательной к этой поверхности; управления по импедансу с регулированием жесткости или демпфирования; управления моментами в СП таким образом, чтобы силы взаимодействия абразивного круга на ОР имели бы заданную величину и направление; ин-

теллектуальных подходов, основанных на создании базы знаний о законе изменения сил и применении нечетких, экспертных и нейросетевых структур, в том числе основанных на ассоциативной памяти.

При позиционно-силовом алгоритме управления с ориентацией инструмента по нормали к обрабатываемой поверхности и регулировании скорости движения по траектории используются известные технологические формулы, связывающие скорость подачи и силы резания. Это позволяет вычислять величину контурной скорости при изменении величины припуска по значениям нормальной F_N или тангенциальной силы резания F_Z . Подобным образом скорость подачи может быть определена из условия поддержания постоянной мощности на подачу $N_n = F_Z V = \text{const}$, откуда скорость подачи $V_n = N_n / F_z$.

Сигналы реакции, возникающие при взаимодействии абразивного круга с обрабатываемой поверхностью, сильно зависят от глубины резания, скорости вращения инструмента, величины подачи и свойств материала. Модель позиционно-силового взаимодействия абразивного инструмента с деталью [45] содержит две «аппаратурные» эквивалентные пружины, соответствующие ЭП поперечного и продольного перемещения РО и «технологическую» пружину и ОР, которая проявляется только при движении РО в контакте с ОР.

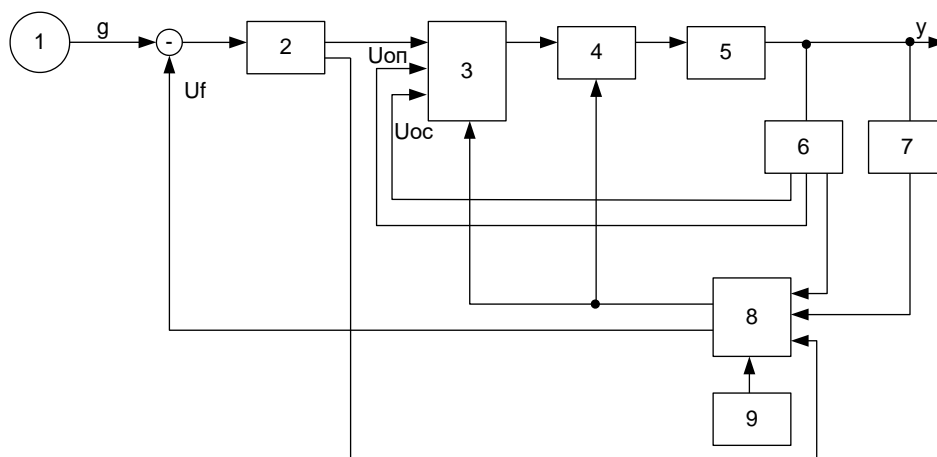


Рис. 4.5. Структура системы позиционно-силового управления технологическим роботом: 1 – координаты обрабатываемой поверхности; 2 – генератор траектории инструмента; 3 - регуляторы положения и скорости; 4 – электроприводы СП; 5 – ИУ робота; 6 – датчики положения и скорости СП; 7 – силомоментный датчик; 8 – блок силового управления; 9 – блок эталонной уставки сил и моментов; U_f – сигнал коррекции в функции сил взаимодействия; $U_{ос}$, $U_{оп}$ – скоростные и позиционные обратные связи

Операция удаления заусенцев, чтобы ИУ робота обладало «податливостью» и «жесткостью» соответственно в тангенциальном и нормальном направлениях относительно детали. При управлении абразивной зачисткой поверхности детали с неизвестной геометрией возникают проблемы обеспечения управления для отслеживания поверхности детали и разработки алгоритма удаления металла при условии обеспечения стабильности этого процесса.

Структура системы управления импедансом позиционно-силового взаимодействия может иметь, например, следующий вид (рис. 4.4.).

Если промышленный робот перемещает режущий инструмент вдоль поверхности детали с постоянной скоростью, то вследствие изменения размера заусенцев существенно изменяется сила резания. Если сила резания велика, робот «уходит» от детали. Если сила резания мала, режущий инструмент остается на очень близком расстоянии от детали, не отклоняясь от нее на большую величину. Целью исследования является разработка некоторой самонастраивающейся стратегии для управления роботом, позволяющей обеспечить небольшую величину режущей силы при контакте режущего инструмента с заусенцем. Представляется целесообразным выбрать управление по заданной траектории с небольшой передаточной функцией чувствительности в нормальном направлении относительно детали и применять управление по силе в тангенциальном направлении. «Передаточная функция чувствительности» - отношение перемещения робота к нормальной силе резания - определяет свойство невосприимчивости к возмущениям замкнутой системы позиционирования. Малая чувствительность свидетельствует о хорошем свойстве невосприимчивости к возмущениям.

Управление в нормальном направлении по заданной траектории с малой функцией чувствительности определяет невосприимчивость концевой точки шлифовального инструмента к силам резания и позволяет с большой точностью отслеживать заданную траекторию. На практике малую чувствительность в нормальном направлении можно получить, обеспечив в контуре управления большие коэффициенты передачи (с помощью введения нескольких интеграторов).

Как показано выше, тангенциальная сила резания при постоянной поперечной скорости пропорциональна объему подлежащего съему металла. Следовательно, для сохранения относительного постоянства

тангенциальной силы при увеличении размера заусенца скорость перемещения манипулятора должна уменьшаться: снижение скорости концевой точки в момент контакта с заусенцем при перемещении по поверхности детали позволяет обеспечить съем постоянного объема металла в единицу времени и как следствие - постоянную силу в тангенциальном направлении. Концевая точка должна «приспосабливаться» к силам взаимодействия в тангенциальном направлении; указанное свойство предполагает наличие системы управления по силе в тангенциальном направлении. Отсутствие такой системы приводит к возникновению больших сил резания в тангенциальном направлении при больших размерах заусенца. Возникающие в тангенциальном направлении большие силы резания определяют две проблемы: 1) возможность остановки (а может быть, и поломки) режущего инструмента; 2) небольшое отклонение концевой точки манипулятора в нормальном направлении, обусловленное незначительным взаимовлиянием нормальных и тангенциальных сил, это отклонение может превышать заданный допуск.

В общем случае скорость V_t концевой точки робота, оснащенного регулятором скорости, является динамической функцией вектора входной траектории S_t и тангенциальной силы резания F_t :

$V_t = W_S S_t + W_F F_t$, где W_S , W_F передаточные функции, отображающие S_t и F_t .

Структура системы подчиненного управления состоит (рис. 4.6) из контура регулирования V_t и управляющего контура, который формирует требуемое значение $V_{0\tau}$ для регулятора скорости W_S в тангенциальном направлении.

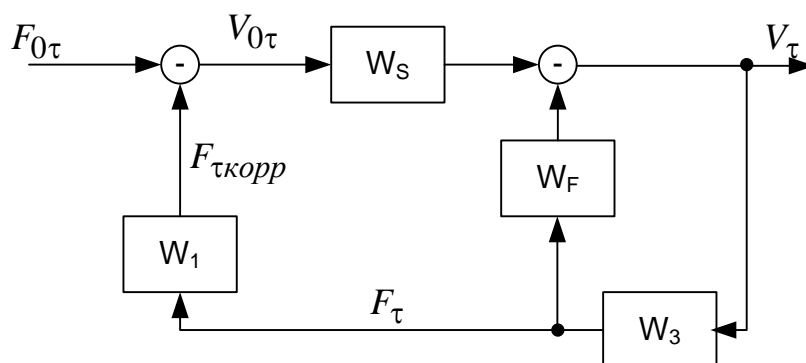


Рис. 4.6. Структура системы управления: W_1 , W_2 – передаточные функции блоков коррекции и преобразования координат (импеданса)

В ряде случаев, в частности, при шлифовании сварных швов, излишний металл должен быть удален полностью, так, чтобы после окраски обработанный участок поверхности становился незаметным.

Непосредственный контроль процесса съема металла и механической мощности при шлифовании является наиболее эффективным способом управления.

Описываемый здесь подход базируется на квазистатической модели, связывающей производительность съема металла с механической мощностью, прикладываемой к заготовке. Процесс управления разбивается на несколько уровней и нескольких временных масштабов. Верхний уровень управления - планирование проходов - осуществляется перед каждой серией проходов шлифования заготовки. На уровне планирования проходов с помощью системы технического зрения измеряется толщина излишнего металла, остающегося в сварном шве, а также определяется толщина слоя материала, который надо снять на следующем проходе. Следующий уровень управления - управление мощностью - осуществляется в реальном времени с частотой квантования 36 Гц. Назначение регулятора мощности состоит в реализации закона изменения мощности, заданного планировщиком проходов. Средний уровень управления - управление слежением за швом - использует систему технического зрения, обеспечивающую центровку шлифовального круга относительно сварного шва. Управление слежением за швом осуществляется на частоте около 1 Гц.

Блок-схема гибридной системы позиционно-силового управления, иллюстрирующая иерархию управления и измерений представлена на рис. 4.7., где обозначены следующие координаты: F_0 , F_{TP} - заданное и требуемое значение силы; F_N - нормальная сила; Sh - шлифованный сварной шов; LP - смещение относительно шва; $\hat{\Omega}_{MAX}$ - оценка максимальной скорости; $\Omega_{MAX_{ном}}$ - номинальное значение максимальной скорости; At - закон изменения площади за один проход.

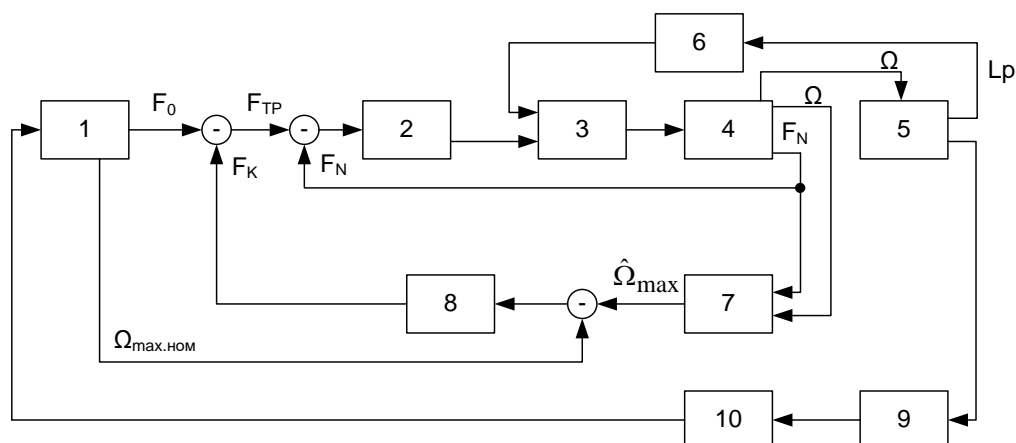


Рис. 4.7. Система гибридного управления процессом съема металла и механической мощности: 1 – планировщик силы на один проход; 2 – регулятор силы; 3 – ИУ робота; 4 – процесс съема металла; 5 – лазерная триангуляционная система технического зрения; 6 – регулятор смещения относительно шва; 7 – вычислитель параметров кривой момент-скорость; 8 – вычислитель; 9 – блок определения площади сечения; 10 – блок оперативной памяти.

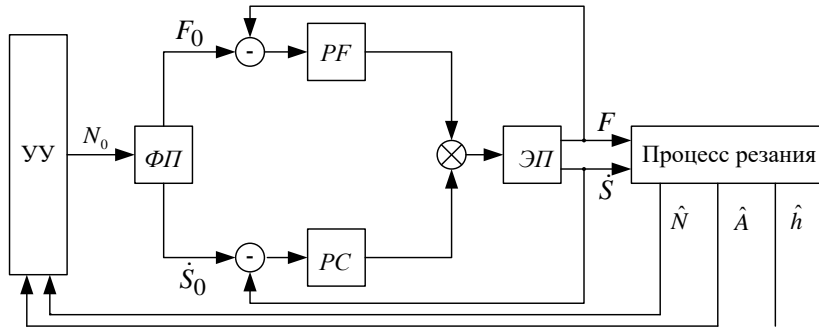
Рассматриваемая система управления является гибридной системой в которой положение робота относительно сварного шва в боковом направлении контролируется регулятором бокового слежения при использовании визуальной обратной связи, скорость робота в направлении, параллельном сварному шву, поддерживается постоянной регулятором движения робота, а сила контакта, нормальная к поверхности детали, активно контролируется регулятором силы.

Перед каждой серией проходов планировщик проходов рассчитывает закон съема металла для каждого последующего прохода, основываясь на измерениях поперечной площади, полученных с помощью системы технического зрения на предыдущем проходе.

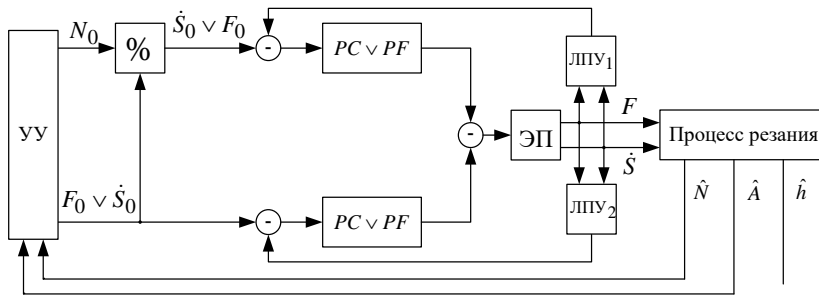
Эта траектория может быть представлена в виде задания мощности N_0 (рис. 4.8.а); если известна сила F_0 и мощность N_0 , то в виде задания скорости \dot{s}_0 исходя из требуемого значения N_0 (рис. 4.8.б); если известна скорость \dot{s}_0 и мощность N_0 , то в виде задания F_0 исходя из требуемого значения N_0 (рис. 4.8.б).

Требуемое значение мощности N_0 может задаваться в виде уставки элемента с переменной зоной нечувствительности ЭПЗН (рис. 4.7.в). Регулятор мощности P_N формирует корректирующие воздействия для канала управления \dot{s}_0 или F_0 .

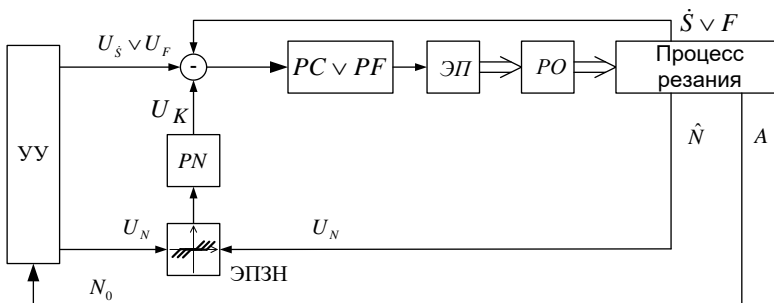
Двухдвигательные ЭП со стабилизацией мощности строятся по схеме двухканального управления (рис. 4.8.г).



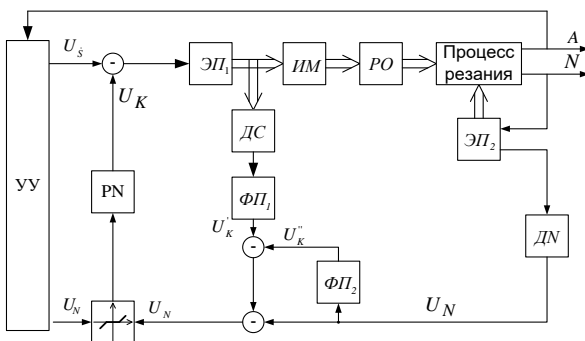
а)



б)



в)



г)

Рис. 4.8. Функциональные схемы ЭП со стабилизацией мощности

Сигнал U_s задает требуемую скорость перемещения РО робота, и UN_0 - с зоной нечувствительности определяют уровень стабилизируемой мощности.

Сигнал корректирующей связи УК действует посредством уменьшения U_{so} при $UN > UN_0$. Датчик скорости ДС с функциональным преобразователем ФП1 и датчик мощности ДН с функциональным преобразователем ФП2 применяется для организации упреждающей коррекции ИКУ.

Величина N_0 масштабируется планировщиком в соответствии с площадью среза таким образом, что максимальная мощность задается в точке максимальной площади среза. Минимально допустимая мощность определяется положительной величиной, гарантирующей, что щуп датчика силы не вызовет отрыв роботом абразивного круга от обрабатываемой поверхности.

Если площадь поперечного среза постоянна, то организуется управление с максимальной мощностью вдоль всего снимаемого металла. Это обеспечит максимальную производительность и одинаковый съем металла за каждый проход.

После расчета закона изменения мощности последний преобразуется в закон изменения силы, который определяет задающее воздействие для контура управления силой в течении следующего прохода.

В общем случае может организовываться управление по принципу двухзонного управления, в том числе и с подпрограммой управления мощностью.

В случае большой величины припусков применяется многопроходная обработка с переключением на работу от задатчика эквидистанты $U_{z3}(t)$ (рис. 4.9.).

Это происходит при отрицательном значении ошибки по припуску $\epsilon h < 0$. Посредством порогового элемента ПЭ1 и коммутирующего элемента КЭ1 исполнительный ЭП переводится в режим управления от $U_{s3}(t)$. В момент времени, когда $\epsilon h > \delta$ управление ЭП переходит к заданному перемещению $U_s(t)$ однопроводной обработки.

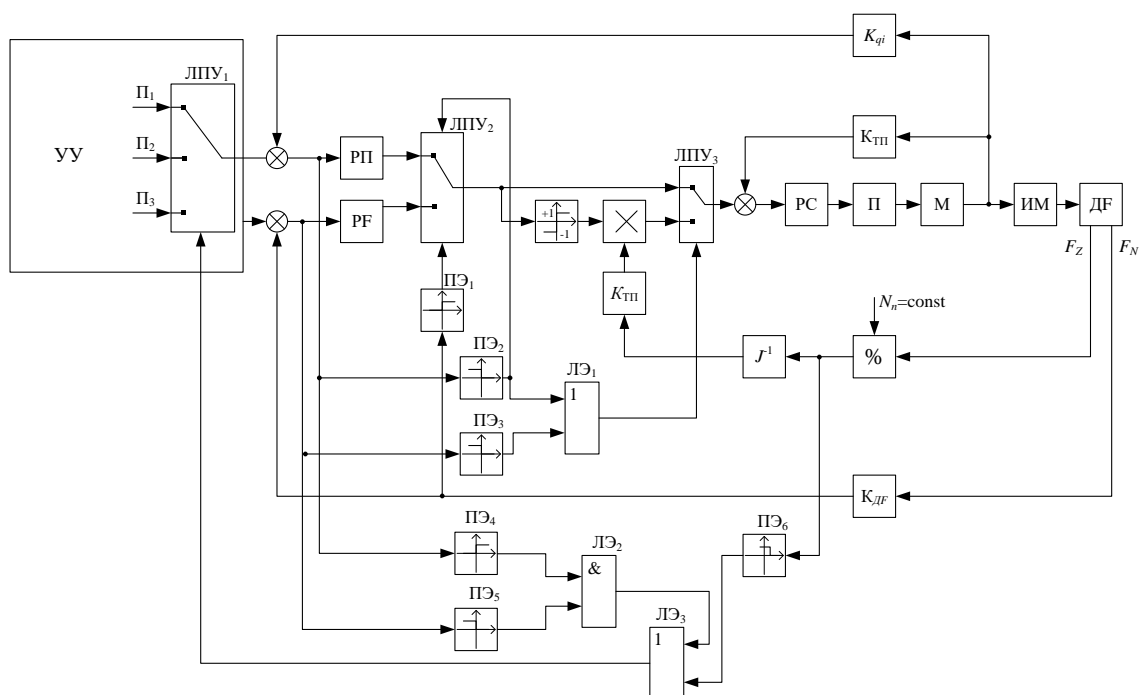


Рис. 4.11. Обобщенная функциональная схема ЭП робота при абразивной зачистке деталей

1. Режим врезания. После вывода детали (или шлифовального круга) на исходную позицию (быстрый подвод) начинается медленный подвод по нормали к предполагаемой поверхности детали (программа врезания) до появления контакта поверхностей детали и круга, который определяется по сигналу с датчика силы.

Пороговый элемент ПЭ1 переключает ЛПУ1 и структуру ЭП с управления по положению на управление по силе. Для упрощения управления ЭП по силе врезания шлифовального круга в деталь осуществляется движение по нормали к поверхности, которое обеспечивается предварительной ориентацией соответствующих степеней подвижности ИУ. Этот этап заканчивается достижением равенства $F_n = F_0$ и переходом к контурной обработке, если ошибка по положению $\epsilon_s > 0$. В противном случае начинается обработка вглубь заданного контура, и пороговый элемент ПЭ2 осуществляет обратное переключение с помощью ЛПУ1 структуры ЭП с силового управления на управление по положению. Переключение на программу контурной обработки осуществляется УУ по сигналу логического элемента ЛЭ3.

2. Контурная обработка. Этот этап осуществляется по программе обработки контура, заданного опорными точками. ЭП управляются по

положению, а скорость перемещения от одной спорной точки до другой определяется величиной нагрузки от тангенциальной силы резания. ЛПУ2 подключает к входу регулятора скорости РС контур вычисления требуемой скорости подачи V_n , которая определяется из условия поддержания постоянной мощности подачи $N = \text{const}$ по формуле $V_n = N/Fz$. Значение скоростей перемещения ИМ отдельных степеней подвижности ИУ определяется через матрицу преобразования J^{-1} , а направление (положительное или отрицательное) – по знаку ошибки по положению. В процессе обработки заданного контура может оказаться, что $V_n < V$, определяемого по условиям производительности процесса шлифования или качества обрабатываемой поверхности. В этом случае однократная обработка невозможна, и требуется несколько проходов, чтобы получить заданную поверхность при имеющемся припуске. Переключение на программу многопроходной обработки осуществляется УУ по сигналу с ЛЭЗ.

3. Обработка поверхности заканчивается после обработки последнего кадра программы для заданного контура, и осуществляется быстрый отвод инструмента или детали в начальную точку.

Для увеличения жесткости ИУ при шлифовании ЭП степеней подвижностей, участвующих в формировании траекторий перемещения рабочего органа робота, выполняются необратимыми за счет применения самотормозящихся передач или специальных регулируемых опор, связывающих станину, на которой установлен шлифовальный круг и ИУ робота.

4.2. Координатно-параметрическое управление движением манипуляционной системы лазер-робота

Лазерное технологическое оборудование подразделяется на технологический лазер (ТЛ), лазерную технологическую установку (ЛТУ) и роботизированный технологический комплекс (РТК) лазерной обработки. Под технологическим лазером понимается источник лазерного излучения, с соответствующими техническими параметрами. Лазерная технологическая установка (ЛТУ) - это технологический лазер с внешним оптическим трактом и оптической (лазерной, режущей) головкой (ОГ), которая содержит фокусирующую оптику и сопло для подачи в область обработки технологического газа под давлением.

Роботизированный технологический комплекс (РТК) лазерной обработки строится на базе ЛТУ, снабженной манипулятором изделия или оптики, вспомогательным технологическим оборудованием, информационной системой и общей системой управления для проведения технологических операций. Манипулятор изделия – устройство, осуществляющее перемещение и ориентацию обрабатываемого изделия относительно лазерного луча. Под манипулятором оптики (МО) понимается система транспортировки излучения (СТИ) от технологического лазера к обрабатываемому изделию с ориентацией оси сфокусированного отрезка луча по нормали к поверхности изделия во всех точках траектории обработки [9,11]. Длина оптического тракта СТИ может быть переменной или постоянной.

При лазерной резке крупногабаритных объектов сложной пространственной конфигурации типа металлоконструкций, корпусов судов и бронетехники целесообразно применение многофункциональных РТС с лазер-роботами с системой транспортировки излучения в виде МО с постоянной длиной оптического тракта на основе волоконной оптики или системы отклоняющих зеркал.

Под лазер-роботом понимаются робототехнические устройства состоящие из двухманипуляционной исполнительной системы в виде манипулятора оптики (СТИ) и транспортного манипулятора (ТМ) – манипулятора оптической головки, рабочего органа в виде оптической головки, соответствующей информационной и управляющей систем. Транспортный манипулятор обеспечивает вывод ОГ в зону обработки, перемещение ее по траектории обработки и ориентацию по нормали к поверхности объекта со стабилизацией зазора между соплом ОГ и обрабатываемой поверхностью.

Под манипуляционной системой (МС) лазер-робота понимается двухманипуляционное исполнительное устройство, состоящее из пространственных механизмов кинематических цепей и систем приводов манипулятора ОГ (ТМ) и манипулятора оптики (СТИ), которые осуществляют соответственно как перемещение и ориентацию ОГ, так и транспортировку к ней лазерного излучения и вспомогательного технологического газа.

При значительной мощности излучения его транспортировка от ТЛ к ОГ осуществляется активным МО, оснащенным системой зеркал и исполнительных приводов. Исполнительное устройство (ИУ) МО с

точки зрения взаимосвязи его с ИУ ТМ может быть взаимосвязанным (полностью (рис. 4.12.а с ТЛ1) или частично совмещенным (рис. 4.11.а с ТЛ2)) или автономным (несовмещенным (рис. 4.12.б)) [20, 43].

При совмещенном варианте кинематической структуры МС лазерный луч проходит внутри звеньев транспортного манипулятора в тонкостенной трубе, расположенной параллельно или коллинеарно его звеньям.

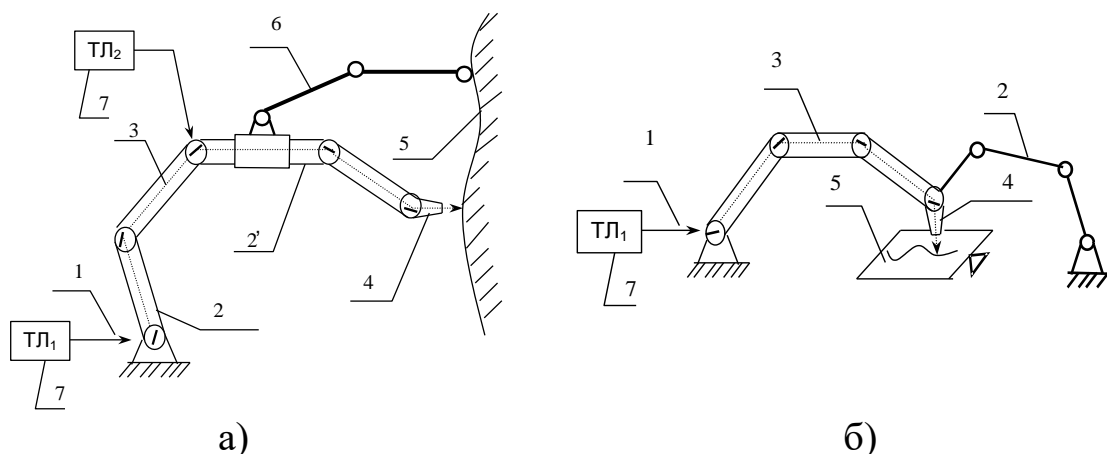


Рис. 4.12. Компоновка манипуляционных исполнительных систем лазер-роботов: 1 – луч лазера; 2 – основной ТМ; 21 – технологический манипулятор; 3 – МО; 4 – ОГ; 5 – ОР; 6 – дополнительный манипулятор; 7 – технологические лазеры.

Необходимость установки в шарнирах в этом случае таких дополнительных элементов как отражающие зеркала с системой термостабилизации оптических элементов путем подачи охлаждающей жидкости, прокладки вдоль всего манипулятора трубопроводов для подачи вспомогательных жидких и порошковых материалов при подготовке поверхности, технологического и защитного газа для обдува оптических элементов, усложняет конструкцию манипуляционной системы и увеличивает массо-габаритные характеристики и упругие деформации звеньев.

С целью увеличения кинематической точности и жесткости системы «ТМ - МО» целесообразно использовать механизмы с параллельной структурой (МСПС) [4,9,17,25, 30]. В частности при лазерной обработке плоских объектов применяется ТМ с МС в виде пятизвенного механизма (рис. 4.13.а) с вращательными парами А, В, С, L, К и отклоняющими зеркалами ОЗ. Исполнительные двигатели М1, М2 расположены в сочленениях А и К, оптическая головка – в точке С.

При обработке крупногабаритных объектов механизм АВСЛК играет роль основного ТМ – ТРМ. В этом случае первая степень подвижности технологического манипулятора ТЕМ располагается в точке С. Для обеспечения пространственного перемещения рассмотренный пятизвенный механизм устанавливается на платформу П, осуществляющую его перемещение или вращение в горизонтальной плоскости (рис. 4.13.б).

Лазерное излучение передается вдоль АВС, или КЛС при постоянной длине оптического тракта. При передаче излучения непосредственно в точку С длина оптического тракта становится переменной.

При частично совмещенных вариантах компоновки ТМ и МО лазерное излучение может передаваться от ТЛ степени подвижности В или L.

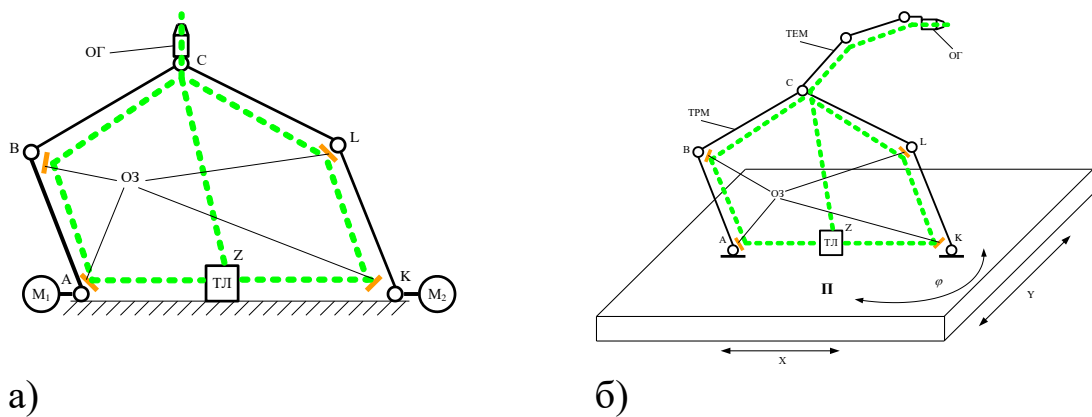


Рис. 4.13. Кинематические структуры лазер-робота на базе замкнутого пятизвенного механизма: а) – для обработки плоских изделий; б) – для обработки крупногабаритных объектов.

Другим вариантом структуры манипулятора ОГ является применение трехстепенного механизма параллельной структуры, состоящего из трех одинаковых кинематических цепей, осуществляющих перемещение и ориентацию выходного звена - платформы П по трем угловым координатам q_1 , q_2 и q_3 . (рис. 4.14.а). Оптическая головка установлена либо непосредственно на платформе, либо с использованием дополнительных степеней подвижности ТЕМ (кинематическая цепь ОСД, рис. 4.13.б).

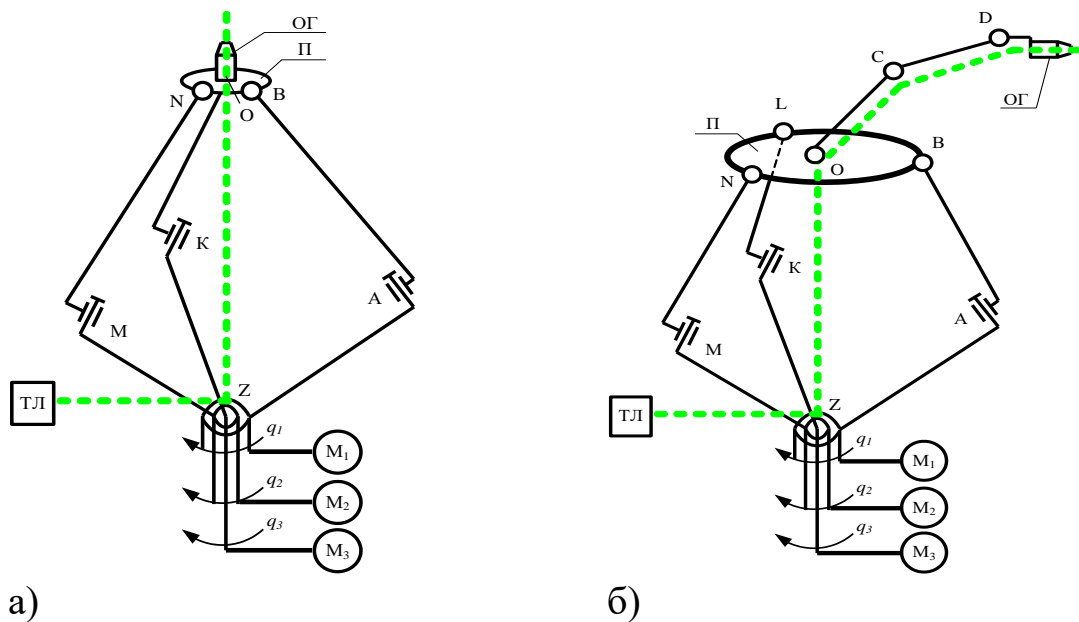


Рис. 4.14. Кинематическая схема лазер-робота на базе трехстепенного механизма параллельной структуры.

Лазерное излучение передается в ОГ вдоль одной из кинематических цепей, или вдоль оси ZO . При передаче излучения по траектории «лазерный излучатель – т. Z – т. O » длина оптического тракта в ТМ переменна, а в технологическом – постоянна. При работе ТРМ в режиме перестановок – выведение ТЕМ в зону обработки и фиксация положения звеньев ТМ – длину оптического тракта в процессе лазерной обработки можно считать постоянной.

Выбор третьего варианта замыкания манипуляторов ТМ и МО – полностью несовмещенный позволяет полностью устранить проблему перегруженности шарниров манипулятора ОГ совмещением исполнительных механизмов степеней подвижности, отклоняющих и передающих зеркал, системы их охлаждения и подачи газов в зону обработки.

Кинематическая цепь в этом случае приобретает избыточность, а контакт с обрабатываемой поверхностью через контактный датчик ОГ (щуп, ролик) приводит к ее замыканию.

Процесс лазерной обработки с точки зрения управления перемещением ОГ вдоль траектории обработки, фокусировки луча, отклонением оси луча относительно оси стыка свариваемых изделий и нормали к обрабатываемой поверхности можно назвать объектом координатной системы.

натного управления, а с точки зрения управления изменением технологических параметров процесса лазерной обработки, его можно определить как объект параметрического управления.

Среди технологических параметров, определяющих качество лазерной обработки следует назвать мощность и плотность излучения, распределение температурного поля в зоне обработки и другие параметры. Например, нестабильность зазора между кромками по длине стыка при лазерной стыковой сварке, как технологического параметра, приводит к ухудшению качества сварного шва и повышению вероятности выплеска ванны. Это приводит к необходимости измерения величины зазора между деталями в процессе сварки и соответствующих измерений скорости сварки, фокусировки луча и скорости подачи дополнительной присадочной проволоки.

В целом управление технологическим процессом лазерной обработки можно считать координатно-параметрическим управлением (КПУ) [9,11], содержащее как координатное управление движением и ориентацией ОГ так и параметрическое управление лазерным излучением.

Любое отклонение оптической головки от заданной траектории движения и ортогональной ориентации к обрабатываемой поверхности приводит к изменению формы и площади пятна сфокусированного лазерного излучения и, соответственно, к изменению плотности потока тепловой энергии подаваемой в зону реза – изменению технологических параметров процесса обработки.

Основная проблема координатного управления движением и ориентацией оптической головки (ОГ), при совмещенном варианте технологического манипулятора (ТМ) и манипулятора оптики (МО) заключается в координации движений отдельных кинематических пар ТМ, обеспечивающих требуемое движение ОГ.

Автоматическое управление перемещением и ориентацией ОГ с кинематической структурой в виде полностью совмещенных ТМ и МО реализуется в виде программного или контурно-позиционного управления ЭП степеней подвижности ТМ или в виде лучевого управления [9,11] отклоняющими зеркалами МО с последующим отслеживанием их положения ЭП соответствующих степеней подвижности ТМ.

Другая задача координации, как уже отмечалось, сводится к задаче распределения сил, представляющей собой обратную задачу динамики, когда движение ОГ полностью задано и необходимо определить силы и моменты степеней подвижности, обеспечивающих это движение.

Решение данных задач усложняется тем, что кинематические и оптические позиционные взаимосвязи и силовые взаимодействия между компонентами МС лазер-робота имеют явно выраженный нелинейный взаимозависимый двухуровневый характер. На первом уровне взаимосвязи и взаимодействия между ТМ и МО через их кинематические цепи и отдельных манипуляторов с ОР. Второй уровень – уровень взаимосвязей и взаимодействий внутри автономных манипуляторов.

Во время движения ОГ силовое и позиционное взаимодействие существуют вместе и являются по сути взаимосвязанным позиционно-силовым взаимодействием [9,11]. Основная цель системы координатно-параметрического управления двухманипуляционным ИУ лазер-робота – гарантированное выполнение операции лазерной обработки, что определяется качеством лазерной резки, сварки и термообработки изделия, которое должно соответствовать технологическим требованиям.

Переходный процесс системы КПУ в режиме чисто координатного управления перемещением ОГ должен характеризоваться достаточной точностью и степенью устойчивости, требуемым быстродействием и малым (или нулевым) перерегулированием. Это возможно при модальном управлении, когда расположение полюсов передаточной функции линеаризованной замкнутой системы управления полностью определяет устойчивость, характер переходного процесса и терминальные законы изменения сил, приложенных к ОГ с учетом их максимальных и установившихся значений [9,11].

Реализация модального управления замкнутой кинематической структурой манипуляционной системы лазер-робота требует синтеза многомерного модального регулятора. Упрощение этой задачи, в свою очередь, приводит к целесообразности адаптивного управления с редуцированным наблюдателем [23,28,33].

Алгоритм управления несовмещенными ТМ и МО может быть построен на основе линеаризации и декомпозиции математического описания данного ИУ лазер-робота с помощью введения нелинейной

обратной связи и нелинейного преобразования переменных состояния [9]. Структура системы управления движением ОГ лазер-робота с СМО как ТМ так и МО представлена на рис. 4.15, где обозначено 1 – блок планирования; 2 – генератор команд; 3 – нелинейная обратная связь; 4, 5 – ТМ и МО лазер-робота с СМД; 6 – блок преобразования координат; 7 – блок оптимальной коррекции.

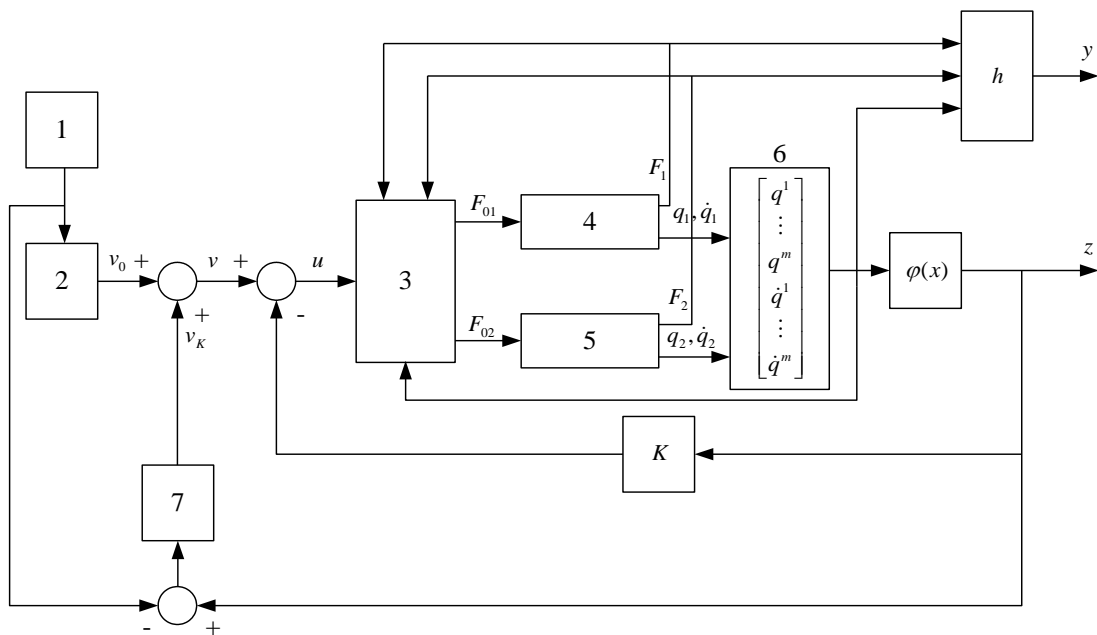


Рис. 4.15. Структура системы управления с нелинейной обратной связью

Другим видом систем координированного управления двухманипуляционным ИУ лазер-робота являются системы с динамическим корректором (ДК) и позиционно-силовыми регуляторами (ПСР). Область применения подобных систем – управление как не совмещенными ТМ и МО, так так и совмещенными двухманипуляционными исполнительными устройствами (ИУ) при лазерной обработке крупногабаритных объектов объемной конфигурации. ИУ лазер-робота во втором случае условно подразделяется на транспортный (позиционирующий) ТРМ и технологический ТЕМ манипуляторы. Оба манипулятора существенно различаются по поставленным задачам и динамическим характеристикам. ТРМ перемещает ТЕМ с ОГ в заданную точку рабочего пространства и фиксируется. Основные требования к системе координатного управления заключаются в обеспечении точности конечного положения и скорости движения при допустимом отклонении от заданной траектории. ТЕМ выполняет точные движения в рабочем

пространстве на основе робастного, адаптивного и интеллектуального управления и сложных сенсорных систем. В общем случае в состав системы управления может входить подсистема манипулятора изделий (МИ) с собственным регулятором.

Задача управления подобными МС решается иерархическими системами управления (рис. 4.16.). На высшем уровне управления с помощью координатора осуществляется координация действий ТМ (ТРМ) и МО (ТЕМ). Координатор формирует номинальное разомкнутое или замкнутое глобальной силовой и технологической обратной связью (ГОС) управление и может быть дополнен супервизором (СВ), который компенсирует отклонения от номинальной траектории, не обработанные локальными регуляторами.

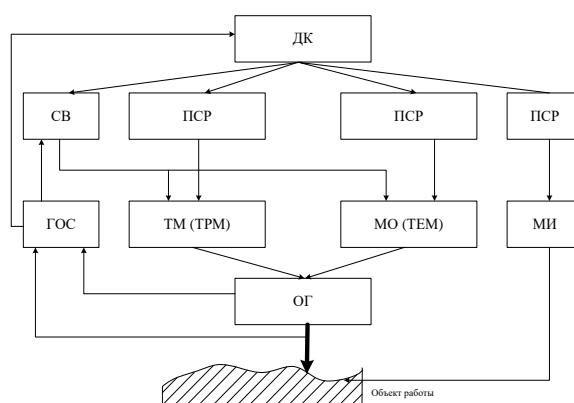


Рис. 4.16. Функциональная схема системы управления с динамическим координатором

На основе анализа корней характеристического уравнения замкнутой системы в работе Ahmad S., GuoH. [9] доказываемое существенное улучшение качества переходного процесса вследствие включения динамического координатора.

Координирующее управление ТМ и МО посредством регулирования параметров, определяющих соотношение между их траекторными координатами S, \dot{S} и силой $F = [F; M]^T$ реализуется в виде согласованного ПСУ. Если при выполнении технологической операции необходимо соблюдение или идентификация геометрической формы, то применяется согласованное ПСУ с позиционным доминированием и аддитивной или (и) мультипликативной корректирующей силовой связью [7,9].

Перспективны двухканальные адаптивные системы управления ТМ и МО с самонастройкой в каналах регулирования сил и перемещения, построенные на основе логического разрывного управления. В качестве примера на рис. 4.17 приведен один из вариантов реализации подобной системы.

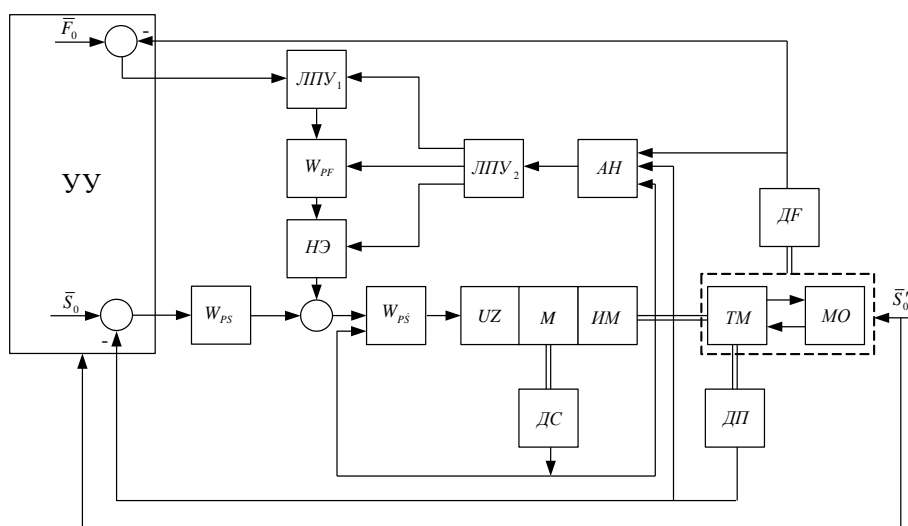


Рис. 4.17. Двухканальные адаптивные системы управления ТМ и МО: S_0, S_0' – управляющие позиционные сигналы исполнительных приводов ТМ и МО; $W_{PS}, W_{P\dot{S}}$, W_{PF} – передаточные функции регуляторов положения, скорости и силы; ДП, ДС, ДФ – датчики положения, скорости и силы; УЗ, М, ИМ – силовые преобразователи, двигатели, исполнительные механизмы

Адаптивный наблюдатель АН с устройством самонастройки через ЛПУ2 осуществляет сигнальную или параметрическую адаптацию каналов регулирования S, F и регуляторов скорости и положения приводов ТМ. ЛПУ1 в свободной зоне отключает канал силовой коррекции в зависимости от величины уставки F_0 силового взаимодействия ТМ и МО. В качестве нелинейного элемента (НЭ) может применяться элемент с односторонней проводимостью или элемент двусторонней проводимости с зоной нечувствительности.

Необходимо заметить, что при нулевом значении F_0 , МО двухканальная система вырождается в одноканальную с регулированием демпфирования и податливости посредством корректирующей технологической обратной связи.

При необходимости решения задачи регулирования сил взаимодействия ТМ с МО с учетом кинематических параметров процесса взаимодействия целесообразно применение согласованного ПСУ с силовым доминированием (адаптацией в канале управления F). Адаптация каналов управления S и/или \dot{S} и F может осуществляться как поочередно, так и совместно. Переход от одного канала управления к другому может осуществляться программным путем и на основе информации о взаимодействии между ТМ и МО или ОГ с внешней средой.

С точки зрения реализации системы ПСУ взаимосвязанными манипуляторами лазер-роботов могут быть построены на принципах систем одно - (ОСД) и двустороннего (ДСД) действия с автоматическим, дистанционным и дистанционно-автоматическим управлением. В качестве «задающего устройства» систем ПСУ построенных по принципу несимметричных следящих систем ДСД используются приводы ТМ с силовыми обратными связями. Приводы МО, играющего роль «исполнительного устройства», в этом случае охвачены отрицательными обратными связями по положению или скорости. Глобальная обратная связь – силовая обратная связь. При построении систем ПСУ ТМ и МО по принципу симметричных следящих систем ДСД приводы ТМ и приводы МО охвачены обратными связями по положению. Глобальная обратная связь – обратная связь по положению МО.

Другим примером применения системы управления с оптимальным динамическим корректором и нелинейной обратной связью для координирующего управления ТМ и МО лазер-робота является система, представленная на рис. 4.18.

Если ТМ является ведущим, а МО – ведомым, то задача заключается в том, чтобы синтезировать для ТМ обратную связь, обеспечивающую его движение по заданной траектории, и сформировать оптимальный координатор, обеспечивающий слежение МО за ТМ с заданным вектором смещения.

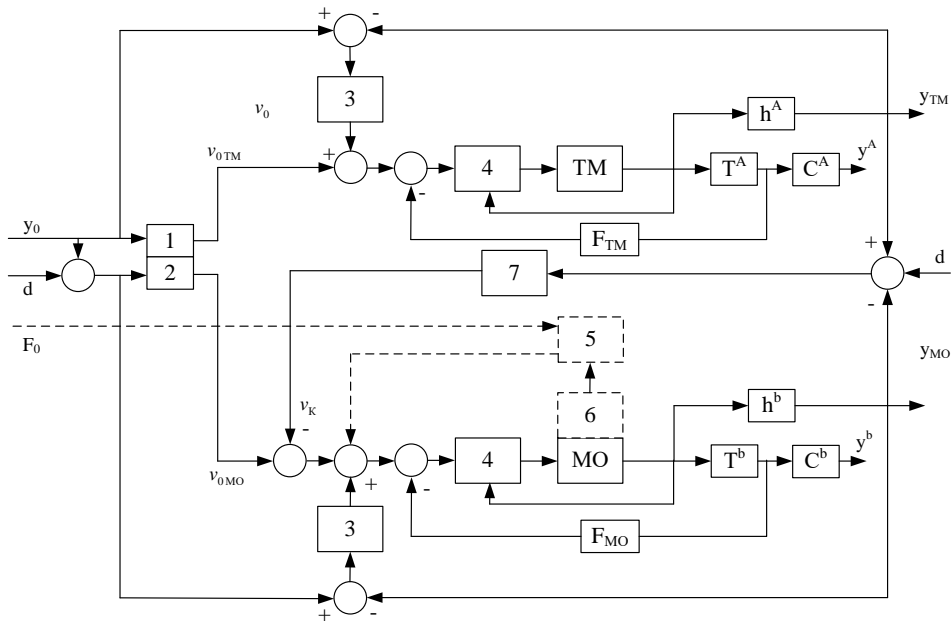


Рис. 4.18. Система управления лазер-роботом с оптимальным динамическим корректором и нелинейными обратными связями: y_0 – желаемая геометрическая траектория; d – смещение; F_0 – желаемая контактная сила на кисти робота; 1, 2 – линейные математические модели ТМ и МО; 5 – блок оптимальной коррекции ошибок; 4 – блок нелинейной обратной связи; 5 – блок оптимальной коррекции контактной силы; 6 – датчик силы МО; 7 – оптимальный динамический корректор

Если геометрия поверхности объекта лазерной обработки не задана и не определено его поведение, то как это уже отмечалось наиболее эффективным является применение многофункционального лазер-робота с сенсорным программированием адаптивным или интеллектуальным управлением на основе интегрированной мультисенсорной информационной системы [6,14-16,23,33-35].

Параллельная работа в различных режимах возможна при дистанционном управлении технологическим манипулятором оптической головки при совместном движении с транспортным манипулятором. В этом случае целью автоматического управления положением рабочего органа манипулятора будет стабилизация его положения в пространстве, причем это осуществляется управлением по каждой степени подвижности ИУ по данным информационно-измерительной системы, определяющей отклонение точки фокуса оптической головки от исходного положения, вызванное различными факторами. Автоматическая стабилизация положения в пространстве кистевого узла ма-

нипулятора существенно упрощает режим дистанционно-автоматического и супервизорного управления [8,9,19,21,27,34,35] при выполнении операций лазерной обработки (рис. 4.19.).

При организации автоматического управления движением ОГ с линейной интерполяцией по методу оценочной функции первоначально осуществляется установочное перемещение по вертикальной оси Z.

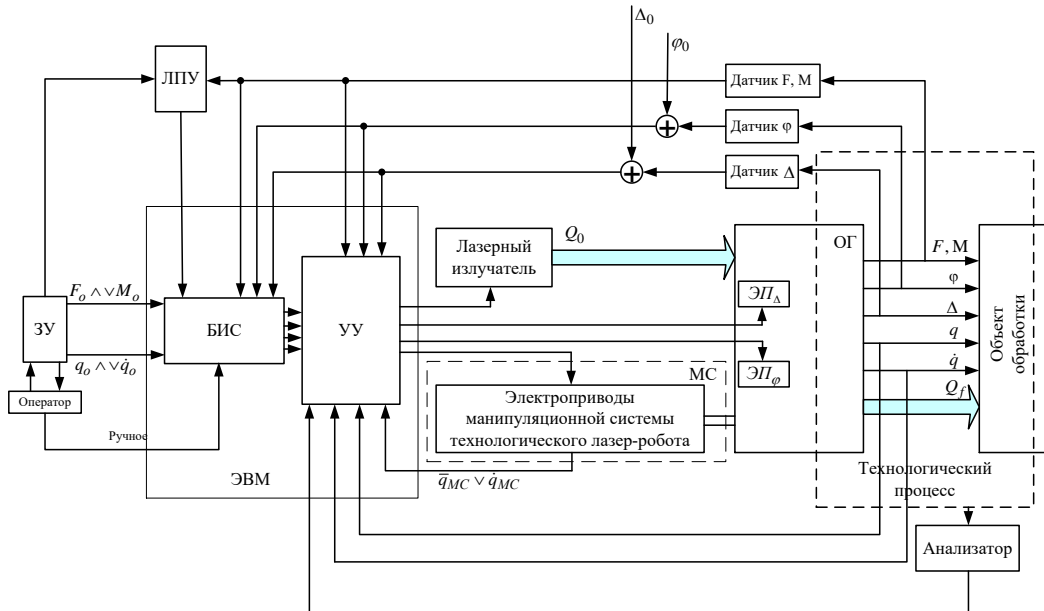


Рис. 4.19. Структура дистанционно-автоматического управления лазер-роботом.

Если оптимальный зазор установлен, то организуется качание оптической головки в плоскости OXY на величину до достижения равенства сигналов попарно перпендикулярных датчиков зазора, т.е. ортогональной установки ОГ относительно поверхности обработки.

При использовании в оптической головке силомоментных датчиков зазора, для управляющих сигналов приводов ОГ будут справедливы следующие выражения:

$$U_x = \begin{cases} U_0 \forall S < 0; \\ 0 \forall S > 0; \end{cases}$$

$$U_z = \begin{cases} 0 \forall S < 0 \wedge U_x \neq 0; \\ U_\partial \forall S < 0 \wedge U_x = 0, F_z \geq F_\partial; \\ U_0 \forall S > 0 \wedge F_z < F_\partial, \end{cases},$$

где U_x - управляющие сигналы приводов в плоскости OXY, U_z - управляющий сигнал привода регулирования зазора оптической головки.

Если лазер-робот оснащен оптической головкой с датчиками, осуществляющими измерение зазора, контроль отклонения оптической оси от нормали и контакта с препятствием (ОГ1), то контрольный проход может быть совмещен с резанием. Алгоритм управления для этого случая представлен на рис. 4.20 [11].

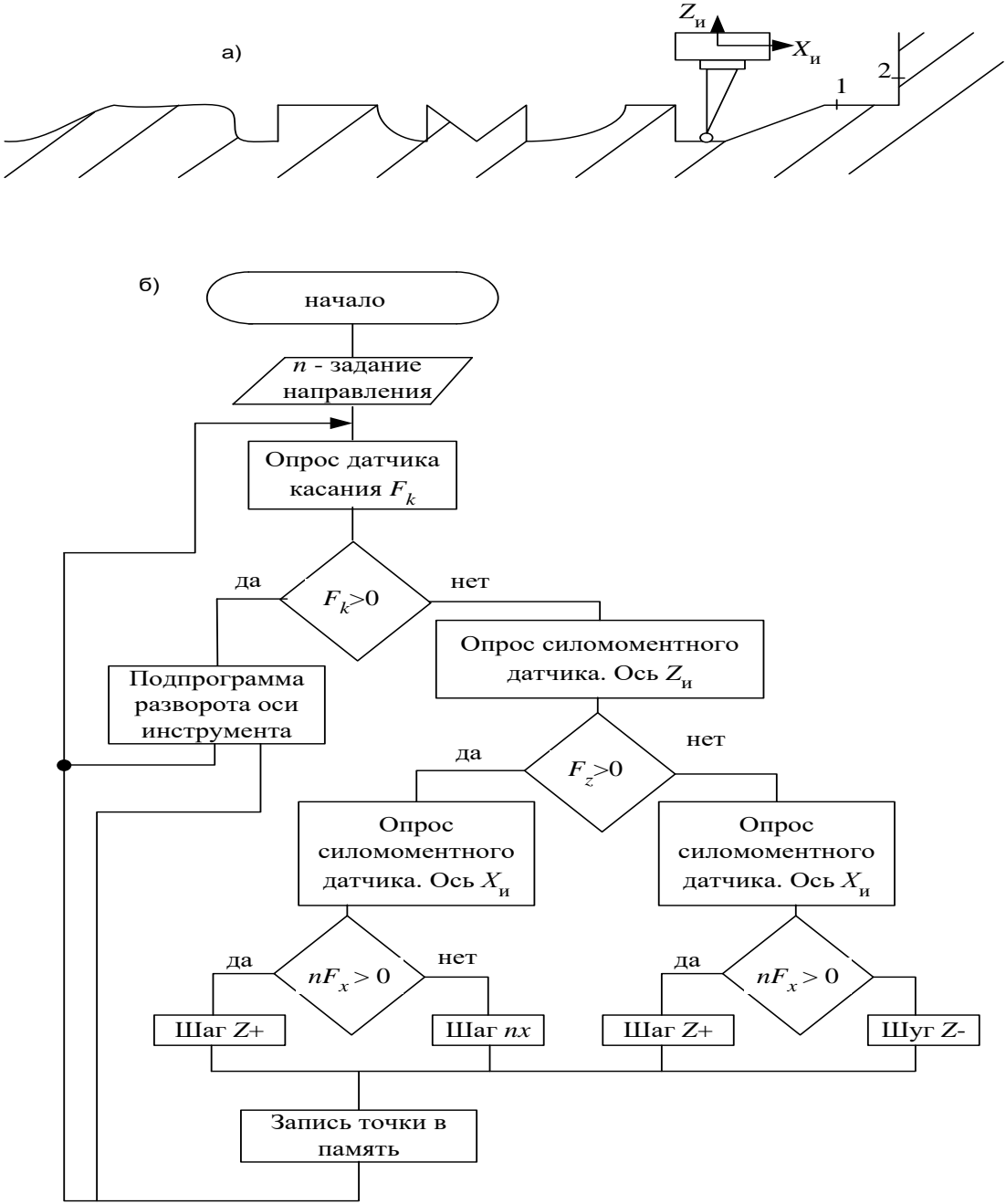


Рис. 4.20. Алгоритм управления лазер-роботом с силомоментным чувствлением: а) возможный характер поверхности; б) алгоритм управления

После выхода в точку $j=1$ по показаниям датчиков вылета, расположенных на сопловой части по два на каждой из оси X и Y по обе стороны от оси сопла (согласно рис. 4.19) определяется нормаль к поверхности. Нормаль считается достигнутой, если углы тангажа и крена находятся в допуске, в противном случае продолжается ориентация оптической головки по нормали. После ориентации по нормали по сигналам датчиков вылета, расположенным в направлении движения определяется зазор. Если зазор в допуске, то проверяется условие наличия контакта с препятствием в направлении движения и при отсутствии контакта производится переход в $j+1$ точку. В случае, если датчик контакта зарегистрировал столкновение с препятствием анализируется возникшая ситуация. Если столкновение планировалось, и было запрограммировано, то с помощью подпрограммы выполнения обхода препятствия (например, обхода угла) выполняется соответствующий маневр, а после этого переход в $j+1$ точку.

Если препятствие не планировалось, управление осуществляется согласно алгоритмам обхода препятствия (см. рис. 5.28. – 5.30.) или передается оператору, который в свою очередь определяет, возможен ли маневр обхода препятствия, выполнит его и переводит оптическую ось в $j+1$ точку или, если маневр не возможен, останавливает процесс выполнения операции.

В случае, если после ориентации по нормали зазор вышел за пределы допуска, с помощью привода сопла устанавливается требуемая величина зазора. При этом возможно срабатывание верхнего конечного выключателя (KB1) и осуществляется отвод оптической головки на 5 мм от поверхности или нижнего конечного выключателя (KB2) и осуществляется подвод на 5мм к поверхности движениями степеней подвижности технологического манипулятора. В случае, если конечные выключатели не сработали, требуемый зазор установлен и отсутствуют препятствия движению, осуществляется переход в $j+1$ точку. Если эта точка последняя, то осуществляется возврат в исходную точку и останов выполнения программы. Если достигнутая точка траектории не является последней, то цикл повторяется с опроса датчиков вылета.

Режим дистанционного управления применяется оператором в любых незапрограммированных ситуациях или в случаях отказа автоматической системы управления. При этом оператор использует ЗУ на своем пульте управления либо задает движение степеней подвижности

манипуляционной системы непосредственными командами с пульта управления [9,25,26].

При дистанционном управлении перемещением оптической головки в момент появления сигнала с датчиков зазора блок изменения структуры БИС на основании алгоритма

$$U_3 = \begin{cases} k_1 \varepsilon_1 \forall \varepsilon_1 < \varepsilon_2; \\ k_1 \varepsilon_1 \forall \varepsilon_1 > \varepsilon_2, \end{cases}$$

переключает структуру управления на автоматическое управление поддержанием заданного зазора и ортогональной ориентации оси лазерной головки к обрабатываемой поверхности.

В режиме супервизорного управления [9,19, 21] и обучения можно применить бинарное управление [12] и объединить описанные выше методы коррекции и. Это означает, что в то время, когда робот пытается скорректировать траекторию движения на основе расхождения между запрограммированными и текущими значениями сил и моментов, человек-оператор наблюдает за его поведением и посредством задающего устройства добавляет необходимое корректирующее воздействие в случае необходимости.

4.3. Анализ рабочих пространств и структур электроприводов манипуляционных систем с параллельной кинематикой

Рабочее пространство шестистепенной МС с параллельной структурой (МСПС) - область возможных положений (ОВП) в общем случае в шестимерном пространстве шести обобщенных координат, чаще всего составляющих радиуса-вектора, трех координат x, y, z центра платформы и трех углов поворота (например, углов Эйлера-Крылова (α, β, γ)).

Существенным моментом при исследовании механизмов параллельной структуры является учет их особых конфигураций, которые способствуют нарушению структуры механизма, предусмотренные функционированием. Различают два вида особого положения механизма, один из которых связан с исчезновением некоторых степеней свободы, другой — с появлением неуправляемой подвижности. Алгоритмы и структура системы управления исполнительными приводами

полностью определяются целью управления, результатами кинематического и динамического анализа МСПС, в т.ч. результатами решения обратных задач [18] и особыми положениями механизма.

При выборе параметров МСПС и структуры ЭП важно учитывать не только максимум объема рабочего пространства, но и всевозможные углы ориентации выходного звена - характеристику, называемую сервисом [3,17], и особые положения, когда выходное звено может иметь неуправляемую подвижность. В соответствии с этим, для решения задачи оптимизации необходимо разработать модель, характеризующую параметры рабочего пространства. Далее нужно построить алгоритм, чтобы были удовлетворены два критерия: объем рабочего пространства и общее число конфигураций при всевозможных ориентациях выходного звена.

Особые положения (сингулярности) механизмов параллельной структуры явились темой многих публикаций. Это не случайно, так как многочисленные достоинства данных механизмов (точность, нагрузочная способность) могут исчезнуть вблизи этих положений, может снизиться жесткость и утеряна управляемость.

Критерии таких особых положений разработаны Ф.М. Диментбергом. Вопросы исследования особых конфигураций пространственных механизмов рассматриваются в работах Ф.М. Диментберга, АГ. Овакимова, П.А. Лебедева, В.В. Лунева, Д. Анджелеса, К. Сугимото, Б. Росса, Д. Даффи, В.А. Глазунова, Ж.П. Мерлет и других авторов.

Методика определения особых положений механизмов, имеющих параллельную структуру, с помощью математических критериев, а также возможность управления механизмами данного класса вблизи особых положений, обоснованная с помощью теории групп винтов, представлены в работах В.А. Глазунова с соавторами. Задача управления параллельным манипулятором состоит с том, чтобы перемещать подвижную платформу манипулятора – рабочий орган – согласно заданной траектории. Перемещение платформы осуществляется при помощи шести соединений (штанг) механизма. В работе [9] приведен анализ методов решения задачи компьютерного моделирования определения и управления положением и ориентацией подвижной платформы, относительно базы. Для модели платформы входными переменными будут шесть сил, воздействующие на штанги, а выходными – длины и скорости изменения длины штанг. Для моделирования механической ча-

сти используется MATLAB/ SimMechanics, а для моделирования регулятора – Simulink. Верхняя и нижняя части каждой штанги прикрепляются к платформам карданными соединениями. Для имитации неподвижной и подвижной части платформы Стюарта используется блок Ground. Для моделирования движения штанги используется блок Joint Actuator, на вход которого подается сформированный управляющий сигнал от регулятора. При помощи блока Joint Sensor измеряется скорость и положение штанги. Все элементы модели штанги объединяются в один блок, что позволяет сформировать в SimMechanics механическую модель всего параллельного манипулятора.

Алгоритмы компьютерных расчетов, моделирования и управления, разработанные Казым Хуссейн Т. реализованы в Solidworks, SimMechanics и Matlab- программной среде (рис. 4.21) [9]. Исследования основаны на решении обратной кинематической задачи, формализации связей, исключающих неоднозначность положения выходного звена и разработанного авторами алгоритма компьютерного моделирования в Solidworks программной среде.

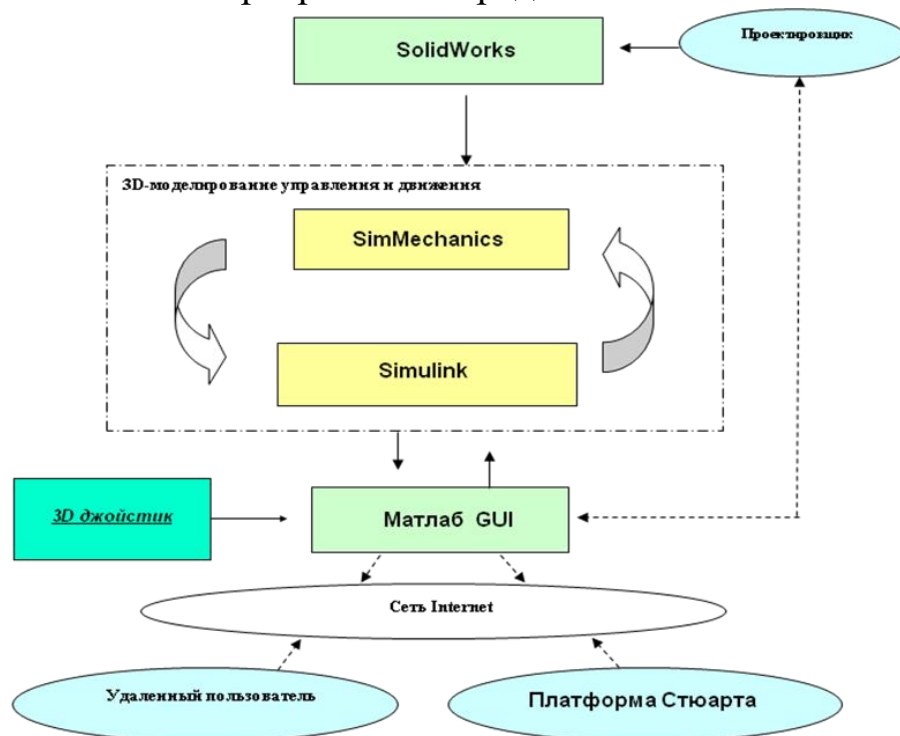


Рис. 4.21. Организация алгоритмов компьютерного моделирования и управления

Выходными сигналами механической модели будут шесть перемещений верхних шарниров. Формирование рабочего пространства

осуществляется численными методами по специальному алгоритму [9]. Сущность алгоритма заключается в сканировании границы замкнутого пространства, которое и образует рабочее пространство с учетом ограничений кинематической структуры. Каждый отдельный блок алгоритма представляет собой совокупность множества элементарных математических вычислений. Для предварительной оценки рабочей области, предлагается строить её сечения тремя ортогональными плоскостями (z_{ox} , z_{oy} и z_{oz}) проходящими через точку центра платформы в исходном положении манипулятора. Этот метод позволяет с малыми вычислительными затратами оценить рабочую область проектируемого манипулятора с учетом: ограничений минимальной и максимальной величины перемещения приводов штанг; отсутствия взаимных пересечений звеньев манипулятора, т.е. механизм не должен попадать в особые положения. Отдельные результаты анализа рабочего пространства и положений мехатронной системы показаны на рис. 4.22.

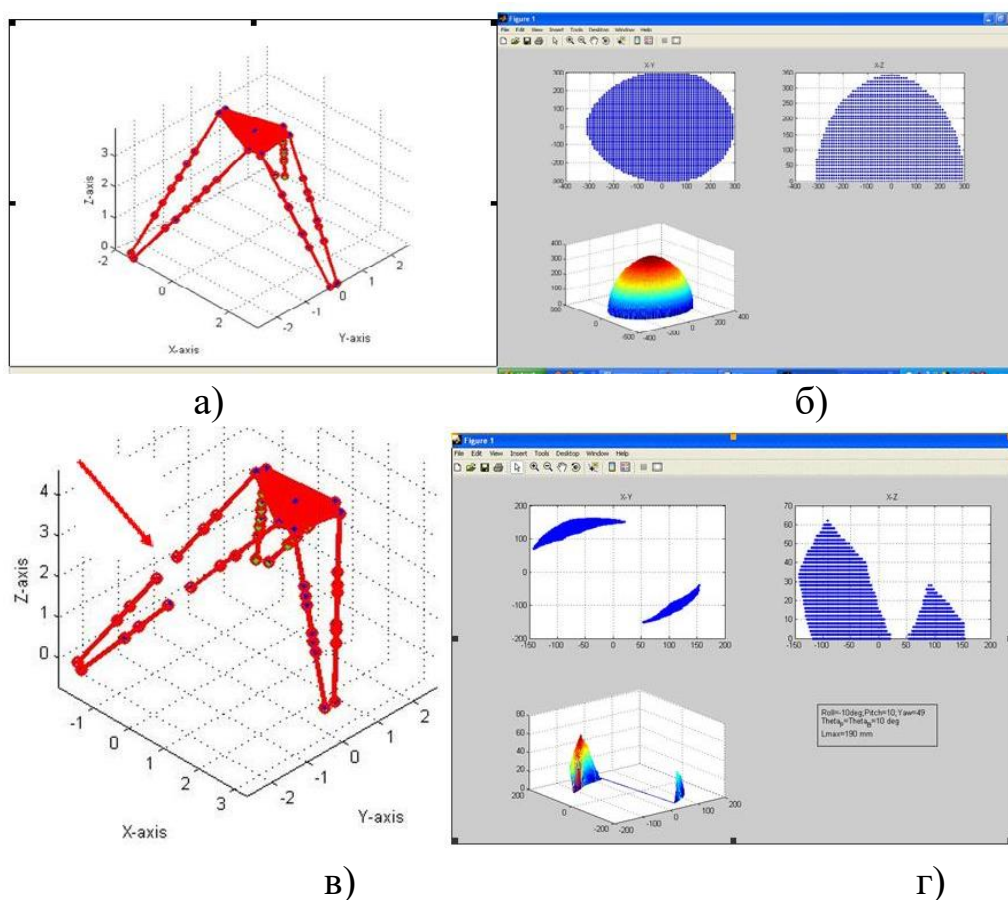


Рис. 4.22. Результаты моделирования 6-ти степенной МСПС: а, в - положения и ориентации подвижной платформы; б, г- сечения рабочей зоны

На рис. 4.22. а), б) показаны как положения и ориентации подвижной платформы, так и сечения рабочей зоны ортогональными плоскостями XOY , XOZ и рабочие зоны в пространстве XYZ при следующих значениях углов α, β, γ : ($\alpha = 20, \beta = 0, \gamma = 0$; $\alpha = 0, \beta = 20, \gamma = 0$; $\alpha = 0, \beta = 0, \gamma = 20$) градусов, а на рис.4.22. в), г) показаны аналогичные характеристики - при $\alpha = 10, \beta = 10, \gamma = 49$ градусов.

Проведенный анализ рабочих зон 6-ти степенных МСПС типа SSM(6-6), TSSM(6-3) и MSSM нулевого порядка для различных перемещений и ориентаций выходного звена показал, в частности: наибольший объем рабочего пространства имеет мехатронная система SSM(6-6); Сочетание некоторых вариантов ориентаций платформ приводит к разрывности рабочих зон (рис. 4.22.в, г). Эта неоднородность показывает невозможность непрерывного перемещения платформы внутри рабочей зоны при следующих значениях углов ($\alpha = 10, \beta = 10, \gamma = 49$ градусов) и ($\alpha = -10, \beta = 10, \gamma = 49$ градусов).

Полученные результаты цифрового моделирования показали исключительную важность синтеза структуры ЭП штанг платформы и алгоритмов управления их движением с учетом возникающих особых положений.

На этапе свободного движения выходного звена платформы Стюарта применяются алгоритмы позиционного управления и ЭП с главной обратной связью по положению. На начальном этапе особых положений происходит движение на границе свободной зоны [10,20]. В этом случае наиболее целесообразно применение алгоритмов и структур систем согласованного (импедансного) ПСУ с позиционным и впоследствии с силовым доминированием (см. паздел 1.2 [9,11]). Этап позиционного управления предусматривает возможность робастного, импедансного и нечеткого управления [15,16,23].

Обобщенная структура ЭП штанг, позволяющая реализовать в зависимости от состояния МСПС различные комбинации позиционного (ПИД, робастного, нечеткого), импедансного и независимого позиционно-силового управления представлена на рис. 4.23.

Переход от одного управления к другому и обратный переход осуществляются с помощью микропроцессоров, реализующих соответственно логические переключательные функции или диагональные матрицы выбора.

При заклинивании МСПС осуществляется переход на чисто силовое управление. Обобщенная структура системы управления (рис.4.23) реализует алгоритм комбинированного ПСУ.

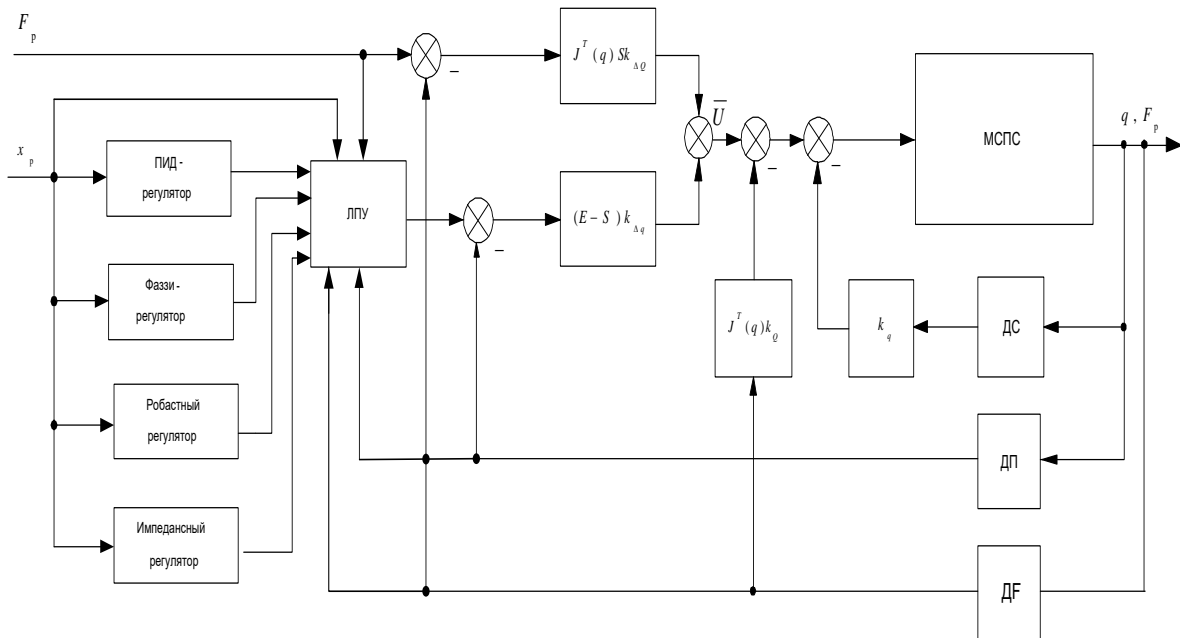


Рис. 4.23. Обобщенная структурная схема ЭП штанг МСПС

Для успешного применения комбинированного ПСУ как систем с переключением структуры [4,9,11,20, 24, 29,33,34], относящихся к системам связного регулирования, необходимо, кроме обеспечения устойчивости и качества, решить вопросы способа задания и согласования управляющих сигналов по положению и силе. Взаимосвязь уровня и знаков изменения управляющих сигналов положения S_0 и силы P_0 достигается представлением $ASF(\varepsilon_s)$, $ASF(F)$, $\Phi_s(S_0,F)$, $\Phi_F(F,\varepsilon_s)$ в виде:

$$\begin{cases} A_{SF}(\varepsilon_s) = \text{sgn}(K_{SF} \cdot \varepsilon_s); \\ A_{FS}(F) = 0; \\ \Phi_S(S_0, F) = 1; \\ \Phi_F(F, \varepsilon_s) = F_0 \cdot A_{SF}(\varepsilon_s), \end{cases} \quad (4.1)$$

где K_{SF} – коэффициент усиления блока взаимосвязи каналов положения и силы.

Функциональная схема такой системы связного регулирования с мультипликативной перекрёстной связью в канале управления силой

представлена на рис. 4.24. В структуре системы в блок взаимосвязи каналов $ASF(\varepsilon_s)$ входят усилитель-ограничитель УО и модуль выделения знака SGN , а функциональный регулятор канала силы $\Phi F(F, \varepsilon_s)$ – блок умножения БУ. В качестве сигналов задания используется сигнал S_0 требуемого перемещения и сигнал F_0 , определяющий требуемую силу. Знак сигнала задания F_0 , подаваемого на привод, совпадает со знаком ошибки привода по положению, что определяет однонаправленность прикладываемой силы и направления перемещения. При работе привода во время контакта штанги или выходного звена МСПС с объектом обеспечивается автоматическое изменение направления действия силы при изменении направления перемещения, но, при переключении с канала силы на канал положения, накопленный (за время управления по силе) сигнал ошибки по положению, вызывает резкое перемещение выходного звена с объектом, что может вызвать соударение, нарушение ориентации и поломку МСПС.

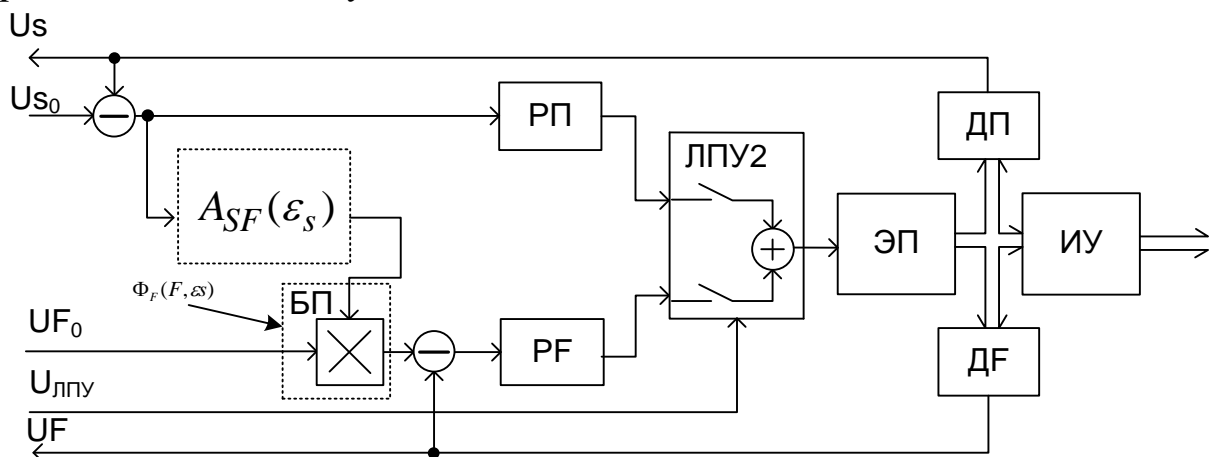


Рис. 4.24. Двухканальная система связанного позиционно-силового регулирования с мультипликативной перекрёстной связью

Характер изменения координат приведён на рис. 4.25 [9].

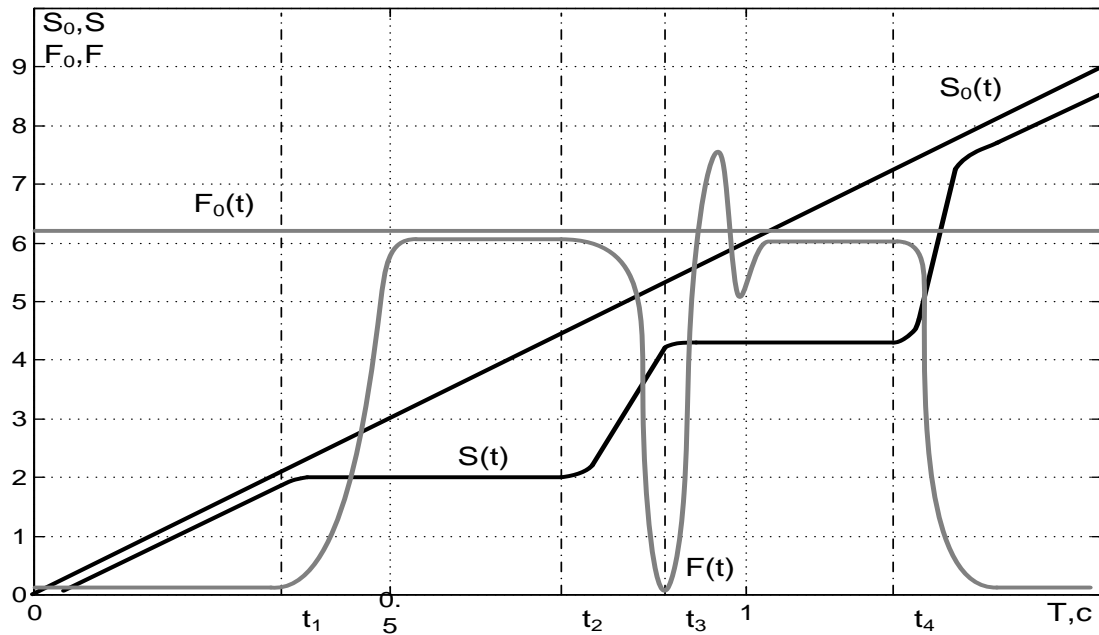


Рис. 4.25. Характер изменения координат в двухканальной системе с мультипликативной перекрёстной связью

При линейном изменении сигнала задания по положению S_0 (кривая $S_0(t)$) и постоянной величине сигнала задания по силе F_0 (кривая $F_0(t)$) траектория движения схвата робота в свободной зоне также будет иметь линейный вид (кривая 2, участок $0 \dots t_1$).

Скорость перемещения S в установившемся состоянии равна скорости изменения сигнала задания, поскольку система астатическая. При контакте с объектом (момент t_1) перемещение прекращается и координатное положение штанги и выходного звена МСПС остаётся постоянным и равным координате точки контакта с препятствием. Сигнал задания по положению S_0 тем не менее возрастает, увеличивается ошибка $\varepsilon_s = (S_0 - S)$. Одновременно с этим появляется сигнал с датчика силы ДФ, привод управления по положению переключается через коммутатор ЛПУ2 на управление по силе (интервал $t_1 \dots t_2$) и формируется силовое воздействие на объект F (кривая $F(t)$), соответствующее сигналу задания F_0 . При этом сигнал позиционной ошибки ε_s не попадает на вход привода, так как ЛПУ2 переключён на управление по силе (рис.4.26).

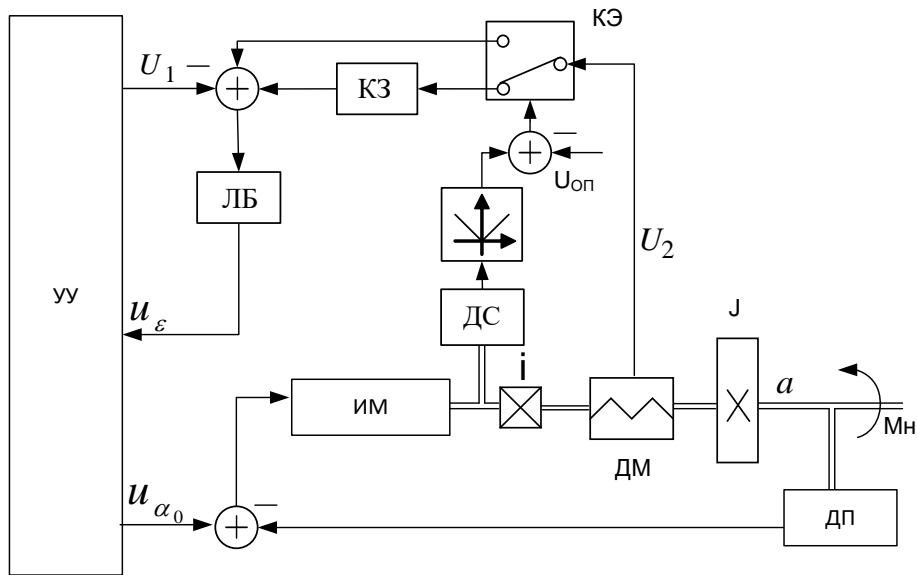


Рис. 4.26. Система управления ЭП с применением параметрических силовых обратных связей: U_1 , u_{α_0} - сигналы задания по моменту, перемещению; u_{ε} - сигнал моментной ошибки; U_2 - сигнал обратной связи по моменту; M_n - момент нагрузки; КЗ - корректирующее звено; КЭ - ключевой элемент; $U_{оп}$ - опорный сигнал, определяющий $\dot{\alpha}_{min}$.

Если приводы МСПС работают по одному из алгоритмов, рассмотренных в главе 2, то перемещение схвата робота по координатам X и Y приведут к тому, что в момент времени t_2 прекратится контакт робота с внешним объектом, сигнал с датчика силы ДФ станет равным нулю и ЛПУ2 переключится на управление по положению для отработки накопившегося рассогласования ε_s (интервал времени $t_2 \dots t_3$). Ошибка, накопленная в канале положения, вызывает перемещение с большим ускорением и скоростью (больше требуемых), что может привести к недопустимым ударным явлениям.

Возможности систем управления ЭП МСПС могут быть существенно расширены применением операторных и параметрических силовых обратных связей (рис. 4.25) [9-12,20,26,33].

В этом случае сигнал моментной ошибки U_{ε} формируется логическим блоком ЛБ и определяется, например, следующими функциями [21]:

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall |U_1| \leq v > |U| \\ 0 \forall |\dot{\alpha}_0| = 0; \end{cases} \quad (4.2)$$

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall \dot{\alpha}_0 \leq \dot{\alpha}_{\min}; \\ U_1 \forall \dot{\alpha}_0 > \dot{\alpha}_{\min}; \end{cases} \quad (4.3)$$

$$U_{\varepsilon} = \begin{cases} (U_1 - U_2) \forall U_1 U_2 < 0 \wedge \dot{\alpha}_0 \leq \dot{\alpha}_{\min} \vee U_1 U_2 > 0 \wedge \dot{\alpha}_0 \leq \dot{\alpha}_{\min}; \\ U_1 \forall U_1 U_2 > 0 \wedge \dot{\alpha}_0 > \dot{\alpha}_{\min}; \end{cases} \quad (4.4)$$

где $\dot{\alpha}_0$ - сигнал задания по скорости.

Минимальное значение скорости перемещения $\dot{\alpha}_{\min}$ устанавливается УУ. При реализации управляющим устройством логической функции (3.3) обратная силовая связь содержит сопутствующие, так и противодействующие моменты: если скорость движения меньше или равна некоторому минимальному значению $\dot{\alpha}_{\min}$. При перемещении ЗУ со скоростями, превышающими $\dot{\alpha}_{\min}$ обратная связь не содержит информацию о моментах.

Если реализуется функция (3.3), то обратная связь содержит информацию о противодействующих моментах только при малых скоростях и выполняет опускание выходного звена без силовой обратной связи при больших скоростях. При соприкосновении выходного звена МСПС с упругим односторонним упором [18, 67] в системе могут возникнуть колебательные движения, которые устраняют уменьшением скорости движения или добротности системы. Применением в приводе параметрического отражения моментов удастся обеспечить достаточную точность отражения при удовлетворительном качестве управления положением ИУ в случае его соприкосновении с объектом манипулирования или препятствием. При малой скорости перемещения ИУ ($\dot{\alpha}_0 < \dot{\alpha}_{\min}$) сигнал с ДМ поступает непосредственно УУ. Если скорость ИУ превышает заданное минимальное значение $\dot{\alpha}_{\min}$, определяемое значением опорного напряжения $U_{оп}$, то ключевой элемент КЭ включает в канал управления корректирующее звено КЗ, в качестве которого может применяться инерционное динамическое звено. Если требуется изменить масштаб силовой обратной связи, то КЗ реализуется в виде пропорционального звена с переменным коэффициентом передачи n .

Проблема повышения быстродействия двухканальной системы при контактном взаимодействии может быть решена применением логического функционального регулятора силы $\Phi F(F, \varepsilon_s)$ следующего вида:

$$\hat{O}_F(F, \varepsilon_s) = \begin{cases} K_{F1} \forall (K_{F2} \cdot F_0 - \varepsilon_s) > 0; \\ 1 \forall (K_{F2} \cdot F_0 - \varepsilon_s) \leq 0. \end{cases} \quad (4.5)$$

В этом случае структура системы примет вид рис. 4.27 [9,11].

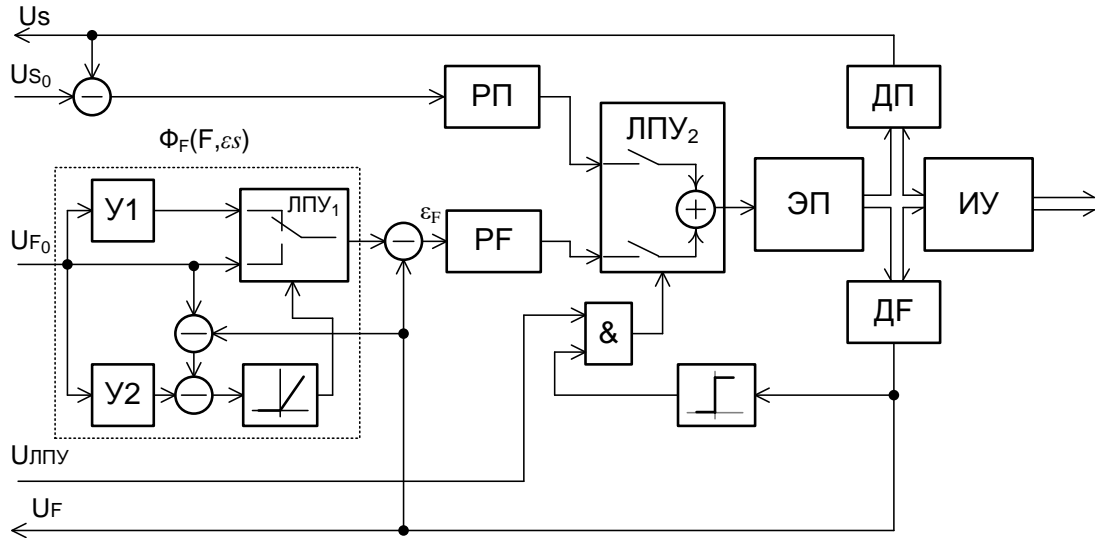


Рис. 4.27. Двухканальная система несвязного позиционно-силового управления с нелинейным функциональным регулятором силы

Исключить ударные взаимодействия выходного звена МСПС с ОР при переключении управления с силового на позиционное возможно путём введения нелинейного функционального регулятора положения с логическим управлением $\Phi_S(S_0, F)$. В этом случае регуляторы $A_{SF}(\varepsilon_s)$, $A_{FS}(F)$, $\Phi_S(S_0, F)$, $\Phi_F(F, \varepsilon_s)$ примут вид:

$$\begin{cases} A_{SF}(\varepsilon_s) = \text{sgn}(K_{SF} \cdot \varepsilon_s); \\ A_{FS}(F) = \text{sgn}(K_{FS} \cdot F); \\ \Phi_S(S_0, F) = \begin{cases} K_S \cdot \int_0^\tau (S_0 - S'_0) \cdot dt \forall A_{FS}(A) = 0 \wedge S_0 < S'_0; \\ S'_0 \quad \forall A_{FS}(F) = 1 \wedge S_0 = S'_0 \end{cases}; \\ \Phi_F(F, \varepsilon_s) = F_0 \cdot A_{SF}(\varepsilon_s), \end{cases} \quad (4.6)$$

где K_S , K_{SP} , K_{PS} – коэффициенты усиления соответствующих регуляторов; S'_0 – координата точки касания.

Структура системы, реализованной по данной схеме, представлена на рис. (4.28) [9,11].

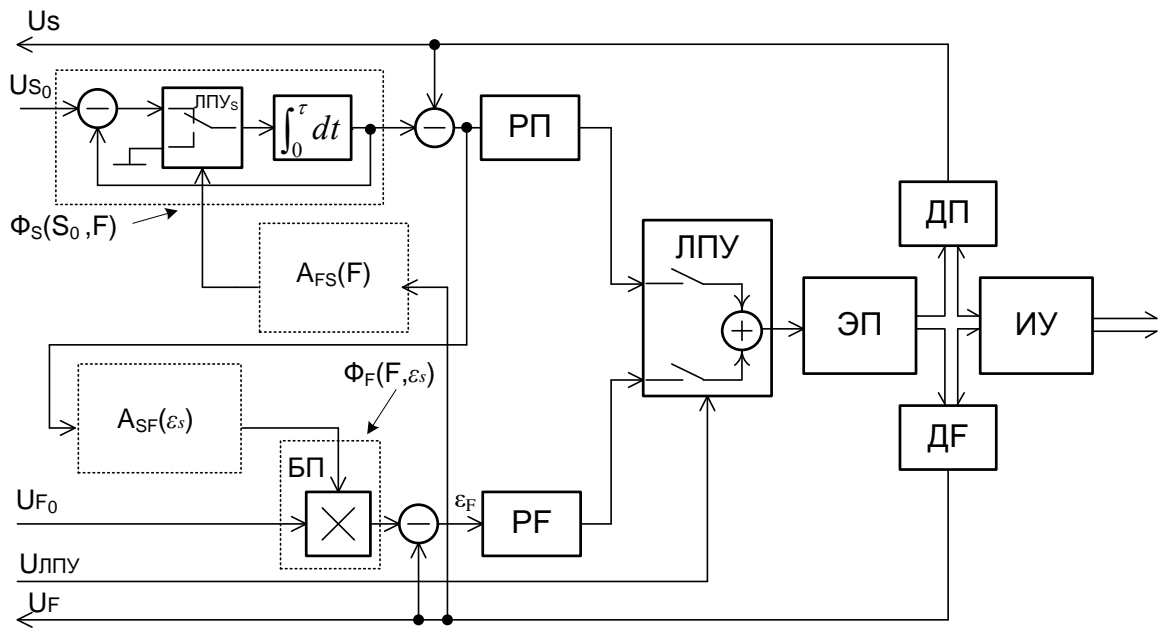


Рис. 4.28. Двухканальная система связанного позиционно-силового управления с нелинейным функциональным регулятором положения с логическим управлением

Привод работает следующим образом: при движении в свободной зоне сигнал с датчика силы ДФ отсутствует, ЛПУ2 коммутирует систему в режим замыкания по положению, а сигнал ошибки рассогласования по положению через ЛПУС, интегратор и сумматор приводит в движение исполнительный орган. При касании внешнего объекта сигнал с ДФ переключает ЛПУС и ЛПУ2, сигнал позиционного задания S_0 фиксируется на уровне S'_0 , соответствующем координате точки касания.

При отработке управляющих алгоритмов приводами других штанг МСПС в какой-то момент времени сигнал с ДФ становится равным нулю, ЛПУ2 переключается на управление положением, но сигнал задания, коммутируемый ЛПУС, начинает увеличиваться с уровня \dot{S}_0 , что обеспечивает плавность перемещения при переходе от контакта с объектом к работе в свободной зоне. Достижение сигнала \dot{S}_0 величины сигнала задания по положению S_0 обеспечивается наличием единичной отрицательной обратной связи, охватывающей интегратор.

В общем случае, управление движением МСПС осуществляется как при действии, так и отсутствии действия внешних связей и сил. По-

этому, проблему оптимизации структуры системы управления целесообразно решать для обоих случаев. Поставленная задача достигается, в частности, введением логически управляемых нелинейных функциональных регуляторов положения и силы с перекрёстными связями (см. например рис. 4.34 [77]), характеристика которых может выбираться системой управления МСПС в зависимости от выполняемого в текущий момент алгоритма управления. Переключение структур, выбор типа и вида регуляторов и их коэффициентов передачи в контурах положения и силы, формирование сигналов управления и другие функции осуществляются программным путём на уровне программно-алгоритмического обеспечения управляющей микроЭВМ исполнительного электропривода.

5. ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РОБОТОВ

5.1. Моделирование робота станка РОСТ 300

Робот-станок РОСТ-300 (рис. 5.1) предназначен для финишной обработки пера лопаток газовых и паровых турбин, энергетических стационарных и передвижных установок, газоперекачивающих станций, газотурбинных двигателей, лопастей водяных турбин, гребных винтов различного назначения.



Рис. 5.1. Вид Робота-станка РОСТ-300

Робот-станок РОСТ-300 имеет нетрадиционную компоновку, характерным отличием которой является отсутствие прямолинейных направляющих. Все формообразующие движения, необходимые для обработки пера лопатки, реализуются круговыми движениями приводных звеньев манипулятора изделия поз.1 и манипулятора инструмента поз. 2, изображенных на рис. 5.2. Приводы D6 и D7 обеспечивают транспортное перемещение звеньев манипулятора изделия в пределах

рабочей зоны. Приводы D5 и D4 осуществляют ориентацию объекта обработки относительно рабочего инструмента. Приводы D1, D2 и D8 служат для перемещения звеньев манипулятора инструмента. Привод D3 – привод главного движения. Конструкция станка позволяет полностью реализовать первый принцип мехатроники - прямой привод (direct drive) благодаря использованию высокомоментных бескорпусных (встраиваемых) двигателей. Отсутствие в станке редукторов, ШВП, ремней и пр. полностью исключает люфты механических приводов координатных перемещений, уменьшает металлоемкость и энергетические затраты на единицу продукции, сводит к минимуму износ механических частей станка.

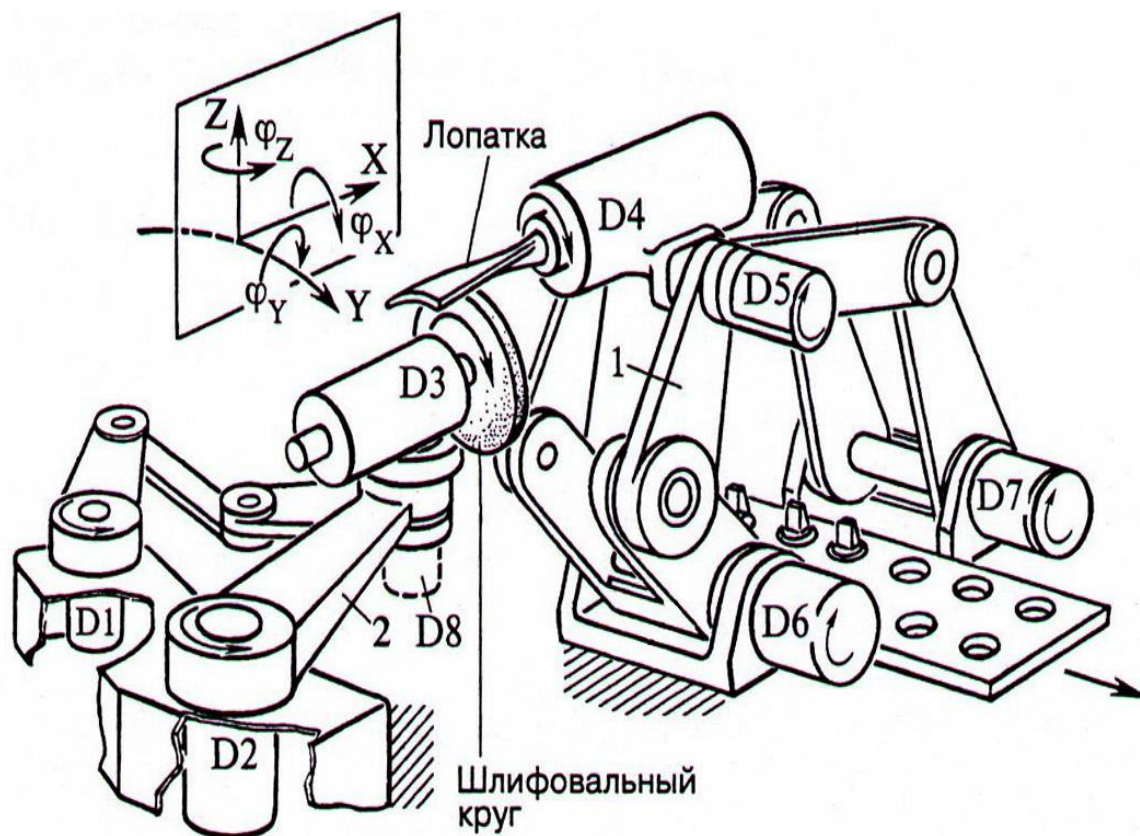


Рис. 5.2. Структура робота-станка

Из рассмотрения рис. 5.2 следует, что транспортные перемещения звеньев в манипуляторе изделия осуществляются: в плоскости действия сил гравитации, а в манипуляторе инструмента – в плоскости, ортогональной плоскости гравитации. Поэтому, в манипуляторе пере-

мещения изделия, в случае безредукторного привода могут иметь место значительные статические моменты, обусловленные действием сил тяжести звеньев.

Упрощенные кинематические схемы исполнительных систем манипулятора изделия и манипулятора инструмента приведены на рис. 5.3, а в таблице 5.1 представлены их основные геометрические размеры, а так же массы звеньев и шарниров (массы ориентирующих степеней подвижности D5 и D4 приведены к массе шарнира F).

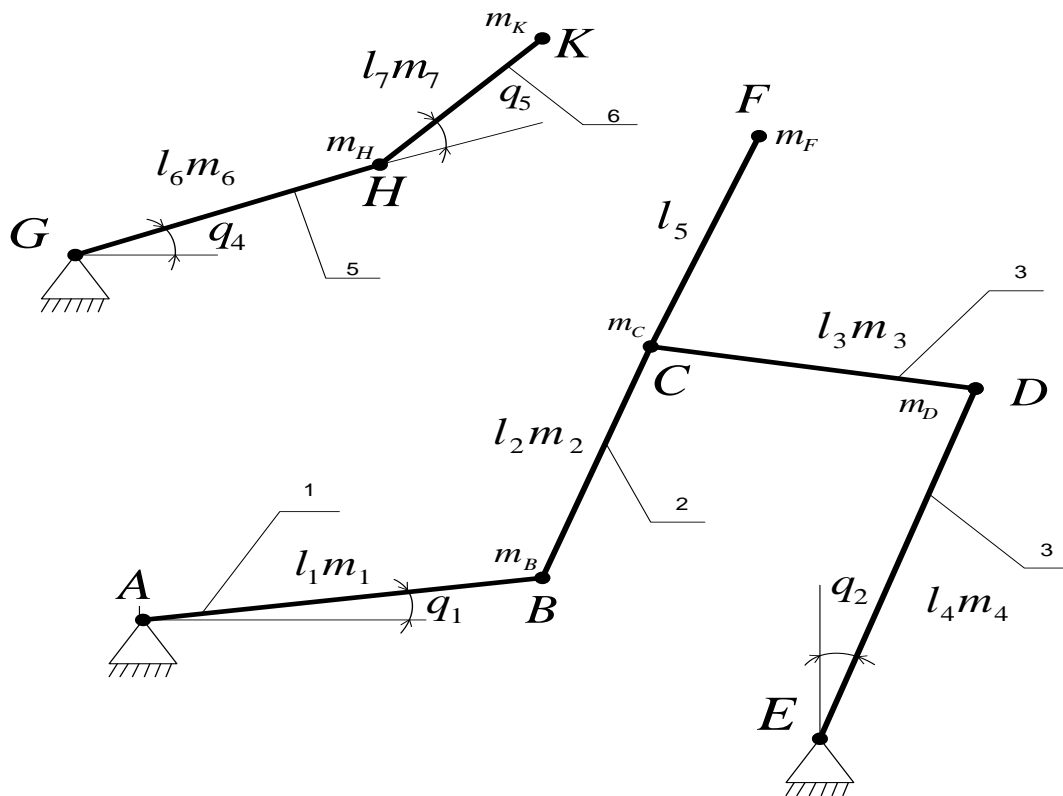


Рис. 5.3. Упрощенные кинематические схемы исполнительных систем манипулятора изделия и манипулятора инструмента

Таблица 5.1 Геометрические размеры и масса компонентов манипуляционной системы

№ п/п	Параметр	Обозначение	Единица измерения	Величина
1	Обобщенные координаты	q1	рад.	-0,349 ÷ +0,262
		q2	рад.	-0,262 ÷ +0,349
2	Длина звена	l1	м.	0,3
		l2	м.	0,45
		l3	м.	0,3
		l4	м.	0,4
		l6	м.	0,3
		l7	м.	0,2
3	Масса звена	m ₁	кг.	33,21
		m ₂	кг.	63,4
		m ₃	кг.	33,25
		m ₄	кг.	43,55
		m ₆	кг.	33,25
		m ₇	кг.	21,25
4	Масса шарнира	m _B	кг.	12,5
		m _C	кг.	12,5
		m _D	кг.	12,5
		m _F	кг.	94,5
		m _H	кг.	12,5
		m _K	кг.	94,5

Построение модели манипулятора перемещения изделия робота – станка РОСТ-300 производится в плоскости XY. В состав этой модели входит 4 звена и 5 цилиндрических шарниров (рис. 5.4). Два цилиндрических шарнира связаны с землей при помощи блока Ground.

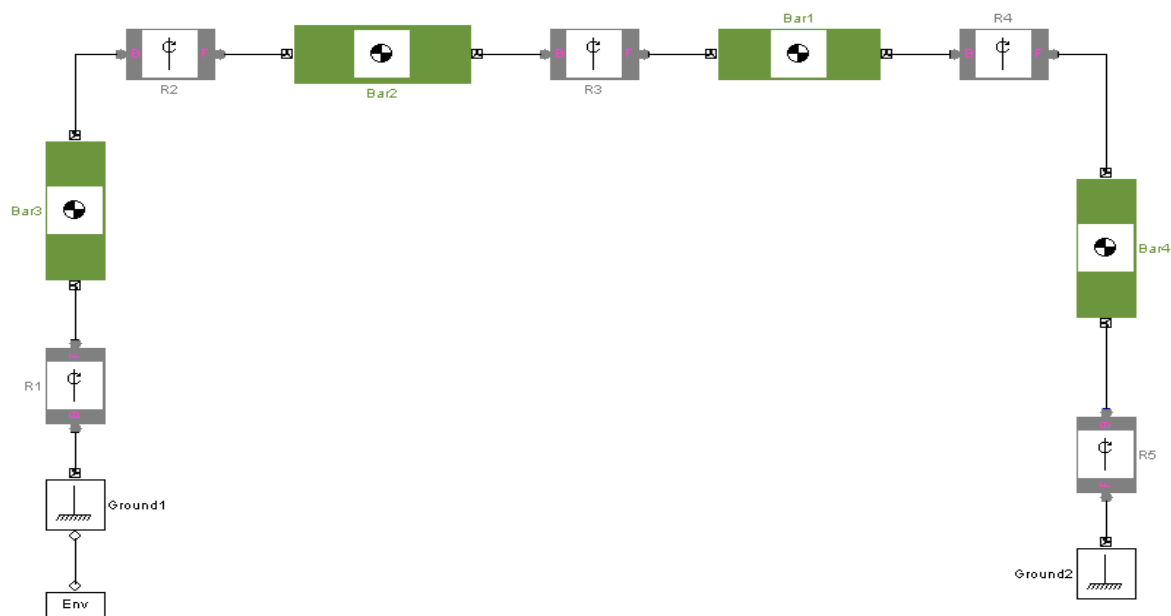


Рис. 5.4. Базовая модель манипулятора перемещения изделия в SimMechanics

В блоке Machine Environment указывается направление действия (вдоль оси Y) и величина ускорения силы тяжести ($g = -9.8 \text{ м/с}^2$). В блоках Revolute указываем направление оси вращения (вокруг оси Z). Далее необходимо произвести настройку блоков Body в соответствии с размерами и массами звеньев и сочленений (табл. 1.1). Массу цилиндрических шарниров с установленными в них датчиками и двигателями необходимо привести к телам, так как в настройке блока Revolute (цилиндрический шарнир) ее величину указать невозможно. Рассчитаем положения центров приведенных масс для каждого из звеньев манипулятора.

На рис. 5.5 представлены параметры звено 1 манипулятора изделия с необходимыми размерами и величинами масс.

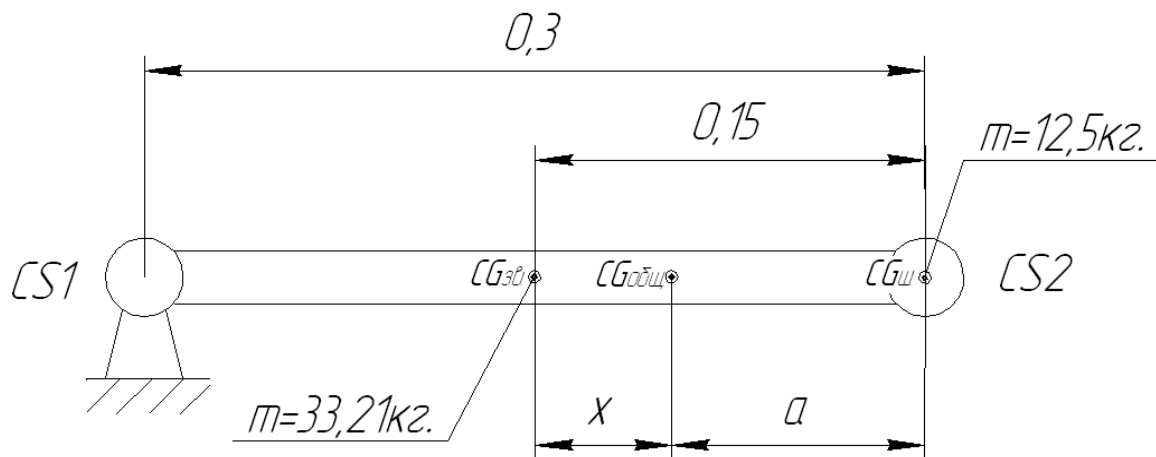


Рис 5.5. Параметры звена 1 манипулятора изделия

Положение приведенного центра масс первого звена определим по выражению:

$$m_1(0.15 - a)^2 = m_2 a^2, \quad (5.1)$$

где a – расстояние от центра шарнира CS2 до приведенного центра масс. Подставляя числовые значения в выражение (3.1) получим квадратное уравнение:

$$20.71a^2 - 9.963a + 0.747 = 0. \quad (5.2)$$

Решая это уравнение относительно a получим следующие величины корней:

$$\begin{aligned} a_{1,2} &= \left(9.963 \pm \sqrt{(-9.963)^2 - 4 \cdot 20.71 \cdot 0.747} \right) / 2 \cdot 20.71 = \\ &= (9.963 \pm 6.11) / 41.42; \\ a_1 &= 0.093; \quad a_2 = 0.388. \end{aligned}$$

Из условия физической реализуемости принимаем, $a = a_1$.

Положение приведенного центра масс будет находиться от центра масс звена 1 на расстоянии $x = 0.15 - 0.093 = 0.057$ м. Для звена 1 приведенный центр масс будет находиться на расстоянии $l = 0.15 + 0.057 = 0.207$ м от шарнира CS1. Аналогичным образом можно найти положения центров масс остальных звеньев. Результаты расчета приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 Положения центров масс звеньев манипулятора изделия				
Номер звена	1	2	3	4
манипулятора изделия				
Расстояние до центра масс от оси входного шарнира, м	0,207	0,124	0,093	0,130

Для задания движения механизма добавляем блоки Joint Actuator в местах расположения приводных двигателей, а для снятия характеристик в шарнирах блоки Joint Sensor. В окне настройки блока Joint Actuator устанавливаем вид возбуждения Generalized forces (обобщенные силы) – Apply torque (момент), в окне настройки Joint Sensor производим выбор тех характеристик относительного движения частей примитива, которые необходимо снять. Для вывода на экран снятых характеристик используем блок Scope (осциллограф для наблюдения временных зависимостей). После этого модель манипулятора примет вид, изображенный на рис. 5.6.

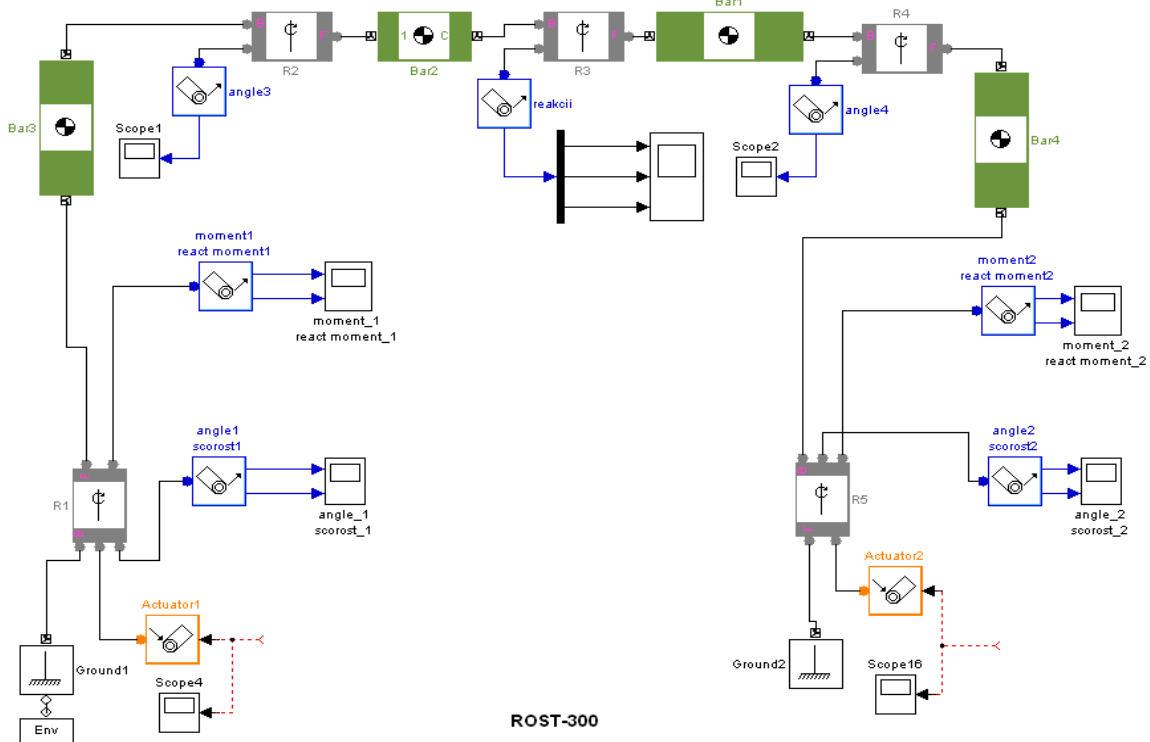


Рис. 5.6. Промежуточная модель манипулятора перемещения изделия

Для задания движения к блокам Joint Actuator добавляем компьютерную модель привода, приведенную на рис. 5.7.

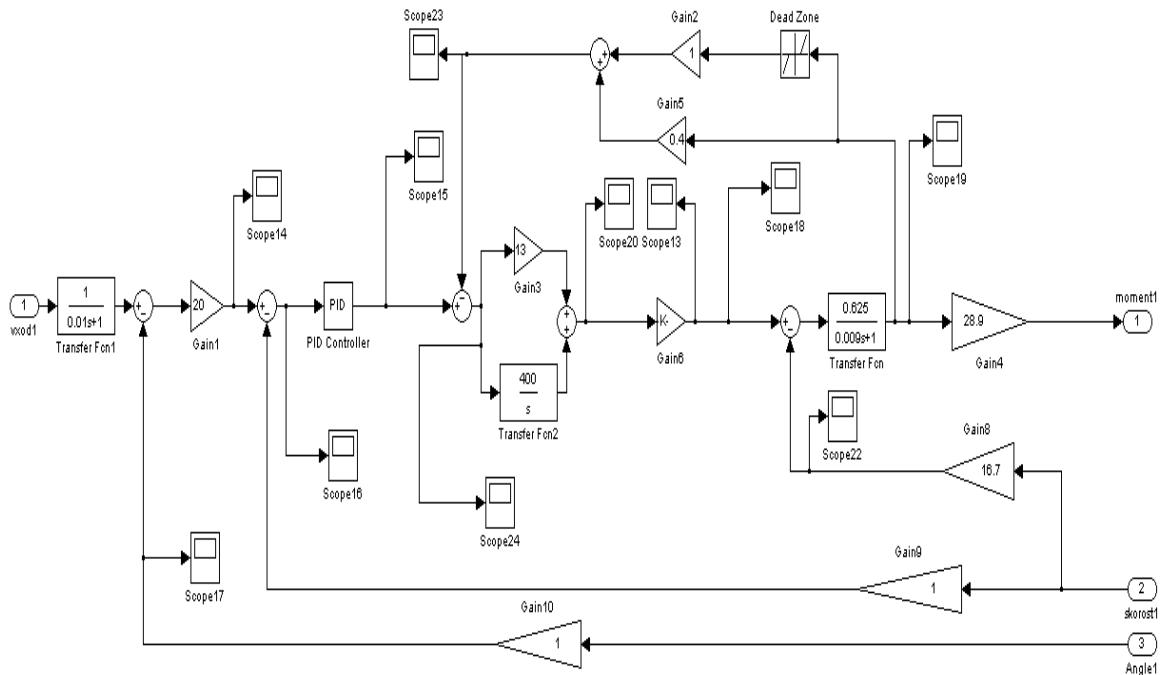


Рис. 5.7. Компьютерная модель привода

Привод имеет контур регулирования положения, скорости и тока. При моделировании использованы параметры реальных двигателей и контура тока. Параметры регулятора скорости настраивались по модели привода для средних значений нагрузки с помощью блока NCD, осуществляющего автоматизированный поиск коэффициентов ПИД регулятора по заданной кривой переходного процесса корневыми методами. К модели на схеме (рис.5.6) добавим модели приводов, а также выходы для снятия характеристик и входы для задания параметров движения. В результате получим окончательную модель манипулятора изделия, приведенную на рис. 5.8.

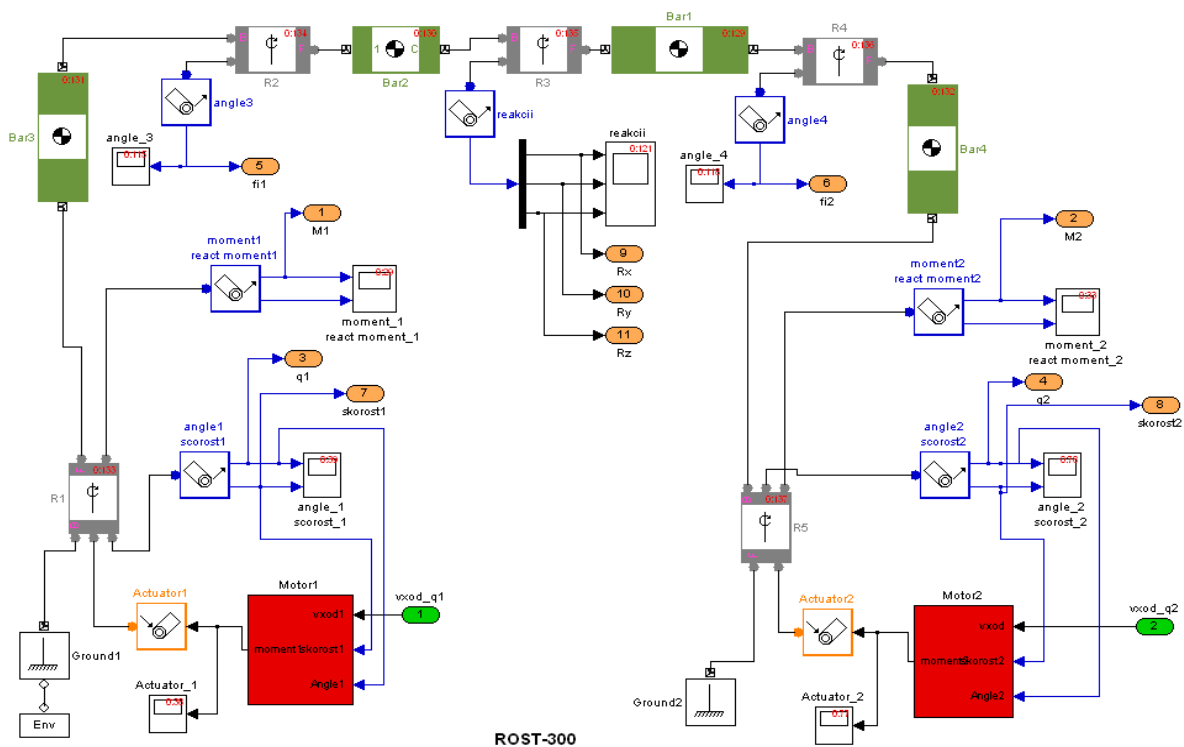


Рис. 5.8 Компьютерная модель манипулятора перемещения изделия

Аналогичным образом получена компьютерная модель манипулятора инструмента, приведенная на рис.5.9

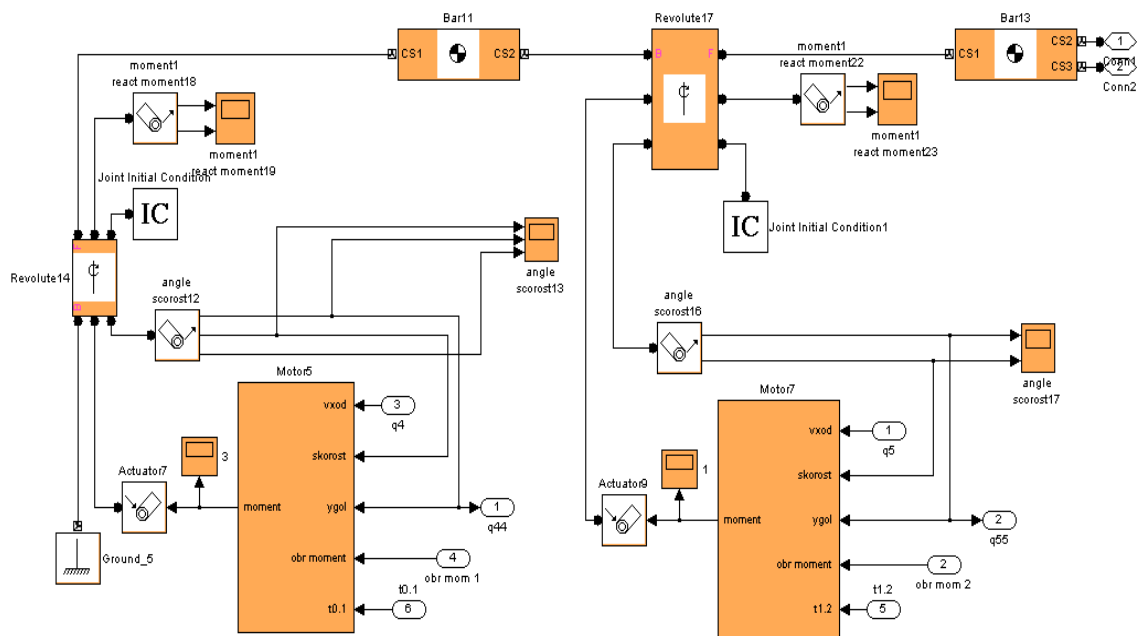


Рис. 5.9 Компьютерная модель манипулятора инструмента

Объединим построенную модель в subsystemу. В результате получим полную модель исследуемой системы, представленную на рис. 5.10.

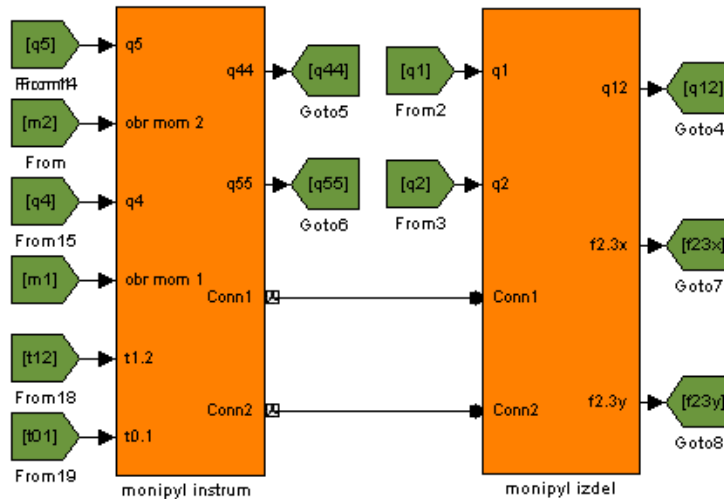


Рис. 5.10 Модель манипулятора перемещения изделия и инструмента

Работоспособность модели проверена путем задания одновременного перемещения по обобщенным координатам $q1 = 0.174$ рад. $q2 = 0.174$ рад. $q4 = 0.174$ рад. $q5 = 0.174$ рад. На рис. 5.11 приведено окно анимации после отработки манипулятором заданного перемещения.

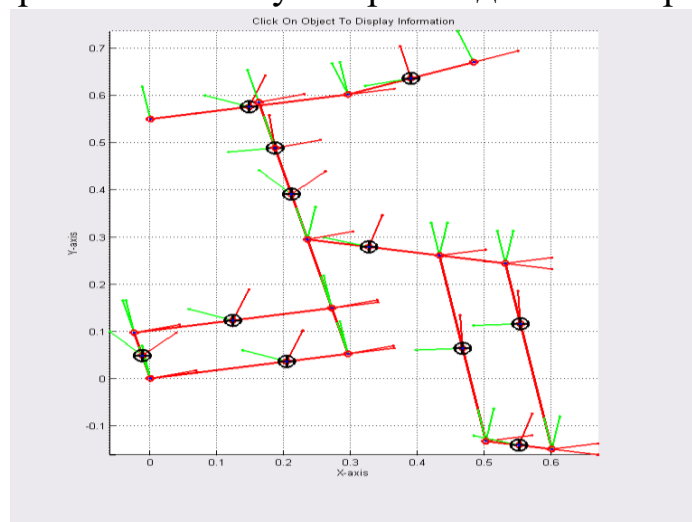


Рис. 5.11 Окно анимации модели манипулятора перемещения заготовки и инструмента

На рис. 5.12 и 5.13 приведены переходные характеристики для обобщенных координат q_1, q_2, q_4 и q_5

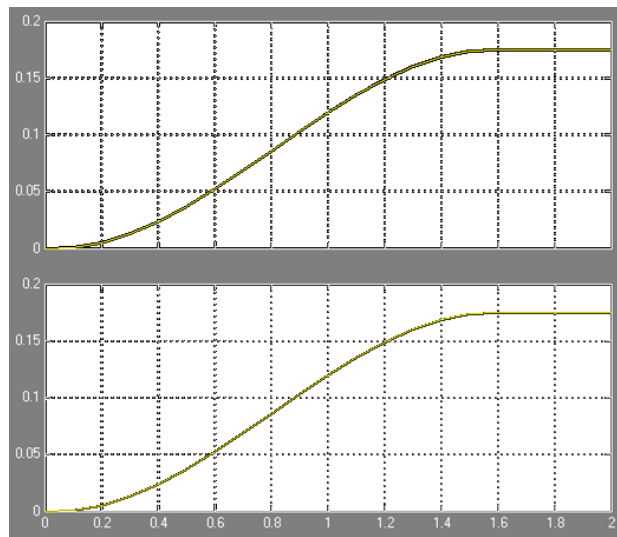


Рис. 5.12 Переходные характеристики обобщенных координат q_1 и q_2

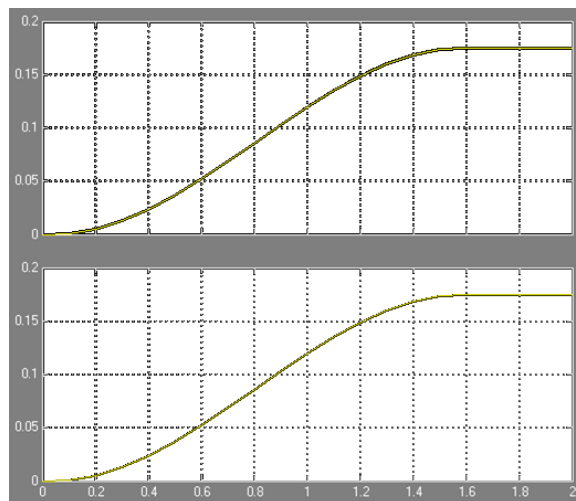


Рис. 5.13 Переходные характеристики обобщенных координат q_4 и q_5

Построим модель управляемого движения манипуляционной системы по заданной траектории. Для этого необходимо решить обратные задачи кинематики для манипуляторов и сформировать модель задатчика траектории движения. Обратная задача кинематики состоит в определении обобщенных координат при заданных в некоторой базовой координатной системе декартовых координат некоторой рабочей точки или рабочего органа. При этом приходится вычислять промежуточные координаты для кинематических цепей, что также аналогично определению координат для разомкнутых манипуляционных систем.

Дополнительное определение промежуточных координат усложняет процедуру вычислений, но позволяет применять универсальный аппарат матричных преобразований.

Расчетная схема для составления уравнения при определении координаты q_1 приведена на рис. 5.14.

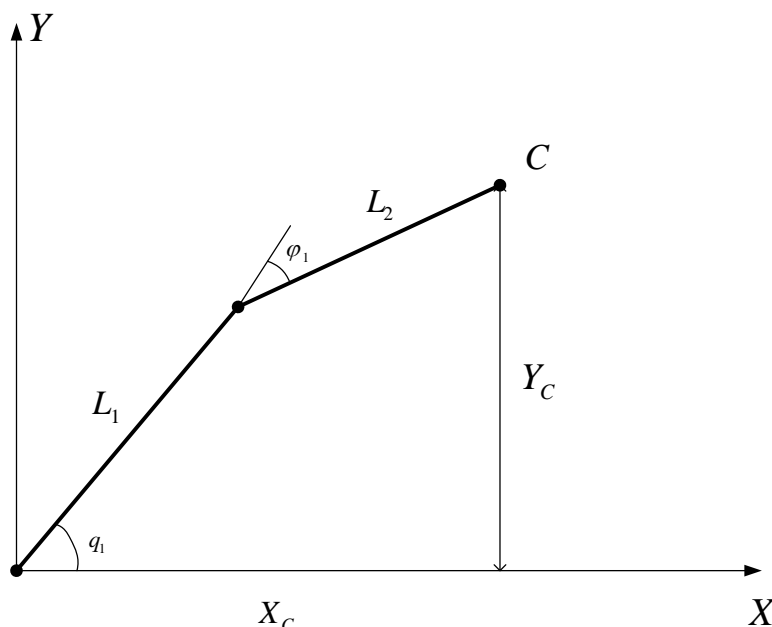


Рис. 5.14 Расчетная схема для управляемой координаты q_1

По заданным значениям $x_{\text{п}}$ и $y_{\text{п}}$ определим управляемую координату q_1 из решения систем уравнений

$$\begin{cases} l_1 \cos q_1 - l_2 \cos(\varphi_1 + q_1) = x_c, \\ l_1 \sin q_1 - l_2 \sin(\varphi_1 + q_1) = y_c, \end{cases} \quad (5.1)$$

Из системы (5.1) определяем угол q_1 . Как было отмечено выше, при решении системы уравнений, если это необходимо, можно вычислить и промежуточную координату φ_1 . Но чаще всего в этом нет необходимости, поэтому, промежуточные переменные исключаются и определяется только управляемая координата q_1

Управляемая координата q_1 вычисляется из квадратного уравнения. Перенесем выражения $l_2 \cos(\varphi_1 + q_1)$ и $l_2 \sin(\varphi_1 + q_1)$ в правую часть и возведем в квадрат левую и правую часть:

$$\begin{cases} (l_1 \cos q_1 - x_c)^2 = (l_2 \cos(\varphi_1 + q_1))^2 \\ (l_1 \cos q_1 - y_c)^2 = (l_2 \cos(\varphi_1 + q_1))^2 \end{cases} \quad (5.2)$$

После сложения уравнений системы и преобразования получим уравнение относительно одной переменной q_1

$$\frac{y_c^2 + x_c^2 + l_1^2 + l_2^2}{2l_1} = x_c \cos q_1 + y_c \cos q_1 \quad (5.3)$$

Полученное уравнение решается также переносом переменных и возведением в квадрат

$$x_c^2 \cos^2 q_1 = y_c^2 \sin^2 q_1 - 2B_1 y_c \sin q_1 + B_1^2 \quad (5.4)$$

где

$$B_1 = \frac{y_c^2 + x_c^2 + l_1^2 + l_2^2}{2l_1} \quad (5.5)$$

После замены $\cos^2 q_1 = 1 - \sin^2 q_1$, получим квадратное уравнение относительно $\sin q_1$

$$(y_c^2 + x_c^2) \sin^2 q_1 - 2B_1 y_c \sin q_1 + B_1^2 - x_c^2 = 0 \quad (5.6)$$

После решения которого получим

$$q_1 = \text{Arcsin} \left(\frac{B_1 y_c \pm x_c \sqrt{y_c^2 + x_c^2 - B_1^2}}{y_c^2 + x_c^2} \right) \quad (5.7)$$

При двойном возведении в квадрат мы приобретаем дополнительные корни, поэтому для угла q_1 необходимо выбрать то его значение, которое соответствует конструктивному исполнению механизма и реально возможной зоне перемещения выходного звена.

С использованием библиотеки Math Operations, пакета Simulink получена компьютерная модель уравнения (5.7), для управления углом поворота q_1 , представлена на рис. 5.15.

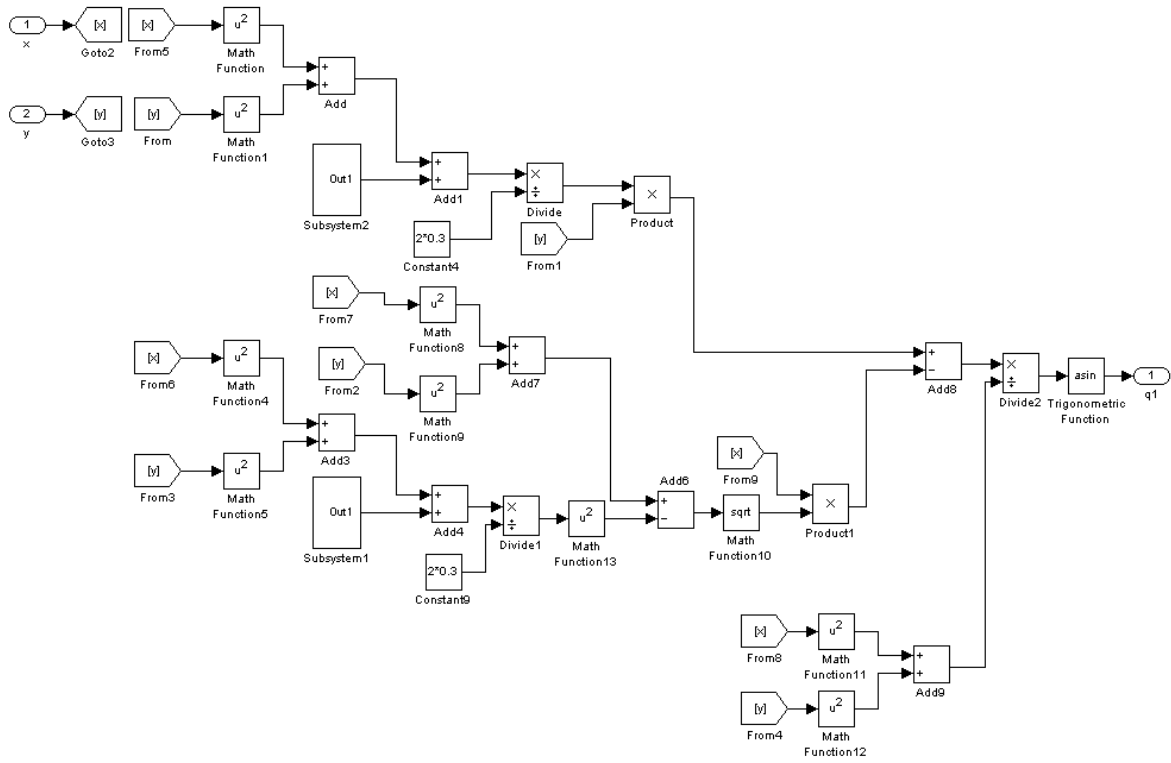


Рис. 5.15 Компьютерная модель решения обратной задачи кинематики для обобщенной координаты q_1

Расчетная схема для определения управляемой координаты q_2 представлена на рис. 5.16.

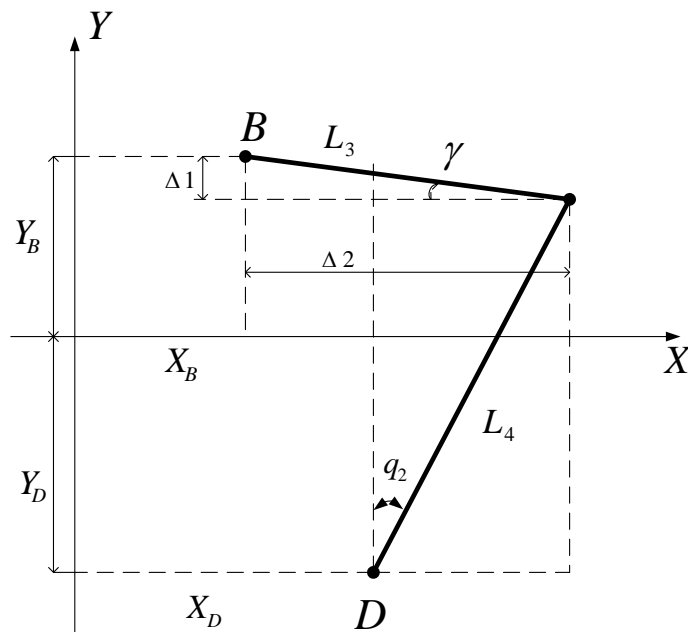


Рис. 5.16 Расчетная схема для управляемой координаты q_2

По заданным значениям $x_{п}$ и $y_{п}$ определяется управляемая координата q_2 из решения систем уравнений

$$\left. \begin{aligned} \Delta 1 &= Y_B + |Y_D| - l_4 \cos q_2 \\ \Delta 2 &= X_D - X_B + l_4 \sin q_2 \end{aligned} \right\} \quad (5.8)$$

Представим $Y_B + |Y_D| = A$, а $X_D - X_B = B$, подставляя данные в выражение получим

$$\left. \begin{aligned} \Delta 1 &= A - l_4 \cos q_2 \\ \Delta 2 &= B + l_4 \sin q_2 \\ \Delta 1 &= A - l_4 \cos q_2 \\ \Delta 2 &= B + l_4 \sin q_2 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} l_3 \sin \gamma &= A - l_4 \cos q_2 \\ l_3 \cos \gamma &= B + l_4 \sin q_2 \end{aligned} \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} \Delta 1 &= l_3 \sin \gamma \\ \Delta 2 &= l_3 \cos \gamma \end{aligned}$$

Выражая угол γ из системы уравнений, получим

$$\gamma = \arcsin \frac{A - l_4 \cos q_2}{l_3} \quad (5.10)$$

$$\gamma = \arccos \frac{B + l_4 \sin q_2}{l_3} \quad (5.11)$$

Приравняв два выражения получим

$$\arcsin \frac{A - l_4 \cos q_2}{l_3} = \arccos \frac{B + l_4 \sin q_2}{l_3} \quad (5.12)$$

Возведем в квадрат $\Delta 1$ и $\Delta 2$

$$\begin{aligned} \Delta 1^2 &= (A - l_4 \cos q_2)^2 \\ &+ \\ \Delta 2^2 &= (B + l_4 \sin q_2)^2 \end{aligned} \quad (5.13)$$

После возведения в квадрат получим выражение

$$l_3^2 = (A - l_4 \cos q_2)^2 + (B + l_4 \sin q_2)^2 \quad (5.14)$$

Преобразовав выражение имеем

$$\begin{aligned} l_3^2 &= A^2 + B^2 + l_4^2 + 2l_4(B \sin q_2 - A \cos q_2) \\ &= A^2 + B^2 + l_4^2 + \frac{2l_4 B \sin(q_2 - \varphi)}{\cos \varphi} \end{aligned} \quad (5.15)$$

После переноса из правой части в левую выражение примет вид

$$l_3^2 = A^2 + B^2 + l_4^2 + \frac{2l_4 B \sin(q_2 - \varphi)}{\cos \varphi} \quad (5.16)$$

Заменим угол φ на $\arctg \frac{A}{B}$ получим

$$l_3^2 = A^2 + B^2 + l_4^2 + \frac{2l_4B \sin\left(q_2 - \arctg \frac{A}{B}\right)}{\cos\left(\arctg \frac{A}{B}\right)} \quad (5.17)$$

Перенесем выражение $\frac{2l_4B \sin\left(q_2 - \arctg \frac{A}{B}\right)}{\cos\left(\arctg \frac{A}{B}\right)}$ влево, а $l_3^2 - A^2 - B^2 - l_4^2$

вправо

$$\frac{2l_4B \sin\left(q_2 - \arctg \frac{A}{B}\right)}{\cos\left(\arctg \frac{A}{B}\right)} = (l_3^2 - A^2 - B^2 - l_4^2) \quad (5.18)$$

Умножим правую часть на $\cos\left(\arctg \frac{A}{B}\right)$ и разделим на $2l_4B$, преобразовав уравнение, получим

$$\sin\left(q_2 - \arctg \frac{A}{B}\right) = \frac{(l_3^2 - A^2 - B^2 - l_4^2)\cos\left(\arctg \frac{A}{B}\right)}{2l_4B} \quad (5.19)$$

Выразим из равенства q_2 и получим

$$q_2 = \text{Arcsin} \left[\frac{(l_3^2 - A^2 - B^2 - l_4^2)\cos\left(\arctg \frac{A}{B}\right)}{2l_4B} \right] + \arctg \frac{A}{B} \quad (5.20)$$

Компьютерная модель решения обратной задачи кинематики для обобщенной координаты q_2 по уравнению (5.20), представлена на рис. 5.17.

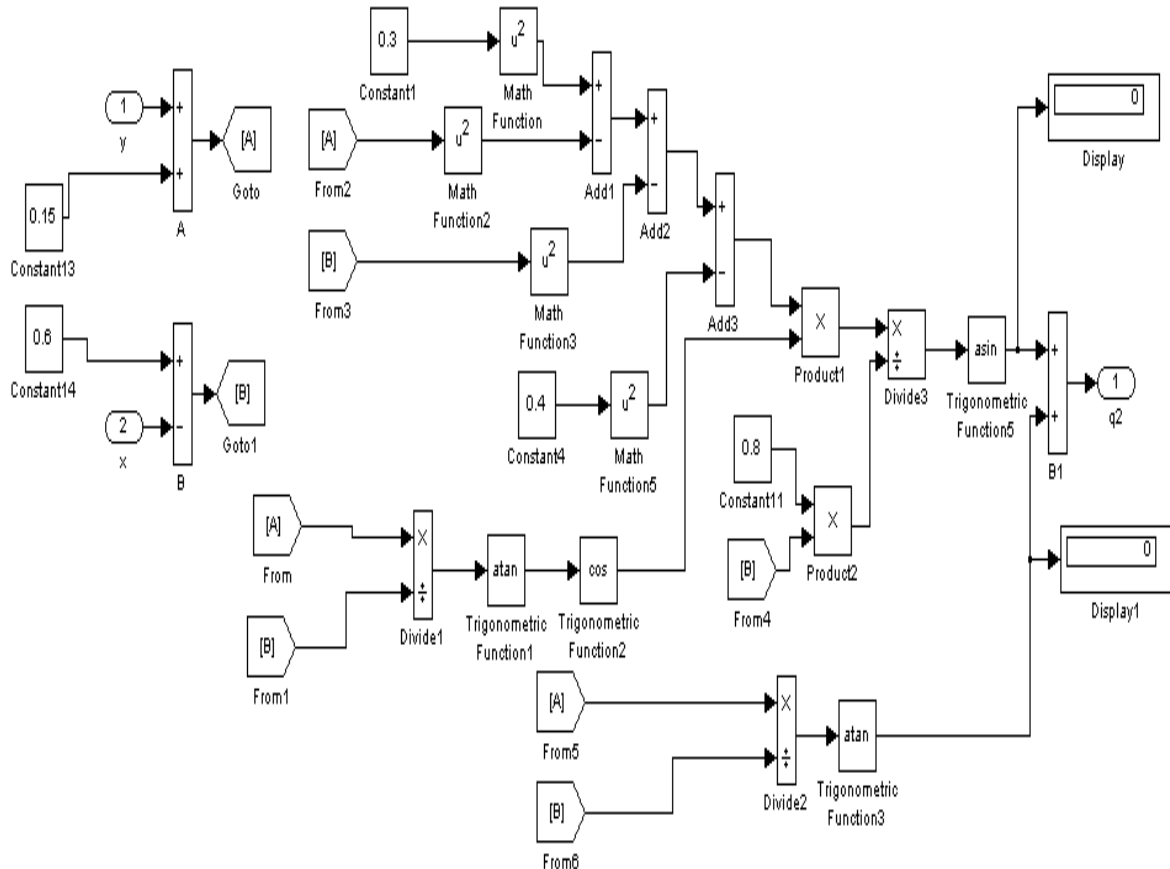


Рис. 5.17 Компьютерная модель решения обратной задачи кинематики для обобщенной координаты q_2

Позиционное управление манипулятором инструмента аналогично позиционному управлению манипулятором изделия. Для управления перемещением координаты q_4 справедливо выражение

$$q_4 = \text{Arcsin} \left(\frac{B_1 y_c \pm x_c \sqrt{y_c^2 + x_c^2 - B_1^2}}{y_c^2 + x_c^2} \right). \quad (5.21)$$

Компьютерная модель уравнения, для управления углом поворота q_4 представлена на рис. 5.18.

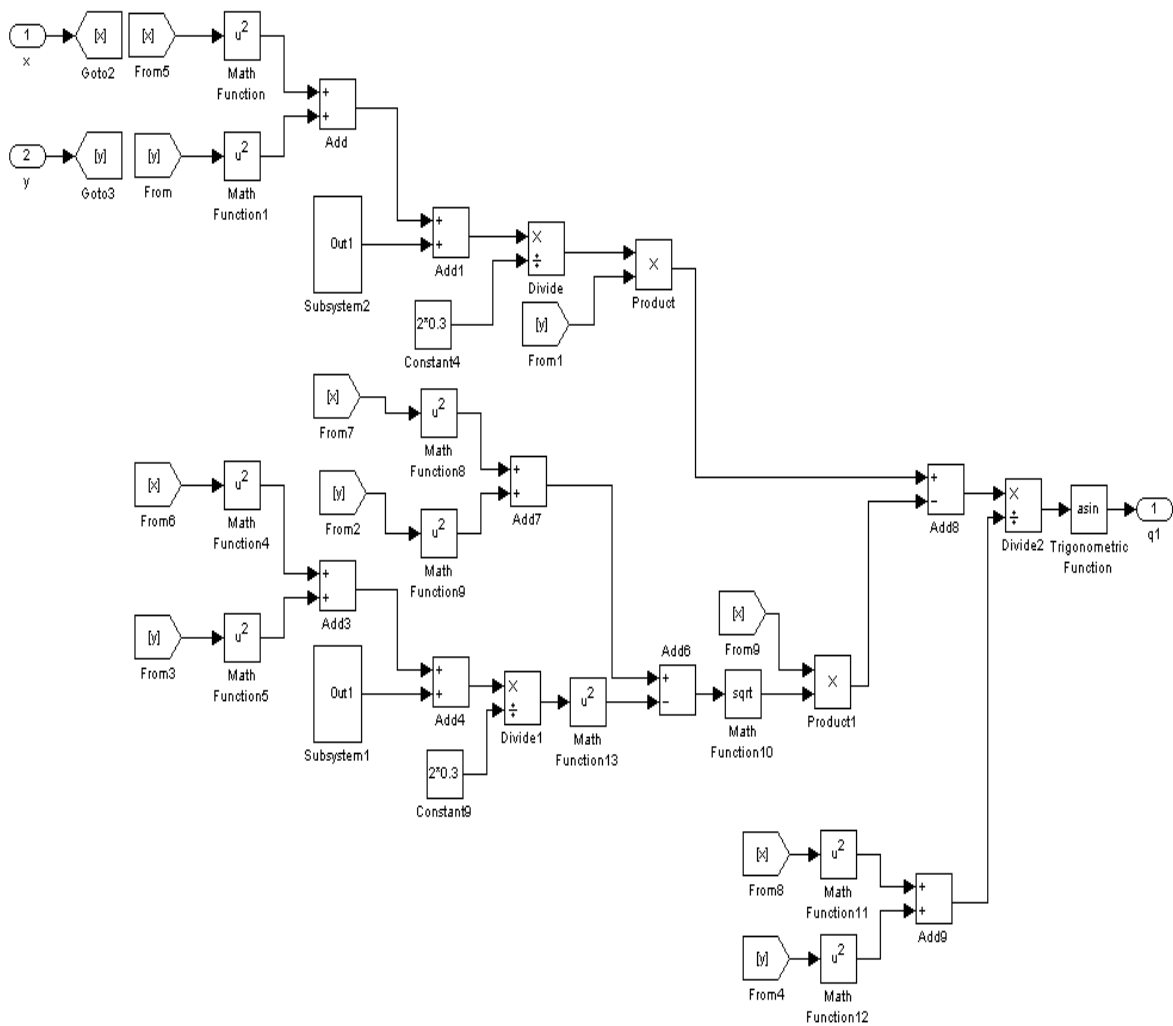


Рис. 5.18 Компьютерная модель решения обратной задачи кинематики для обобщенной координаты q_4

Для управления координатой q_5 получим

$$l_6 \cos q_4 - l_7 \cos(q_5 + q_4) = x_c . \quad (5.22)$$

$$q_5 = \arccos \left[\frac{l_6 \cos q_4 - x_c}{l_7} \right] - q_4 \quad (5.23)$$

Компьютерная модель уравнения, для управления углом поворота q_5 , представлена на рис. 5.19.

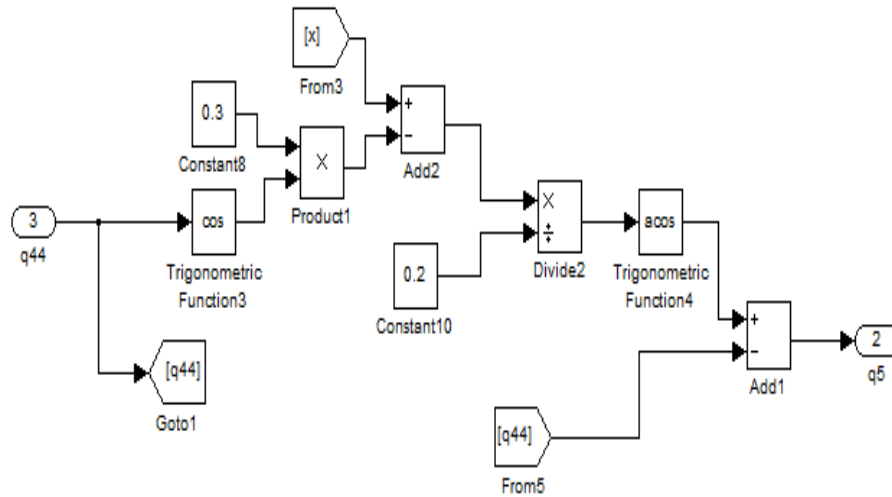


Рис. 5.19 Компьютерная модель решения обратной задачи кинематики для обобщенной координаты q_5

Зададим на некоторой произвольной кривой на плоскости XY координаты нескольких опорных точек (в рассматриваемом ниже примере число точек равно пяти). Для создания модели задатчика траектории применим метод интерполяции кубическими сплайнами выбранных опорных точек. Программа интерполяции указанным методом с использованием пакета Matlab приведена ниже:

```
x=[0.3,0.34,0.36,0.39,0.42];y=[0.55,0.52,0.48,0.44,0.4];
xi=0.3:0.001:0.42;
yi=interp1(x,y,xi,'spline');
plot(x,y,'x',xi,yi,'g'),grid,holdon;
p=polyfit(x,y,3)
```

В результате интерполяции получено уравнение задаваемой кривой в виде кубического сплайна

$$y = P_4x^3 + P_3x^2 + P_2x^2 + P_1 \quad (5.24)$$

Компьютерная модель полученного уравнения, представлена на рис. 5.20.

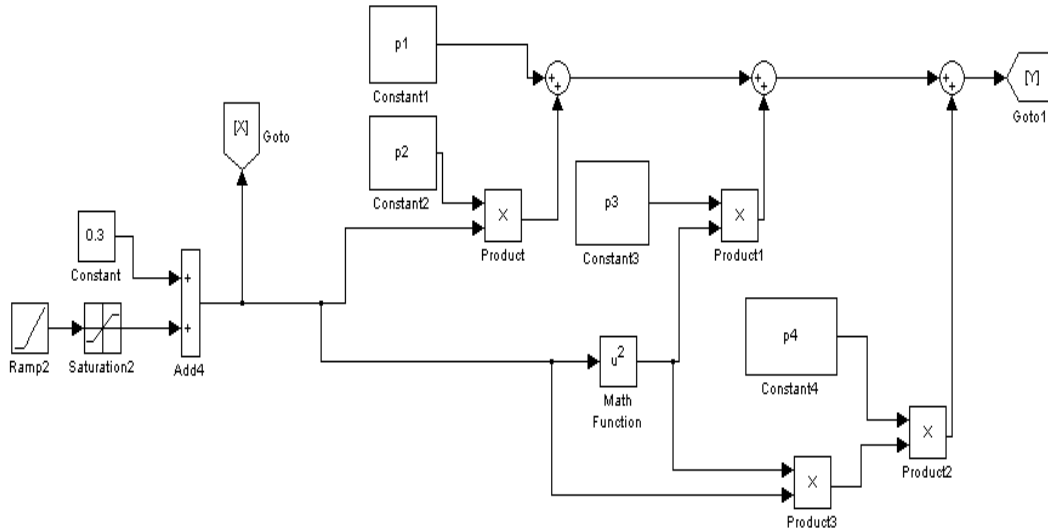


Рис. 5.20 Компьютерная модель уравнения задатчика траектории

На основании уравнения (5.24) построена модель позиционного контроллера, вид окна исходных данных которого представлен на рис 5.21.

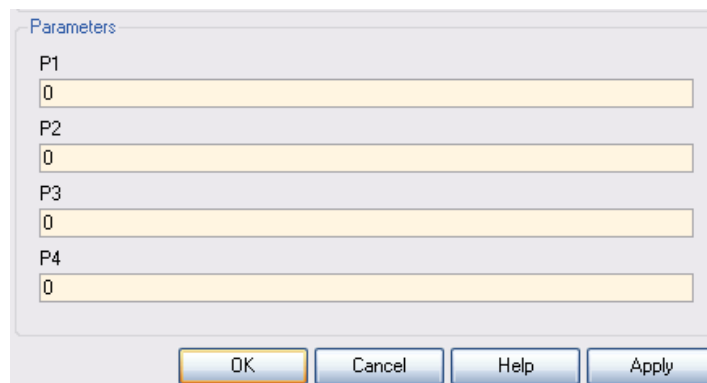


Рис.5.21 Вид окна исходных данных позиционного контроллера

В результате решения уравнения (5.24) получены следующие значения коэффициентов полинома: $P1 = -4.2482$, $P2 = 41.7101$, $P3 = -17.6144$, $P4 = 106.3308$. Эти значения заносятся в окно исходных данных позиционного контроллера. После инициации контроллера рабочий орган манипулятора должен двигаться по траектории задаваемой уравнением с заданными параметрами опорных точек. Работоспособность контроллера проверена на его модели и отражена на рис 5.22.

На рис. 5.24 показана реальная траектория модели движения рабочей точки манипуляторов (в миллиметрах).

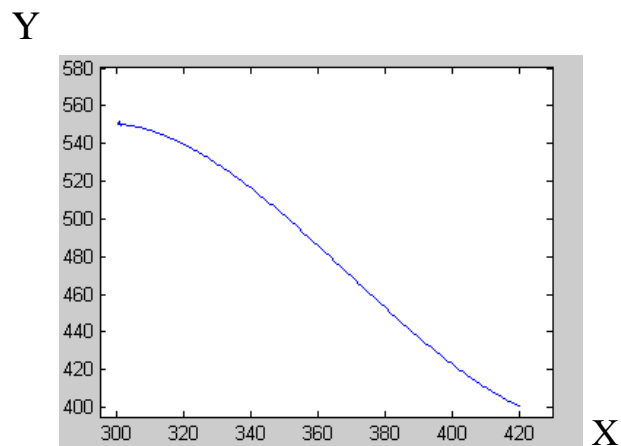


Рис. 5.24 Траектория модели движения рабочей точки манипуляторов

На рис.5.25 приведены графики отклонений реальной траектории движения от заданной по координатам X и Y в пространстве задания.

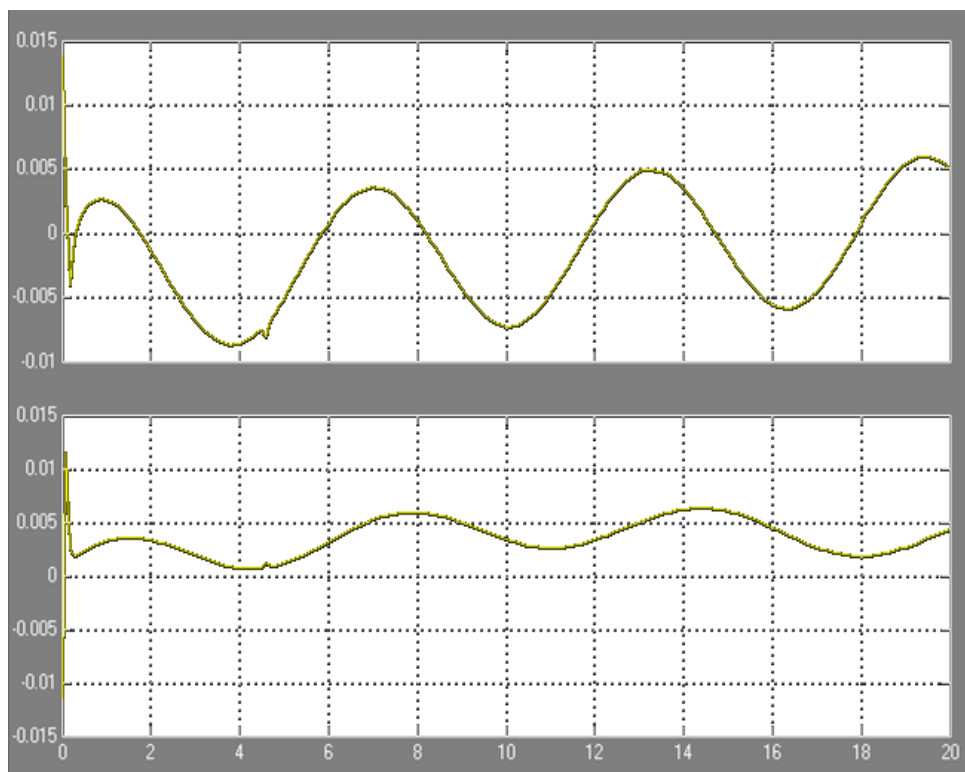


Рис.5.25 Отклонение реальной траекторией движения от заданной программно по координатам X и Y

Из рассмотрения рис.5.25 следует что манипулятор перемещения детали является чувствительным к силовому воздействию и гармонические воздействия проявляются на реальной траектории движения, однако их амплитудные значения не превышают 0.01 мм. Это допустима для операций переноса объектов или механической обработки не требующей высокой точности. Для более точных механических операций требуется дополнительная динамическая коррекция.

5.2. Моделирование исполнительной системы робота с активным и пассивным манипуляторами

На рис.5.26 приведена кинематическая схема манипуляционной системы, состоящей из транспортного манипулятора М1 и манипулятора оптики М2 для лазер-робота, имеющих по три степени подвижности и соединенных между собой шаровым шарниром в точке Р. Манипулятор М1 имеет вращательную степень подвижности q_1 поворота звена 1 вокруг оси Z, и параллельные степени подвижности q_2 и q_3 поворота звеньев 2 и 3 вокруг оси X.

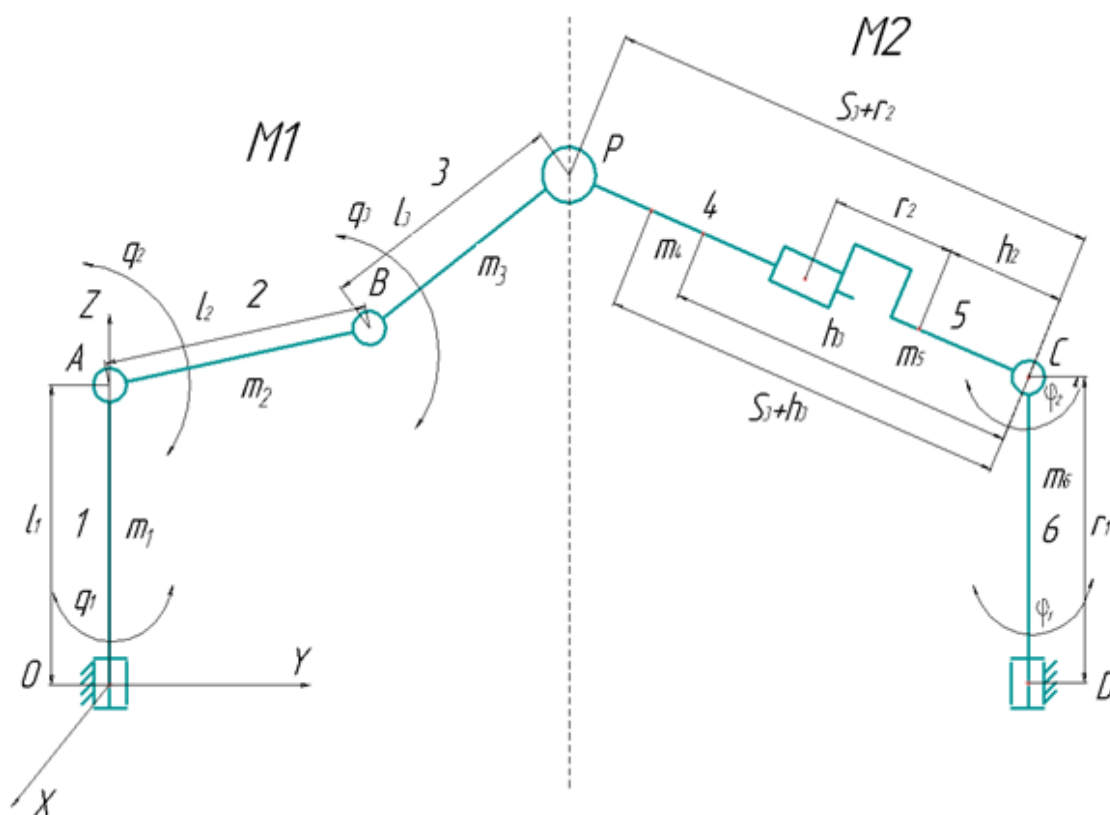


Рис. 5.26 Кинематическая схема манипуляционной системы

В точке O располагаем базовую систему координат X, Y, Z . Звенья 1, 2, 3 транспортного манипулятора имеют длины l_1, l_2, l_3 и массы m_1, m_2, m_3 соответственно. Через шаровой шарнир в точке P осуществляется взаимодействие между транспортным манипулятором $M1$ и манипулятором оптики $M2$. В состав манипулятора оптики входит три звена 4, 5, 6, с массами звеньев m_4, m_5, m_6 соответственно. Звенья 4 и 5, совершают поступательное движение друг относительно друга, длину звена 6 обозначим r_1 , звенья 5 и 6 связаны цилиндрическим шарниром. При движении манипулятора $M2$ в точке C осуществляется поворот вокруг оси X на некоторый угол φ_1 , в точке D вокруг оси Z на угол φ_2 .

В таблицах (5.3) и (5.4) приведены параметры звеньев манипулятора $M1$ и $M2$.

Таблица 5.3 Параметры звеньев транспортного манипулятора $M1$

L_1	l_2	l_3	m_1	m_2	m_3
0,8м	0,5м	0,5м	80кг	25кг	10кг

Таблица 5.4 Параметры звеньев манипулятора оптики $M2$.

r_1	r_2	h_2	m_4	m_5	m_6
0,8м	0,25м	0,25м	30кг	45кг	180кг

Для разработки модели системы лазер-робота прежде всего необходимо создать алгоритм его функционирования. При этом будем учитывать следующие факторы:

- лазер-робот при выполнении технологической операции обеспечивает пространственное перемещение луча, то есть обладает контурной системой программного управления;
- лучепровод шарнирно соединенный с транспортным манипулятором является пассивной нагрузкой для него и своими массо - инерционными характеристиками оказывает влияние на параметры движения;
- перемещения манипулятора оптики является координатно взаимосвязанными;
- скорости перемещения звеньев во время выполнения операций является незначительным (до нескольких метров в минуту), поэтому инерционностью манипуляционной системы при построении системы управления можно пренебречь.

При решении поставленной задачи моделирования ограничимся рассмотрением частного случая движения манипуляционной системы

в плоскости ZOY . Прямая задача кинематического анализа для пространственного трехстепенного манипулятора состоит в определении положения выходного звена механизма при известных параметрах приводных звеньев. Для данного манипулятора $M1$ известными параметрами приводных звеньев будут являться обобщенные координаты q_2 и q_3 и длины звеньев l_1, l_2 и l_3 .

Для решения этой задачи выберем базовую правую инерциальную систему координат $X_0Y_0Z_0$, являющуюся неподвижной, расположив ее начало в точке O . Ось Z_0 направим вдоль оси звена 1, как показано на рисунке 5.27.

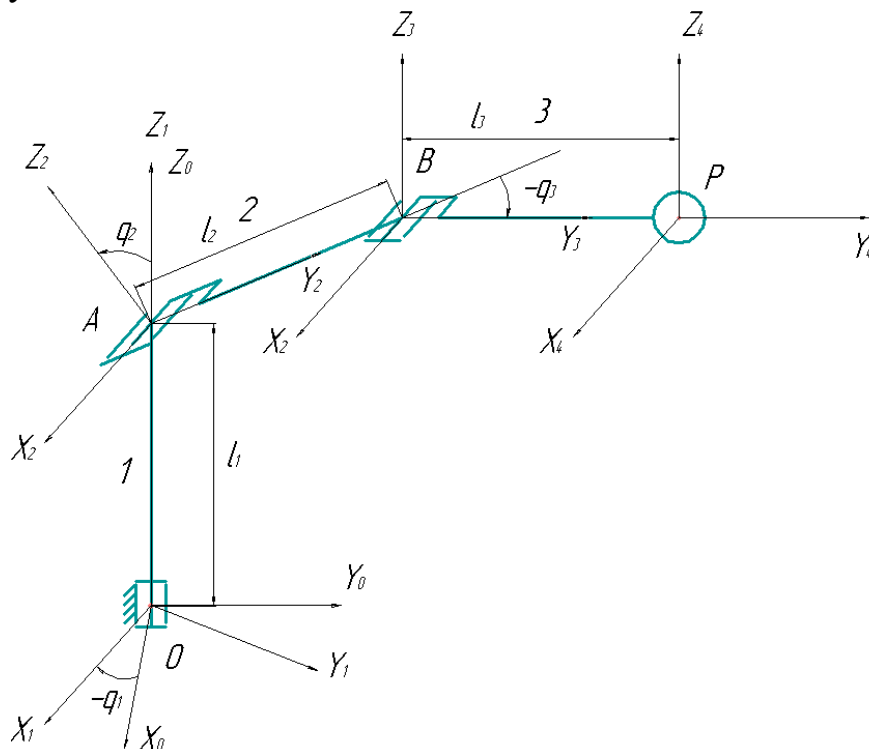


Рис. 5.27 Координатные системы транспортного манипулятора

В точках A, B и P расположим подвижные системы координат, связанные с соответствующими звеньями, как показано на рисунке 5.27. Решение прямой задачи о положении механизма сводится к последовательному преобразованию координат, начиная с нулевой системы в координаты точки P . Для этого используем матрицы однородных преобразований размер $[4 \times 4]$.

Тогда матричное преобразование для рассматриваемого случая будет иметь вид:

$$T_{14} = A_1 \times A_2 \times A_3 \times A_4. \quad (5.24)$$

Здесь A_1, A_2, A_3, A_4 – матрицы последовательного преобразования координат.

Выражения для матриц A_1, A_2, A_3, A_4 имеют следующий вид:

$$A_1 = \begin{vmatrix} Cq_1 & -Sq_1 & 0 & 0 \\ Sq_1 & Cq_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}; \quad A_2 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Cq_2 & -Sq_2 & 0 \\ 0 & Sq_2 & Cq_2 & l_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}; \quad (5.25)$$

$$A_3 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Cq_3 & -Sq_3 & l_2 \\ 0 & Sq_3 & Cq_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}; \quad A_4 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & l_3 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

Подставляя выражения (5.25) в (5.24), получим

$$T_{14} = \begin{vmatrix} Cq_1 - Sq_1 * C(q_2 + q_3) & Sq_1 * S(q_2 + q_3) & -l_3 * Sq_1 * C(q_2 + q_3) - l_2 * Sq_1 * Cq_2 \\ Sq_1 & Cq_1 * C(q_2 + q_3) & -Cq_1 * S(q_2 + q_3) & l_3 * Cq_1 * C(q_2 + q_3) + l_2 * Cq_1 * Cq_2 \\ 0 & S(q_2 + q_3) & C(q_2 + q_3) & l_3 * S(q_2 + q_3) + l_2 * Sq_2 + l_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (5.26)$$

В приведенных выше выражениях обозначено: S – синус; C – косинус. Таким образом получено выражение для координат точки P в базовой системе координат, определяемых четвертым столбцом матрицы (5.26) и ориентации выходного звена.

Дальнейшим шагом является решение обратной задачи о положении манипулятора M2.

На рис. 5.28 приведена кинематическая схема манипулятора M2 с необходимыми параметрами

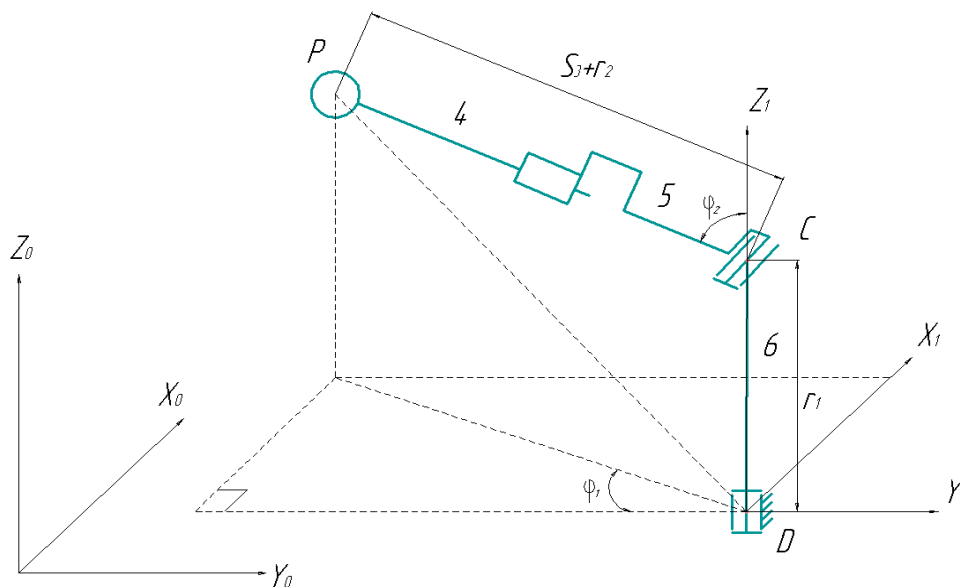


Рисунок 5.28 Кинематическая схема манипулятора M2

Координаты $X_{P_1}, Y_{P_1}, Z_{P_1}$ известны, а координаты $U_3, \varphi_1, \varphi_2$ неизвестны. Для их определения составляем систему уравнений и решаем ее:

$$\begin{cases} X_{P_1} = (U_3 + r_2) * S\varphi_2 * S\varphi_1 \\ Y_{P_1} = (U_3 + r_2) * S\varphi_2 * C\varphi_1 \\ Z_{P_1} = r_1 + (U_3 + r_2) * C\varphi_2 \end{cases} \quad (5.27)$$

Возведем в квадрат X_{P_1} и Y_{P_1} и сложим результаты:

$$X_{P_1}^2 + Y_{P_1}^2 = (U_3 + r_2)^2 * S^2\varphi_2 * S^2\varphi_1 + (U_3 + r_2)^2 * S^2\varphi_2 * C^2\varphi_1 = (U_3 + r_2)^2 * S^2\varphi_2,$$

$$(U_3 + r_2) = \sqrt{(X_{P_1}^2 + Y_{P_1}^2) * S^2\varphi_2^{-1}} = 1 * S\varphi_2^{-1} * \sqrt{X_{P_1}^2 + Y_{P_1}^2}. \quad (5.28)$$

Подставив выражение (5.28) в третье уравнение системы (5.27), получим

$$Z_{P_1} = r_1 + \sqrt{(X_{P_1}^2 + Y_{P_1}^2) * C\varphi_2 * S\varphi_2^{-1}} = r_1 + \sqrt{(X_{P_1}^2 + Y_{P_1}^2) * 1 * tg\varphi_2^{-1}},$$

отсюда

$$\varphi_2 = \arctg \left(\sqrt{(X_{P_1}^2 + Y_{P_1}^2) * (Z_{P_1} - r_1)^{-1}} \right). \quad (5.29)$$

Выразив из третьего уравнения системы (5.27) перемещение U_3 , получим

$$p_1 = r_1 + (U_3 + r_2) * C\varphi_2; \quad U_3 = (Z_{P_1} - r_1) * C\varphi_2^{-1} - r_2. \quad (5.30)$$

Таким образом получены величины обобщенных координат для манипулятора М2 по найденным ранее координатам точки Р.

Далее необходимо по обобщенным координатам найти величины статических нагрузок действующих в степенях подвижности М2.

Для этого рассмотрим условие статического равновесия манипулятора. Для начала рассмотрим статическое равновесие звеньев 4 и 5 совместно (рис. 5.29), где R_E - реакция в поступательной паре, R_{PZ} и R_{PY} - реакции в шаровом шарнире, G_3 - центр тяжести звена 4, M_E - изгибающий момент, r_2 - длина звена 5, φ_2 - угол между звеном 5 и нормалью.

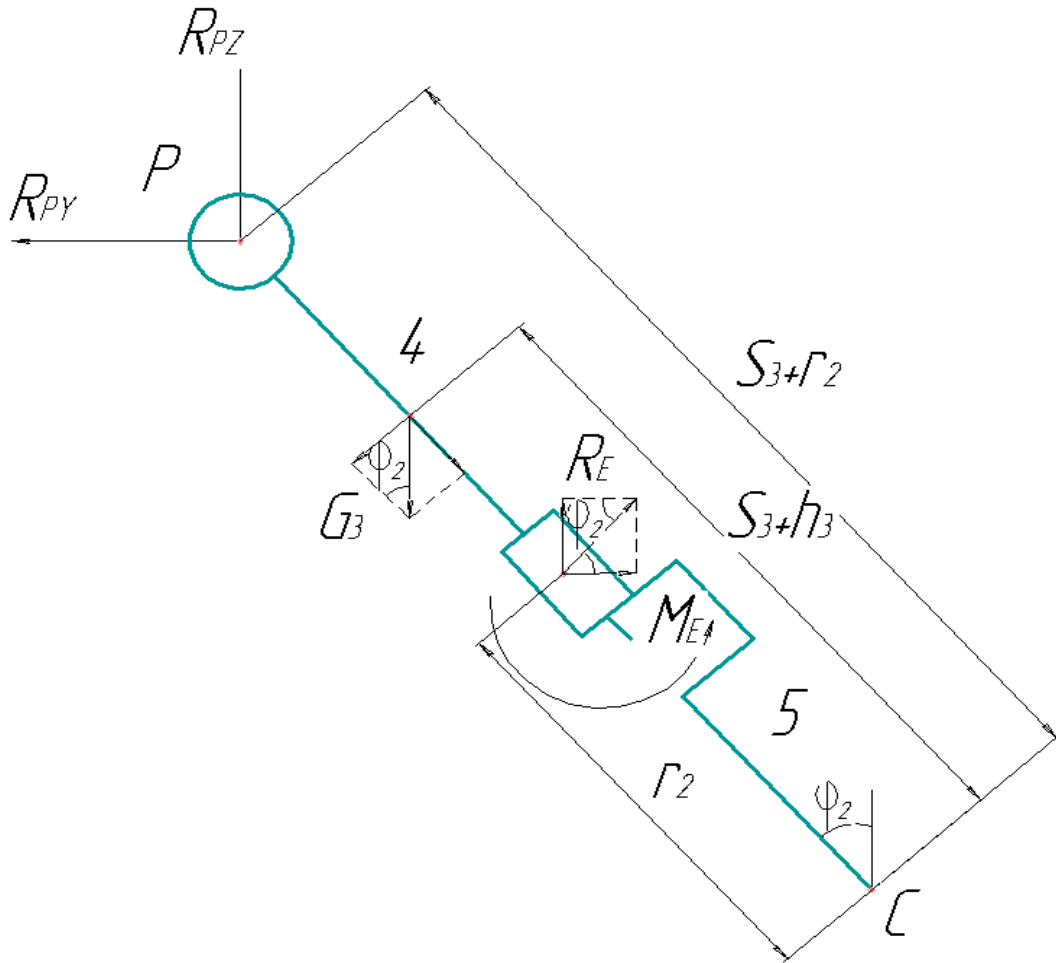


Рис. 5.29 Кинематическая схема звеньев 4 и 5 совместно

Составим уравнения проекций сил действующих по осям Y и Z в точке P, а так же суммарного момента $\sum M_P$ относительно этой точки:

$$\sum F_Y: -R_{PY} + R_E * C\varphi_2 = 0 \quad (5.31)$$

$$\sum F_Z: R_{PZ} - G_3 + R_E * S\varphi_2 = 0 \quad (5.32)$$

$$\sum M_P = 0: R_E * U_3 - G_3 * S\varphi_2 * (r_2 - h_3) + M_E = 0 \quad (5.33)$$

Выразим из уравнения (5.11) реакцию R_E , получим

$$R_E = (G_3 * S\varphi_2 * (r_2 - h_3) - M_E) . \quad (5.34)$$

Далее рассмотрим отдельно звено 5 (рис.5.30) и составим уравнение суммарного момента $\sum M_C$, относительно точки C, где G_2 - центр тяжести звена 5.

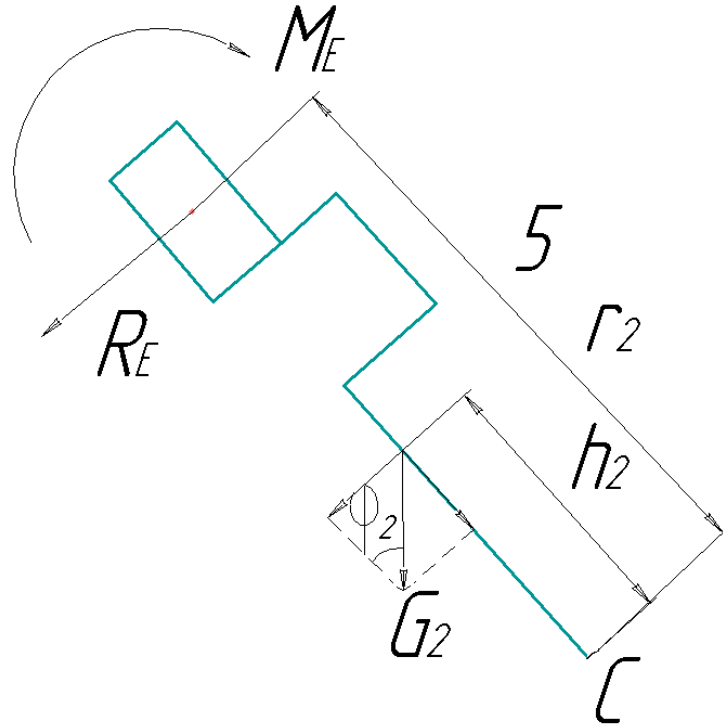


Рис. 5.30 Кинематическая схема звена 5

$$\sum M_C=0; G_2 * S\varphi_2 * h_2 + R_E * r_2 - M_E=0 \quad (5.35)$$

Из уравнения (5.35) выразим реакцию R_E и получим

$$R_E = (-G_2 * S\varphi_2 * h_2 + M_E) * r_2^{-1} \quad (5.36)$$

Выразим из формул (5.35) и (5.36) изгибающие моменты M_E и получим

$$M_E = -R_E * U_3 + G_3 * S\varphi_2 * (r_2 - h_3)$$

$$M_E = G_2 * S\varphi_2 * h_2 + R_E * r_2$$

Для определения реакции R_E приравняем полученные изгибающие моменты:

$$-R_E * U_3 + G_3 * S\varphi_2 * (r_2 - h_3) = G_2 * S\varphi_2 * h_2 + R_E * r_2;$$

$$R_E * U_3 + R_E * r_2 = G_3 * S\varphi_2 * (r_2 - h_3) - G_2 * S\varphi_2 * h_2;$$

$$R_E = (G_3 * S\varphi_2 * (r_2 - h_3) - G_2 * S\varphi_2 * h_2) * (U_3 + r_2)^{-1};$$

$$R_E = (S\varphi_2 * (G_3 * (r_2 - h_3) - G_2 * h_2)) * (U_3 + r_2)^{-1}. \quad (5.37)$$

Подставив полученное выражение R_E в (5.31) и (5.32), получим уравнения реакций по осям Z и Y в точке P шарового шарнира:

$$R_{PY} = (S\varphi_2 * C\varphi_2 * (G_3 * (r_2 - h_3) - G_2 * h_2)) * (U_3 + r_2)^{-1} \quad (5.38)$$

$$R_{PZ} = G_3 - (S^2\varphi_2 * (G_3 * (r_2 - h_3) - G_2 * h_2)) * (U_3 + r_2)^{-1} \quad (5.39)$$

Полученные выражения позволяют определить моменты статической нагрузки, действующие на приводы манипулятора М1.

Для этого воспользуемся соотношением

$$\tau = J^T F, \quad (5.40)$$

связывающим моменты сочленений τ с обобщенной силой в точке соединения манипуляторов F . J^T – транспонированный якобиан преобразования.

Для трехзвенного плоского манипулятора требуется найти эквивалентные моменты в сочленениях через силы и моменты в точке Р (обратная задача статики).

Расположение точки Р характеризуется с помощью y и z , так что

$$\begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ l_1 \sin \theta_1 + l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \end{bmatrix}. \quad (5.41)$$

Дифференцирование этого выражения по времени приводит к следующему соотношению:

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 \sin \theta_1 & -l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) - l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ l_1 \cos \theta_1 & l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

Заметим, что обобщенная скорость точки р $V = [\dot{y} \quad \dot{z}]^T = \dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2$ и $\dot{\theta} = [\dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2]^T$, так что якобиан преобразования определен полностью. Следовательно, согласно уравнению (5.42), вектор моментов сочленений $\tau_{0,1}$ и $\tau_{1,2}$ можно выразить следующим образом:

$$\tau = \begin{bmatrix} \tau_{0,1} \\ \tau_{1,2} \end{bmatrix} = J^T F = J^T \begin{bmatrix} f_{2.3y} \\ f_{2.3z} \end{bmatrix} \text{ или} \quad (5.43)$$

$$\tau_{0,1} = -[l_1 \sin \theta_1 + l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2)] f_{2.3y} + [l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2)] f_{2.3z} \quad (5.44)$$

$$\tau_{1,2} = -l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) f_{2.3y} + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) f_{2.3z} \quad (5.45)$$

$$J^T = \begin{bmatrix} -l_1 \sin \theta_1 - l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) & 1 \\ -l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) & 1 \end{bmatrix} \quad (5.46)$$

Полученное выражение моментов может быть для формирования компенсирующих сигналов в систему управления.

При наличии датчика, измеряющего силомоментное взаимодействие в точке Р, процесс формирования корректирующих воздействий сведется к измерению усилий $f_{2.3y}$ и $f_{2.3z}$, и вычисления моментов $\tau_{0,1}$ и $\tau_{1,2}$.

На рис. 5.31 и ис.5.32 приведены компьютерные модели транспортного манипулятора и манипулятора оптики.

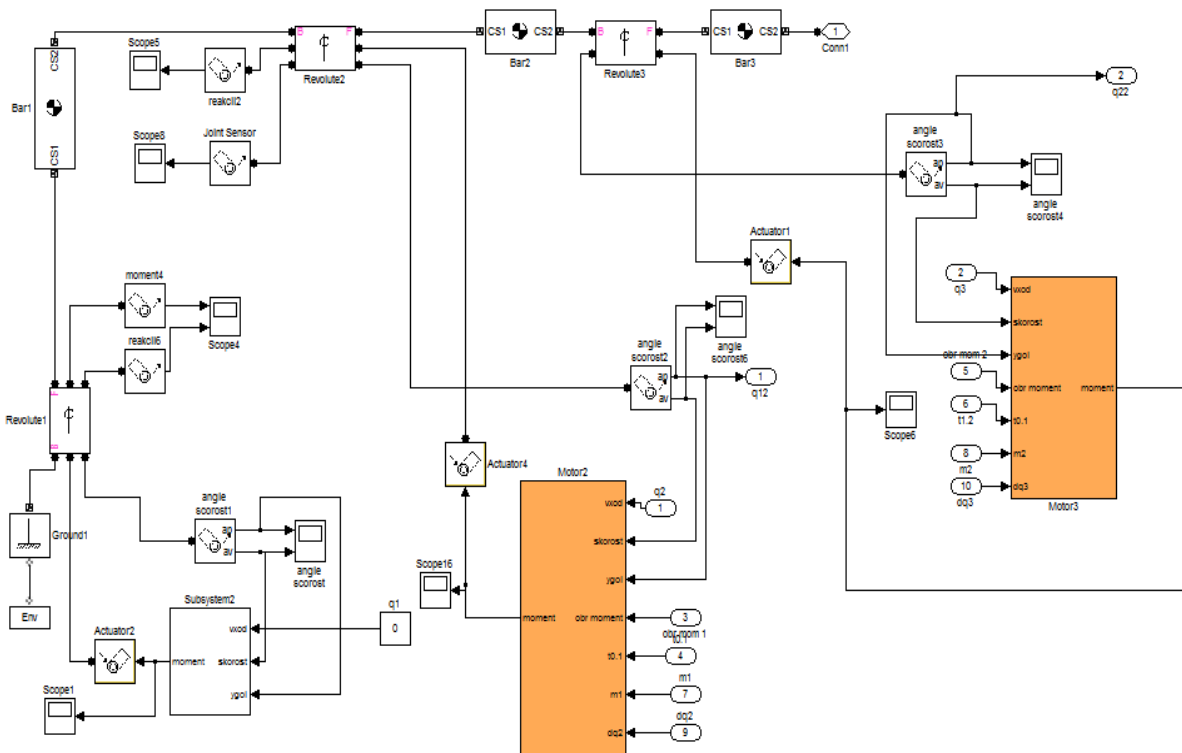


Рис. 5.31 Компьютерная модель транспортного манипулятора

При моделировании использовались параметры реальных двигателей и контура тока. Параметры регулятора скорости настраивались по модели привода для средних значений нагрузки с помощью блока NCD, осуществляющего автоматизированный поиск коэффициентов ПИД регулятора по заданной кривой переходного процесса корневыми методами.

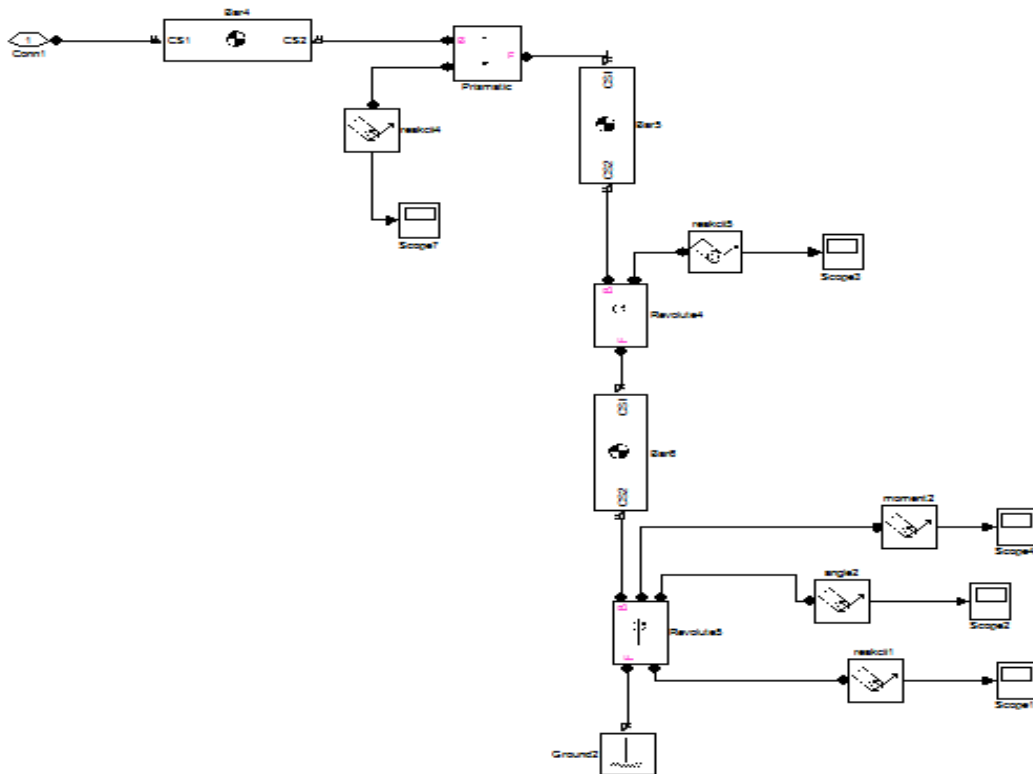


Рис.5.32 Компьютерная модель манипулятора оптики

Объединим построенные модели манипуляторов в subsystem. В результате получим полную модель исполнительной системы лазер - робота, представленную на рис.5.33.

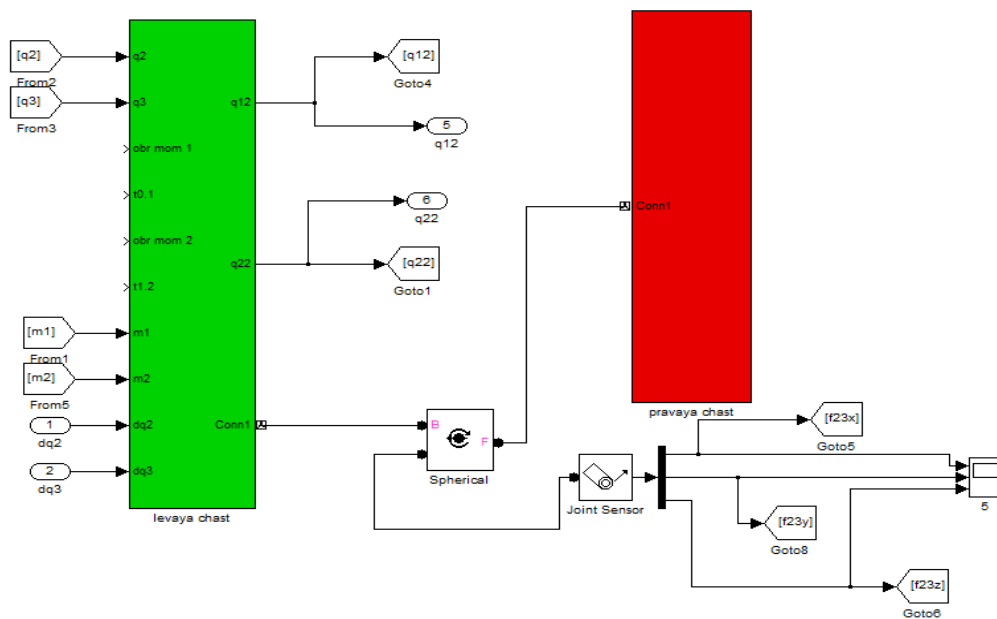


Рис.5.33 Полная модель исполнительной системы лазер - робота

Работоспособность модели проверена путем задания одновременного перемещения по обобщенным координатам $q_1 = 0.1$ рад $q_2 = 0.174$ рад. $q_3 = 0.15$ рад. На рис 5.34 приведено окно анимации после обработки манипулятором заданного перемещения.

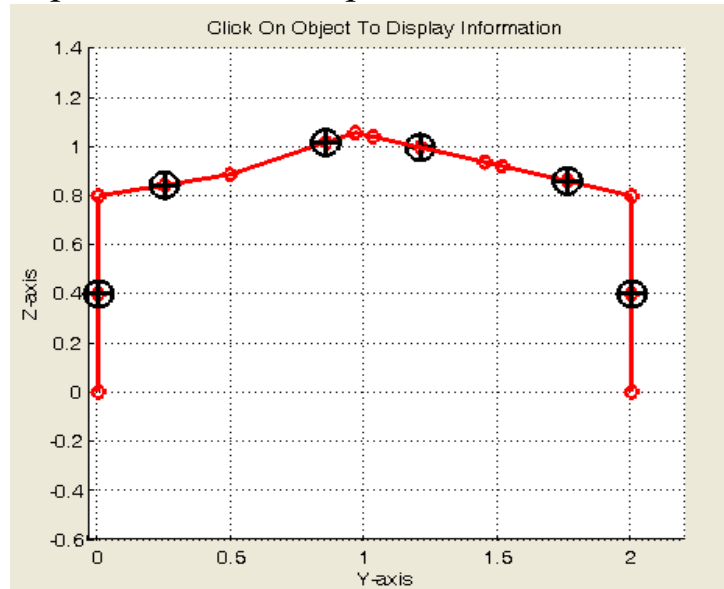


Рис 5.34 Анимация модели после обработки манипулятором заданного перемещения

С помощью задатчика траектории движения, аналогичного приведенному в предыдущем разделе сформирована программная траектория перемещения точки Р на плоскости ХУ, приведенная на рис. 5.35

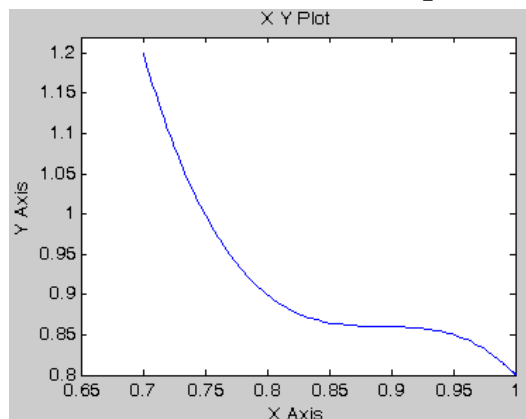


Рис. 5.35 Программная траектория перемещения точки Р на плоскости ХУ

На основе составленных выше уравнений вектора для моментов в сочленениях $\tau_{0,1}$ и $\tau_{1,2}$ создадим их компьютерные модели с использованием пакета Matlab. Модели вычисления моментов представлены на рис. 5.36 и рис.5.37.

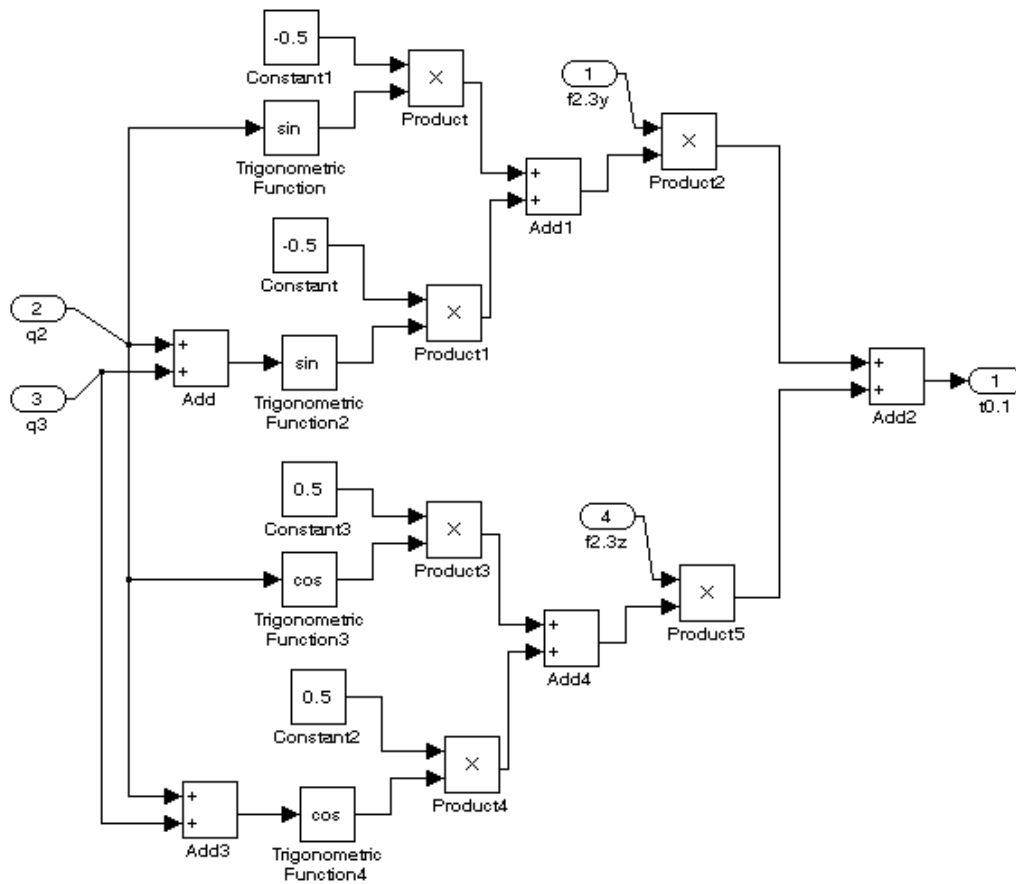


Рис.5.36 Компьютерная модель вычисления момента $\tau_{0,1}$

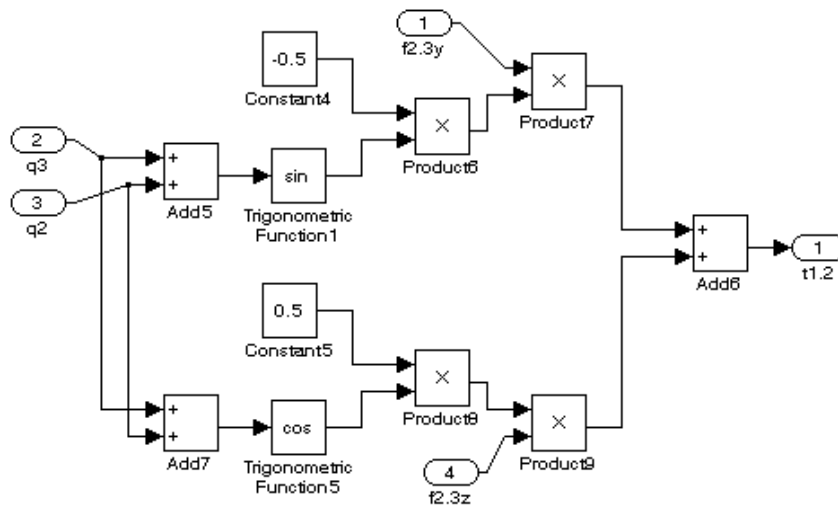


Рис.5.37 Компьютерная модель вычисления момента $\tau_{1,2}$

Разработанные модели вычислителей моментов в шарнирах 2 и 3 введены в структуру модели исполнительной системы в виде корректирующих воздействий на ПИД регуляторы приводов. Модель одного привода с коррекцией статической нагрузки приведена на рис.5.38.

При моделировании системы с сигнальной компенсацией статических нагрузок получено, что максимальные отклонения, программных и реальных величин переменных составляют: $\Delta q_2 = 0,04$ градуса, $\Delta q_3 = 0,09$ градуса, $\Delta Y = 0,07$ мм, $\Delta Z = 0,19$ мм.

При использовании датчика силомоментного очувствления получено, что максимальные отклонения, программных и реальных величин переменных составляет: $\Delta q_2 = 0,06$ градусов, $\Delta q_3 = 0,11$ градуса, $\Delta Y = 0,08$ мм, $\Delta Z = 0,13$ мм.

5.3. Моделирование движения робота для лазерного упрочнения

Робот, входящий в состав автоматизированного лазерного технологического комплекса, осуществляет перемещение пятна лазерного излучения по трём линейным и двум круговым координатам.

Комплекс выполнен на современной элементной базе, что позволяет достичь высокой точности, высоких динамических показателей, и обеспечивает надежность и долговечность работы. Скорости быстрых перемещений 30 м/мин и ускорения 5 м/с² обеспечивают обработку с минимальным машинно-вспомогательным временем.

Станина, выполненная из цемент-бетона, гарантирует высокую статическую и динамическую жесткость. Она устанавливается на фундаменте на семи виброизолирующих выравнивающих элементах клинового типа.

С целью уменьшения металлоёмкости при сохранении заданной жесткости и с целью уменьшения пути лазерного луча, выбрана компоновка с конечным исполнительным органом (двухкоординатной головкой) установленным на суппорте, перемещающимся по оси Y.

По станине перемещается стойка (ось X). На стойке установлен вертикальный суппорт (ось Z), на вертикальном суппорте — поперечный суппорт (ось Y). На поперечном суппорте установлена двухкоординатная головка.

Стойка и суппорты установлены на прецизионных предварительно натянутых роликовых линейных направляющих, которые обеспечивают точные перемещения и низкое сопротивление при движении.

Перемещение по линейным осям Y и Z осуществляется динамичными и компактными двигателями серии 1FK7 (Siemens). Прямое

измерение по осям производится датчиками, встроенными в двигатели, с разрешающей способностью 0,001 мм.

В таблице 5.5 приведены параметры звеньев манипуляционной системы.

Таблица 5.5 Параметры звеньев манипуляционной системы

l_1	l_2	l_3	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5
2,5 м	0,5 м	0,5 м	865,1кг	298,0кг	189,7кг	33,7кг	1,5кг

Все приводы снабжены аварийными путевыми выключателями BNS 819 и референтными индуктивными выключателями BES 516 фирмы «Balluff». Предусмотрено механическое ограничение хода упругими упорами.

Подвод энергоносителей (электроэнергия, воздух, гидравлика, охлаждение) и сигнальных кабелей к подвижным исполнительным органам станка осуществляется через систему гибких кабель-каналов прямоугольного сечения.

Кинематическая схема робота представлена на рис. 5.40.

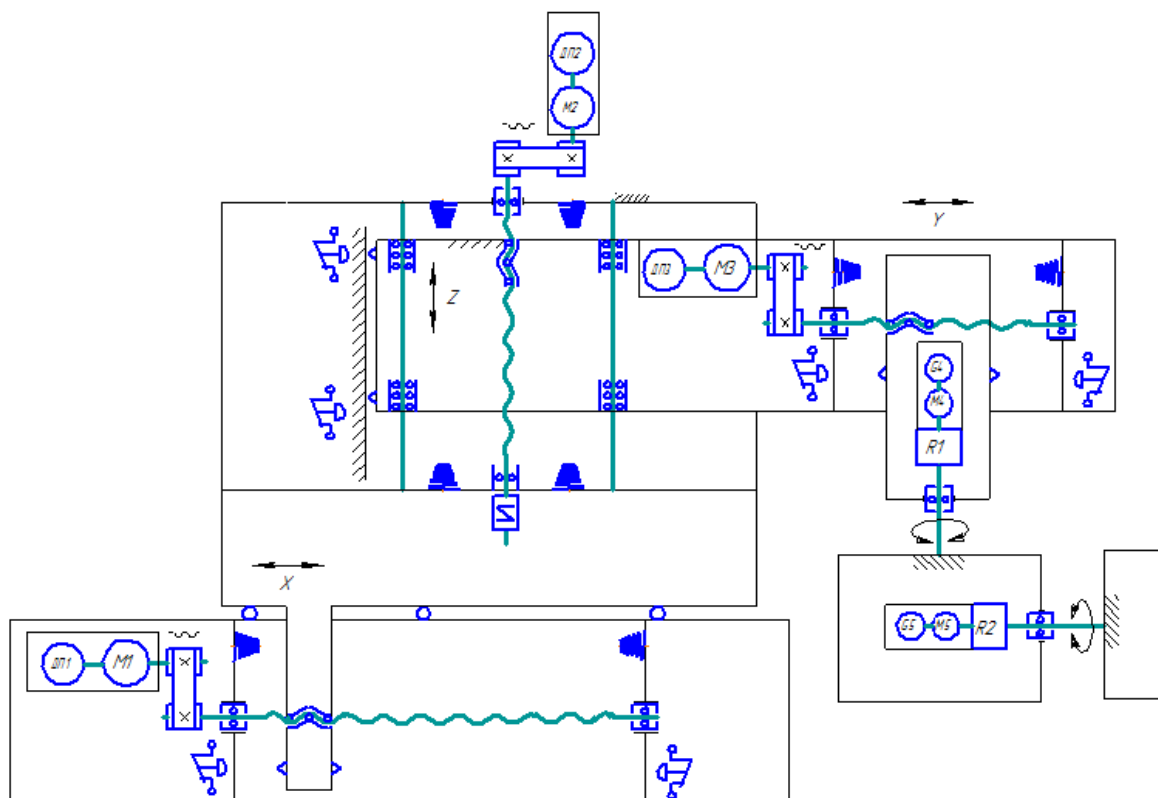


Рис. 5.40 Кинематическая схема робота

Станина-стойка. Приводом по оси X является синхронный трехфазный двигатель фирмы «Siemens» серии 1FK7, соединенный с планетарным двухступенчатым редуктором фирмы «Alpha», на выходном валу которого установлена косозубая шестерня, находящаяся в зацеплении с зубчатой рейкой фирмы «Atlanta».

Стойка перемещается на роликовых линейных направляющих 35-го типоразмера фирмы «Bosch Rexroth AG».

Стойка-вертикальный суппорт. Стойка представляет собой сварную деталь коробчатой формы. На левой стороне стойки установлены роликовые линейных направляющие 35-го типоразмера фирмы «Bosch Rexroth AG», по которым перемещается вертикальный суппорт, имеющий форму стальной плиты.

Вращение от двигателя 1FK7063 (Siemens) через соединительную муфту ROVA-ES фирмы «Maag» передается на винт ВГК ($\varnothing=32\text{мм}$; $t=10\text{мм}$). Гайка ВГК закреплена на вертикальном суппорте. Двигатель имеет встроенный тормоз.

Вертикальный суппорт – поперечный суппорт. Ввиду значительного хода исполнительного органа в направлении оси координат Y (500 мм), привод перемещения выполнен с вращающейся гайкой и не вращающимся винтом ВГК ($\varnothing=32\text{мм}$; $t=10\text{мм}$). Вращение от двигателя 1FK7063 поз. 21 (Siemens) через зубчато-ременную передачу передается на вращающуюся гайку, установленную на вертикальном суппорте поз. 5. Неподвижный винт установлен на поперечном суппорте поз.4. Двигатель имеет встроенный тормоз.

Двухкоординатная головка. Двухкоординатная головка представляет собой механизм транспортирования лазерного потока и его поворота вокруг двух взаимно перпендикулярных осей В и С.

Построение модели робота для лазерной закалки производится в пространстве хуz. В состав этой модели входит 6 тел, 3 блока поступательного движения и 2 цилиндрических шарнира (рис. 5.41). Первый модуль поступательного движения связан с землей при помощи блока Ground.

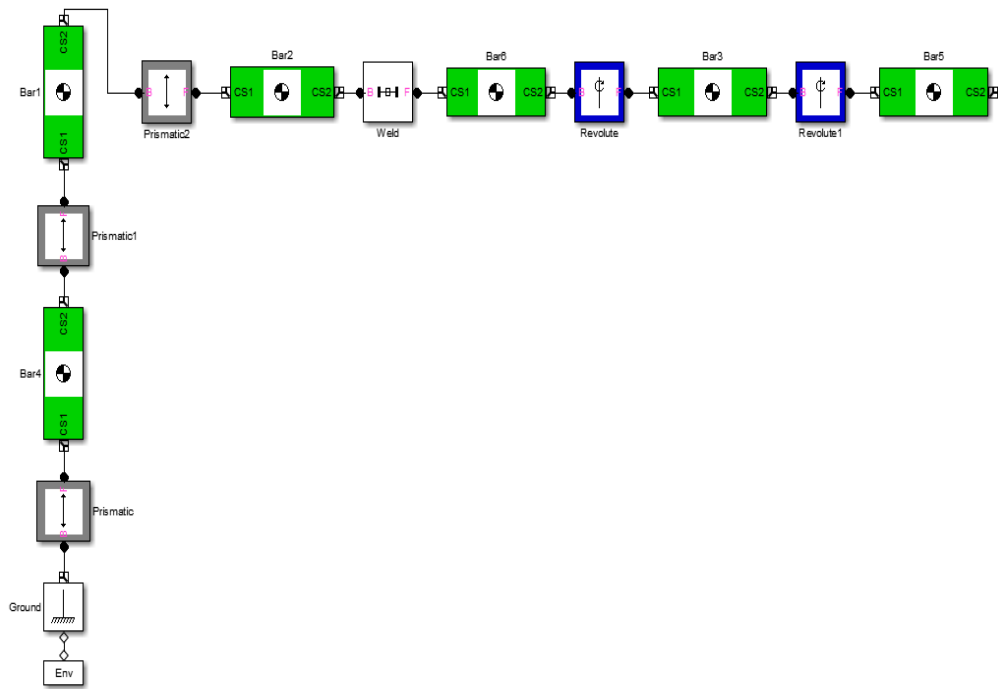


Рис. 5.41 Базовая модель исполнительной кинематической цепи лазер-робота в SimMechanics

В блоке Machine Environment указываем направление действия (вдоль оси y) и величину силы тяжести ($g = -9.81 \text{ м/с}^2$). В блоках Prismatic указываем направления оси перемещения (вдоль X , Y , Z). В блоках Revolute указываем направление оси вращения (вокруг оси X и Y). Далее необходимо произвести настройку блоков Body в соответствии с размерами и массами звеньев и сочленений (таблица 5.5).

Массу цилиндрических шарниров с установленными в них датчиками и двигателями необходимо привести к телам, так как в настройке блока Revolute (цилиндрический шарнир) ее величину указать невозможно. Для задания движения механизма добавляем блоки Joint Actuator в местах расположения приводных двигателей, а для снятия характеристик в шарнирах – Joint Sensor. В окне настройки блока Joint Actuator устанавливаем вид возбуждения Generalized forces (обобщенные силы) – Apply torque (момент), в окне настройки Joint Sensor производим выбор тех характеристик относительного движения частей примитива, которые необходимо снять. Для вывода на экран снятых характеристик используем блок Score (осциллограф для наблюдения временных зависимостей). После этого модель манипулятора примет вид, представленный на рис. 5.42.

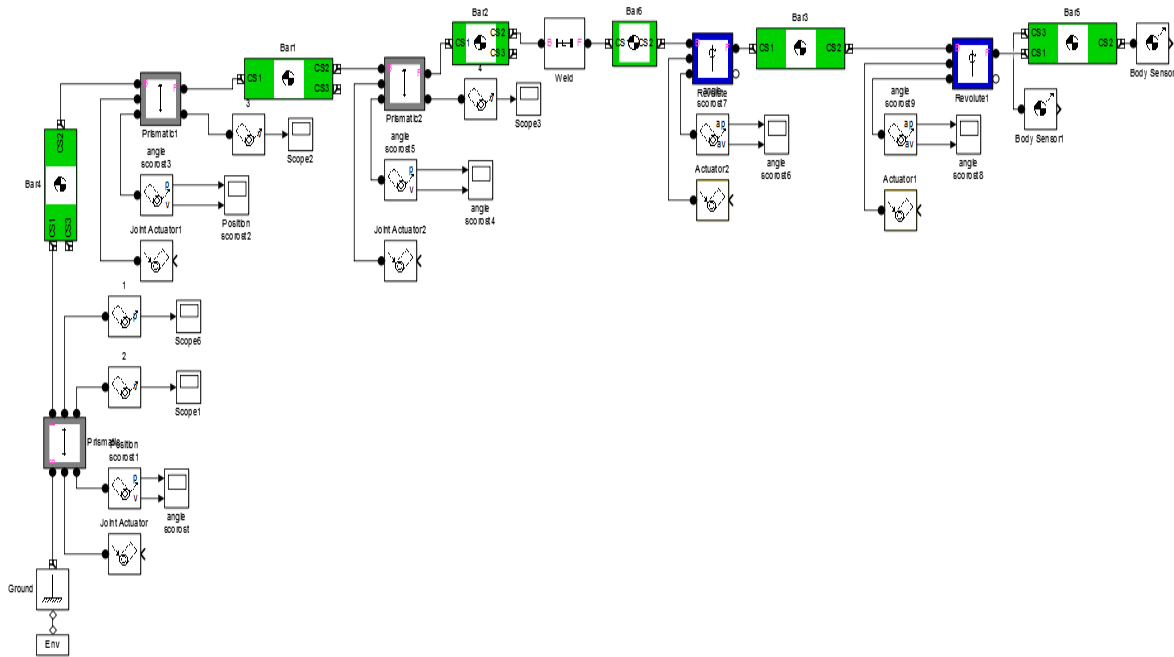


Рис. 5.42 Промежуточная модель механики лазер-робота

Для задания движения к блокам Joint Actuator добавляем модели приводов, компьютерная модель привода одного сочленения приведена на рис.5.43. Она содержит модель механизма преобразования движения с учетом его упруго-диссипативных свойств.

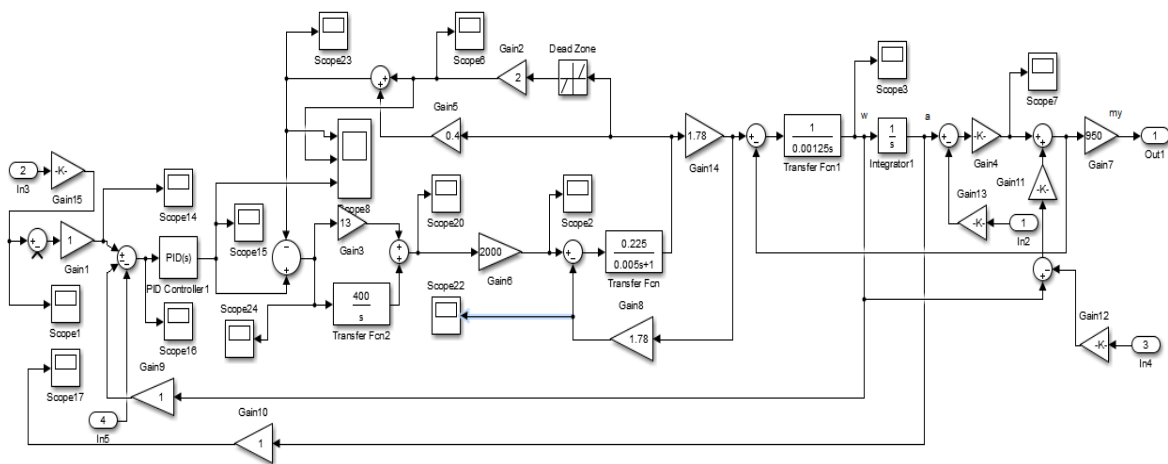


Рис.5.43 Модель привода

Привод имеет контур регулирования положения, скорости и тока. При моделировании использовались параметры реальных двигателей и контура тока. Параметры регулятора скорости настраивались по модели привода для средних значений нагрузки с помощью блока NCD, осуществляющего автоматизированный поиск коэффициентов

ПИД регулятора по заданной кривой переходного процесса корневыми методами.

К промежуточной модели манипулятора (рис.5.43) добавим модели приводов, а также выходы для снятия характеристик и входы для задания параметров движения. В результате получим окончательную модель исследуемой системы, приведенную на рис.5.44.

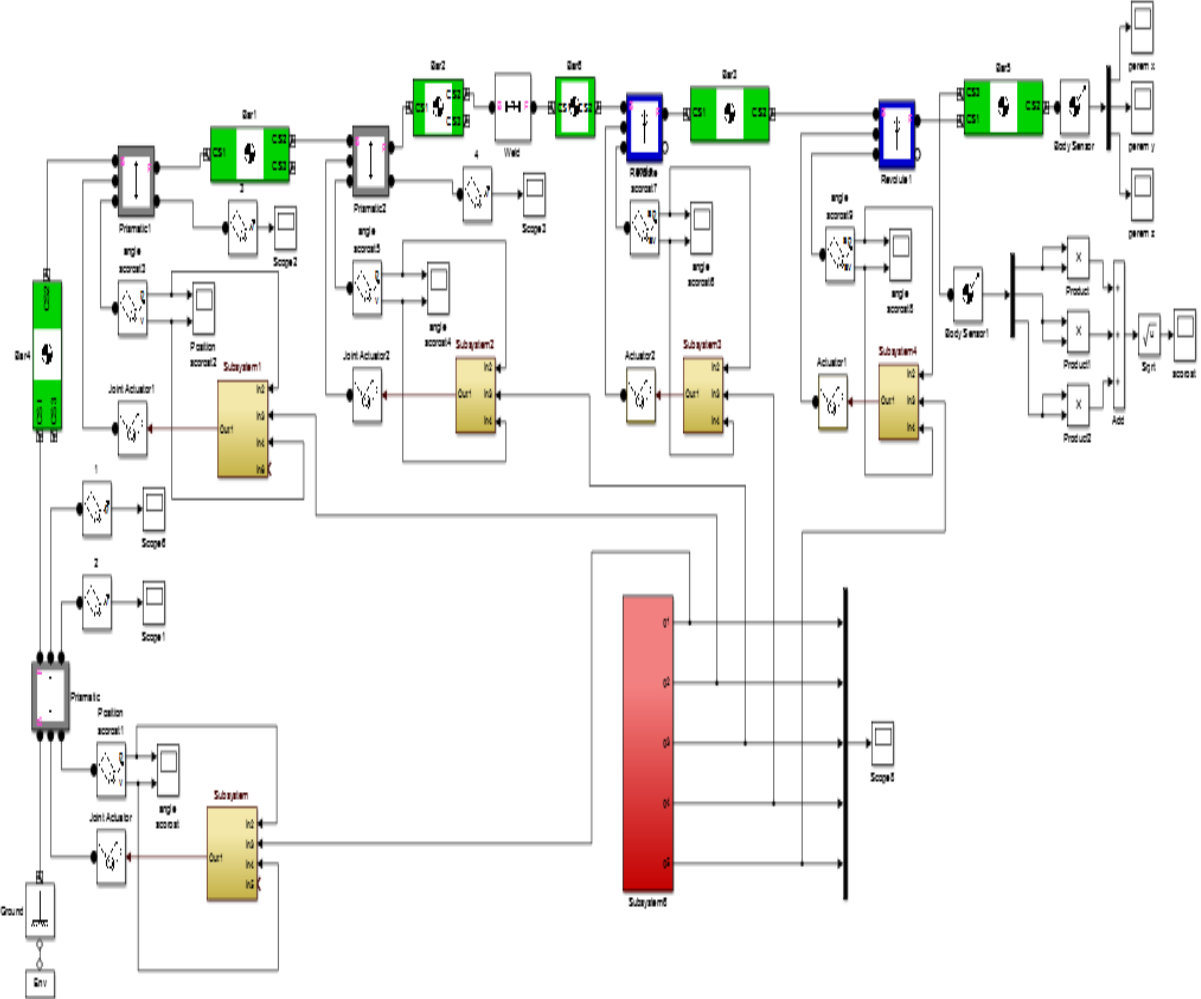


Рис.5.44 Модель манипулятора лазер робота

В системе управления предусмотрен контроллер задания параметров упрочняемого слоя задает управляющее воздействие на контроллер формирования технологических параметров обработки. Задание формируется на основе физических свойств обрабатываемого материала и соответствующей модели нагрева. Контроллер формирования технологических параметров обработки управляет регулятором мощности источника лазерного излучения (если он предусмотрен конструкцией) и регуляторами скорости. Регуляторы скорости задают

управляющие сигналы на приводы перемещения звеньев лучепровода. Помимо этого, в регуляторах производится корректировка скорости на основе нейроконтроллера формирования технологической обратной связи.

Информация о процессе лазерной обработки снимается с помощью датчика спектра теплового излучения. Плотность спектра теплового излучения имеет функциональную связь со скоростью обработки. В нейроконтроллере происходит преобразование информации о плотности спектра теплового излучения в сигнал скорости обработки. Ошибка по скорости, полученная в результате преобразований, подаётся на блок регулятора скорости. Для создания и обучения нейроконтроллера нужно создать модель процесса и получить массив исходных данных для обучения. (Для этой цели можно воспользоваться программой Comsol 4.4). График зависимости средней температуры пятна от скорости обработки имеет нелинейный характер и приведен на рис. 5.45.

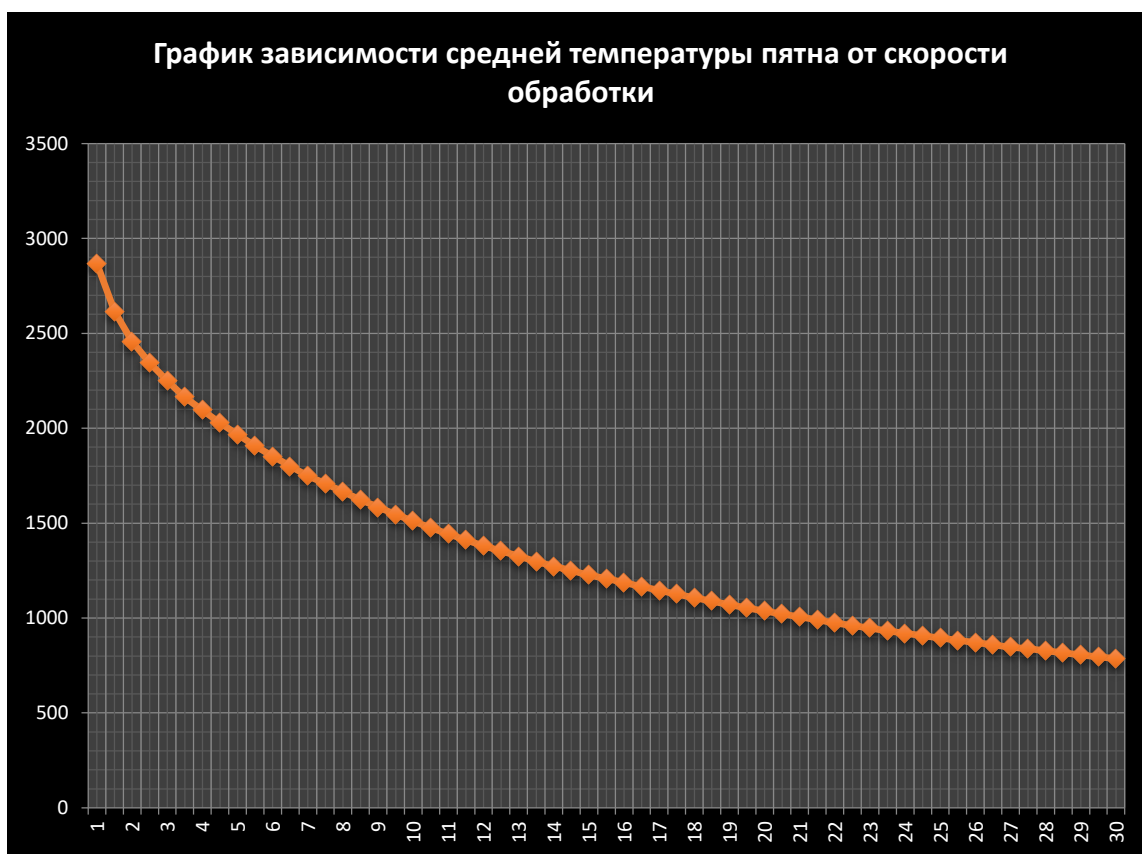


Рисунок 5.45 График зависимости средней температуры пятна от скорости обработки

Для построения модели контроллера выбираем двухслойную архитектуру нейронной сети Элмана с массивом входов с диапазоном значений $[\min\max(P)]$, имеющую 70 нейронов с функцией активации *tansig* в слое 1 и 1 нейрон с функцией активации *purelin* в слое 2, с прямой передачей сигнала. При этом в качестве обучающего алгоритма выбран алгоритм Levenberg-Marquardt (*trainlm*). Этот алгоритм обеспечивает быстрое обучение, но требует много ресурсов. В случае, если для реализации этого алгоритма не хватит оперативной памяти, можно использовать другие алгоритмы (*trainbfg*, *trainrp*, *trainscg*, *traincgb*, *traincgf*, *traincgp*, *trainoss*, *traingdx*). По умолчанию используется *trainlm*. Указанная сеть формируется с помощью процедуры:

```
net=newff([minmax(P)],[70 1],{'tansig','purelin'},'trainlm');
```

Первый аргумент - матрица $M \times 2$ минимальных и максимальных значений компонент входных векторов вычисляется с помощью процедуры *minmax*.

Результатом выполнения процедуры *newff* является объект – нейронная сеть *net* заданной конфигурации. Сеть можно сохранить на диске в виде *mat.* файла с помощью команды *save* и загрузить снова с помощью команды *load*.

Обработка тестового массива:

```
Y = sim (net, P);
```

Задаем максимальное количество циклов обучения. После того, как будет выполнено это количество циклов, обучение будет завершено:

```
net.trainParam.epochs=500;
```

Задаем интервал вывода информации, измеренный в циклах:

```
net.trainParam.show=100;
```

Выполним процедуру обучения:

```
net=train(net,P,T);
```

Для проверки качества обучения промоделируем спроектированную сеть:

```
Y = sim(net,P);
```

Построим графики исследуемой функции:

```
figure(1); plot(P,T,'y'); hold on; grid on; plot(P,Y,'r');
```

Формирование S-модели нейронной сети с именем *net* для ее запуска в среде системы Simulink.

```
gensim(net).
```

Перед открытием окна с S-моделью, открывается окно обучения сети Neural Network Training (рис. 5.46), в котором виден отсчет эпох обучения.

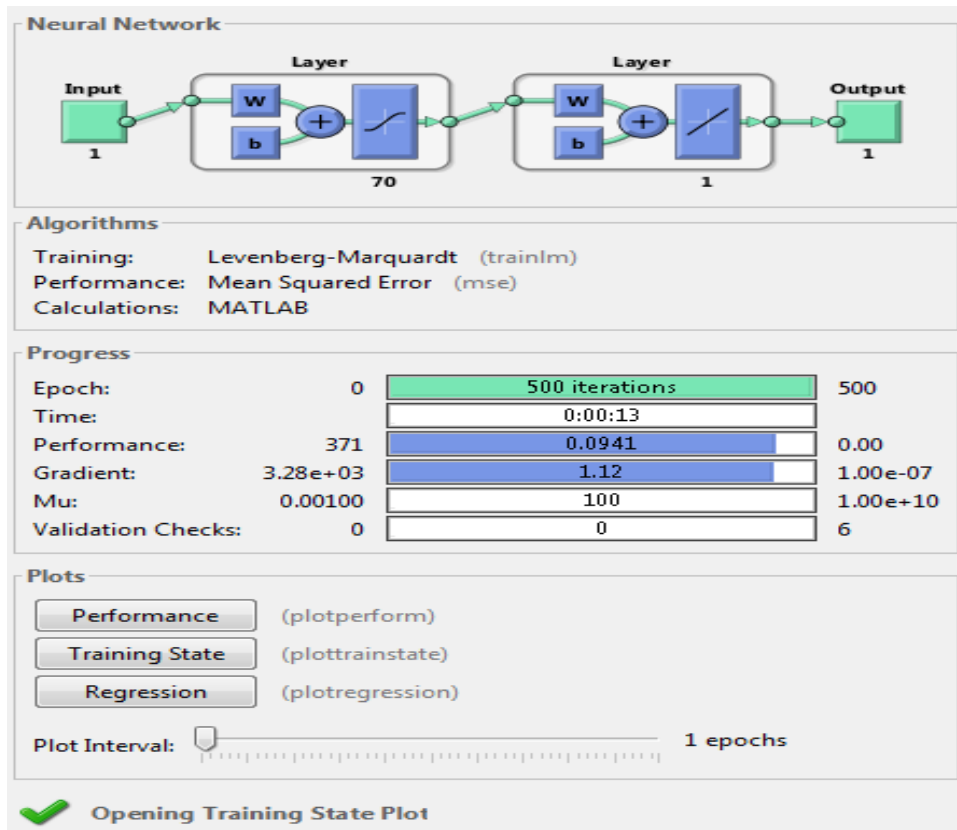


Рис. 5.46 Отчет обучения контроллера

График обучения сети показан на рис. 5.47.

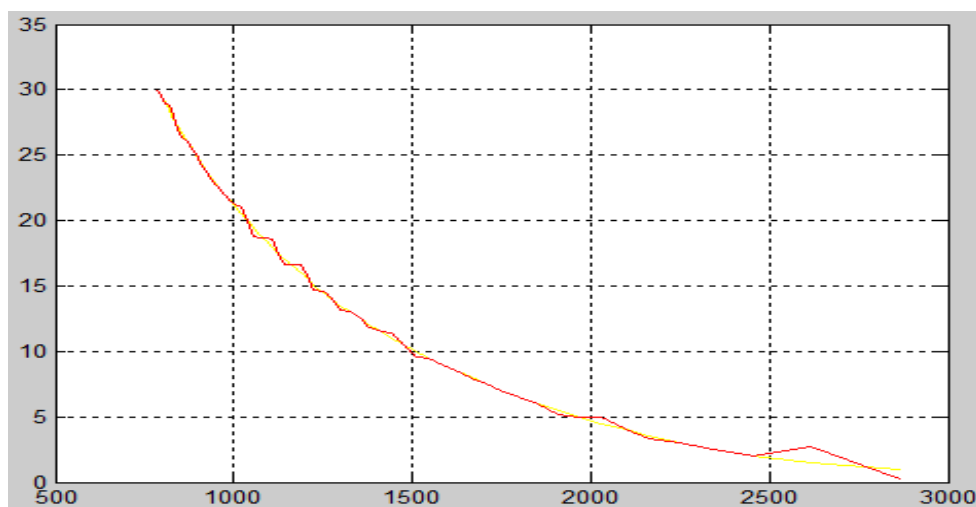


Рис. 5.47 График обучения нейросети

Из графика можно сделать вывод, что обучение прошло с большой ошибкой, поэтому необходимо изменить число эпох обучения или увеличить число нейронов в первом слое. После этого следует повторить процесс обучения. Оптимальные результаты обучения были достигнуты при увеличении числа нейронов на входе до 90 и числа эпох обучения до 2000.

На рис. 5.48 представлена визуализированная структура двухслойной нейронной сети, структуры двух слоев из-за громоздкости опущены.

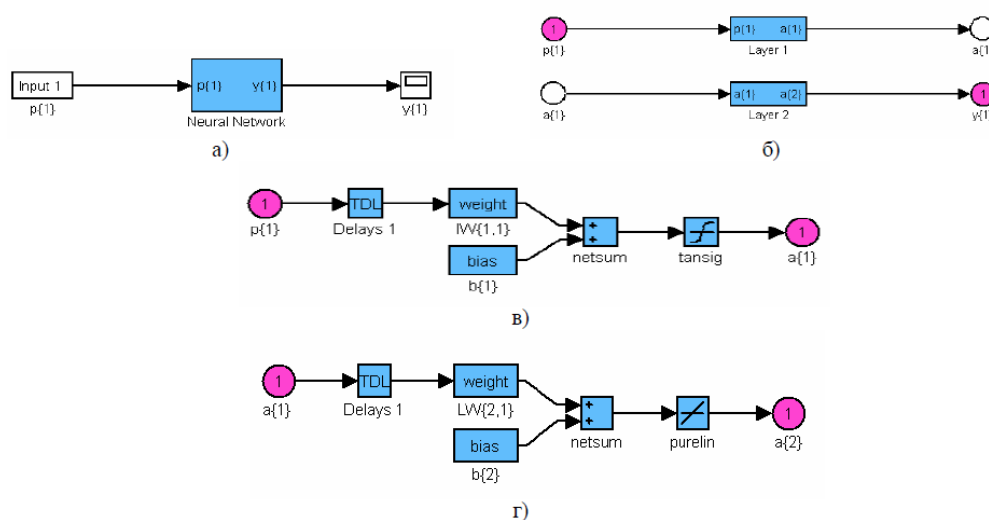


Рис.5.48 Структура двухслойной нейронной сети

а) нейронная сеть; б) два слоя с последовательным соединением; в) схема слоя 1; г) схема слоя 2

Законченный и обученный контроллер в среде Simulink имеет вид, представленный на рис. 5.49.

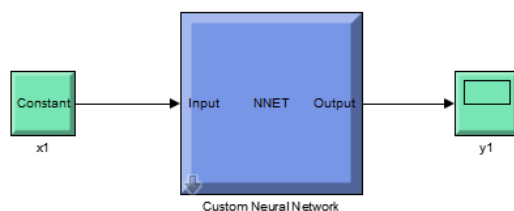


Рис.5.49 Вид контроллера в среде Simulink

При построении котроллера выполнены все необходимые процедуры, связанные с его обучением и анализом входных и выходных данных, полученных по исходной модели нагрева.

На рис.5.50 приведена программная пространственная траектория для перемещения лазерного луча, построенная с помощью задатчика, аналогично изложенному в разделе 5.1.

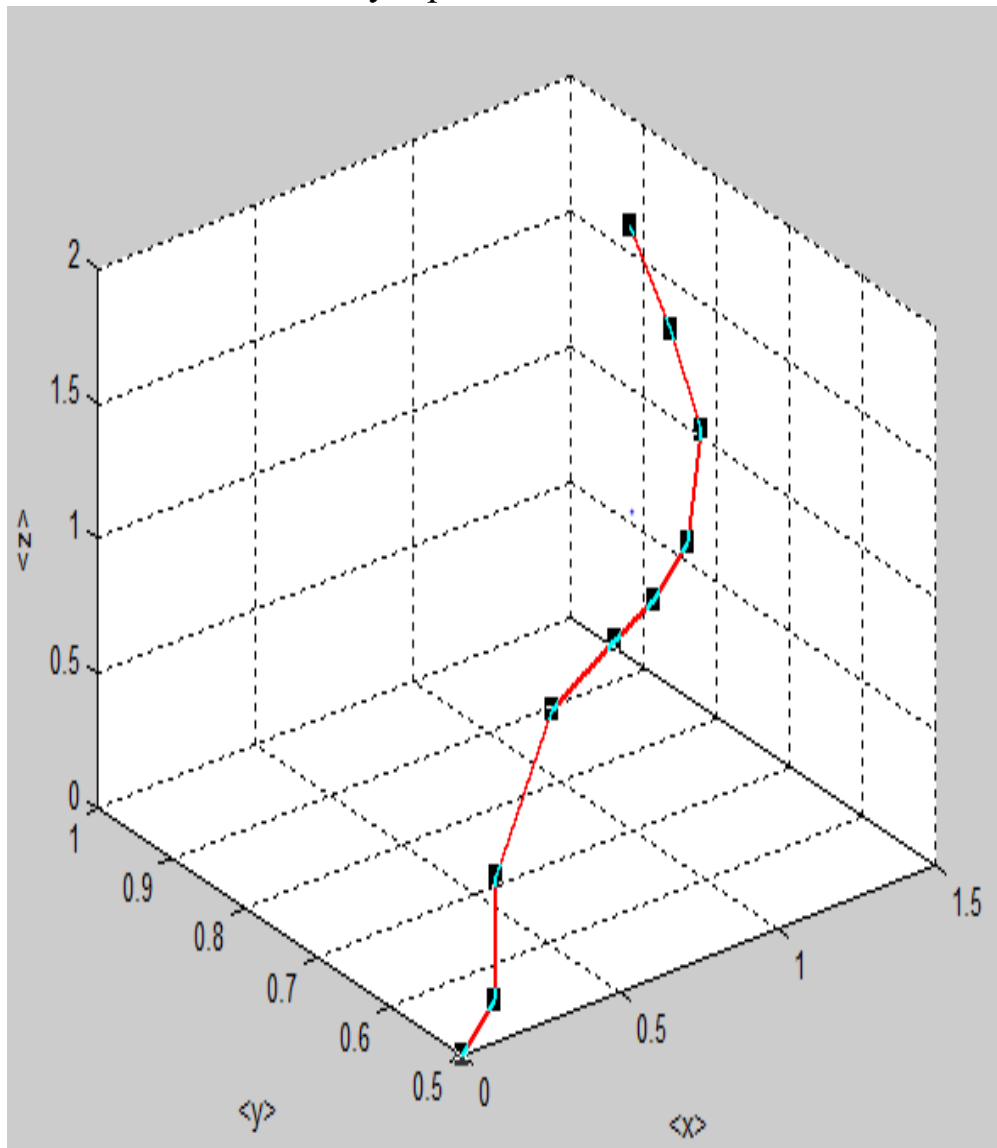


Рис.5.50 Программная пространственная траектория для перемещения лазерного луча

Для анализа работы идентификатора теплового нагрева необходимо создать условия изменения температуры в зоне обработки. Для этого в модели предусмотрен модуль эмулятора изменения толщины обрабатываемого материала. (При увеличении толщины металла температура нагрева уменьшается). Блок эмулятора представлен на рис. 5.51.

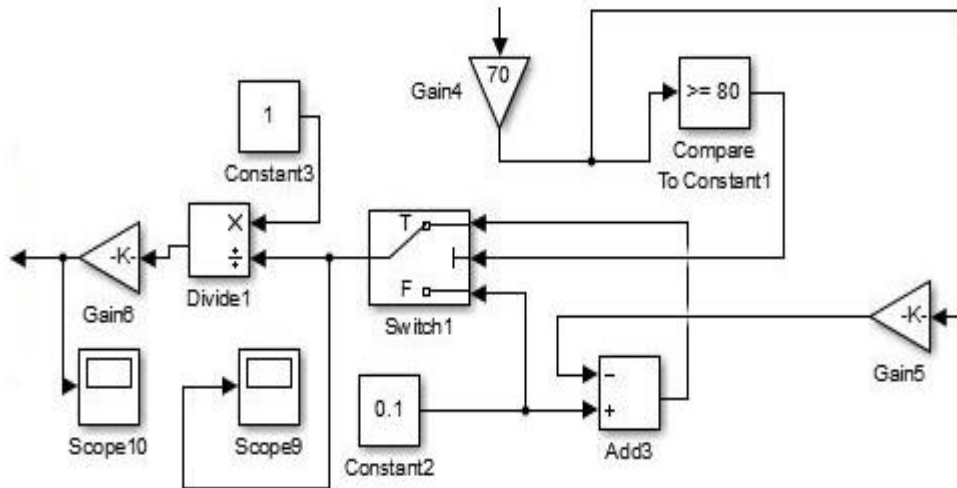


Рис.5.51 Эмулятор изменения толщины материала

Модель исполнительной системы лазер –робота, содержащая все рассмотренные выше компоненты включая эмулятор изменения толщины металла и нейроконтроллер, приведена на рис.5.52

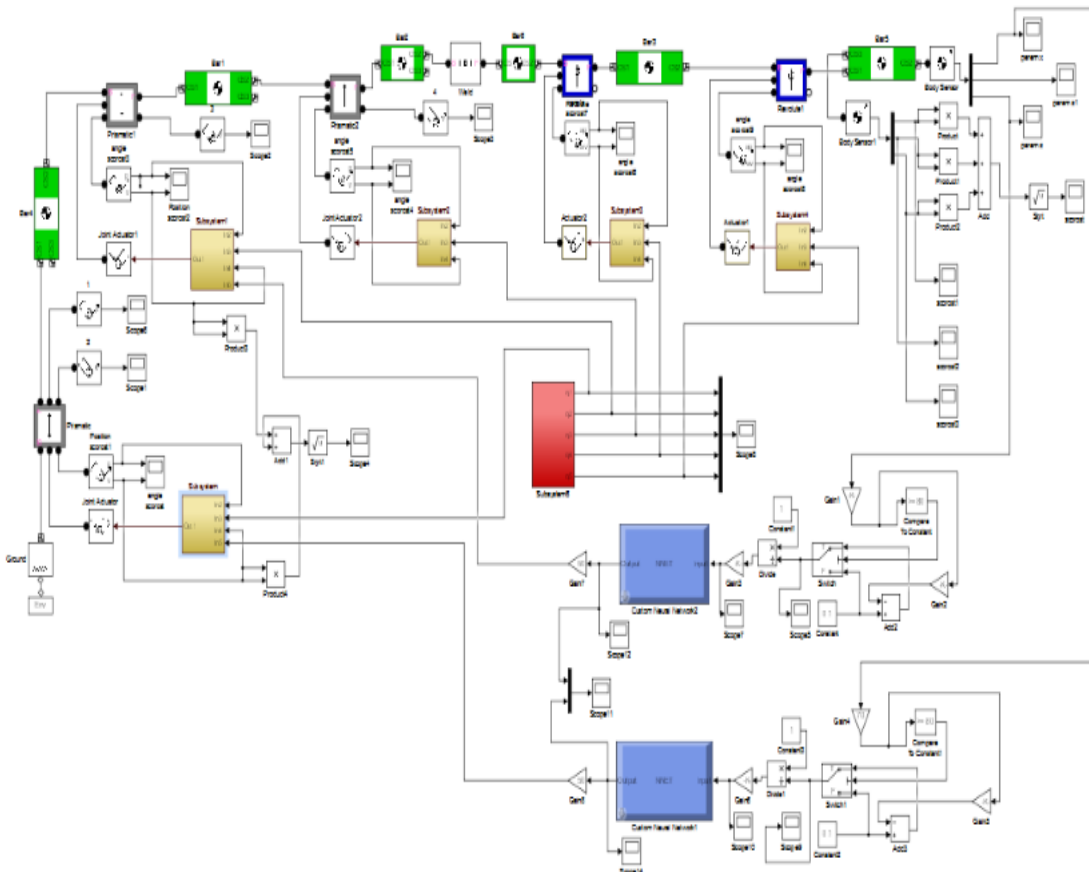


Рис.5.52 Модель исполнительной системы лазер –робота

На рис. 5.53 приведена модель нелинейного увеличения температуры упрочняемого металла (скачкообразного в сочетании с линейным)

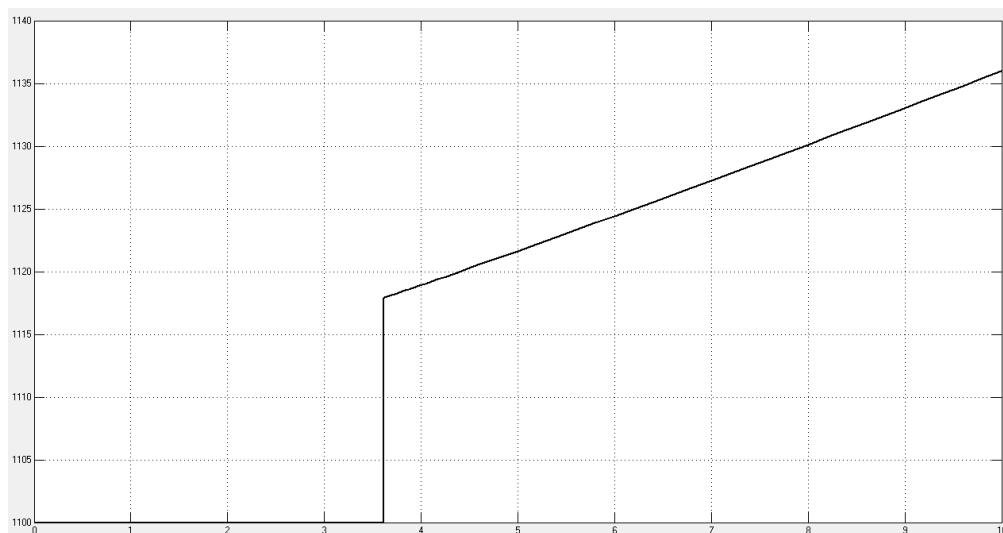


Рис. 5.53 Модель нелинейного увеличения температуры упрочняемого металла

Регулятор с нейроконтроллером в модели работает следующим образом. При достижении перемещения 1,14 метра срабатывает ключевой элемент (Switch2) и на входе нейроконтроллера происходит скачкообразное изменение входного сигнала на заданное значение (рис.5.54). При этом сигнал с контроллера поступает на вход регулятора скорости и корректирует сигнал задания.

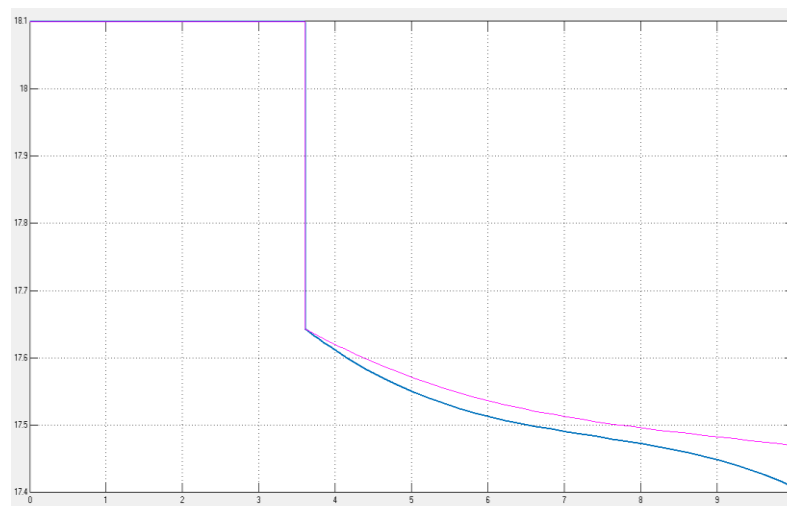


Рис.5.54 Сигнал на выходе нейроконтроллера

На рис.5.55 приведена кривая изменения скорости движения лазерного пятна

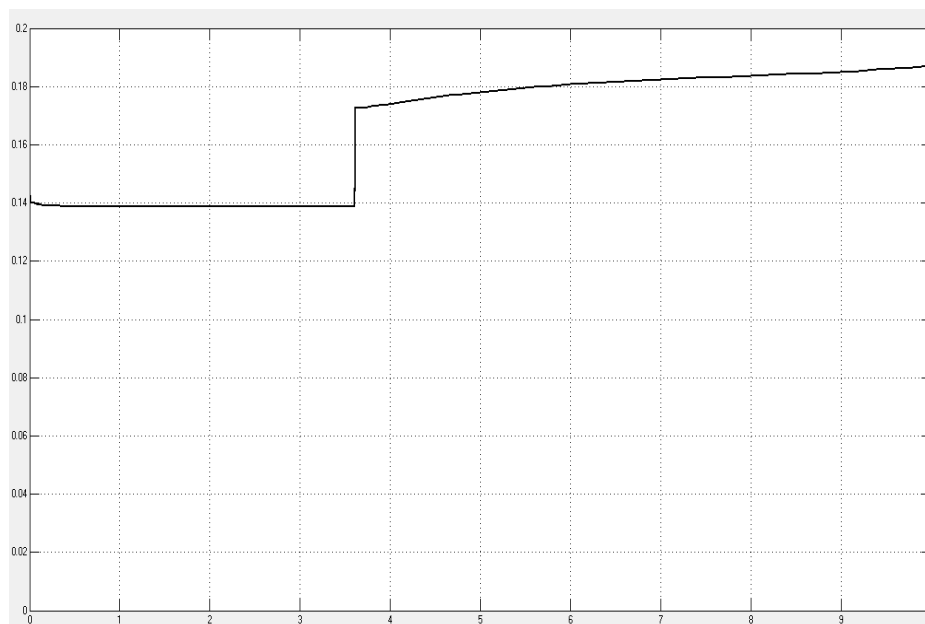


Рис. 5.55 График скорости перемещения лазерного пятна

5.4. Моделирование исполнительной системы робота для лазерной резки

Манипуляционная система состоит из совокупности двух манипуляторов: транспортного, технологического и дополнительного. Транспортный манипулятор имеет три степени подвижности, является носителем для технологического и работает в режиме перестановки. Технологический манипулятор перемещает рабочий инструмент – оптическую головку для лазерной резки при неподвижном транспортном и является основным манипулятором. Выполнение манипуляторов по такой схеме позволит реализовать манипулятор с совокупной длиной звеньев до 12 метров. Структурная исполнительная кинематическая цепь робота приведена на рис.5.56. Лазер-робот имеет 9 степеней подвижности, позволяющих реализовать движение в пространстве.

Во всех степенях подвижности имеются механизмы преобразования движения и двигатели, оснащенные встроенными датчиками, которые отслеживают угол поворота вала двигателя, сигнал которого заводится в стойку программного управления.

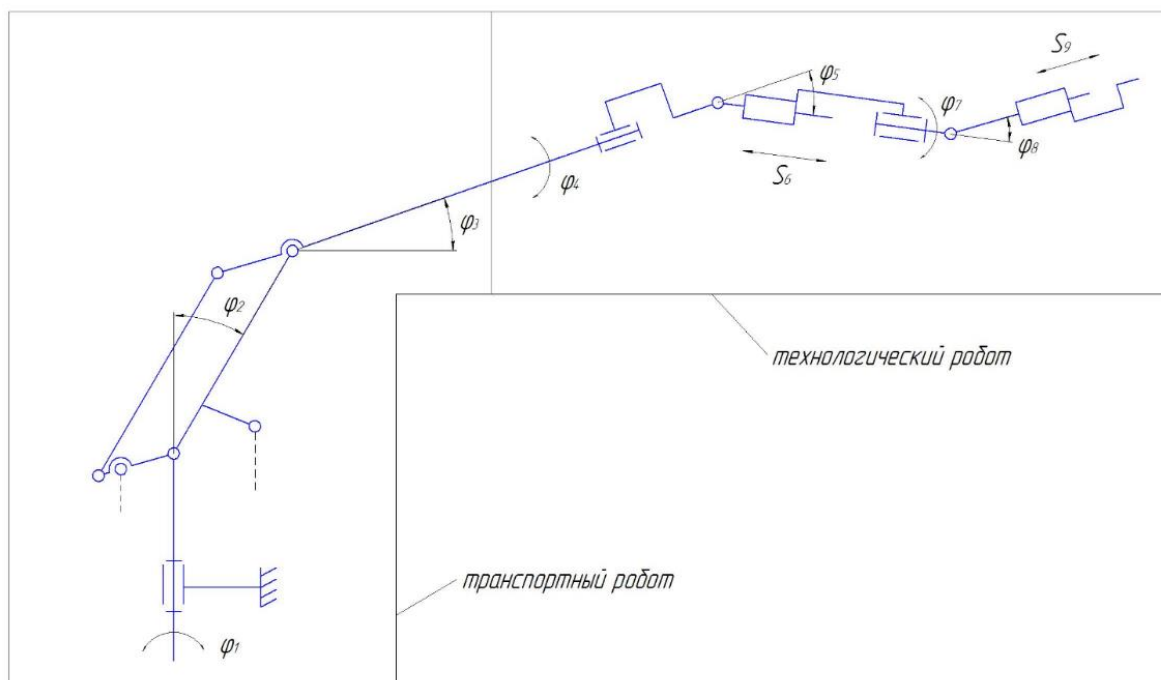


Рис 5.56 Структурная схема робота

Технические характеристики двигателей приведены в таблице 5.6.

Таблица 5.6 Технические характеристики двигателей

Обозначение	Марка двигателя	Максимальная мощность, кВт	Номинальный момент, Н·м	Номинальный число оборотов мин ⁻¹
M1	1FT6 082 1AF7	3,2	10,3	3000
M2	1FT6 082 1AF7	3,2	10,3	3000
M3	1FT6 082 1AF7	3,2	10,3	3000
M4	1FT6 062 1AH7	1,7	3,6	4500
M5	1FT6 062 1AH7	1,7	3,6	4500
M6	1FT6 034 1AK7	0,88	1,4	6000
M7	1FT6 034 1AK7	0,88	1,4	6000
M8	1FT6 062 1AH7	1,7	3,6	4500
M9	1FT6 034 1AK7	0,88	1,4	6000

При построении модели манипулятора лазер-робота используются следующие блоки: World Frame, Solver Configuration, Mechanism Configuration, Solid, Revolute, Rigid Transform, Prismatic Joint, Transform Sensor.

World Frame, Solver Configuration, Mechanism Configuration - являются обязательными при построении модели любого механизма. Они представляют неизменные точки основания (земли), неподвижные в абсолютном (инерциальном) пространстве. Движение отдельных частей механизма задаётся или определяется по отношению к системе координат, воплощаемой именно этими блоками. На рис. 5.57 представлен рисунок подсистемы «Начала координат».

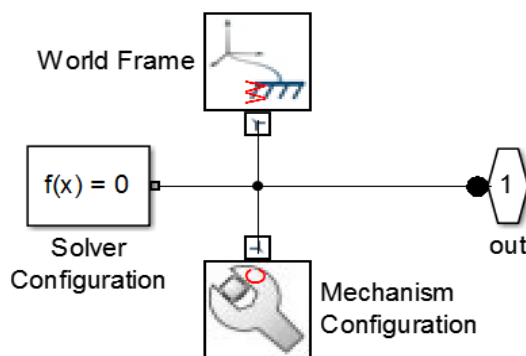


Рис.5.57 Подсистема «Начала координат»

Revolute, Prismatic Joint - блоки, относящиеся к разделу Joints (сочленения), позволяющие обеспечить возможность относительных движений тел, представленных отдельными блоками Solid, то есть необходимых степеней свободы. Блок имеет два обязательных порта, с помощью которых он подсоединяется к двум блокам из раздела Body Elements. Порт, отмеченный индексом B (base - основной), предназначен для соединения с блоком Body, представляющим первое (основное) тело, порт с индексом F (follower — следующий) служит для подсоединения к следующему телу в связанной цепи тел, составляющих механизм.

Solid - представляет отдельную часть механизма, рассматриваемую как твердое тело, движение которого моделируется. В окне

настройки блока задаются масса, инерция, форма, размер и цвет объекта, а также можно импортировать объект из другой программы (например, Компас).

На рис. 5.58 представлен фрагмент построения модели из выше перечисленных блоков.

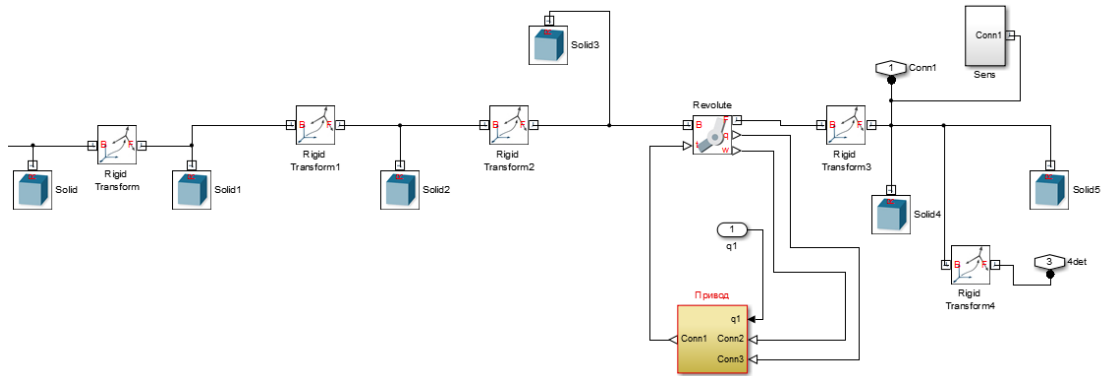


Рис. 5.58 Фрагмент построения модели

Построение модели манипулятора лазер-робота производится в пространстве хуз. В состав этой модели входит 2 звена и 3 цилиндрических шарнира (рис 5.59) для транспортного манипулятора и 2 звена, 4 цилиндрических шарнира и 2 призматических соединений (5.60) для технологического манипулятора.

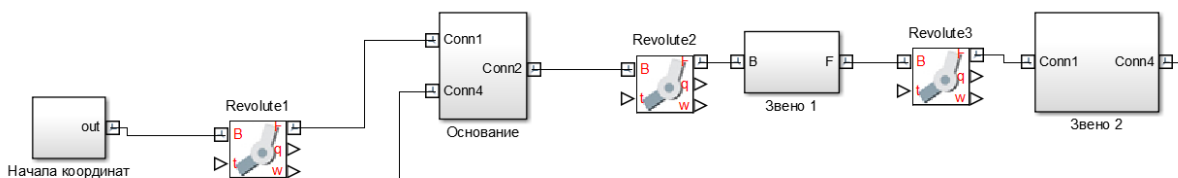


Рис. 5.59 Базовая модель транспортного манипулятора лазер-робота в SimMechanics

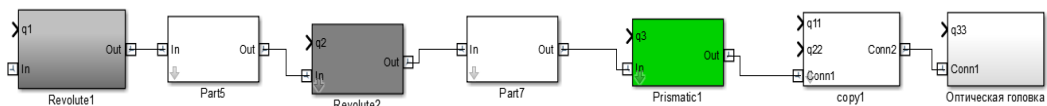
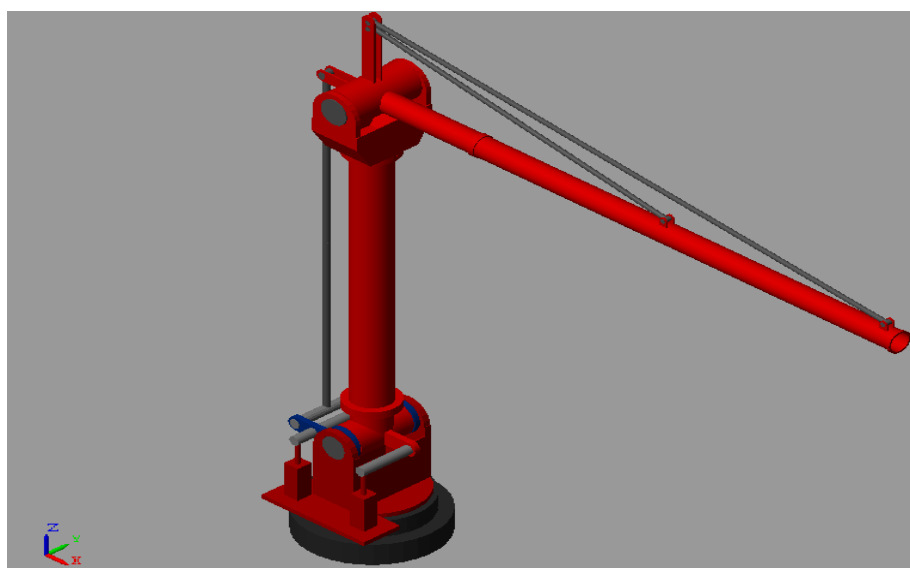
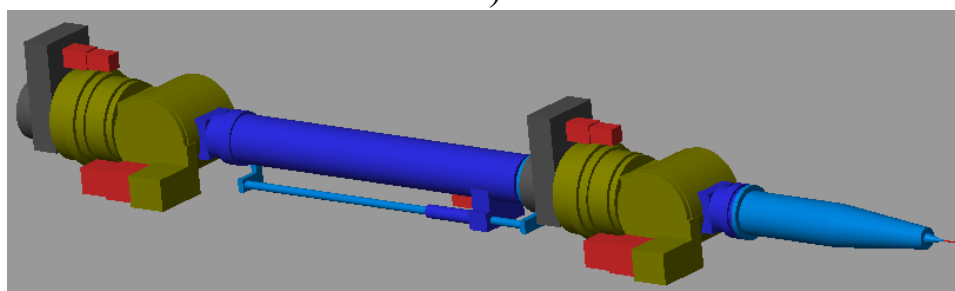


Рис 5.60 Базовая модель технологического манипулятора лазер-робота в SimMechanics

3D- симуляции моделей транспортного и технологического манипуляторов приведены на рис.5.61



а)



б)

Рис 5.61. 3D- симуляции модели транспортного(а) и технологического(б) манипуляторов

Для реализации движения исполнительной кинематической цепи в модель добавляем приводы. После этого фрагмент модели манипулятора примет вид, изображенный на рис. 5.62.

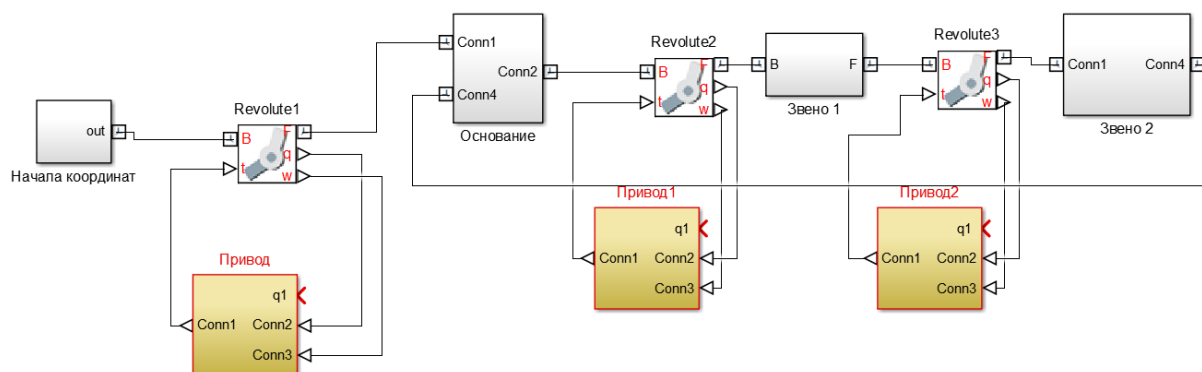


Рис 5.62 Пример подключения приводов

Для задания движения к блокам «Привод» добавляем модели приводов, компьютерная модель которого приведена на рис.5.63.

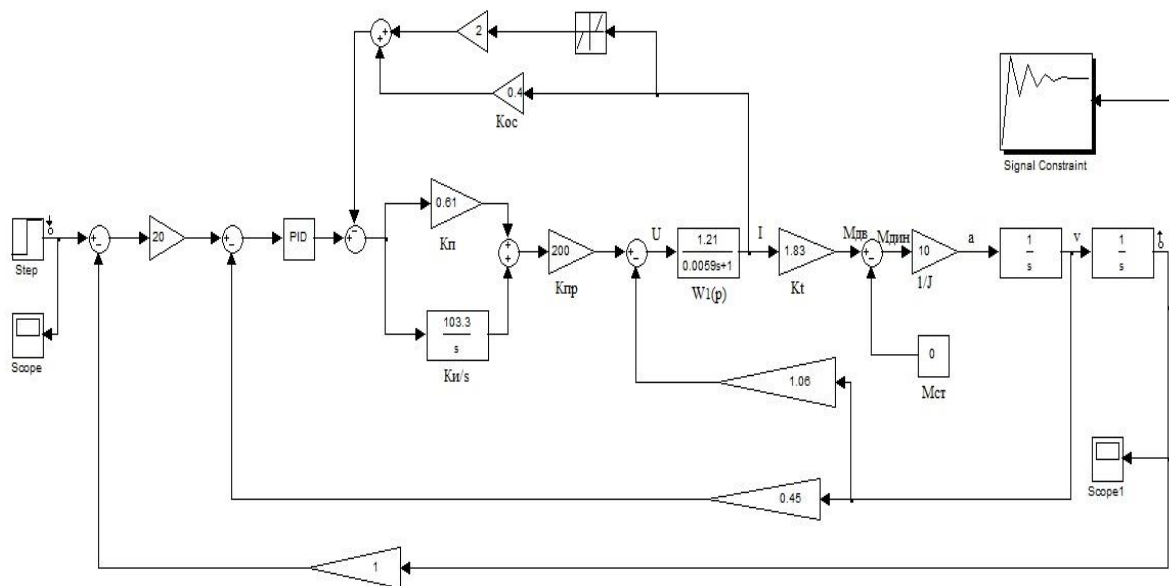


Рис. 5.63 Модель привода

Привод имеет контур регулирования положения, скорости и тока.

При моделировании использовались параметры реальных двигателей и контура тока. Параметры регулятора скорости настраивались по модели привода для средних значений нагрузки с помощью блока NCD, осуществляющего автоматизированный поиск коэффициентов ПИД регулятора по заданной кривой переходного процесса корневыми методами.

Синтез моделей транспортной и технологической моделей имеет вид, представленный на рис.5.64, а анимация в виде 3D представлена на рис.5.65.

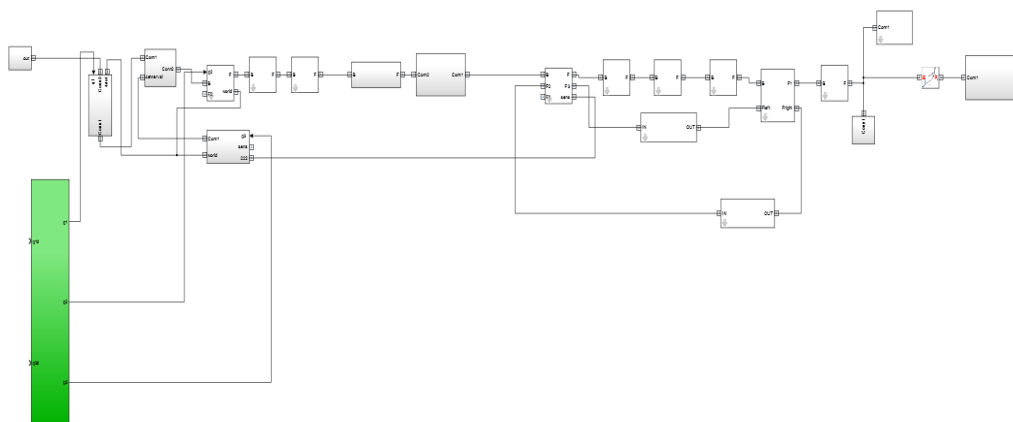


Рис. 5.64 Компьютерная модель лазер-робота

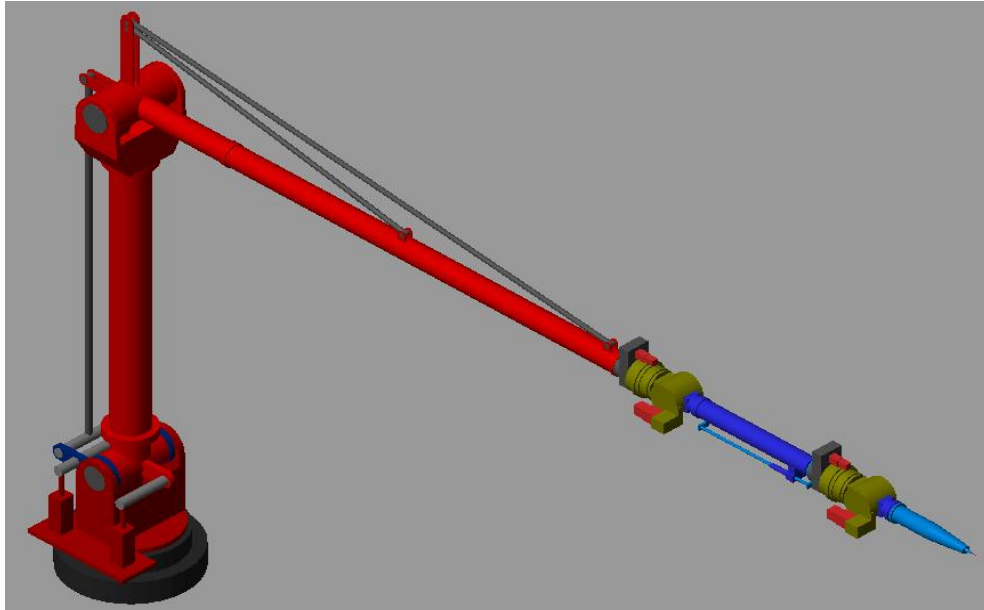


Рис. 5.65 3D- анимация модели лазер-робота

На основании экспериментальных данных известно о зависимости скорости движения лазерной резки (v) от толщины металла (h).

Эта зависимость описывается выражением

$$v = -6.41 \cdot 10^{-11}h^5 + 2.448 \cdot 10^{-8}h^4 - 4.024 \cdot 10^{-6}h^3 + 0.0003809h^2 - 0.02252h + 0.71. \quad (5.47)$$

Решение этого уравнения в Simulink представлено на рис. 5.66, а на рис. 5.67 показан график зависимости скорости обработки от толщины металла.

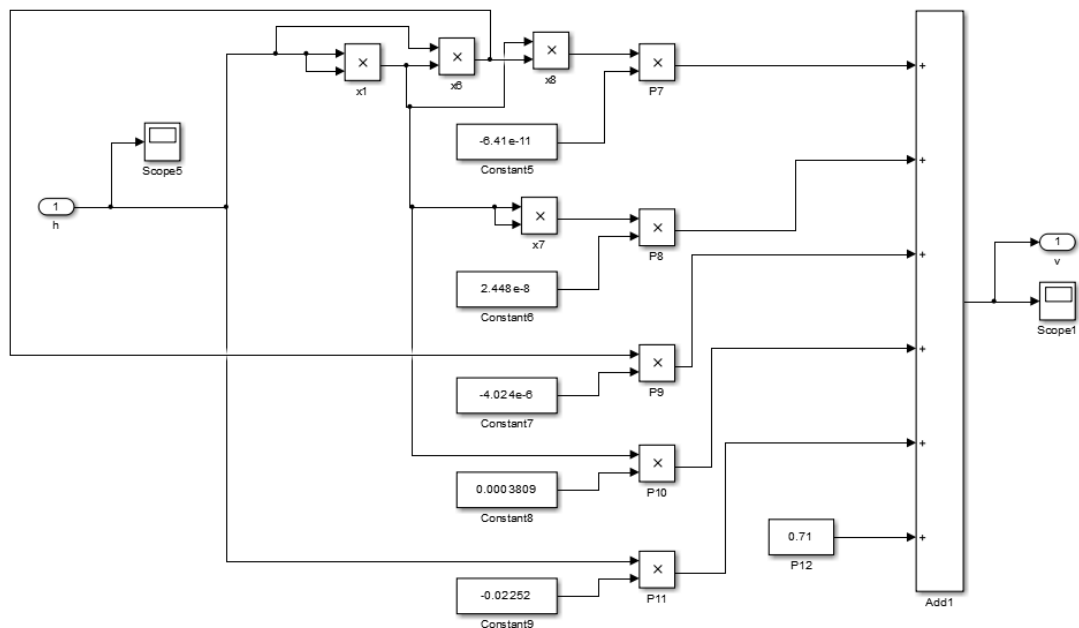


Рис. 5.66 Компьютерная модель решения уравнения зависимости скорости от толщины металла

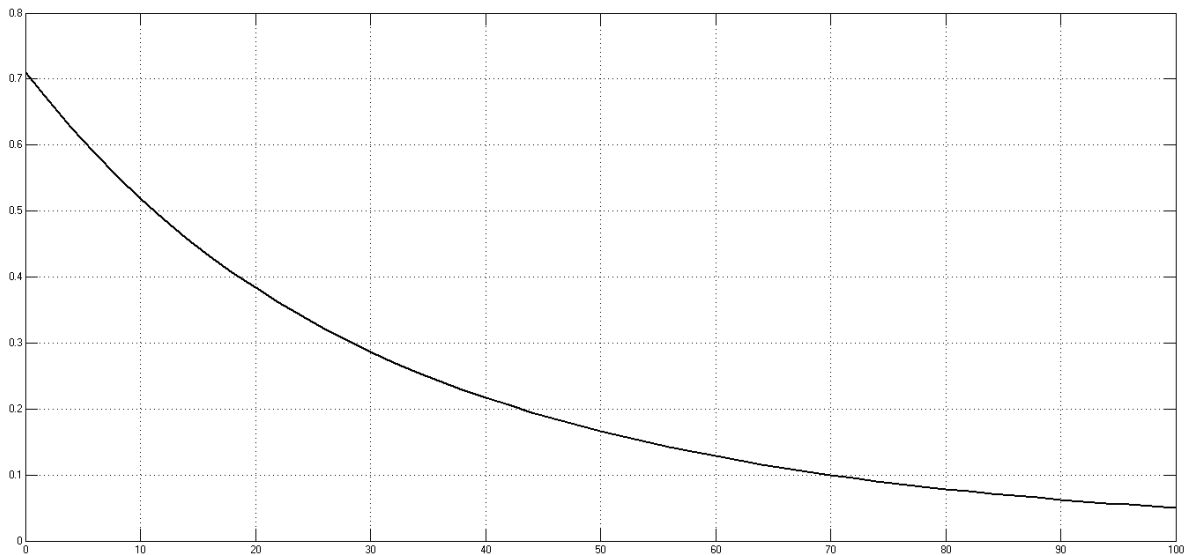


Рис. 5.67 График зависимости скорости от толщины

Симуляция процесса прорезания моделируем следующим образом (рис. 5.68).

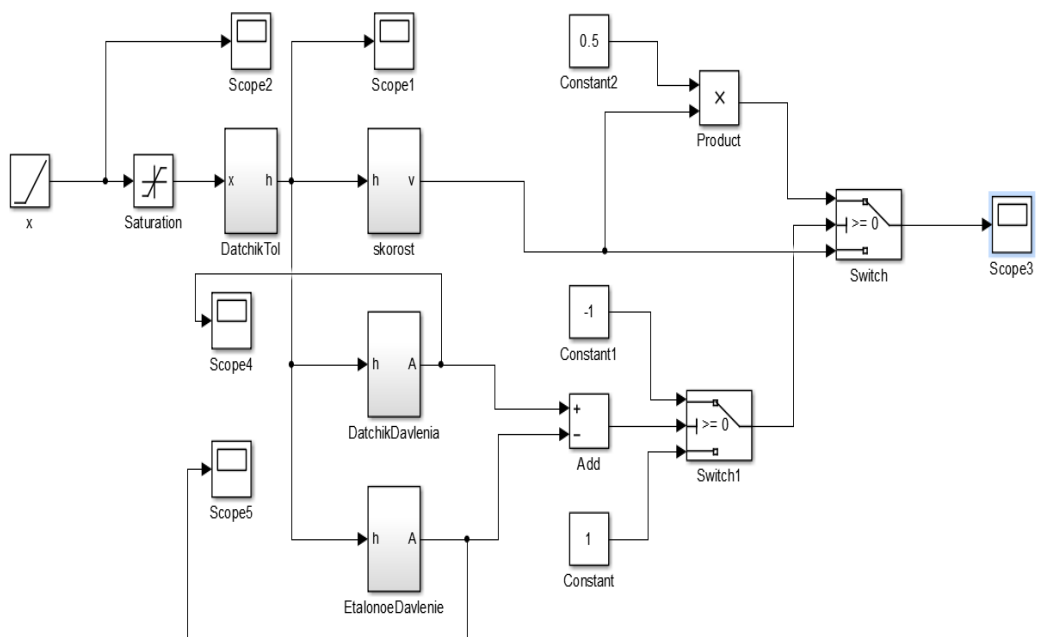


Рис. 5.68 Модель прорезания в Matlab

В процессе резки измеряется давления струйного датчика, направленного на рез и сравнивается с эталонным давлением для определения прорезания объекта в данном моменте. В случае не прорезания, скорость резки уменьшается в два раза.

На рис. 5.69 представлен пример в случае не прорезания в диапазоне времени $2300 \leq t \leq 2600$.

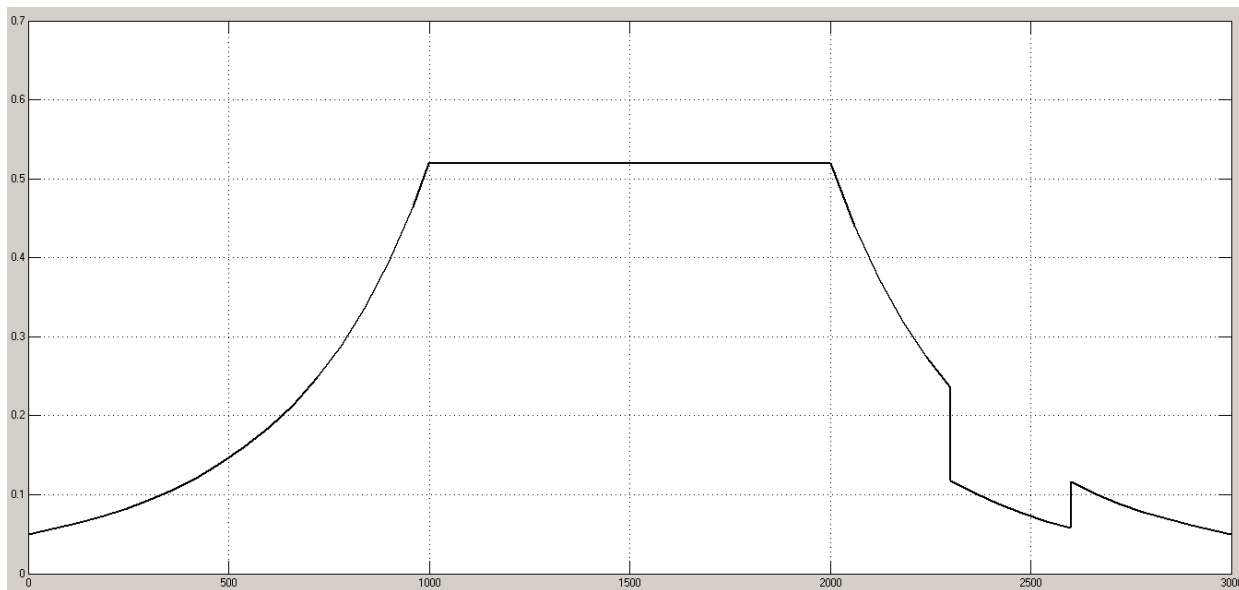


Рис. 5.69 Симуляция изменения скорости в определенном моменте времени $2300 \leq t \leq 2600$

Для исследования разработанной модели построена плоскость переменной толщины с определенной формой и размерами, приведенная на рис. 5.70.

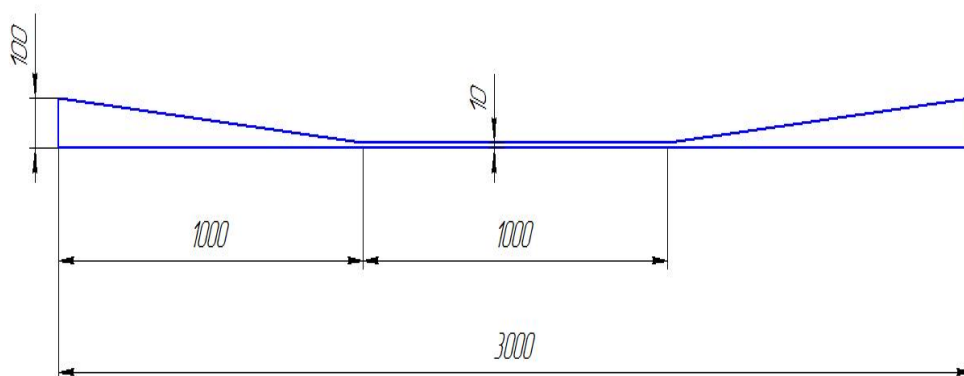


Рис. 5.70 Размеры плоскости

Экспортируем плоскость в модель исполнительной манипуляционной системы (рис. 5.71) и теперь 3D-анимация модели имеет вид представленный на рис. 5.71.

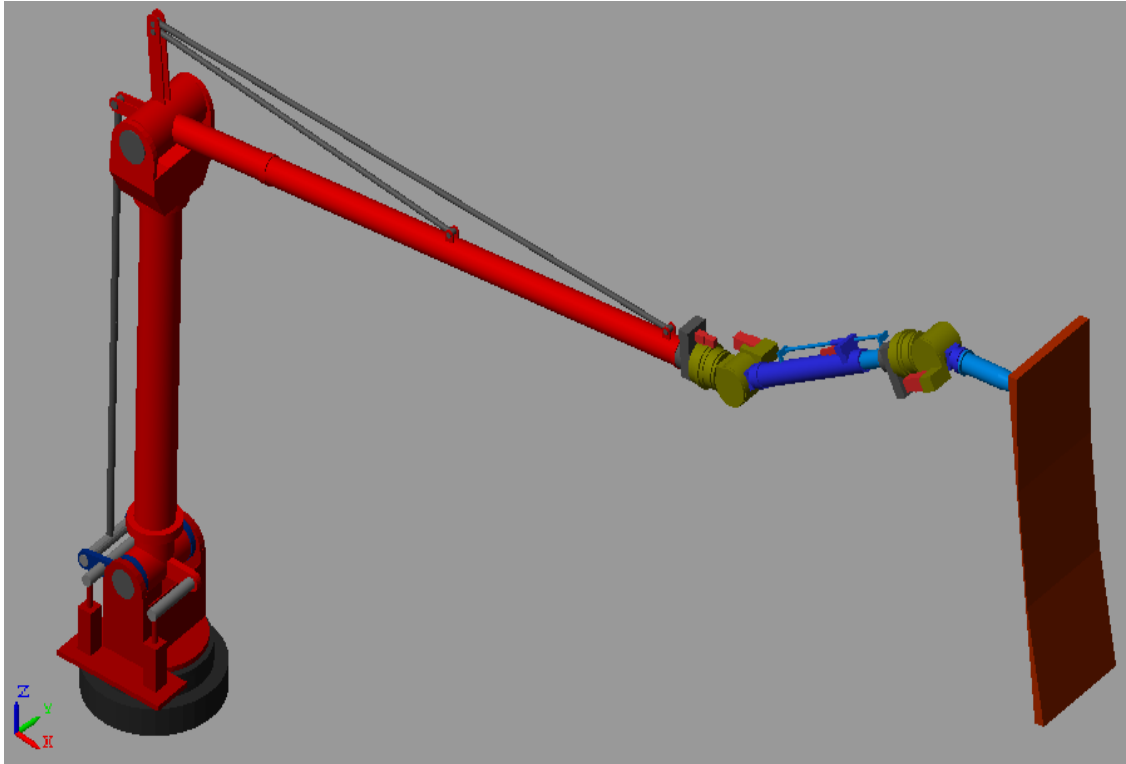
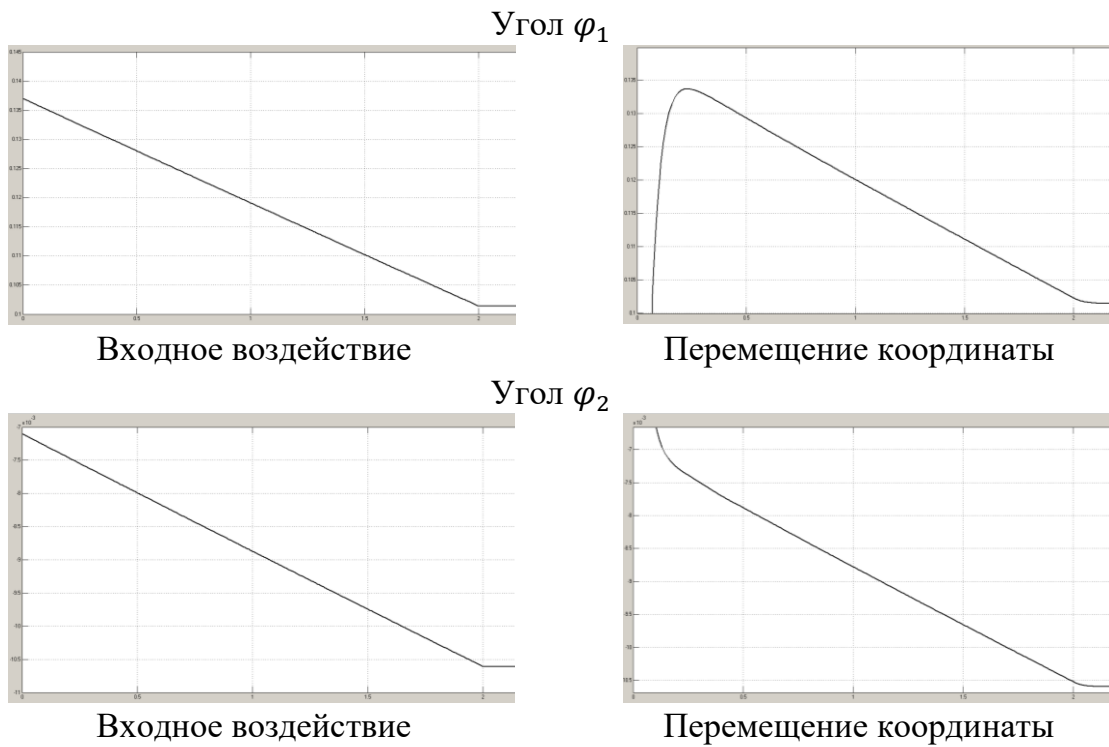
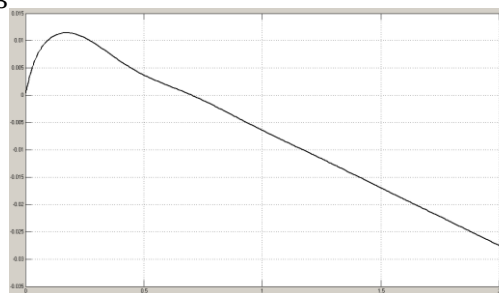
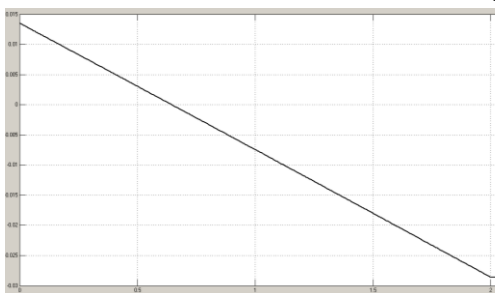


Рис. 5.71. 3D- анимация модели лазер-робота с плоскостью

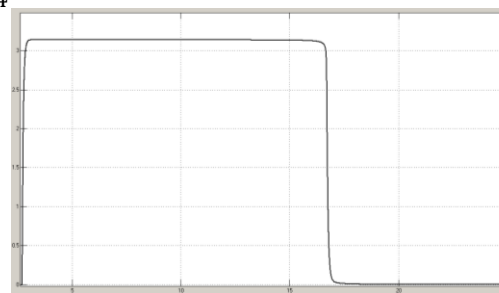
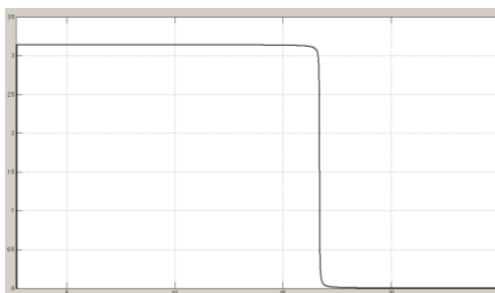
В результате моделирования получены следующие графики (рис. 5.72) входных воздействий на приводы перемещения и перемещений в манипуляционной системе:



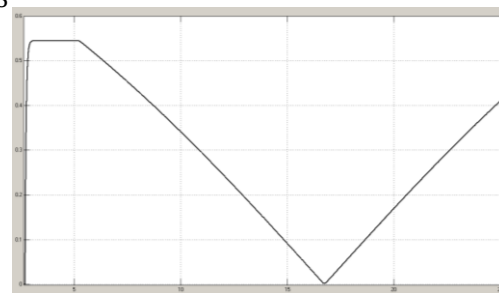
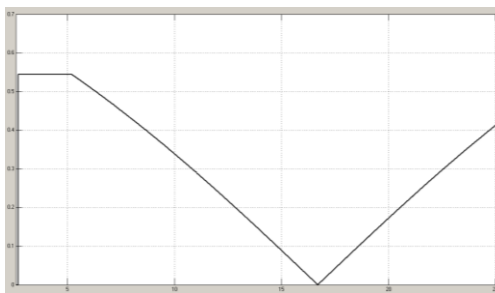
Угол φ_3



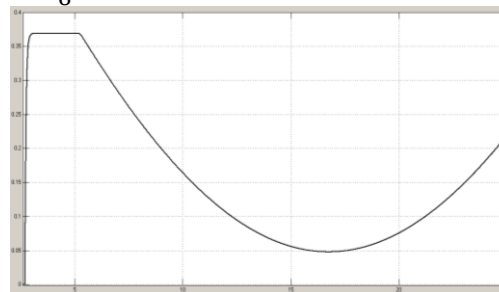
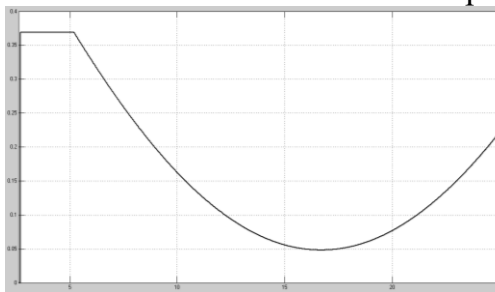
Угол φ_4



Угол φ_5



Перемещение S_6



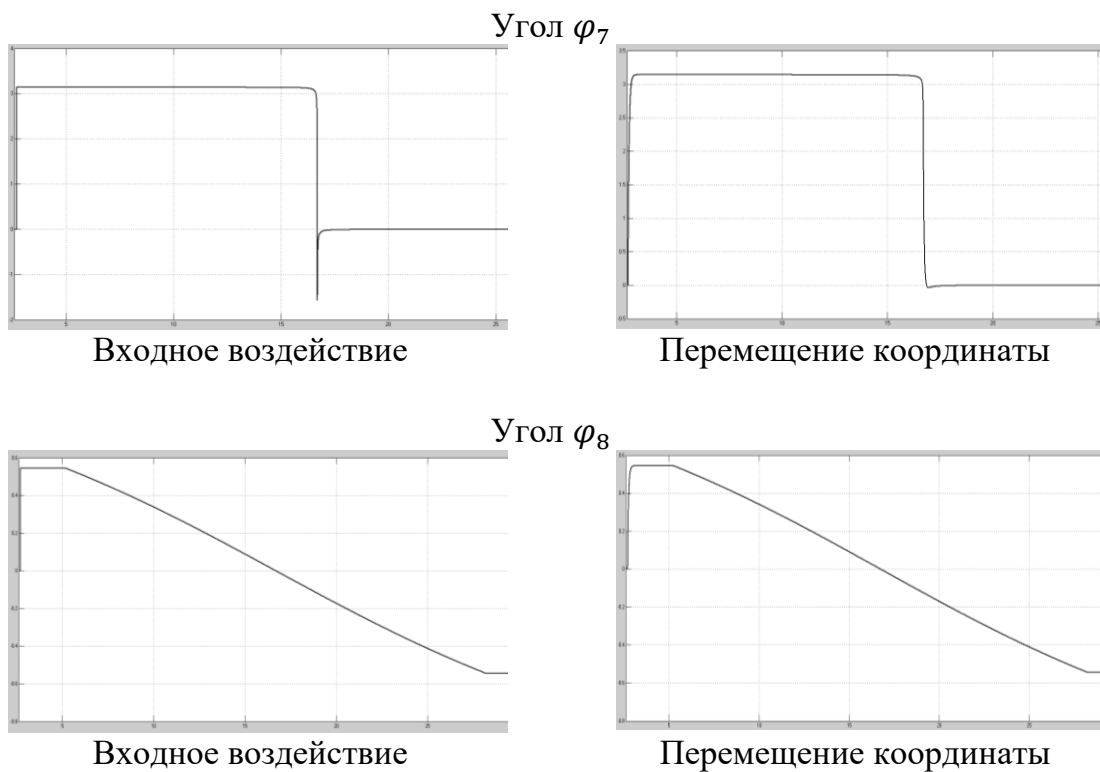


Рис. 5.72. Результаты моделирование движения лазер-робота

Результат моделирования работы датчика измерения толщины разрезаемого металла представлен на рис. 5.73

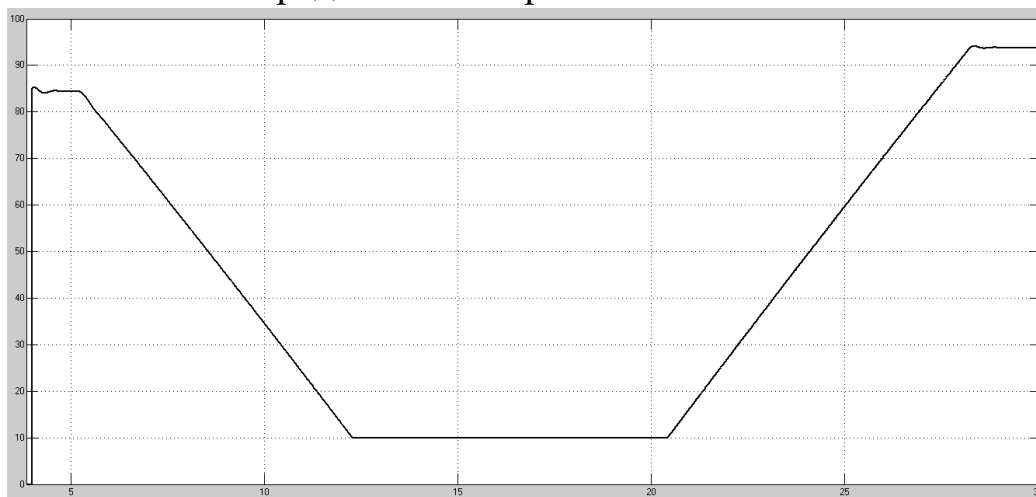


Рис.5.73. Модель измерения датчиком толщины металла

График изменения скорости резки моделируемой манипуляционной системы в зависимости от измеренной толщины металла представлен на рис. 5.74.

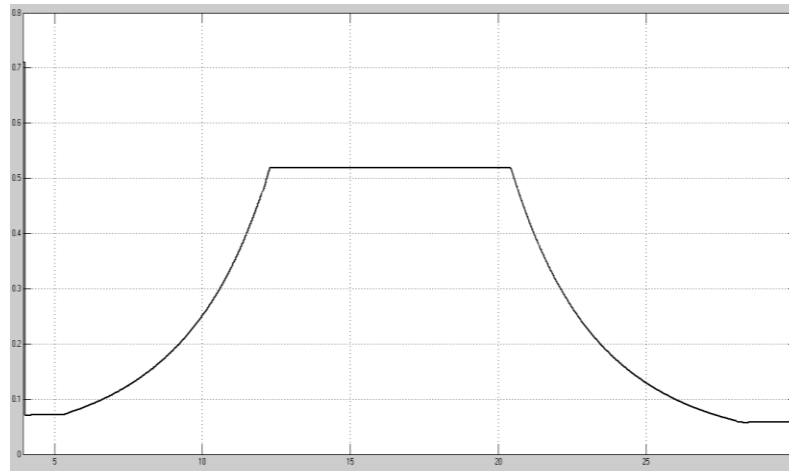


Рис. 5.74. График изменения скорости резки

Согласно полученным результатам моделирования можно прийти к выводу, что разработанная модель модель лазер-робота для резки металлических материалов полностью работоспособна и проект может быть реализован.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Фундаментальные принципы управления электроприводами. Обобщенная структура автоматизированного электропривода.
2. Цифровые системы управления скоростью и положением электропривода.
3. Адаптивные системы управления ЭП постоянного и переменного тока.
4. Общая схема системы управления дистанционно управляемых роботов. Классификация в зависимости от иерархии управления, по месту нахождения человека-оператора относительно управляемого объекта, по способу подключения человека-оператора к робототехнической системе.
5. Системы супервизорного и интеллектуального управления. Применение. Планирование траектории движения.
6. Особенности использования задающих устройств с различной кинематической схемой для управления роботами-манипуляторами.
7. Решение прямой и обратной задачи кинематики.
8. Решение прямой и обратной задачи динамики.
9. Принципы оптимизации ЭП подчиненного регулирования.
10. Частотно-токовое и векторное управление ЭП переменного тока.
11. Датчики и регуляторы системы векторного управления ЭП переменного тока.
12. Цифро-аналоговые и цифровые системы управления ЭП.
13. Структуры адаптивных систем управления электроприводом.
14. Проектирование оптимальных исполнительных ЭП.
15. Приемы и методы оптимизации линейных контуров регулирования.
16. Структурно-параметрический синтез адаптивных исполнительных ЭП.
17. Алгоритмизация процесса управления ЭП мехатронной системы.
18. Системы управления. Основные понятия и определения. Назначение и выполняемые функции систем управления. Состав систем управления.

19. Планирование траекторий движения манипулятора. Общая постановка задачи планирования траекторий и элементарные двигательные операции. Траектории в конфигурационном пространстве. Планирование траектории в декартовых координатах.

20. Планирование траекторий движения манипулятора. Общая постановка задачи планирования траекторий и элементарные двигательные операции. Планирование траектории в декартовых координатах.

21. Кинематическое управление манипулятором. Планирование траекторий в пространстве обобщенных координат. Позиционный метод построения программы движения.

22. Кинематическое управление манипулятором. Управление манипулятором в пространстве координат схвата.

23. Позиционный метод построения программы движения. Интерполяция. Основные методы интерполяции. Средства реализации алгоритмов интерполяции.

24. Оптимизация алгоритмов построения траекторий. Методика выбора требуемого быстродействия системы управления для заданного алгоритма интерполяции.

25. Методы динамического управления манипуляторами.

26. Автоматизация программирования движений робота на основе динамических моделей.

27. Необходимость и проблемы учета динамических свойств робота при программировании движений с большими скоростями и ускорениями.

28. Общий алгоритм планирования траекторий движения роботов в соответствии с динамическими свойствами моделей исполнительных механизмов.

29. Компенсация динамики программного движения.

30. Методы динамического управления манипуляторами. Обобщенный моментный регулятор.

31. Этапы развития дистанционного управления робототехническими системами.

32. Абсолютная и связная системы координат. Различные кинематические схемы дистанционно управляемых роботов.

33. Многозвенный манипулятор. Степень свободы манипулятора. Обобщенные координаты.

34. Математическая модель многозвенного манипулятора.

35. Алгоритмы телеуправления движением роботов-манипуляторов в сети Интернет.
36. С какой целью создается модель робота-станка?
37. Как определяются приведенные моменты инерции звеньев робота-станка?
38. Как определяются центры масс звеньев робота-станка?
С помощью какого блока объединяются модели манипулятора изделия и манипулятора инструмента в модели робота-станка?
39. С помощью каких блоков Simulink можно решать обратную задачу для ИКЦ манипуляторов?
40. Как формируется виртуальный позиционный контроллер?
41. Как расставляются системы координат при моделировании ИКЦ манипуляторов?
42. Для чего определяются силы и моменты в точке соединения манипуляторов в разделе 5.2?
43. В чем заключается обратная задача статики?
44. Какая задача решается при моделировании исполнительной системы для лазерного термоупрочнения?
45. С какой целью используется модель нейроконтроллера в разделе 5.3?
46. С использованием какой библиотеки смоделирована ИКЦ робота для лазерной резки?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии предложены алгоритмы ПСУ как с разрывным (переключение каналов позиционный или силовой), так и с непрерывным управлением (формирование двух составляющих в одном сигнале). Отмечаются особенности применения их для технологических процессов с начальной геометрической неопределенностью и ограничениями со стороны физических свойств объекта работы и внешней среды.

Показано, что исходя из необходимости обеспечения высокой точности функционального управления перемещением и ориентацией выходного звена базовой компоненты манипуляционных систем в трехмерном рабочем пространстве, жесткости и компактности устройств при действии динамических нагрузок, целесообразно применение механизмов с параллельной структурой (МСПС). Система управления таких мехатронных устройств должна обеспечивать траектории движения выходного звена с учетом необходимости обхода особых положений и позиционно-силового взаимодействия с объектом работы.

Рассмотрено структурно-алгоритмическое обеспечение дистанционно-автоматического (копирующего и полуавтоматического) управления функциональным движением пространственной МПС в зоне особых конфигураций и действия внешних связей. Предложена методика кинематического и силового анализа пространственной МСПС с учетом его особых конфигураций в Solidworks, SimMechanics и Matlab-программной среде.

Представлены математические модели исполнительных электроприводов, включающие нелинейные и особые звенья сингулярных конфигураций и неидеальных связей. Проведенный анализ исполнительных электроприводов с ПИД-регулированием, робастным и нечетким управлением показал эффективность применения систем приводов с силомоментным очувствлением и переменной структурой.

Приведены примеры построения моделей и моделирования динамики и управляемого движения электромеханических исполнительных устройств манипуляционных роботов.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анучин, А. С. Системы управления электроприводов [Текст]: учебник для вузов/ А. С. Анучин. – М. : Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. Башарин, А. В. Управление электроприводами: учебное пособие для ВУЗ / А. В. Башарин, В. А. Новиков, Г. Г. Соколовский. – Л. : Энергоатомиздат, 1982. – 392 с.
3. Булгаков, А. Г. Промышленные роботы. Кинематика, динамика, контроль и управление. Серия «Библиотека инженера» / А. Г. Булгаков, В. А. Воробьев. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2010. – 488 с.
4. Бурдаков, С. Ф. Системы управления движением колесных роботов / С. Ф. Бурдаков, И. В. Мирошник, Р. Э. Стельмаков. – СПб. : Наука, 2001. – 229с.
5. Воротников, С. А. Информационные устройства робототехнических систем : учеб. пособие / под ред. С. Л. Зенкевича, А. С. Ющенко. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана. – 2005. – 384с.
6. Вукобратович, М. Неадаптивное и адаптивное управление манипуляционными роботами / М. Вукобратович, Д. Стокич, Н. Кирчански. – М. : Мир. – 1989. – 376 с.
7. Гориневский, Д. М. Управление манипуляционными системами на основе информации об усилиях / Д. М. Гориневский, А. М. Формальский, А. Ю. Шнейдер // под ред. В. С. Гурфинкеля, Е. А. Девянина. – М. : Физматлит, 1994. - 366 с.
8. Дистанционно управляемые роботы-манипуляторы /сб. статей // под ред. Е. П. Попова, М. Б. Игнатьева. – М. : Мир. – 1976. – 462 с.
9. Егоров, И.Н. Позиционно-силовое управление робототехническими и мехатронными устройствами : монография // И.Н. Егоров; Владим. гос. ун-т. - Владимир: Изд-во Владим. гос. ун-та, 2010.-192с.
10. Егоров, И.Н. Проектирование следящих систем двустороннего действия/ И.Н. Егоров, Б.А. Жигалов, В.С. Кулешов и др. // Под ред. В.С. Кулешова. - М.: Машиностроение. -1980.-300с.
11. Егоров, И.Н. Управление робототехническими системами с силомоментным очувствлением: учеб. пособие. И.Н. Егоров, А.А. Кобзев, Ю.Е. Мишулин, В.А. Немонтов / Под ред. проф. И.Н. Егорова, / Владим. гос. ун-т, Владимир, 2005.- 263 с.

12. Емельянов, С.В. Новые типы обратной связи: Управление при неопределенности / С.В. Емельянов, С.К. Коровин. – М.: Наука, Физматлит, 1997. – 352с.
13. Зенкевич, С.Л. Основы управления манипуляционными роботами / С.Л. Зенкевич, А.С. Ющенко. - М.: Изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 2004. - 408 с.
14. Интеллектуальные робототехнические системы/В.Л. Афонин, В.А. Макушкин // Курс лекций. Учебное пособие. – М.: ИУИТ.-2005.-208с.
15. Интеллектуальные системы автоматического управления [Текст]// Под ред. И.М. Макарова, В.М. Лохина. – М.: ФИЗМАТЛИТ.-2001.-57с.
16. Искусственный интеллект и интеллектуальные системы управления./И.М. Макаров, В.М. Лохин, С.В. Манько, М.П. Романов. – М.: Наука.-2006.-336с.
17. Корендясев, А.И. Теоретические основы робототехники. В 2 кн./А.И. Корендясев, Б.Л. Саламандра, Л.И. Тывес.-М.:Наука.-2006.-383с.
18. Крутько, П.Д. Управление исполнительными системами роботов /П.Д. Крутько, Е.П. Попов. - М.: Наука. Гл. ред. физ. - мат. лит.-1991.-336с.
19. Кулаков, Ф.М. Супервизорное управление манипуляционными роботами / Ф.М. Кулаков. - М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. - 1980. - 448 с.
20. Кулешов, В.С. Дистанционно управляемые роботы и манипуляторы/ В.С. Кулешов, Н.А. Лакота, В.В. Андрюнин и др. - М.: Машиностроение, 1986. -328 с.
21. Макарычев, В. П. Супервизорное управление космическими манипуляторами / В.П. Макарычев, Е.И. Юревич. - СПб. : Астерион, 2005. - 106 с.
22. Мальцева, О.П. Системы управления электроприводов: учебное пособие / О.П. Мальцева, Л.С. Удут, Н.В. Кояин; Томский политехнический университет (ТПУ). — Томск: Изд-во ТПУ, 2007. — 152 с.
23. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления. Под ред. Н.Д. Егупова. - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана.-2002.-744с.

24. Письменный, Г.В. Системы силомоментного очувствления роботов /Г.В. Письменный, В.И.Солнцев, С.А.Воротников.-М.: Машиностроение.-1990.-96с.
25. Подураев, Ю.В. Мехатроника: основы, применение /Ю.В. Подураев : Учеб. пособие, 2-е изд.- М.: Машиностроение.-2007.-256с.
26. Попов, А.В. Роботы с силовым очувствлением/А.В.Попов, Е.И. Юревич. - СПб.: Астерион, 2008.-73с.
27. Системы управления манипуляционных роботов / В.С.Медведев, А.Г.Лесков, А.С.Ющенко // Под ред. Е.П.Попова.- М.: Наука.-1978.-416с.
28. Системы управления электроприводов: Учебник / В.М. Терехов, О.П. Осипов; Под ред. В.М. Терехова.-М.: Издательский центр «Академия».-2005.-304с.
29. Теория систем с переменной структурой/ Под ред. С.В. Емельянова.- М.: Наука, 1970.-592 с.
30. Технологические роботы для механической обработки. Механика и управление/В.Л. Афонин /Научно-технический прогресс в машиностроении. Вып.16 // Под ред. акад. К.В.Фролова.- М.: Межд. Центр научн. и техн. инф., ИМАШ АН СССР.-1989.- 132с.
31. Удут, Л.С. Системы управления асинхронных частотно-регулируемых электроприводов /Л.С. Удут, О.П Мальцева, Н.В. Кояин. — Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. — 476 с.
32. Уткин, В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. - М.: Наука.-1981.- 368с.
33. Филаретов, В.Ф. Самонастраивающиеся системы управления приводами манипуляторов/ В.Ф.Филаретов.-Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2000-304 с.
34. Юревич, Е.И. Основы робототехники/ Е.И. Юревич. - 3-е изд. - С-Пб.: БХВ - Петербург, 2010. - 359 с.
35. Юревич, Е.И. Сенсорные системы в робототехнике: учебное пособие/ Е.И. Юревич. - С-Пб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2013. - 100 с.

Учебное электронное издание

ЕГОРОВ Игорь Николаевич
УМНОВ Владимир Павлович

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РОБОТОВ И МАНИПУЛЯТОРОВ

Учебное пособие

Издается в авторской редакции

Системные требования: Intel от 1,3 ГГц; Windows XP/7/8/10; Adobe Reader; дисковод CD-ROM.

Тираж 25 экз.

Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
Изд-во ВлГУ
rio.vlgu@yandex.ru

Кафедра автоматизации, мехатроники и робототехники
mex-rob@yandex.ru