



Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова»

**Б.Н. Парсункин, С.М. Андреев,
Т.Г. Сухоносова, Е.С. Рябчикова**

СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

*Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия*

Издание 2-е

Магнитогорск
2021

УДК 658.52:331.103.225(075)
ББК 32.965я7

Рецензенты:

Заведующий кафедрой вычислительной техники и программирования,
профессор, доктор технических наук

О.С. Логунова

Директор ООО «Научно-производственный центр „УРАЛ”»,
кандидат технических наук

У.Б. Ахметов

Системы автоматизации и управления [Электронный ресурс] : учебное пособие / Борис Николаевич Парсункин, Сергей Михайлович Андреев, Татьяна Геннадьевна Сухонослова, Елена Сергеевна Рябчикова ; ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова». – Изд. 2-е, подгот. по печ. изд. 2015 г. – Электрон. текстовые дан. (3,86 Мб). – Магнитогорск : ФГБОУ ВО «МГТУ им. Г.И. Носова», 2021. – 1 электрон. опт. диск (CD-R). – Систем. требования : IBM PC, любой, более 1 GHz ; 512 Мб RAM ; 10 Мб HDD ; MS Windows XP и выше ; Adobe Reader 8.0 и выше ; CD/DVD-ROM дисковод ; мышь. – Загл. с титул. экрана.

ISBN 978-5-9967-2283-9

В учебном пособии рассмотрены основные виды систем автоматического управления, дана классификация и рассмотрены поисковые методы работы систем автоматической оптимизации управления. Подробно рассмотрены физические основы статических и динамических характеристик отдельных звеньев и типовых законов регулирования, методы оптимизации динамических параметров настройки стабилизирующих контуров. Приведены примеры синтеза стабилизирующих контуров, основанных на использовании искусственных нейронных сетей и принципе нечеткого управления. Рассмотрены вопросы синтеза и программной реализации локальных контуров управления в процессе свободного программирования.

Учебное пособие предназначено для студентов направления 27.03.04 «Управление в технических системах» дневной и заочной формы обучения, а также для обучающихся других специальностей и направлений университета, интересующихся вопросами автоматизации технологических процессов.

УДК 658.52:331.103.225(075)
ББК 32.965я7

ISBN 978-5-9967-2283-9

© Парсункин Б.Н., Андреев С.М.,
Рябчикова Е.С., Сухонослова Т.Г., 2015
© ФГБОУ ВО «Магнитогорский
государственный технический
университет им. Г.И. Носова», 2015

СОДЕРЖАНИЕ

| | с. |
|--|-----------|
| Предисловие..... | 8 |
| Введение..... | 9 |
| 1. История развития систем автоматизации и управления | 11 |
| 1.1. Стабилизирующие САУ..... | 14 |
| 1.2. Системы связанного регулирования..... | 17 |
| 1.3. Системы программного управления..... | 21 |
| 1.4. Системы экстремального регулирования или системы автоматической оптимизации управления..... | 22 |
| Контрольные вопросы по разделу 1..... | 24 |
| 2. Автоматизированные системы управления технологическими процессами (АСУ ТП) и производством (АСУП)..... | 25 |
| 2.1. Математические модели технологических процессов | 27 |
| 2.1.1. <i>Детерминированные модели</i> | 31 |
| 2.1.2. <i>Экспериментально-статистические модели</i> | 33 |
| 2.1.3. <i>Эмпирические модели</i> | 39 |
| 2.1.4. <i>Нейросетевые модели технологических процессов</i> | 40 |
| 2.1.5. <i>Модели, основанные на принципах теории нечетких множеств и нечетких логических выводов</i> | 41 |
| 2.2. Структура современной промышленной автоматизированной системы управления технологическими процессами..... | 42 |
| 2.3. Структура современных автоматизированных систем управления промышленным производством | 48 |
| Контрольные вопросы по разделу 2..... | 51 |
| 3. Динамические характеристики и параметры типовых звеньев, составляющих локальный контур регулирования | 53 |
| 3.1. Пропорциональное звено..... | 53 |
| 3.2. Инерционное звено первого порядка..... | 54 |
| 3.3. Инерционное звено второго порядка..... | 58 |
| 3.4. Звено запаздывания..... | 63 |
| 3.5. Интегрирующее звено..... | 64 |
| 3.6. Дифференцирующее звено | 66 |
| Контрольные вопросы по разделу 3..... | 69 |
| 4. Типовые законы регулирования и их техническая реализация..... | 71 |
| 4.1. Общие сведения..... | 71 |
| 4.2. Интегральные регуляторы | 72 |
| 4.3. Пропорциональные регуляторы | 76 |
| 4.4. Пропорционально-интегральные регуляторы (ПИ-регуляторы).. | 80 |
| 4.5. Регуляторы пропорционально-интегрально- дифференциального действия (ПИД-регуляторы)..... | 86 |
| 4.6. Двухпозиционные регуляторы | 89 |

| | |
|--|------------|
| 4.7. Трехпозиционный регулятор..... | 93 |
| Контрольные вопросы по разделу 4..... | 94 |
| 5. Статические и динамические характеристики объекта управления..... | 96 |
| 5.1. Общие сведения о статических характеристиках объекта управления | 96 |
| 5.2. Метод наименьших квадратов и его применение при описании статических характеристик объектов управления ... | 102 |
| 5.3. Общие сведения о динамических свойствах объекта управления | 109 |
| 5.4. Классификация объектов и определение динамических параметров объекта по кривой разгона | 113 |
| Контрольные вопросы по разделу 5..... | 118 |
| 6. Синтез и настройка контуров управления технологическими процессами | 119 |
| 6.1. Принципы оптимизации контуров управления технологическим параметром | 119 |
| <i>6.1.1. Сочетания регуляторов при синтезе контуров управления..</i> | <i>120</i> |
| <i>6.1.2. Компенсация инерционных свойств объекта – этап структурной оптимизации контура управления.....</i> | <i>122</i> |
| <i>6.1.3. Последовательное соединение инерционного звена первого порядка и ПИ-регулятора</i> | <i>125</i> |
| 6.2. Математическое обоснование оптимизации контура регулирования..... | 127 |
| <i>6.2.1. Практическая реализация метода «пригонки» модуля для инерционных объектов</i> | <i>131</i> |
| <i>6.2.2. Рекомендации по выбору пропорционального регулятора для инерционного объекта управления.....</i> | <i>133</i> |
| <i>6.2.3. Рекомендации по выбору интегрального регулятора для инерционного объекта.....</i> | <i>134</i> |
| <i>6.2.4. Сумма малых постоянных времени и возникновение явления динамического (переходного) запаздывания</i> | <i>136</i> |
| 6.3. Метод динамической оптимизации контуров управления объектами с самовыравниванием – оптимум по модулю передаточной функции | 140 |
| <i>6.3.1. Объект со многими малыми инерционностями первого порядка.....</i> | <i>140</i> |
| <i>6.3.2. Объект с большими и малыми инерционностями первого порядка.....</i> | <i>143</i> |
| <i>6.3.3. Объект с двумя большими и несколькими малыми инерционностями первого порядка.....</i> | <i>145</i> |

| | |
|---|------------|
| 6.3.4. Сопоставление регулирования с помощью И-, ПИ-, ПИД-регуляторов, имеющих оптимальные параметры настройки в соответствии с методом ОМ..... | 146 |
| 6.3.5. Объект с одной очень большой и несколькими малыми инерционностями первого порядка..... | 147 |
| 6.4. Симметричный оптимум – метод динамической оптимизации контуров управления объектами без самовыравнивания | 151 |
| 6.4.1. Объект регулирования с одним интегрирующим звеном и многими малыми инерционностями первого порядка | 153 |
| 6.4.2. Объект регулирования с интегрирующим звеном, одной большой и многими малыми инерционностями первого порядка..... | 156 |
| 6.4.3. Объект регулирования с инерционными звеньями первого порядка, одно из которых по постоянной времени более чем вчетверо превосходит остальные вместе взятые.... | 157 |
| 6.5. Сравнение методов оптимума по модулю и симметричного оптимума | 162 |
| 6.6. Введение корректирующих звеньев для сглаживания задающего сигнала – этап структурной оптимизации | 163 |
| Контрольные вопросы по разделу 6..... | 170 |
| 7. Системы автоматической оптимизации управления (САОУ) технологическими параметрами..... | 172 |
| 7.1. САО с запоминанием экстремума выходного параметра..... | 173 |
| 7.2. САО с запоминанием производной выходного параметра..... | 179 |
| 7.3. САО дискретного принципа действия..... | 181 |
| 7.4. САО с принудительной модуляцией | 185 |
| 7.5. САО с интегральной оценкой отклика оптимизируемого процесса на тестирующее воздействие | 189 |
| 7.6. Математическое описание траекторий дрейфа статических характеристик оптимизируемого процесса под действием технологических возмущений..... | 197 |
| 7.6.1. Вертикальный дрейф статических характеристик..... | 197 |
| 7.6.2. Горизонтальный дрейф статических характеристик..... | 198 |
| 7.6.3. Сложный дрейф статических характеристик..... | 200 |
| Контрольные вопросы по разделу 7..... | 202 |
| 8. Использование нейросетевого метода для определения экспериментально-статистических моделей и нейросетевого управления технологическими процессами | 203 |
| 8.1. Общие сведения о нейронных сетях | 203 |
| 8.2. Архитектура искусственных нейронных сетей | 208 |
| 8.2.1. Однослойные прямонаправленные сети | 208 |

| | |
|---|------------|
| 8.2.2. Многослойные прямонаправленные ИНС, или многослойный перцептрон | 209 |
| 8.2.3. Рекуррентные ИНС | 210 |
| 8.2.4. Полностью связанные сети | 210 |
| 8.3. Обучение искусственных нейронных сетей | 211 |
| 8.4. Использование ИНС для решения задач управления и создания экспериментально-статистических моделей управления технологическими процессами | 214 |
| 8.5. Применение нейронного метода для определения управления линии регрессии экспериментально-статической зависимости | 220 |
| 8.5.1. Проектирование ИНС | 220 |
| 8.5.2. Подготовка исходных данных ИНС | 222 |
| 8.5.3. Обучение созданной ИНС | 223 |
| 8.5.4. Составление нейросетевой модели расчета линейной регрессионной зависимости общего вида | 227 |
| Контрольные вопросы по разделу 8 | 230 |
| 9. Использование принципов теории нечетких множеств и нечетких логических выводов при синтезе математических моделей производственных процессов и реализации нечеткого управления технологическими параметрами | 232 |
| 9.1. Общие особенности управления на базе теории нечетких множеств | 233 |
| 9.2. Функциональная схема системы управления на базе нечеткой логики. Принцип работы нечеткого регулятора. Алгоритмы нечеткого вывода | 236 |
| 9.2.1. Алгоритм нечеткого вывода Мамдани | 240 |
| 9.2.2. Алгоритм нечеткого вывода Сугено | 242 |
| 9.2.3. Практическая реализация нечеткого регулятора | 244 |
| 9.3. Применение принципа нечеткого управления при синтезе цифровых контуров стабилизации технологических параметров производственных процессов | 246 |
| Контрольные вопросы по разделу 9 | 262 |
| 10. Программная реализация локальных микропроцессорных контуров управления в процессе свободного программирования регулирующих контуров | 264 |
| 10.1. Программная реализация типовых законов управления при использовании свободно программируемых микропроцессорных контроллеров | 264 |
| 10.2. Моделирование работы локальных контуров цифрового регулирующего технологическим параметром производственного процесса | 275 |
| 10.2.1. Структурная схема модели | 276 |

| | |
|--|------------|
| 10.2.2. Описание работы программы расчета переходных процессов в контуре цифрового управления..... | 278 |
| 10.2.3. Пример расчета переходного процесса в контуре цифрового управления по программе | 284 |
| 10.3. Исследование цифровых контуров регулирования технологических параметров производственных процессов с целью оптимизации параметров переходного процесса | 290 |
| 10.3.1. Общие сведения..... | 290 |
| 10.3.2. Влияние динамических параметров настройки контура с ПИ-регулятором на показатели качества переходных процессов..... | 294 |
| Контрольные вопросы по разделу 10..... | 305 |
| Библиографический список..... | 306 |
| Приложение | 309 |

ПРЕДИСЛОВИЕ

В учебном пособии рассмотрены основные виды систем автоматического управления технологическими процессами. Показано, что основным элементом современных автоматизированных систем управления технологическими процессами являются стабилизирующие контуры управления и системы автоматической оптимизации. Подробно рассмотрены физические основы статических и динамических характеристик отдельных типовых звеньев и типовых законов регулирования, методы оптимизации динамических параметров настройки стабилизирующих контуров.

Дана классификация и рассмотрены поисковые методы работы систем автоматической оптимизации управления. Приведены примеры синтеза стабилизирующих контуров, основанных на использовании искусственных нейронных сетей и принципе нечеткого управления. Рассмотрены вопросы синтеза и программной реализации локальных контуров управления в процессе свободного программирования.

Простой и доступный способ изложения достаточно сложного материала позволит осознанно использовать полученные знания при решении конкретных задач по проектированию систем автоматизации и управления на современном уровне.

Учебное пособие предназначено для студентов старших курсов направления 27.03.04 «Управление в технических системах» (профиль «Системы и средства автоматизации технологических процессов»), а также для аспирантов специальности 05.13.06 при решении задач по разработке и проектированию современных систем автоматизации и управления технологических процессов. Также пособие может быть использовано специалистами, творчески работающими над вопросами совершенствования управления и достижения наилучших производственных и экономических показателей технологических процессов в металлургической или любой другой отрасли промышленного производства.

ВВЕДЕНИЕ

Современные автоматизированные системы управления технологическими процессами (АСУ ТП) промышленного производства имеют многоуровневые иерархические структуры, которые основаны на локальном (нижнем) уровне, содержащем стабилизирующие контуры управления отдельными параметрами управляемого технологического процесса.

В условиях интенсивного развития программируемых микропроцессорных регулирующих и логических контроллеров большое значение имеет понимание физического смысла при реализации управляющих функций в процессе регулирования.

Для реализации эффективного управления необходимо знать статические и динамические характеристики различных типов объектов управления. Особенно важно создавать стабилизирующие контуры, которые обеспечивают необходимое качество управления за счет применения современных методов оптимизации параметров динамической настройки типовых регуляторов с учетом динамических параметров объекта управления.

Подробно рассмотрены методы пригонки модуля передаточной функции замкнутого контура к единице: для объектов с самовыравниванием – метод модального оптимума, для объектов без самовыравнивания – метод симметричного оптимума. Выбор динамических параметров настройки регулятора при известных динамических параметрах объекта управления гарантирует получение устойчивого переходного процесса. Поэтому дополнительное исследование контура управления на устойчивость просто теряет свой смысл. Рассмотрен вопрос улучшения качества переходных процессов при управлении объектом без самовыравнивания снижением показателя перерегулирования для метода симметричного оптимума.

В пособии значительное внимание уделено изучению и раскрытию физического смысла поисковых режимов работы систем автоматической оптимизации управления (САОУ). Эти системы относятся к простейшему классу адаптивных самоприспосабливающихся систем управления.

Подробно рассмотрены различные методы поиска экстремума, ориентированные на программную реализацию с использованием микропроцессорных регулирующих контроллеров и управляющих ЭВМ. Особое внимание заслуживает метод САОУ с интегральной оценкой отклика оптимизируемого процесса на тестирующее входное воздействие в форме ортогональной функции Уолша. Это эффективный помехозащищенный метод с разделением входного тестирующего и рабочего управляющих воздействий. В пособии дано математическое описание определения траекторий статических характеристик оптимизируемых процессов при расчете поисковых режимов в САОУ.

Изложены теоретические основы синтеза стабилизирующих локальных контуров при использовании искусственных нейронных сетей (ИНС). Подробно рассмотрены методы обучения ИНС, особенно метод обратного распространения ошибки. Рассмотрен конкретный пример использования ИНС для расчета коэффициентов регрессионного уравнения при определении математической модели объекта.

В пособии рассмотрены основы метода использования нечеткой логики и нечетких множеств при разработке локальных стабилизирующих контуров управления. Предложено техническое решение синтеза контура, ориентированное на программную реализацию. Представленное решение доведено до конкретной реализации путем получения расчетной траектории переходного процесса.

Приведен пример программной реализации локального контура управления путем свободного программирования. Представлены результаты исследования влияния динамических параметров регулятора на показатели качества переходного процесса в контуре программно синтезированного регулятора. Даны практические рекомендации по выбору динамических параметров и настройки регулятора по известным динамическим параметрам объекта управления.

1. ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

Автоматика – отрасль науки и техники, охватывающая теорию и принципы построения систем управления, действующих без непосредственного участия человека; в узком смысле – совокупность методов и технических средств, исключающих участие человека при выполнении операций конкретного процесса. Как самостоятельная область техники автоматика получила признание на 2-й Мировой энергетической конференции (Берлин, 1930 г.), где была создана секция по вопросам автоматического и телемеханического управления. В СССР термин «автоматика» получил распространение в начале 30-х гг. 20 века.

Автоматика как наука возникла на базе теории автоматического регулирования, основы которой были заложены в работах Дж. К. Максвелла (1868), И. А. Вышнеградского (1872 – 1878), А. Стодолы (1899) и др.; в самостоятельную научно-техническую дисциплину окончательно оформилась к 1940 г.

История автоматики как отрасли техники тесно связана с развитием автоматов, автоматических устройств и автоматизированных комплексов. В стадии становления автоматика опиралась на теоретическую механику и теорию электрических цепей и систем и решала задачи, связанные с регулированием давления в паровых котлах, хода поршня паровых и частоты вращения электрических машин, управления работой станков-автоматов, АТС, устройствами релейной защиты. Соответственно, и технические средства автоматики в этот период разрабатывались и использовались применительно к системам автоматического регулирования. Интенсивное развитие всех отраслей науки и техники в конце первой половины 20 века вызвало также быстрый рост техники автоматического управления, применение которой становится всеобщим.

Вторая половина 20 века ознаменовалась дальнейшим совершенствованием технических средств автоматики и широким, хотя и неравномерным для разных отраслей народного хозяйства, распространением автоматических управляющих устройств с переходом к более сложным автоматическим системам, в частности в промышленности, – от автоматизации отдельных агрегатов к комплексной автоматизации цехов и заводов.

Существенной чертой является использование автоматики на объектах, территориально расположенных на больших расстояниях друг от друга. Например, крупные промышленные и энергетические комплексы, системы управления космическими летательными аппаратами и т.д. Для связи между отдельными устройствами в таких системах применяются средства телемеханики, которые совместно с устройствами управления и управляемыми объектами образуют телеавтоматические системы. Большое значение при этом приобретают технические (в т. ч. телемеханические

ские) средства сбора и автоматической обработки информации, т. к. многие задачи в сложных системах автоматического управления могут быть решены только с помощью вычислительной техники. Наконец, теория автоматического регулирования уступает место обобщённой теории автоматического управления, объединяющей все теоретические аспекты автоматики и составляющей основу общей теории управления.

Автоматическое управление в технике – это совокупность действий, направленных на поддержание или улучшение функционирования управляемого объекта без непосредственного участия человека в соответствии с заданной целью управления. Автоматическое управление широко применяется во многих технических и биотехнических системах для выполнения операций, не осуществимых человеком, в связи с необходимостью переработки большого количества информации в ограниченное время, для повышения производительности труда, качества и точности регулирования, освобождения человека от управления системами, функционирующими в условиях относительной недоступности или опасных для здоровья.

Цель управления тем или иным образом связывается с изменением во времени регулируемой (управляемой) величины – выходной величины управляемого объекта. Для осуществления цели управления, с учётом особенностей управляемых объектов различной природы и специфики отдельных классов систем, организуется воздействие на управляющие органы объекта – управляющее воздействие. Оно предназначено также для компенсации эффекта внешних возмущающих воздействий, стремящихся нарушить требуемое поведение регулируемой величины. Управляющее воздействие вырабатывается устройством управления. Совокупность управляющего устройства и управляемого объекта, взаимодействующих между собой, образует систему автоматического управления.

Система автоматического управления (САУ) поддерживает или улучшает функционирование управляемого объекта. В ряде случаев вспомогательные для САУ операции (пуск, остановка, контроль, наладка и т.д.) также могут быть автоматизированы. САУ функционирует в основном в составе производственного или какого-либо другого комплекса.

История техники насчитывает много ранних примеров конструкций, обладающих всеми отличительными чертами САУ (регулирование потока зерна на мельнице с так называемым «потряском», уровня воды в паровом котле машины Ползунова 1765 г. и т.д.). Первой замкнутой САУ, получившей широкое техническое применение, была система автоматического регулирования с центробежным регулятором в паровой машине Уатта (1784). По мере совершенствования паровых машин, турбин и двигателей внутреннего сгорания всё более широко использовались различные механические регулирующие системы и устройства, достигшие значительного развития в конце 19 – начале 20 веков.

В конце 19 века появились системы с пневматическим принципом передачи данных. Сжатый воздух стал применяться на производстве для реализации циклических последовательностей с использованием традиционных распределителей.

Новый этап в автоматическом управлении характеризуется внедрением в системы регулирования и управления электронных элементов и устройств автоматики и телемеханики.

Появление многофункциональных элементов, реализующих логические функции, на основе которых можно было создавать сложные системы логического управления, резко расширило область применения автоматических систем. Однако программирование этих схем на выполнение определенной последовательности действий с помощью соединений вызвала определенные трудности технического плана и была возможной при небольшом количестве элементов.

Это обусловило появление высокоточных систем слежения и наведения, телеуправления и телеизмерения, системы автоматического контроля и коррекции. Конец 20 века ознаменовался появлением сложных систем управления производственными процессами и промышленными комплексами на базе электронных управляющих вычислительных машин.

Однако из-за высокой стоимости данные системы использовались только для решения очень узкого круга задач.

Развитие микроэлектроники в начале 60-х годов позволило создать микроэлектронные управляющие вычислительные машины массового применения для управления процессами.

Так, в 1962 г. под руководством Ф.Г. Староса была разработана первая серийная управляющая ЭВМ УМ1-НХ (управляющая машина для народного хозяйства). Отличительной особенностью являлась низкая стоимость и высокая надежность в производственных условиях. УМ1-НХ являлась первой в мире управляющей ЭВМ. Дальнейшее развитие УМ1-НХ привело к созданию управляющих ЭВМ «Электроника» К-200 и УМ-2, управляющие комплексы на их основе в 70-е гг. нашли широкое применение для контроля и управления в промышленном производстве многих отраслей.

За рубежом одной из первых серийных управляющих вычислительных машин стала разработанная Ричардом Морли в 1969 г. по заказу «Дженерал Моторс» машина Modicon 084. В 1971 г. фирма «Allen-Bradley» ввела и запатентовала термин «программируемый контроллер» для своей системы 1774PLC. Термин «PLC (ПЛК)» стал индустриальным стандартом.

В середине 70-х гг. 20 века рост рынка АСУ ТП, построенных на пневматическом и щитовом управлении, резко замедлился. Появление стандарта аналоговой передачи сигнала 4 – 20 мА и ЭВМ было револю-

ционным решением. Стандарт 4 – 20 мА стал повсеместно вытеснять пневматический принцип передачи данных. С появлением программируемого логического контроллера централизованная архитектура стала замещаться распределенной. Несмотря на то, что распределенная архитектура использовала указанный аналоговый сигнал для сбора данных с датчиков и управления позиционерами, она являлась существенным усовершенствованием централизованной архитектуры.

В распределенной системе управления локальные контуры управлялись небольшими контроллерами. Поскольку эти контроллеры были независимы друг от друга, выход одного из них из строя не влиял на другие контуры. Другим существенным преимуществом распределенных систем была возможность независимого создания и сохранения локальных конфигураций в небольших контроллерах. Локальные контроллеры объединялись друг с другом и центральным компьютером по отдельной сети, полевые приборы подключались к локальным контроллерам в подавляющем большинстве по токовой петле 4 – 20 мА.

Распределенные системы управления развивались в течение многих лет и за это время стали появляться закрытые фирменные цифровые протоколы для полевых приборов, что дало некоторую возможность конфигурирования и диагностики. Не все полевые приборы поддерживали выходной интерфейс 4 – 20 мА и цифровую коммуникацию, тем самым они не были наделены некоторыми свойствами интеллектуальных приборов. Однако производители РСУ не стремились ввести в свои системы поддержку HART-протокола, поскольку они имели свои закрытые, конкурирующие протоколы. Таким образом, заказчик вынужден был покупать оборудование у поставщика системы управления, а не у других фирм по своему усмотрению [1].

1.1. Стабилизирующие САУ

Простейшим классом САУ являются системы автоматической стабилизации параметров процесса на заданном уровне. Системы являются основой и базой, на которой развиваются все последующие системы управления [2, 3].

Управляющее воздействие в стабилизирующих САУ формируется в зависимости от отклонения (рассогласования) между заданным значением выходного параметра $Y_z(\tau)$ и текущим $Y(\tau)$. Упрощенная структурная схема стабилизирующей САУ представлена на рис. 1.1.

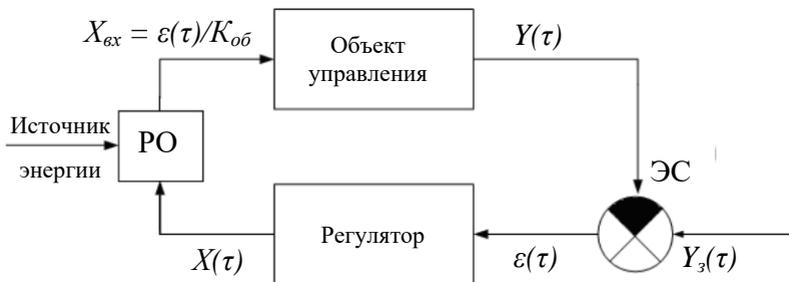


Рис. 1.1. Упрощенная структура САУ:
РО – регулирующий орган; ЭС – элемент сравнения

При формировании управляющего воздействия в стабилизирующих системах, как правило, используются типовые законы регулирования.

Входной параметр регулятора – отклонение регулируемого параметра $Y(\tau)$ от заданного значения $Y_3(\tau)$:

$$\varepsilon(\tau) = Y_3(\tau) - Y(\tau). \quad (1.1)$$

Выходной параметр регулятора – угол поворота вала исполнительного механизма $X(\tau)$.

Структурная схема технической реализации стабилизирующего контура представлена на рис. 1.2. Стабилизирующий контур в своей структуре содержит следующие элементы:

1) ДП (датчик параметра) – устройство, предназначенное для измерения фактического значения управляемого технологического параметра и преобразования в величину, доступную для инструментального контроля.

2) НП (нормирующий преобразователь) – устройство, предназначенное для преобразования фактического сигнала, формируемого ДП, в унифицированный электрический сигнал: 4 – 20 мА, 0 – 20 мА, 0 – 5 мА, 0 – 10 В.

3) УИ (устройство индикации) – устройство, предназначенное для отображения и визуализации текущих значений регулируемого параметра.

4) РУ (регулирующее устройство, регулятор) – устройство, предназначенное для определения сигнала рассогласования в измерительной части регулятора и формирования управляющего воздействия в соответствии с принятым законом регулирования. Выходным параметром регу-

лятора является управляющий сигнал. Регулирующее устройство формирует управляющий сигнал в виде напряжения постоянного тока, который подается на переключатель режима управления.

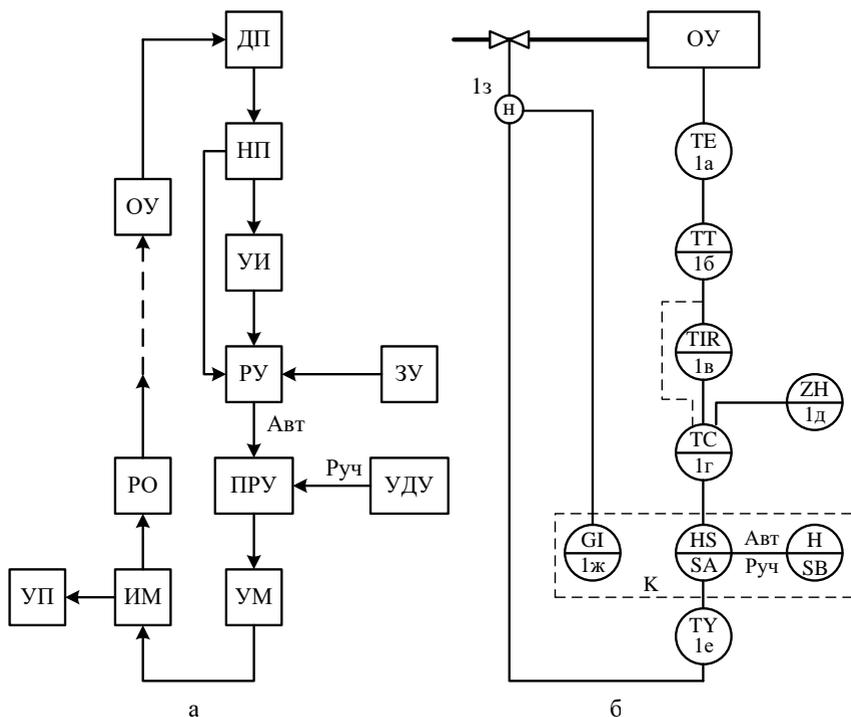


Рис. 1.2. Структурная схема технической реализации стабилизирующего контура: а – структурная схема; б – пример функциональной схемы в условных обозначениях

5) ПРУ (переключатель режима управления) – обеспечивает выбор режима управлением исполнительным механизмом. В стабилизирующем контуре предусмотрены два режима управления. Автоматический режим – управление осуществляется от регулирующего устройства. Дистанционный (ручной) режим – управление ИМ осуществляется от устройства дистанционного управления (УДУ).

6) УМ (усилитель мощности) – предназначен для усиления и преобразования управляющего сигнала, формируемого регулирующим устройством в сигнал, достаточный для управления исполнительным механизмом. В качестве усилителя мощности могут быть использованы устройства типа ПБР (пускатель бесконтактный реверсивный).

7) ИМ (исполнительный механизм) – устройство, содержащее электрический двигатель и редуктор, предназначенный для преобразования управляющего сигнала регулятора в угол поворота регулирующего органа. В САУ используются исполнительные механизмы постоянной скорости. Их скорость должна соответствовать инерционности управляемого процесса и массе регулирующего органа.

Например, исполнительный механизм типа МЭО-100-63-0.25, где:

– 100 Н·м – вращающий момент;

– 63 с – время одного полного хода выходного вала из начального положения 0 % в конечное 100 %;

– 0.25 – на сколько градусов настроены концевые выключатели механизма, т.е. процент хода исполнительного механизма четверть полного оборота 90°.

8) УП (указатель положения) – предназначен для измерения текущего значения положения регулирующего органа или выходного вала исполнительного механизма.

9) ЗУ (задающее устройство) – устройство, предназначенное для формирования сигнала задания.

Задатчики бывают следующих видов: цифровые задатчики, которые реализуются в контроллере; аналоговые задатчики, которые реализуются с использованием реостата или потенциометра. Пример потенциометрического и токового задатчиков представлен на рис. 1.3.

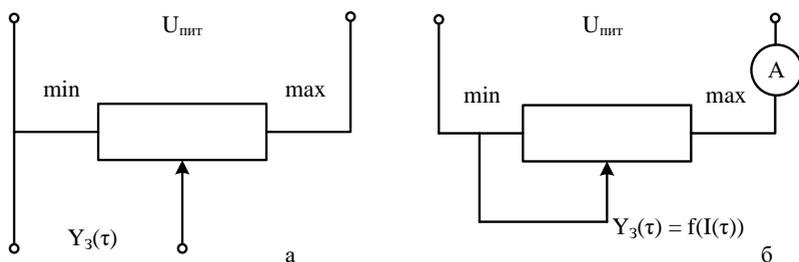


Рис. 1.3. Пример потенциометрического (а) и токового (б) задатчиков

10) РО (регулирующий орган) – механическое устройство, представляющее собой поворотную заслонку, клапан или шибер, изменяющее величину регулирующего физического воздействия.

1.2. Системы связанного регулирования

В процессе эксплуатации стабилизирующих контуров было выяснено, что некоторые параметры процесса находятся в пропорциональной (прямой или обратной) зависимости друг от друга. Это навело на мысль,

что когда один параметр в контуре управления является ведущим, а другой ведомым, то величина ведомого параметра поддерживается в соответствии с принятой пропорциональной зависимостью от ведущего параметра [3].

Классическим примером системы связанного регулирования является система объемного пропорционирования «газ-топливо-воздух» при сжигании топлива в рабочем пространстве печи [4].

В данной системе используется принцип функционирования стабилизирующего контура, но в качестве задающего параметра используется обобщенный показатель, который называется *коэффициентом расхода воздуха* и представляет собой отношение:

$$\alpha_B = \frac{V_B(\tau)}{V_B^T(\tau)}, \quad (1.2)$$

где $V_B(\tau)$ – текущий расход воздуха; $V_B^T(\tau)$ – теоретический расход воздуха.

В свою очередь, теоретический расход воздуха можно определить по формуле:

$$V_B^T(\tau) = L_0 V_T(\tau), \quad (1.3)$$

где L_0 – коэффициент, зависящий от вида используемого топлива; V_T – расход используемого топлива.

Используя (1.2) и (1.3), получим:

$$\alpha_B = \frac{V_B(\tau)}{L_0 V_T(\tau)}. \quad (1.4)$$

Коэффициент расхода воздуха α_B показывает, сколько кубометров воздуха необходимо для сжигания одного кубометра данного топлива. Примерное количество кубометров воздуха, необходимого для сжигания одного кубометра наиболее распространенных видов топлива [4]:

- 1 м³ доменного газа → 1 м³ воздуха;
- 1 м³ коксового газа → 4 – 5 м³ воздуха;
- 1 м³ природного газа → 9 – 10 м³ воздуха;
- 1 кг мазута → 11 – 12 м³ воздуха.

Зная величины L_0 и α_B , можно определить требуемую величину расхода воздуха для сжигания текущего расхода топлива:

$$V_B(\tau) = \alpha_B L_0 V_T(\tau). \quad (1.5)$$

В результате несовершенства процесса смешения топлива и воздуха при сжигании рекомендуется поддерживать заданные значения коэффициента расхода воздуха в диапазоне $\alpha_B = 1,1 - 1,2$. При этом гарантируется полное сжигание топлива и наличие содержания кислорода в продуктах сгорания от 1,5 до 2,5 %. Иногда при реализации технологии процесса требуется защита нагреваемых изделий от окисления. В этом случае недопустимо наличие в продуктах сгорания свободного кислорода, что возможно при малоокислительном нагреве $\alpha_B = 0,7 - 0,8$.

В системе объемного пропорционирования сигнал рассогласования формируется в соответствии с условием

$$\varepsilon(\tau) = \alpha_B L_0 V_T(\tau) - V_B(\tau). \quad (1.6)$$

Иногда используется несколько видов топлива V_{T_i} одновременно и несколько видов окислителей V_{B_i} (вентиляторный воздух V_B , сжатый воздух V_{H_1} , чистый технический кислород V_{H_2}). В этом случае коэффициент расхода воздуха рассчитывается по следующей формуле:

$$\alpha_B = \frac{V_B(\tau) + k_1 V_{H_1}(\tau) + k_2 V_{H_2}(\tau)}{L_{0_1} V_{T_1}(\tau) + L_{0_2} V_{T_2}(\tau) + \dots + L_{0_i} V_{T_i}(\tau)}, \quad (1.7)$$

где L_{0_i} – количество кубометров воздуха, необходимое для сжигания V_{T_i} -вида топлива; $V_{T_i}(\tau)$ – текущий расход V_{T_i} -вида топлива, подаваемого в рабочее пространство печи (часто смесь коксового и природного газов или смесь доменного и коксового газов).

В числителе (1.7) необходимо разделить параметры на ведомый и независимый. Ведомым параметром может служить основной вид окислителя по подаваемой массе (вентиляторный воздух), а в качестве независимых параметров могут использоваться различные окислители (сжатый воздух, кислород).

Функциональная схема управления тепловым режимом рабочего пространства промышленной печи представлена на рис. 1.4 и включает три стабилизирующих контура управления: 1) регулирования температуры; 2) регулирования соотношением «газ – воздух»; 3) управления газодинамическим режимом со стабилизацией давления в рабочем пространстве печи.

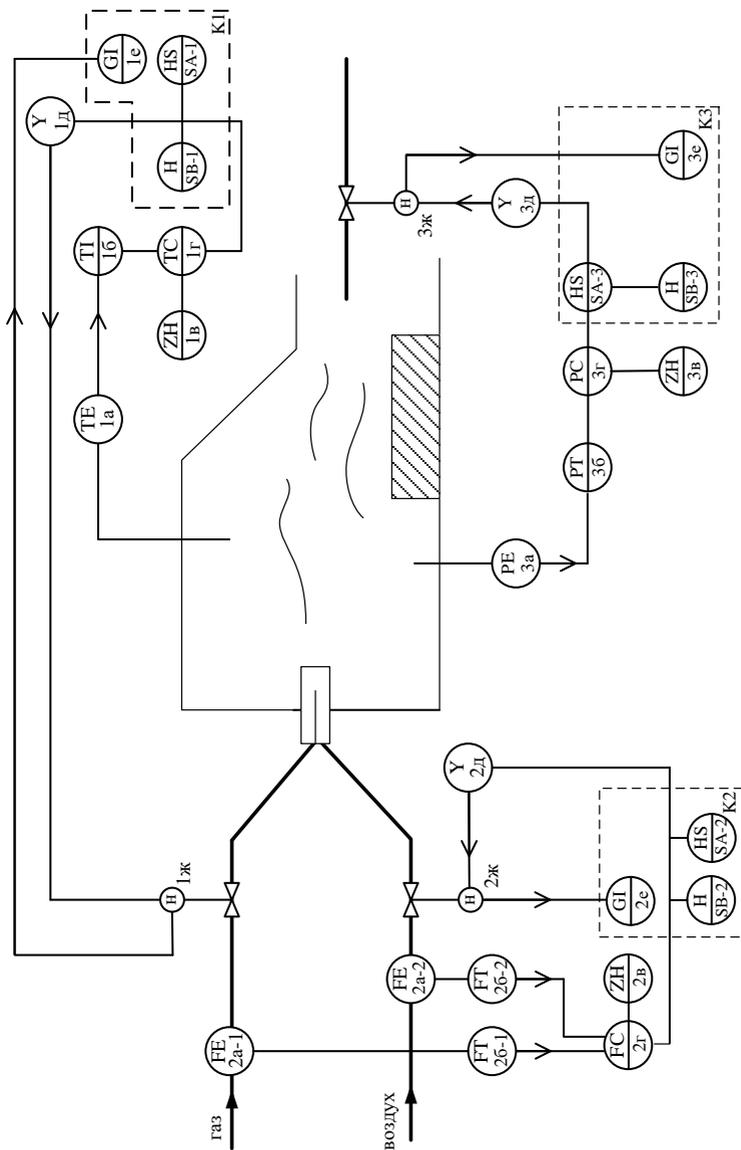


Рис 1.4. Структурная схема системы связанного управления тепловым режимом промышленной печи

1.3. Системы программного управления

При эксплуатации разработанных систем автоматической стабилизации и систем связанного регулирования было выяснено, что изменение основных технологических параметров многих металлургических процессов металлургии носит циклический характер.

Например, для электродуговой плавки существуют следующие периоды [5, 6]:

- межплавочный простой (после выпуска очередной плавки);
- завалка;
- плавление;
- раскисление;
- рафинирование;
- легирование;
- выпуск.

После чего все этапы повторяются заново.

Это навело на мысль о создании системы программного управления, в которой основные параметры процесса в определенной последовательности за фиксированный период времени должны меняться в соответствии с проводимыми технологическими операциями.

Обязательным условием нормального функционирования системы программного управления является наличие командного аппарата, т.е. устройства, на котором задана рабочая программа выполнения операций.

Эксплуатация таких систем при управлении технологическими процессами показала, что жесткая регламентация величин по продолжительности неприемлема в реальных производственных условиях.

Однако в отдельных случаях, особенно при возникновении аварийных ситуаций, когда необходимо в строгой временной последовательности осуществить множество управляющих воздействий, такие системы оказались очень эффективными.

В настоящее время системы программного управления успешно эксплуатируются в доменном производстве при переключении воздухонагревателей с режима нагрева на режим дутья и, наоборот, в печах регенеративного типа при реверсировании факела, например, коксовых батарей.

Системы программного управления также эффективно применяются при управлении жестко регламентированными процессами во времени. Например, с помощью таких систем осуществлялась аварийная остановка атомного реактора на подводной лодке «Курск».

1.4. Системы экстремального регулирования или системы автоматической оптимизации управления

Системы экстремального регулирования (СЭР) появились в 40-х гг. 20-го века. Теоретические основы этих систем были разработаны В.В. Казакевичем [2, 7].

Основным отличием СЭР от стабилизирующих систем является то, что в СЭР ставится цель управления, которая заключается в определении и поддержании экстремального (минимум или максимум) значения управляемого параметра. Эти системы являются простейшим классом самонастраивающихся адаптивных интеллектуальных систем управления [8].

Необходимым и обязательным условием эффективного использования таких систем является наличие экстремального (унимодального) вида статической характеристики оптимизируемого процесса.

Унимодальная характеристика имеет экстремум и её производная непрерывна, т.е. не имеет разрывов.

В качестве конкретного примера рассмотрим статическую характеристику температуры рабочего пространства печи при сжигании постоянного расхода топлива в зависимости от расхода воздуха (рис. 1.5).

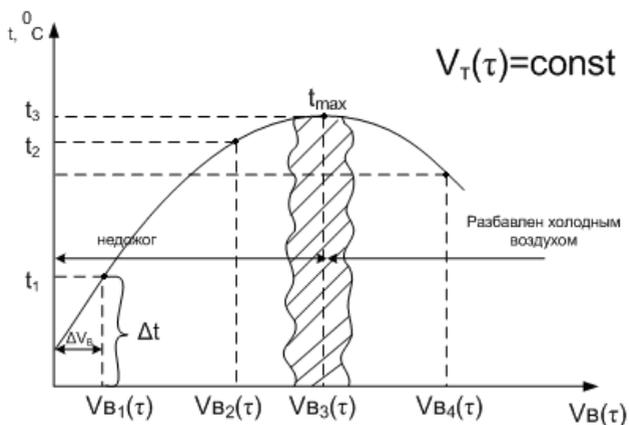


Рис. 1.5. Принцип функционирования СЭР на примере зависимости температуры рабочего пространства печи от расхода воздуха при постоянном расходе топлива

Для каждой величины расхода определенного вида топлива существует оптимальное значение расхода воздуха $V_{B_{\text{зад}}}(\tau)$, при котором

температура в рабочем пространстве достигает максимального возможного значения t_{\max} .

Цель системы автоматизации управления процессом сжигания топлива заключается в определении и поддержании для текущего расхода газа такого оптимального расхода воздуха, при котором температура рабочего пространства достигает максимально возможного значения. Для достижения этой цели в СЭР используется поисковый режим работы, суть которого заключается в следующем.

Первоначально в СЭР реализуется управляющее воздействие в случайном направлении. Затем анализируется влияние этого воздействия на величину оптимизируемого параметра. Если полученные изменения оптимизируемого параметра осуществлены в направлении цели (увеличивается при поиске максимума) управления, то направление считается правильным. Если выбранное направление управляющего воздействия приводит к неправильному отдалению выходного параметра от цели, то изменение следует считать ошибочным и направление управляющего воздействия следует принять (изменить) на противоположное (произвести реверс ИМ).

Поисковый режим работы СЭР определяется выбранными методом поиска экстремума. В настоящее время существует множество различных способов определения экстремума статической характеристики управляемого процесса. Наиболее часто в производственных условиях используется метод поиска по запоминанию максимума значения выходного параметра оптимизированного процесса [5, 9, 10].

Строго говоря, все СЭР можно разделить на два типа [8, 13].

У систем первого типа поисковое входное воздействие совмещено во времени с управляющим воздействием, т.е. в таких системах управление процессом совмещено с анализом результатов поискового воздействия.

Системы совмещенных управлений являются быстродействующими, но наименее помехозащищенными, т.к. любое случайное изменение оптимизируемого параметра большее по величине, чем зона нечувствительности ΔY_n системы, приведет к случайному, часто ошибочному срабатыванию.

Более устойчивым и помехозащищенным является второй тип систем, в котором поисковое тестирующее входное воздействие разделено во времени с управляющим воздействием. В таких системах на объект наносится определенной формы тестирующее воздействие во времени. По реакции (отклику) оптимизируемого процесса на пробное тестирующее воздействие определяется направление и величина управляющего воздействия с целью достижения оптимального (экстремального) значения выходного параметра.

В случае реализации экстремального регулятора с помощью современной микропроцессорной техники появляется возможность применения более сложных критериев оптимизации, например, оценивающих технико-экономические показатели работы. Такие системы можно назвать системами автоматической оптимизации управления (САОУ).

Контрольные вопросы по разделу 1

1. История развития автоматических систем регулирования. Социальный эффект влияния САУ на технологический персонал.
2. Роль автоматизации в развитии промышленного производства.
3. Классификация систем управления по видам выполняемых функций.
4. Понятие и назначение системы автоматического управления.
5. Опишите принцип действия стабилизирующих САУ. Какие достоинства и недостатки у данных систем?
6. Каскадная система управления. Достоинства. Объясните принцип регулирования на конкретном примере.
7. Система связанного регулирования. Объясните принцип работы на конкретном примере.
8. Системы программного управления: принцип действия, рекомендации к применению, достоинства и недостатки, примеры.
9. Общие принципы работы СЭР (САОУ).
10. Классификация СЭР по виду поискового входного воздействия.

2. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ (АСУ ТП) И ПРОИЗВОДСТВОМ (АСУП)

Появление электронно-вычислительных цифровых технических средств, микропроцессорных регулирующих контроллеров (МРК), обладающих огромной вычислительной мощностью явилось основой для появления автоматизированных систем (АСУ ТП), которые обеспечивают оптимизирующее управление технологическими агрегатами или технологическими процессами в агрегатах.

Необходимым и обязательным условием эффективности функционирования подобных систем является соблюдение следующих условий.

Во-первых, это наличие системы централизованного контроля и управления отдельными технологическими параметрами, т.е. система должна обладать возможностью сбора, обработки и управления отдельными технологическими параметрами, т.е. иметь в своем составе регулирующие программируемые контроллеры, связанные цифровыми каналами связи с ЭВМ.

Существует два вида интерфейса связи:

- параллельная;
- последовательная.

Последовательный вид связи обеспечивает передачу байта информации последовательно по мере поступления, по разрядам. Этот вид связи очень медленный, но он обладает существенной помехоустойчивостью и может использоваться в зависимости от скорости передачи информации на расстоянии от 400 до 1000 м. Нужны две витые пары, т.е. 4 провода.

Параллельный вид связи – все байты передаются сразу, во много раз быстрее, но можно передавать до 14 м.

Во-вторых, необходимо четко и однозначно сформулировать критерий (цель) управления технологическим процессом.

В общем случае критерия управления всего два:

– критерий, обеспечивающий *максимально возможную производительность* технологического процесса при соблюдении определенных качественных показателей, т.е. критерий, обеспечивающий минимально возможное время осуществления технологического процесса. Это критерий *максимально возможного быстрогодействия* процесса. Данный критерий при управлении технологическим процессом используется, если автоматизированный технологический агрегат является узким местом (сдерживает производительность) всего производства.

– критерий, обеспечивающий получение *минимально возможной себестоимости процесса*, т.е. данный критерий должен обеспечивать производство определенного заданного объема продукции при безуслов-

ном выполнении качественных показателей при минимально возможной себестоимости выпускаемой продукции. Это критерий максимально возможной технологической эффективности процесса. Данный критерий используется при управлении процессом, который имеет резервы по производительности.

В-третьих, необходимо создание математической модели управления технологическими процессами и производством.

Суть проблемы: для технических средств АСУ ТП необходимо создать программное обеспечение, которое способно обеспечить реализацию принятого критерия управления.

Для создания программного обеспечения необходимо разработать математическую модель процесса, которая является формализованным (заданным в виде формул) выражением закона управления. Математическая модель должна основываться на использовании имеющейся об объекте информации.

В качестве примера рассмотрим формирование упрощенной модели управления, реализующей максимально возможную производительность нагревательной печи (рис. 2.1).

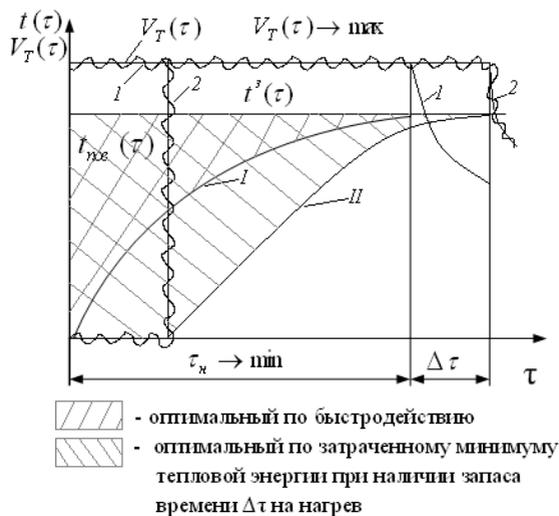


Рис. 2.1. Траектории оптимальных режимов

Доступным средством текущего контроля реального теплового состояния является измерение температуры поверхности нагреваемой заготовки. Температура поверхности не должна превышать заданного значения. Для измерения температуры поверхности лучше пользоваться пирометрами.

Траектория изменения температуры поверхности зависит от расхода топлива, которое подается в рабочее пространство. Расход топлива на печи ограничен тяго-дутьевыми возможностями агрегата.

Критерий управления выражается в виде математической модели:

$$I = \int_0^{\tau_{\min}} [t^3(\tau) - t(\tau)] d\tau \rightarrow \min, \quad (2.1)$$

где $t^3(\tau)$, $t(\tau)$ – заданное и текущие значения температуры поверхности нагреваемого металла (или расчетное среднемассовое значение температуры).

Реализовать этот режим система может, если в рабочем пространстве $V_T(\tau) \rightarrow \max$ (см. линию I на рис. 2.1).

Можно перейти на экономический критерий управления, т.е. от печи не требуется максимальная производительность и появляется резерв времени $\Delta\tau$ нагрева. При этом необходимо минимизировать расход топлива (см. линию II на рис. 2.1).

$$I = \int_0^{\tau_H} [t^3(\tau) - t_{\text{ног}}(\tau)] d\tau \rightarrow \max. \quad (2.2)$$

В этом случае для выполнения условия I_{\max} не целесообразно нагревать металл в начальный период, т.е. не производить нагрев интенсивно сразу в начальный момент времени, если есть запас производительности печи.

Такой режим особенно эффективен для печей, имеющих зону утилизации тепла отходящих дымовых газов (методическую).

2.1. Математические модели технологических процессов

В условиях интенсивного использования свободно программируемых технических средств создание достоверных математических моделей технологических процессов является одним из актуальных направлений научного и экспериментального познания для эффективного управления технологическим процессом любого промышленного производства.

Разработка и умелое использование математических моделей является главным и обязательным условием экономически целесообразных способов реализации оперативного управления производственными процессами и при создании эффективных систем автоматической оптимизации управления технологическими процессами в металлургии и других отраслях промышленного производства.

Модели технологических процессов могут быть концептуальные (словесные), физические, математические (формализованные) и имитационные, позволяющие программно отражать исследуемые процессы на ПЭВМ. Многообразие видов моделей и широкая область их применения, очевидно, являются основной причиной отсутствия всеобъемлющей четкой и однозначной формулировки понятия модели.

Применительно к рассматриваемым в данном учебном пособии задачам одно из общих определений понятия модели можно дать в следующем виде.

Модель – это объективное отражение наиболее существенных показателей (параметров) технологического процесса, представляющее в удобной для пользователя форме достоверную информацию о текущих значениях выходных величин.

Математические модели технологических процессов могут быть двух видов:

- контролирующие;
- прогнозирующие.

Контролирующая модель используется для расчетов технологических параметров, которые являются определяющими, но недоступными для прямого инструментального контроля. Например, необходимо знать электрическую мощность, выделяющуюся в дуге, при управлении режимом выплавки стали в ДСП:

$$P_D = P_A - P_{ЭП} = P_A - I^2 R, \quad (2.3)$$

где P_A – активная мощность потребления; P_D – мощность, выделяемая в дуге; I – рабочий ток дуги; R – активное сопротивление цепи.

В основном для управления в автоматизированных системах управления технологическими процессами (АСУ ТП) используются прогнозирующие модели, которые бывают статического и динамического типов.

Динамические модели строятся на основании физических и химических закономерностей, протекающих в технологическом агрегате.

Динамические модели, как правило, являются прогнозирующими и характеризуют ход протекания технологических процессов и изменение параметров этих процессов во времени. По своей сути в формализованном виде они представляют собой систему дифференциальных уравнений вида

$$\frac{\partial x}{\partial \tau} = f(x, z, u, \tau), \quad (2.4)$$

где x – отдельный параметр процесса; z – возмущающее воздействие на процесс; u – управляющее воздействие; τ – текущее время.

Применительно к процессу растворения извести в конвертере речь идет о решении дифференциальных уравнений:

$$T_u \frac{\partial q_u}{\partial \tau} + q_u = q_u^0; \quad (2.5)$$

$$T_0 \frac{\partial y}{\partial \tau} + y(\tau) = x(\tau). \quad (2.6)$$

Каждое уравнение характеризуется коэффициентом или постоянной времени, которая определяется экспериментально или расчетным путем.

В динамическую модель технологического процесса входят и уравнения динамических тепловых балансов.

В динамический баланс входят составляющие прихода и расхода тепла.

Тепло в конвертер вносится чугуном за счет физического тепла экзотермических реакций окисления и с подогретым ломом.

В качестве источника тепла учитывается тепло кладки.

В расходные статьи входят:

- нагрев расплава (стали) до требуемой температуры;
- тепло на расплавление сыпучих, извести, руды и других шлакообразующих материалов;
- тепловые потери с плавильными газами, уходящими из рабочего пространства.

В настоящее время существует несколько разновидностей динамических моделей.

Структурная схема динамической модели конвертерного процесса представлена на рис. 2.2:

S_{ME}^{FeO} – стохометрический коэффициент, учитывающий количество окислившихся примесей на 1 кг FeO;

$Q_{i FeO}$ – количество окислительного динамического потенциала данного i -го компонента в руде в процессе плавки.

В этой схеме часть постоянных времени определяется экспериментально, а часть коэффициентов и количеств некоторых компонентов в процессе плавки рассчитываются по математической модели.

Динамическая модель любого технологического процесса позволяет обеспечить более высокую по сравнению с ранее рассмотренными моделями точность управления.

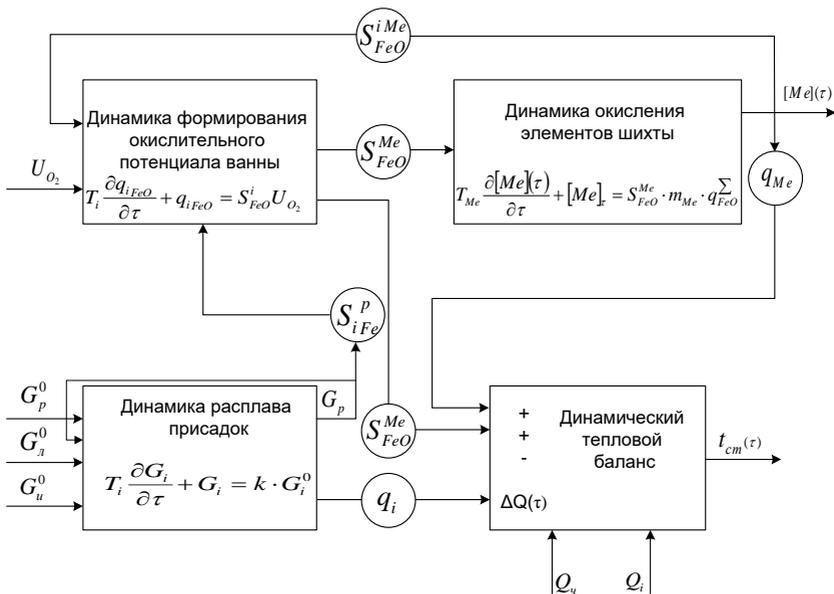


Рис. 2.2. Структурная схема динамической модели конвертерного процесса

По литературным данным точность динамического управления по попаданию содержания углерода в диапазон $\pm 0,004\%$ повысилась с 60 до 70%.

Динамическая модель любого технологического процесса позволяет обеспечить более высокую по сравнению со статическими моделями точность управления. Однако статические модели наиболее доступны для формализованного представления.

Под **статическими моделями** технологического процесса понимаются такие модели, в которых используется априорная информация, известная до начала процесса.

Эти модели позволяют рассчитать итоговое значение параметров и выходных величин в конце процесса по известным входным условиям в установившемся режиме.

Они позволяют также рассчитать управляющее воздействие для получения требуемых конечных значений параметров управляемого процесса.

Статические модели составляются исходя из представления процесса в виде объекта с сосредоточенными параметрами, не подразделяя

процесс на его отдельные зоны. Поэтому не учитывается взаимодействие отдельных зон.

Математическим аппаратом объектов с сосредоточенными параметрами, как правило, являются алгебраические выражения.

Объекты с распределенными параметрами, когда учитывается взаимодействие различных параметров друг с другом, описываются дифференциальными уравнениями в частных производных.

Статические модели делятся на следующие виды:

- детерминированные (балансные), построенные на основании использования фундаментальных законов;
- экспериментально-статистические, основанные на использовании экспериментальных данных и применении для вычисления определенных показателей методов математической статистики;
- эмпирические, разработанные на основе формализации и обобщении лучшего опыта работы технологов-операторов (экспертов) по управлению реальным производственным процессом;
- нейросетевые, которые являются адаптивным выражением экспериментально-статистических моделей;
- модели, синтезируемые на принципе нечеткой логики, являющиеся адаптивным выражением эмпирических моделей.

2.1.1. Детерминированные модели

Детерминированные модели составляются на основании использования фундаментальных физических законов:

- закон сохранения энергии;
- закон сохранения количества вещества.

Поэтому эти модели представляют собой совокупность балансных уравнений, которые определяют переход определенных компонентов из одного состояния в другое.

Для большинства технологических процессов в металлургии, которые сопровождаются выделением и поглощением тепла, детерминированные модели строятся на основе материальных и тепловых балансов.

По сути дела, речь идет о составлении уравнения вида

$$\sum_{i=1}^{h_1} G_i C_i = \sum_{j=1}^{h_2} G_j C_j, \quad (2.7)$$

где G_i и C_i – масса и концентрация i -го компонента в исходном продукте; G_j и C_j – масса и концентрация j -го компонента в конечном продукте.

Установлено, что при составлении балансных уравнений число неизвестных факторов, как правило, больше числа известных факторов. Поэтому в детерминированных моделях вводятся дополнительные уравнения, которые построены на эмпирических зависимостях, или уравнения, построенные на законах термодинамики для условия равновесия систем.

Достоинством детерминированных моделей является их универсальность, т.е. они позволяют определить ход однотипных процессов в среднем.

К недостаткам этих моделей необходимо отнести их неспособность точно отразить специфические условия каждого отдельного процесса.

В качестве примера детерминированной модели конвертерного процесса, в которой используются физико-химические соотношения, может служить модель, предложенная ЦНИИЧМ для определения различных компонентов или параметров конвертерной плавки.

По сути дела, эта модель представляет собой совокупность балансовых алгоритмов расчета различных компонентов плавки с учетом обратной связи.

В этой модели рассчитывается количество кислорода на плавку, количество железной руды, которую нужно подать в конвертер, количество извести при известном составе и температуре чугуна и заданном составе и температуре стали.

Количество металлического лома в этой модели принимается постоянным и определяется по количеству лома в предыдущей плавке.

В качестве примера балансового уравнения по этой модели приведем выражение для расчета количества кислорода, которое необходимо подать в конвертер:

$$U_{O_2} = \frac{100}{O_{2k}} [G_q (9,33C_q + 8,01Si_q + 2,04Mn_q + 9,03P_q + 20\Delta Fe) - (G_{cm} - G_n) (9,33C_{cn} + 2,04Mn_{cn} + 9,03P_{cn}) - G_p (2,1Fe_2O_{3p} + 1,55FeO_p) + LJ].$$

Здесь U_{O_2} – объем технического кислорода, поданного в конвертер; O_{2k} – содержание кислорода в техническом кислороде; Fe_2O_{3p} и FeO_p – содержание соответствующих компонентов в руде; ΔFe – количество железа, окислившегося в процессе конвертерной плавки; L – количество кислорода, которое не используется в ванне и, по сути дела, идет на дожигание CO до CO₂ в конвертерном газе.

Аналогичные уравнения есть для расчета массы стали, количества руды, извести и так далее.

2.1.2. Экспериментально-статистические модели

Как было сказано выше, при составлении детерминированной модели, как правило, количество получаемых уравнений оказывается меньше, чем требуется для получения адекватных математических моделей. Кроме того, детерминированные модели не отражают специфичные индивидуальные условия каждого технологического процесса.

Для того чтобы определить индивидуальные свойства управляемых процессов, используются экспериментально-статистические модели.

В этих моделях исследуемый реальный технологически процесс (ТП) представляется как объект с неполным знанием механизма явлений, происходящих в этом объекте, т.е. как «черный ящик» (рис. 2.3).

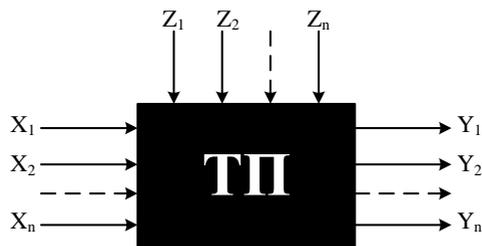


Рис. 2.3. Схема технологического процесса металлургического производства

Объект металлургической технологии можно характеризовать следующими переменными:

X_1, X_2, \dots, X_n – входные контролируемые управляемые факторы (параметры);

Y_1, Y_2, \dots, Y_n – выходные контролируемые показатели эффективности технологического процесса;

Z_1, Z_2, \dots, Z_n – случайные переменные (помехи), неконтролируемые и неуправляемые.

Любой технологический процесс подвержен воздействию многих случайных факторов, влияние которых на процесс не может быть точно определено из-за отсутствия необходимой информации. Поэтому для анализа воздействия этих случайных факторов на исследуемый процесс используются методы математической статистики, которые позволяют создать статистическую модель исследуемого процесса.

Как правило, экспериментально-статистическая модель представляет собой одно- или многофакторные линейные (где каждый фактор в первой степени) или нелинейные (где каждый фактор минимум во второй степени) регрессионные уравнения.

Регрессионное уравнение определяет статистическую вероятностную связь между выходным параметром процесса и учитываемыми факторами.

Коэффициенты таких уравнений рассчитываются по экспериментальным данным, которые получаются путем фиксирования текущих значений входных и выходных параметров и затем с использованием методов математической статистики рассчитываются коэффициенты для каждого выходного параметра.

В результате получается уравнение, которое называют теоретической линией регрессии, определяющее статистическую (вероятностную) связь между входными и выходными параметрами.

Существует два вида регрессионных зависимостей. Одна из них – это функциональная зависимость, когда каждому значению аргумента соответствует единственное значение функции $y = f(x)$.

Второй вид называется статистической или вероятностной зависимостью, когда одному значению аргумента соответствует в общем случае целый ряд распределения значений функции $\bar{y} = f(x_i)$ (рис. 2.4).

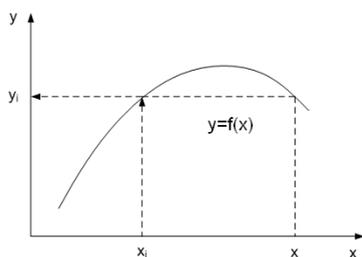


Рис. 2.4. Пример функциональной зависимости экстремального вида

Первый и второй виды функциональной зависимости выходного управляемого технологического параметра от входного управляющего воздействия характерны как для расчетных способов синтезирования моделей, так и при использовании экспериментальных данных, полученных непосредственно с реального технологического агрегата в процессе его функционирования.

Для построения экспериментально-статистической модели по опытным данным наиболее широкое распространение получил метод наименьших квадратов. Суть этого метода: необходимо найти такую функцию $\bar{y} = y(x_i)$, которая наиболее точно отражала бы состояние (приближение) к каждой экспериментальной точке. Это условие:

$$\bar{y} = \sum_{i=1}^n [y_i(x_i) - \bar{y}_i(x_i)]^2 \rightarrow \min, \quad (2.8)$$

где y_i – текущее значение выходного параметра, \bar{y}_i – расчетное значение выходного параметра.

Метод наименьших квадратов для получения регрессионного уравнения не является единственным. Кроме него существуют интерполяционные преобразования Лагранжа или интерполяционные полиномы Чебышева, но метод наименьших квадратов наиболее технологически понятен и физически более объясним.

Примером экспериментально-статистической модели может служить статическая характеристика управляемого процесса, для построения которой используются экспериментальные данные, полученные с реального объекта.

Появление ПЭВМ позволило реализовать такие схемы постановки эксперимента и способы обработки полученных в ходе эксперимента результатов, которые значительно увеличили эффективность экспериментально-статистического метода построения математической модели производственного процесса.

Экспериментальные данные, необходимые для построения математической модели технологического процесса, могут быть получены двумя путями:

- в результате пассивного наблюдения за исследуемым процессом;
- в результате постановки и реализации активного, заранее спланированного эксперимента.

В первом случае экспериментальные данные получают путем наблюдения и регистрации в определенные моменты времени текущих значений входных и выходных переменных технологического процесса (хронометраж процесса).

Но даже при таком пассивном наблюдении (пассивном эксперименте) требуется составить определенный план сбора исходных данных, обосновать выбор наиболее значимых факторов и определить с учетом инерционности интервал времени съема информационных сигналов для каждого фактора.

Привлекательной характерной особенностью пассивного метода является отсутствие любого вмешательства в технологический процесс. Это упрощает процедуру сбора экспериментальных данных и практически исключает создание аварийных или сложных ситуаций на технологическом агрегате в производственных условиях.

Однако такому способу сбора экспериментальных данных присуще наличие целого ряда серьезных недостатков, наличие которых обусловлено использованием универсального инженерного метода «наименьших квадратов» при определении уравнения зависимости выходного параметра от величин входных (входного).

Основными, часто трудновыполнимыми требованиями при этом методе является следующее:

1. Входные контролируемые параметры процесса X_1, X_2, \dots, X_n (теоретически неслучайные) необходимо измерять с точностью, значительно превышающей точность измерения выходной контролируемой величины Y_i .

2. Входные параметры X_1, X_2, \dots, X_n не должны быть статистически связаны (коррелированы) между собой. Это условие очень трудно соблюдается в реальных производственных условиях.

3. Выходной контролируемый параметр Y_i должен быть случайной величиной, подчиняющейся нормальному закону распределения.

4. Рассеяние (дисперсия) выходного контролируемого параметра Y_i не должно зависеть от абсолютной величины этого параметра (условие равноточности опытов).

Часто исследователи о необходимости строгого соблюдения отмеченных требований забывают, что приводит к значительным ошибкам.

При использовании пассивного эксперимента необходимо учитывать следующие особенности реального процесса.

Некоторые факторы исследуемого процесса при постановке пассивного эксперимента изменяются незначительно, т.к. экспериментально было определено в какой-то мере их оптимальное значение. Тогда при оценке значимости коэффициентов уравнения регрессии этот оптимально выбранный фактор, существенно влияющий на процесс, окажется незначимым.

Многих указанных недостатков можно избежать, если специальным образом спланировать эксперимент для сбора экспериментальных данных, т.е. активно вмешаться в технологический процесс, и менять каждый фактор отдельно на определенных уровнях по определенному плану.

Такой метод сбора экспериментальных данных называется полнофакторным экспериментом ПФЭ.

Если варьирование фактора осуществляется на двух уровнях – минимальном и максимальном по отношению к среднему значению, то этот ПФЭ называется экспериментом типа 2^n , где n – число варьироваемых факторов (рис. 2.5).

Достоинством данного метода является автоматическое соблюдение правила воспроизводимости результата, независимости факторов друг от друга и равноточности.

Недостатком метода является трудность реализации в производственных условиях.

При составлении матрицы планирования при активном эксперименте должно соблюдаться правило рандомизации, т.е. реализация опытов матрицы должна быть случайна.

| № | X ₀ | X ₁ | X ₂ | X ₁ X ₂ | Y |
|---|----------------|----------------|----------------|-------------------------------|----------------|
| 1 | +1 | -1 | -1 | +1 | Y ₁ |
| 2 | +1 | +1 | -1 | -1 | Y ₂ |
| 3 | +1 | -1 | +1 | -1 | Y ₃ |
| 4 | +1 | +1 | +1 | +1 | Y ₄ |

Рис. 2.5. Матрица планирования ПФЭ типа 2²

Активный эксперимент имеет две разновидности: однофакторный и многофакторный.

При однофакторном эксперименте используют поочередное варьирование каждого фактора, оставляя остальные на постоянном уровне. Речь идет о применении метода Гаусса-Зейделя.

Недостатком метода является то, что при его использовании необходимо провести большое число экспериментов, даже по сравнению с многофакторным способом.

Второй недостаток – невозможность выхода при оптимизации процесса из локального оптимума.

Третий недостаток – при данном способе невозможно учесть эффекты парных и троичных взаимодействий.

Этих недостатков лишен многофакторный эксперимент, в котором четко ограничено число опытов формулой 2ⁿ, где n – количество факторов.

Но даже этот метод при использовании более пяти факторов имеет избыточность эксперимента, и для сокращения времени и затрат на сбор экспериментальных данных используют дробный факторный эксперимент (ДФЭ), в котором число опытов может быть сокращено наполовину или на одну четвертую в зависимости от числа факторов. Эти сокращенные варианты называются дробными репликами:

$$\text{ПФЭ } 2^5 \rightarrow \text{ДФЭ } 2^4.$$

Расчет коэффициентов при ДФЭ осуществляется по определенным методикам.

Статистические модели по определению любых выходных параметров технологических процессов имеют один и тот же вид.

В качестве примера статистической модели конвертерного процесса можно привести модель, разработанную в ЦНИИКА.

В этой модели процесса учитываются управляющие и возмущающие воздействия в функции времени. Вся конвертерная плавка разбивается на несколько временных интервалов, внутри которых учитываемые факторы остаются постоянными, т.е. независимыми от времени.

Для расхода кислорода интервал принят 5 мин, а для расхода руды – 10 мин. С учетом сказанного, уравнения для определения концентрации углерода в стали или температуры стали будут иметь вид:

$$\begin{aligned}
 x_i = & a_0 + a_1 t_{cm} + a_2 G_{cm} + a_3 G_p' + a_4 G_p'' + a_5 G_{ил} + a_6 \tau_{нод} + \\
 & + a_7 G_u + a_8 t_u + a_9 Si_u + a_{10} Mn_u + a_{11} G_{л} + a_{12} N_{\phi} + a_{13} \tau_{прос} + \\
 & + a_{14} U_{O_2}' + a_{15} U_{O_2}'' + a_{16} U_{O_2}''' + a_{17} U_{O_2}'''' + a_{18} H_{\phi}' + a_{19} H_{\phi}'' + a_{20} H_{\phi}''' + \\
 & + a_{21} H_{\phi}'''' + b; \\
 H_{\phi}' \approx & \int_0^{\tau_i} H_{\phi}(\tau) d\tau.
 \end{aligned}$$

Здесь G_p' , G_p'' – расход руды в первый и второй 10-минутный интервал времени по ходу плавки; N_{ϕ} – номер фурмы, которая используется для продувки; H_{ϕ}^i – положение фурмы относительно уровня спокойного металла в i -й (из четырех) 5-минутный интервал плавки; $\overline{H_{\phi}''} \approx \int_{\tau_1}^{\tau_2} H_{\phi}(\tau) d\tau$ – среднее значение положения фурмы.

Данное регрессионное уравнение (статистическая модель определения данного параметра) имеет ограниченную точность и коэффициент b учитывает поправку на неучтенные факторы или случайные воздействия.

Так как статистические модели всегда носят отпечаток субъективизма (человеческого фактора) в оценке переменных исследуемого процесса, то для ограничения этого субъективизма введены определенные критерии, которые позволяют оценить пригодность статистической модели для реального использования. Эти оценки сформулированы в виде определенных критериев, существование которых обоснованно правилами математической статистики.

Равнозначность (равноточность) опытов, зависящая от дисперсии (разброса), определяется критерием Кохрена, который говорит, сколько данных при данной дисперсии вы должны иметь в эксперименте.

Статистическая значимость коэффициентов регрессионного уравнения, которая определяет долю участия каждого фактора в общем результате и определяет погрешность опыта, оценивается критерием Стьюдента.

Иногда при пассивном эксперименте некоторые факторы практически не меняются. Они находятся на оптимальном уровне и при оценке

значимости коэффициентов при критерии Стьюдента они ошибочно могут быть признаны незначимыми.

Главной задачей при статистическом моделировании является проверка полученного регрессионного уравнения на адекватность, т.е. соответствие модели реальному процессу. Эта проверка осуществляется с использованием критерия Фишера.

Все критерии для каждого конкретного случая приведены в специальных таблицах.

Достоинством экспериментально-статистической модели является точное отражение индивидуальных характеристик процесса, т.к. она составляется по экспериментальным данным.

Недостатком статистических моделей является отсутствие универсальности, т.е. они пригодны только для рассматриваемого процесса. Кроме того, статистические модели ограничены в диапазоне. Они обладают свойством интерполяции и лишены свойства экстраполяции, т.е. их нельзя применять на те участки, по которым нет экспериментальных данных.

2.1.3. Эмпирические модели

Каждому типу рассмотренных ранее моделей свойственны свои недостатки.

Детерминированные балансовые модели очень громоздки, требуют знания основных законов и обычно реализуются с использованием некоторых допущений и эмпирических зависимостей.

Статистические модели лишены универсальности и пригодны только для определенного объекта, справедливы только в определенном интервале изменения фактора и требуют периодического уточнения по ходу компании агрегата.

На практике существует определенный эмпирический метод создания математической модели, который является синтезом двух рассмотренных ранее методов.

Принцип составления модели при этом методе основан на формализации действий лучших технологов-операторов (экспертов) по управлению данным технологическим процессом. Технолог в течение определенного, достаточно продолжительного этапа работы по управлению реальным процессом и в результате общения с мастером вырабатывает свой алгоритм коррекции управляющих воздействий, которые приводят к решению поставленной задачи.

Этот алгоритм по каждому управляющему воздействию сводится к определению результирующей поправки Δq :

$$\Delta q = a_1(x_1(\tau - 1) - x_1(\tau)) + a_2(x_2(\tau - 1) - x_2(\tau)) + \dots, \quad (2.9)$$

где $X_i(\tau-1)$ и $X_i(\tau)$ – управляющие воздействия в прошедший и текущий моменты времени.

Таким образом, суть эмпирических моделей заключается в формировании по каждому параметру корректирующих поправок для управления n -м процессом по результату, полученному при управлении $(n-1)$ -м процессом (метод проб и ошибок).

По внешнему виду эмпирические модели не отличаются от статистических моделей, и при формализации опыта эксперта используются упрощенные балансовые уравнения с целью определения корректирующих поправок, формируемых по результату предыдущего управления.

Вся модель в результате этого представляет собой сумму элементарных поправок воздействия каждого исследуемого фактора на общую оценку.

2.1.4. Нейросетевые модели технологических процессов

В последнее время с интенсивным ростом вычислительных возможностей микропроцессорных регулирующих контроллеров (МРК) появились реальные возможности создания нейросетевых моделей технологических процессов с использованием принципов мыслительного процесса человека при использовании экспериментальных данных.

Синтезируемые искусственные нейронные сети (ИНС) при создании моделей, по сути, являются разновидностью адаптивных экспериментально-статистических эмпирических моделей технологических процессов. В ИНС на основании формализации мыслительного процесса принятия решения используются нейросетевые алгоритмы для решения поставленных технических и экономических задач.

Ведь любой квалифицированный технолог-оператор за достаточно продолжительный срок производственной деятельности по управлению конкретным технологическим процессом вырабатывает субъективный алгоритм эффективного управления этим процессом. Очевидно, что эмпирический метод принятия эффективных решений на основании проб и анализа полученных результатов и ошибок требует совершенствования.

Эта задача эффективно решается с использованием ИНС в направлении увеличения быстродействия и повышения точности.

В общем случае ИНС – это система, приближенно моделирующая работу человеческого мозга. Практически ИНС реализуется в виде компьютерной рабочей программы, которая сходна с мыслительным процессом в двух аспектах:

- знание приобретается ИНС в процессе обучения на основе анализа экспериментальных данных и сведений из реальных условий;

- для обучения сети нейронов, образующих ИНС, используется корректировка межнейронных связей, называемых синаптическими весами.

Суть корректировки синаптических весов заключается в логическом усилении воздействий на нейроны в направлении приближения к правильному решению (текущему значению технологического параметра) и подавлении воздействий, способствующих увеличению ошибки приближения выходного генерируемого ИНС-результата по отношению к текущему экспериментальному значению, полученному с реального объекта.

2.1.5. Модели, основанные на принципах теории нечетких множеств и нечетких логических выводов

В связи с развитием свободно программируемых технических средств управления всё более широкое распространение получают системы, математические модели которых основаны на принципах теорий нечетких множеств и нечетких логических выводов.

Принцип нечеткой логики был создан для того, чтобы позволить управляющим программам эффективно функционировать в диапазоне различных степеней истины.

Вместо двоичных систем, способных логически отображать только истинные и ложные события, были введены степени истины, которые действуют в диапазоне от 0.00 до 1.00 включительно.

Нечеткие модели управления оказываются особенно полезными, когда технологические автоматизируемые процессы являются слишком сложными для анализа с использованием общепринятых количественных методов или когда доступные источники информации интерпретируются атрибутивно, качественно или неопределенно.

Принцип нечеткой логики, на котором основано нечеткое управление технологическим процессом, по сути приближается к логике человеческого процесса мышления и лингвистическому (словесному) представлению принципа автоматизированного управления.

Наличие математического (формализованного) определения и средств отражения нечеткой исходной информации позволяет создавать математические модели управления, адекватные реальным процессам.

Системы управления, основанные на принципе нечеткой логики, обладают неоспоримыми преимуществами перед традиционными способами автоматизированного управления за счет замены, как правило, упрощенной количественной модели управляемого технологического процесса многосторонней качественной лингвистической (выраженной в понятной технологическому персоналу словесной форме) логической моделью, составленной из набора логических правил управления, задаваемых в форме: если «событие», тогда «вид управления».

Нечеткое множество задается на непрерывной области определения (предметной области) управляемого технологического процесса (параметра) с использованием функций принадлежности, характеризующих степень принадлежности количественных значений конкретной переменной к этому множеству.

Принципы нечеткого логического вывода, имеющие приложения в технических системах, обычно основаны на использовании логических правил вида:

1. R_i : Если $X_1 = A_i^1$ и $X_2 = A_i^2$, тогда $Y = B_i$.

2. R_i : Если $X_1 = A_i^1$ и $X_2 = A_i^2$..., $X_k = A_i^k$, тогда $Y = f_i(x_1, x_2, \dots, x_k)$.

Здесь X_1, X_2, \dots, X_k – нечеткие лингвистические переменные; $k \in (1, 2, \dots, k)$ – количество используемых входных переменных; $A_i^1, A_i^2, \dots, A_i^k$ – нечеткие множества, являющиеся значениями переменных для каждого i -го правила; f_i – некоторые вещественные функции.

Формирование общего логического вывода Y в каждом правиле в нечетких системах осуществляется путем последовательной реализации следующих операций:

- приведении к нечетности (фаззификации);
- логического вывода;
- композиции;
- приведении к четности (дефаззификации).

Конкретные примеры использования различных видов математических моделей управления приведены в последующих разделах курса.

2.2. Структура современной промышленной автоматизированной системы управления технологическими процессами

В последние десятилетия XX века были отчетливо сформулированы современные концепции иерархического построения АСУ ТП промышленного производства, основанные на использовании цифровых методов преобразования, обработки, передачи и хранения информации. Особенно кардинально изменились технические средства обработки и обмена оперативной информацией при существующих принципах реализации датчиков технологических параметров, исполнительных механизмов, методов формирования типовых законов управления и т.д. [14].

В начальный период развития микропроцессорной техники широкое распространение при реализации САУ во многих отраслях промышленного производства получили технические средства управления с жесткой логической структурой формирования управляющих воздействий. Одновременно становилось очевидным, что наиболее перспектив-

ным направлением развития технических средств автоматического управления технологическими процессами промышленного производства является использование свободно программируемых универсальных технических средств автоматического управления [14, 15].

В процессе развития технических микропроцессорных программируемых средств автоматизации произошло разделение этих средств на два вида:

- технические средства на базе универсальных управляющих вычислительных машин (УВМ);
- технические средства на основе простых УВМ и микропроцессорных регулирующих контроллеров (МРК), ориентированных на решение определенных управляющих проблем по автоматизации производственных процессов.

Современные АСУ ТП промышленного производства представляют собой разумное сочетание этих двух видов средств автоматизации.

Следует отметить, что одновременно с совершенствованием традиционных средств автоматического контроля и управления находят широкое распространение при синтезе АСУ ТП готовых стандартизированных программных блоков и программных технологий. Использование в АСУ ТП стандартных программных модулей обеспечивает системе приобретение важных свойств: модульность и масштабируемость. Наиболее компактное и точное представление о функциях АСУ ТП изложено в работе А.А. Восканьянца [14].

Под этими свойствами понимается способность создаваемой АСУ ТП адаптироваться к расширению предъявляемых технологических требований и возрастанию объемов решаемых задач по управлению параметрами технологических процессов. Это представляет концепцию открытых систем, обеспечивающих возможность системной интеграции, предусматривающей аппаратно-программную совместимость технических средств автоматизации, производимых различными фирмами-производителями.

Любая открытая система формируется по иерархическому принципу и содержит несколько управляющих уровней со строгим ограничением круга и возможностей решения задач по управлению технологическим процессом, причем внутренняя архитектура каждой подсистемы по иерархии аналогична общей структуре.

Это требует соблюдения общих принципов программного обеспечения и его универсальности. В общем случае современные АСУ ТП должны быть распределенными и обладать открытой архитектурой. Эти свойства системы должны обеспечивать надежность, живучесть и возможность совершенствования системы и ее перспективное развитие. Под надежностью понимается способность АСУ ТП выполнять в полном объеме все функции управления. Под живучестью понимается способность

АСУ ТП выполнять управляющие функции при выходе из строя отдельных элементов или технических устройств.

Для выполнения поставленных требований по надежности и живучести современных АСУ ТП целесообразно и экономически оправдано выделение в общей структуре системы отдельных локальных задач программируемым контроллером. В этом случае отдельные контроллеры должны быть связаны между собой и другими техническими средствами автоматики в иерархической структуре АСУ ТП компьютерными (интерфейсными) сетями передачи данных. Сеть позволяет МРК использовать возможности других контроллеров, обеспечивая информационную связанность системы управления. Следует отметить, что на каждом уровне иерархической структуры АСУ ТП для учета специфических условий передачи информации используется специальный вид связи.

Передача текущей информации в современных АСУ ТП осуществляется не по традиционным каналам связи (многожильные кабели, телефонные каналы и т.п.), а по локальным компьютерным сетям LAN (Local Area Network). Это локальные компьютерные сети, охватывающие относительно небольшую территорию или небольшую группу технологически связанных производственных помещений или цехов одного предприятия. Следует отметить, что применительно к космическим технологиям существуют локальные сети, информационные объекты в которых удалены более чем на 12500 км. Основное отличие локальных информационных сетей от обычных заключается в использовании более сложных и эффективных способов кодирования и сжатия информации.

Современные технические решения при создании локальных информационных сетей имеют и недостатки:

- негарантированное время доставки информации (что не приемлемо для систем реального времени);
- высокая сложность аппаратных решений при разработке скоростных сетей.

Поэтому в АСУ ТП реально используются только определенные компоненты локальных и глобальных WAN (Wide Area Network) сетей. Большинство локальных сетей имеет выход в глобальную сеть предприятия или в сеть INTERNET.

Специфика задач, решаемых в АСУ ТП, предъявляет достаточно высокие требования к быстродействию и надежности локальных информационных сетей. Эти требования ужесточаются к сетям, обеспечивающим обмен информацией между микропроцессорными программируемыми контроллерами и устройствами человеко-машинного интерфейса. Эти информационные сети должны обеспечивать обмен данными между контроллерами и подключенными к ним интеллектуальными датчиками и исполнительными механизмами и устройствами.

Связь между техническими средствами в локальных контурах управления на уровне информационных датчиков, исполнительных механизмов и контроллеров при автоматизированном управлении осуществляется с использованием промышленной сети передачи данных.

Назначение этой сети заключается в выполнении следующих действий:

- передача данных между контроллерами, датчиками технологических параметров, измерительными устройствами, исполнительными механизмами и устройствами;
- диагностика технического состояния и работоспособности контрольно-регулирующей аппаратуры, установленной на автоматизированном технологическом производственном агрегате;
- питание датчиков и различных исполнительных устройств удаленно распределенных по технологическому агрегату;
- передача информации между интеллектуальными датчиками и исполнительными механизмами;
- осуществление связи между контроллерами и устройствами АСУ ТП верхнего уровня.

Для передачи данных в промышленных сетях используют кабельные линии, волоконно-оптические линии, радиомодемы. Часто промышленную сеть называют сетью полевого уровня, или полевой шиной, или «field bus».

Конкретным примером промышленной сети является сеть полевого уровня «Profibus», разработанной компанией «Siemens AG» (Германия) для своих промышленных контроллеров Simatic S7–300 (400) [16].

Рассматривая сетевые компоненты систем автоматизированного управления, целесообразно раскрыть суть таких понятий, как «сервер» и «клиент».

Сервер – это узел сети, который предоставляет свои ресурсы другим абонентам сети, но сам не использует ресурсы других объектов. Серверов в сети может быть несколько и не обязательно то, что это самый мощный компьютер.

Выделенный сервер – это сервер, который предназначен только для решения сетевых задач.

Невыделенный сервер помимо решения сетевых задач может заниматься решением других задач.

Клиентом (рабочей станцией) называется абонент сети, который только использует сетевые ресурсы, но сам свои ресурсы в сеть не отдает.

Принципиально каждый компьютер может быть одновременно и клиентом и сервером.

Типовые *структуры* промышленной АСУ ТП в настоящее время предлагают различные фирмы: «Siemens AG» (Германия), «Ostagon System» (США), «Omron» (Япония), «ЭМИКОН» (Россия). Независимо от

конкретного разработчика системного интегратора все современные АСУ ТП реализуются на основе единых принципов.

В качестве типового варианта современной АСУ ТП рассмотрена двухуровневая промышленная система автоматизации, предлагаемая «Siemens AG», широко используемая в металлургическом производстве. Типовая структура современной АСУ ТП фирмы «Siemens AG» представлена на рис. 2.6 [14, 16].

Нижний уровень (локальный) – уровень управления технологическими параметрами промышленного агрегата включает контроллеры и систему шин полевого уровня Profibus, объединяющую контроллеры, модули удаленного распределенного ввода/вывода, кнопочные пульта управления со встроенными панелями управления операторов, дисплеями, интеллектуальные датчики и исполнительные интеллектуальные механизмы.

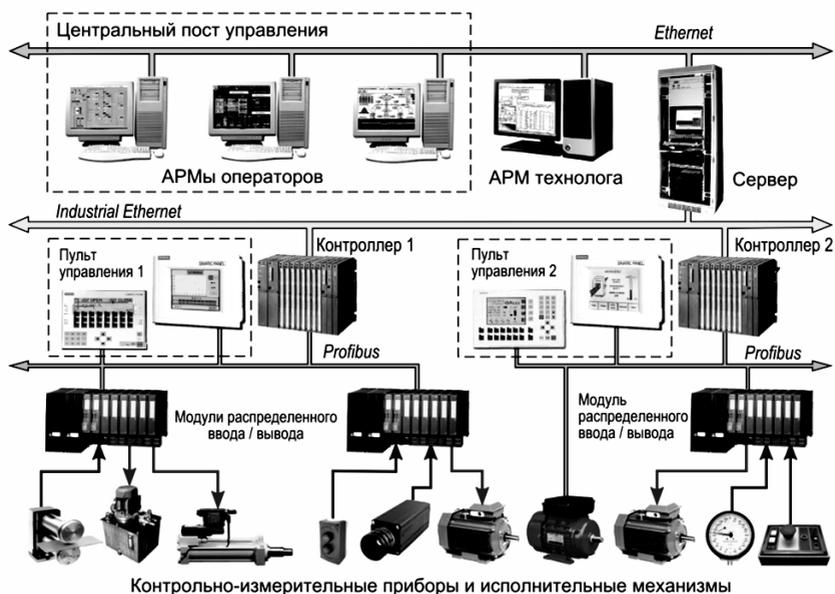


Рис. 2.6. Типовая структура современной АСУ ТП фирмы «Siemens AG»

Основным оборудованием нижнего (локального) уровня являются PLC семейства SIMATIC S7 (300) 400, которые широко используются в промышленном производстве, в частности в металлургии. Контроллеры семейства SIMATIC имеют специализированный язык программирования STEP-7, доступный для широкого круга пользователей.

Модули распределенного ввода/вывода обеспечивают централизованный сбор информационных сигналов от датчиков технологических

параметров, от измерительных приборов, дискретных сигналов от органов управления и концевых выключателей. Эти модули одновременно обеспечивают передачу управляющих сигналов на исполнительные механизмы и различные устройства дискретного действия: отсечение клапана, устройства аварийной сигнализации и управления и т.п.

Аппаратно-программные технические средства локального уровня управления АСУ ТП должны соответствовать следующим основным требованиям:

- обеспечение работы всех локальных систем автоматического управления в режиме реального времени;
- предельно высокая надежность (на уровне надежности технологического оборудования);
- возможность встраивания технических средств контроля и управления в основное технологическое оборудование;
- возможность нормального функционирования в реальных производственных условиях (загрязненная атмосфера, существенные перепады температур, сильные электрические поля, вибрационные и ударные нагрузки и т.п.).

Верхний (второй) уровень АСУ ТП или уровень SCADA объединяет автоматизированные рабочие места (АРМ) операторов и технологов и АРМы управленческого персонала (например, АРМ технолога цеха), (рис. 2.7).

Второй уровень управления АСУ ТП обеспечивает:

- диспетчерское наблюдение за ходом технологического процесса в реальном времени;
- расчет и выбор законов и методов управления, настроек, уставок, соответствующих заданным показателям качества управления и текущим параметрам (или прогнозным) объекта управления;
- хранение и дистанционную загрузку управляющих рабочих программ в PLC;
- оперативное сопровождение моделей объектов управления типа «агрегат», «технологический процесс», корректировку моделей по результатам обработки текущей информации от устройств первого уровня;
- синхронизацию и устойчивую работу систем типа «агрегат» для группового управления технологическим оборудованием;
- формирование в реальном времени базы данных технологического процесса;
- обнаружение и ликвидацию аварийных режимов работы основного технологического оборудования;
- связь с верхним уровнем управления АСУ ТП.

Компьютеры второго уровня обычно объединены локальной информационной сетью стандарта Ethernet (см. рис. 2.6) и могут иметь выход в глобальные сети, например в глобальную сеть предприятия или сеть INTERNET. Программируемые контроллеры связаны между собой информационной сетью Industrial Ethernet (вариант сети EtherNet, адаптированной для работы в промышленных условиях), образуя сеть контроллеров. Как отмечено ранее, связь контроллеров с устройствами полевого уровня обеспечивается системой полевых шин Profibus.

Информационная сеть верхнего уровня управления АСУ ТП полностью независима от сети контроллеров для исключения возможности взаимовлияния.

Необходимую связь между информационными сетями осуществляет сервер. Это позволяет обеспечить:

- необходимую повышенную ступень защиты при передаче цифровой информации;
- реализовывать стандартную структуру и протокол сообщений;
- возможность оперативного подключения и отключения отдельных устройств (модулей) при работе информационной сети;
- возможность автономной работы при отказах комплексов управления верхнего уровня;
- возможность передачи информации по электрическим, оптическим и инфракрасным каналам связи с учетом использования компонентов различных производителей;
- простую архитектуру информационной сети.

Информационные сети полевого уровня Profibus также независимы от сетей Ethernet, поэтому при отказе обмена данными в сетях Ethernet контроллеры и другие технические средства нижнего уровня не утрачивают способность по управлению технологическими параметрами.

Следует отметить, что системы управления на базе PLC SIMENS компании «Siemens AG» в отечественной металлургической промышленности фактически приобрели статус стандарта АСУ ТП.

2.3. Структура современных автоматизированных систем управления промышленным производством

Общая структура современной автоматизированной системы управления промышленным производством (АСУП) и место в ней локальным системам автоматического управления отдельными параметрами технологических процессов представлена на рис. 2.7.

Основу и базу АСУП составляет нижний (локальный) уровень, который содержит датчики технологических параметров и различные исполнительные механизмы, установленные на технологических агрегатах и обеспечивающие сбор первичной информации о текущем состоянии

автоматизируемого процесса и реализации управляющих воздействий, формируемых высшими уровнями или в соответствии с заданием технологического персонала. Этот уровень называют уровнем ввода/вывода (I/O) или полевым (Field). Устройства полевого уровня могут быть интеллектуальными (см. рис. 2.7), тогда обмен информацией с этими устройствами возможен непосредственно по сети передачи данных.

Следующий уровень – программируемые контроллеры. На этом уровне реализуемые функции непосредственного автоматического управления технологическими параметрами производственного процесса. Формирование управляющих воздействий и управления исполнительными механизмами осуществляется по определенным алгоритмам (законам управления) при обработке информации о текущих величинах действительных и заданных значений технологических параметров, фиксируемых измерительными приборами. Этот уровень обычно называют уровнем непосредственного управления (Control).



Рис. 2.7. Структура современной промышленной системы АСУП

Серверы технологических данных и АРМ операторов-технологов (см. рис. 2.7) образуют SCADA-систему верхнего уровня АСУ ТП. Тех-

нологические серверы обеспечивают функционирование SCADA путем поддержания протокола обмена информацией данными с контроллерами, интеллектуальными датчиками и исполнительными механизмами и протокол работы с сетью персональных компьютеров, образующих АРМы.

Основными функциями SCADA-системы являются [15, 16]:

- сбор и первичная обработка и накопление информации о параметрах технологического процесса и состоянии оборудования от промышленных контроллеров и других цифровых устройств, непосредственно связанных и отражающих состояние автоматизируемого процесса;
- отображение информации о текущих величинах параметров автоматизируемого процесса на экране мониторов АРМов технолог-операторов в виде графических мнемосхем;
- отображение графиков текущих значений технологических параметров в реальном времени за заданный интервал;
- оперативное управление технологическими параметрами процесса с АРМов;
- обнаружение и вывод на экран АРМов аварийных или критических ситуаций, возникающих в процессе управления технологическим процессом;
- архивирование изменения параметров технологического процесса;
- представление информации о параметрах технологического процесса для их использования в АСУП, т.е. на более высокой степени управления.

Выше уровня управления АСУ ТП в иерархии управляющей системы расположены системы АСУП:

- система организации производства – MES (Manufacturing Execution System). Эта система осуществляет обработку информации о ходе и производстве готовой продукции в различных цехах (переделах) предприятия, обеспечивает управление качеством и предоставляет в реальном времени необходимую информацию для следующих уровней управления предприятия;
- система материально-производственного планирования – MRP (Manufacturing Resource Planning) и планирование производственных ресурсов предприятия – ERP (Enterprise Resource Planning).

В отечественной практике эти три системы объединены в одну под названием АСУП (автоматизированные системы управления предприятием (производством)). Рассмотренную структуру АСУП можно изменять, объединяя два соседних уровня иерархии, но принципиального значения для управления это не имеет.

В общем случае основные задачи автоматизированного управления все равно решаются на нижнем локальном уровне системы. Это обстоятельство налагает определенные жесткие требования на показатели эффективности работы локальных автоматических систем (контуров) управления.

Устойчивая и точная работа локальных контуров за счет быстрого действия процессов управления позволяет разгрузить информационно-вычислительную сеть АСУ ТП от излишней информации. Настройка локальных контуров управления за счет правильного выбора динамических параметров этих контуров имеет решающее значение при создании и эксплуатации АСУ ТП в производственных условиях.

Важность и приоритетность обеспечения эффективной работы локальных контуров обуславливается дополнительно тем фактом, что на верхнем уровне управления возлагаются задачи, для выполнения которых мощность вычислительных способностей используемых технических средств, ориентированных на решение конкретных задач, недостаточна. К этим задачам относятся: отображение текущего состояния процесса на экранах мониторов АРМов; работа с большими базами данных; документированное сопровождение готовой продукции и т.д. Учитывая специфические особенности работы локальных контуров нижнего уровня управления, их непосредственную связь с объектами управления (технологическими параметрами), при создании локальных контуров управления необходимо обеспечивать непосредственное сочетание и соответствие статических и динамических свойств объекта управления динамическим параметрам настройки контуров управления этими объектами.

В последующих разделах работы будут рассмотрены различные аспекты изучения и представления статических и динамических свойств объектов управления, аппроксимации этих свойств с целью наиболее рационального выбора закона управления объектом и рациональных динамических параметров настройки регулирующего устройства при его программной реализации.

Контрольные вопросы по разделу 2

1. Какие бывают критерии управления?
2. В чем заключается цель моделирования?
3. Что такое статические модели технологического процесса? Каким образом они составляются? Каких видов бывают?
4. Какие две задачи позволяют решить статические модели?
5. Каким образом строятся динамические модели?
6. Каким образом строятся детерминированные модели? В чем их достоинства и недостатки?

7. Каким образом строятся экспериментально-статистические модели? В чем их достоинства и недостатки?
8. В чем заключается суть эмпирических моделей?
9. В чем заключается суть корректировки синаптических весов ИНС?
10. На чем основаны принципы нечеткого логического вывода?
11. Технологические особенности, задачи, решаемые АСУ ТП, общая структура, выбор критерия управления.
12. Структура автоматизированной системы управления металлургическим производством, принципы иерархического построения, классификация уровня принятия решений.
13. Структура информационного обеспечения АСУ ТП на примере структурной схемы реализации АСУ ТП.
14. Виды критериев эффективности управления процессами в АСУ ТП.
15. Назначение, функции и структурные схемы АСУП металлургического производства.
16. Иерархический принцип построения АСУП, подсистема поддержки принятия решений.

3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ТИПОВЫХ ЗВЕНЬЕВ, СОСТАВЛЯЮЩИХ ЛОКАЛЬНЫЙ КОНТУР РЕГУЛИРОВАНИЯ

Контур регулирования можно представить в виде комбинации соединения элементарных звеньев различного типа. Для того чтобы правильно структурно представить, создать и физически обоснованно настроить (наладить) соответствующий контур управления технологическим параметром, необходимо знать статические, динамические характеристики и динамические параметры каждого из звеньев, составляющих контур управления.

В реальных условиях наиболее часто в структурных схемах контуров управления используются следующие звенья.

3.1. Пропорциональное звено

Между входной и выходной величинами пропорционального звена отсутствует сдвиг во времени. Выходная величина мгновенно изменяется пропорционально входной.

Для такого звена справедливо соотношение

$$\frac{X_{\text{вых}}(\tau)}{X_{\text{вх}}(\tau)} = K, \quad (3.1)$$

где $X_{\text{вых}}(\tau)$ – изменение выходного параметра во времени; $X_{\text{вх}}(\tau)$ – изменение входного параметра во времени; K – коэффициент передачи (усиления) звена.

Коэффициент K показывает, на сколько изменится выходная величина при изменении входной на единицу.

Необходимо помнить, что размерности $X_{\text{вых}}(\tau)$ и $X_{\text{вх}}(\tau)$, как правило, не совпадают, тогда в отличие от коэффициента усиления величина K имеет размерность и называется коэффициентом передачи.

В производственных условиях иногда применяется пропорциональный закон регулирования, реализуемый с использованием пропорционального П-регулятора (регулятора с жесткой обратной связью по положению выходного вала исполнительного механизма).

На рис. 3.1 показано условное обозначение пропорционального звена и траектории изменения во времени $X_{\text{вых}}(\tau)$ и $X_{\text{вх}}(\tau)$.

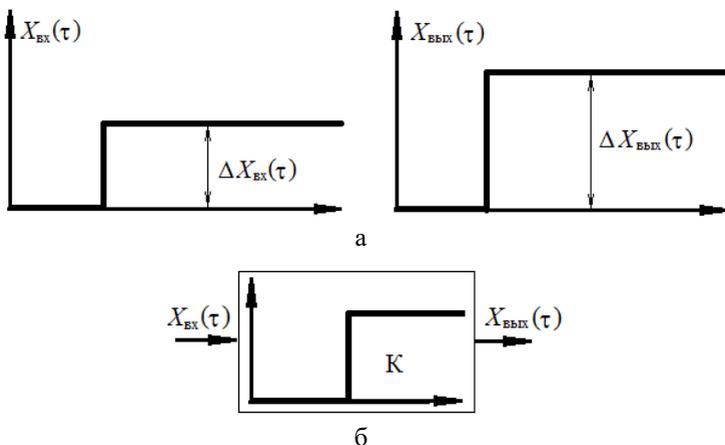


Рис. 3.1. Траектории изменения $X_{\text{вых}}(\tau)$ и $X_{\text{вх}}(\tau)$ (а) и условное обозначение пропорционального звена (б)

Если $K = K_p$ – коэффициент передачи пропорционального регулятора, то

$$K_p = \frac{\Delta X_{\text{вых}}(\tau)}{\Delta X_{\text{вх}}(\tau)} \left[\frac{\% \text{ хода исполнительного механизма}}{\text{ед. измерения регулируемого параметра}} \right]. \quad (3.2)$$

3.2. Инерционное звено первого порядка

Инерционное звено первого порядка обычно называют инерционностью. Свойство инерционности в той или иной мере присуще всем реальным объектам регулирования и оно является одним из основных негативных явлений, с которыми необходимо бороться при управлении производственными объектами.

Иногда при наличии высокочастотных помех входного информационного сигнала, например, при использовании оптических датчиков для измерения и регулирования температуры поверхности нагреваемых в печи заготовок, инерционность на входе регулятора создается искусственно и такой прием называют сглаживанием (демпфированием).

У инерционного звена первого порядка выходная величина $X_{\text{вых}}(\tau)$ не следует непосредственно за изменением входной величины $X_{\text{вх}}(\tau)$.

В установившемся состоянии при $\tau \rightarrow \infty$ соотношения $X_{\text{вых}}(\tau) / X_{\text{вх}}(\tau)$ принимают равным единице.

Графическое изменение входной $X_{\text{вх}}(\tau)$ и выходной $X_{\text{вых}}(\tau)$ величин и условное обозначение инерционного звена первого порядка представлены на рис. 3.2.

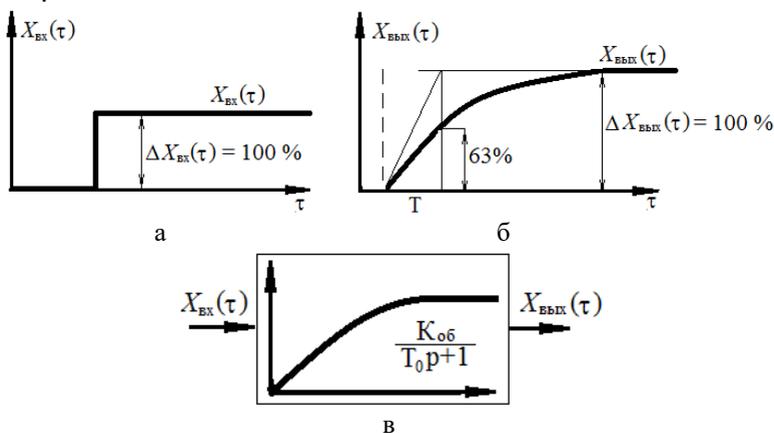


Рис. 3.2. Траектории изменения входного (а) и выходного сигнала (б), условное обозначение инерционного звена первого порядка (в)

На рис. 3.2 обозначено: $K_{\text{об}} = \frac{\Delta X_{\text{вых}}(\tau)}{\Delta X_{\text{вх}}(\tau)}$ и $T = T_0$.

Инерционность звена (объекта) количественно оценивается постоянной времени T .

Постоянная времени T есть время, за которое выходная величина $X_{\text{вых}}(\tau)$ переходит из одного установившегося значения в другое (при скачкообразном изменении $X_{\text{вх}}(\tau)$), если изменение будет происходить с постоянной максимальной скоростью.

У линейных звеньев значение T постоянно и поэтому оно называется постоянной времени и объективно количественно характеризует инерционные свойства объекта. Величина T не зависит от величин входного воздействия.

Дифференциальное уравнение инерционного звена первого порядка имеет вид

$$T \cdot \frac{dX_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau} + X_{\text{вых}}(\tau) = X_{\text{вх}}(\tau). \quad (3.3)$$

Если величина $X_{\text{ex}}(\tau)$ изменяется скачкообразно, то при таком изменении $X_{\text{был}}(\tau)$ определяется выражением

$$X_{\text{был}}(\tau) = 1 - e^{-c}, \quad c = \frac{\tau}{T}, \quad (3.4)$$

где τ – текущее время.

Преобразуем уравнение (3.3) следующим образом:

$$\frac{dX_{\text{был}}(\tau)}{d\tau} = \frac{X_{\text{ex}}(\tau) - X_{\text{был}}(\tau)}{T}. \quad (3.5)$$

Выражение (3.5) позволяет численно (приближенно) рассчитать траекторию изменения $X_{\text{был}}(\tau)$ при любой траектории $X_{\text{ex}}(\tau)$, т.е. рассчитать реакцию инерционного объекта на входное воздействие во времени, используя метод Эйлера.

Пример. Рассчитать изменение температуры печи t_n , измеряемой термопарой с постоянной времени $T = 5$ с при заданной траектории изменения температуры факела (греющей среды $t_{\text{гс}}$) во времени. Температура греющей среды зависит от расхода топлива. На рис. 3.3 показана траектория изменения температуры греющей среды.

Решение. Уравнение (3.5) в соответствии с условием задачи будет иметь вид:

$$\frac{dt_n(\tau)}{d\tau} = \frac{t_{\text{гс}}(\tau) - t_n(\tau)}{T}.$$

Это значит, что скорость изменения температуры печи будет пропорциональна текущей разности температур греющей среды и температуры печи и обратно пропорциональна постоянной времени T .

Предположим, что в момент времени $\tau=0$ температура в печи была на 10°C меньше температуры греющей среды. Учитывая значения, приведенные на рис. 3.3, получим $t_{\text{гс}} = 0^\circ\text{C}$, $t_n = -10^\circ\text{C}$ (в относительных единицах) и тогда скорость можно определить как

$$\frac{dt_n(0)}{d\tau} = \frac{0 - (-10)}{5} = 2 \frac{^\circ\text{C}}{\text{с}},$$

а температура печи при $\tau=1$ составит

$$t_n(1) = t_n(0) + \left. \frac{dt_n(0)}{d\tau} \right|_{\tau=0} = -10 + 2 = -8 \text{ C.}$$

Зная температуру печи в момент времени $\tau=1$, можно рассчитать скорость изменения температуры:

$$\frac{dt_n(1)}{d\tau} = \frac{15 - (-8)}{5} = 4,6 \frac{\text{C}}{\text{с}}$$

и температуру печи при $\tau=2$:

$$t_n(2) = t_n(1) + \left. \frac{dt_n(1)}{d\tau} \right|_{\tau=1} = -8 + 4,6 = -3,4 \text{ C.}$$

Проводя аналогичные расчеты во всех точках, получим значения скорости изменения температуры и температуры печи, приведенные в табл. 3.1. На рис. 3.3 отображены значения температуры печи и скорости ее изменения.

Таблица 3.1

Значения скорости изменения температуры и температуры печи
в каждый момент времени исследований

| Время, с | Температура среды, °C | Скорость, °C/с | Температура печи, °C |
|----------|-----------------------|----------------|----------------------|
| 0 | 0 | 2,0 | -10,0 |
| 1 | 15 | 4,6 | -8,0 |
| 2 | 35 | 7,7 | -3,4 |
| 3 | 50 | 9,1 | 4,3 |
| 4 | 70 | 11,3 | 13,4 |
| 5 | 70 | 9,1 | 24,7 |
| 6 | 70 | 7,2 | 33,8 |
| 7 | 70 | 5,8 | 41,0 |
| 8 | 70 | 4,6 | 46,8 |
| 9 | 20 | -6,3 | 51,5 |
| 10 | 20 | -5,0 | 45,2 |
| 11 | 20 | -4,0 | 40,1 |
| 12 | 20 | -3,2 | 36,1 |
| 13 | 20 | -2,6 | 32,9 |

Наличие инерционности существенно изменяет траекторию контролируемого (управляемого) параметра и это обстоятельство необходи-

мо обязательно учитывать при настройке контуров управления в производственных условиях.

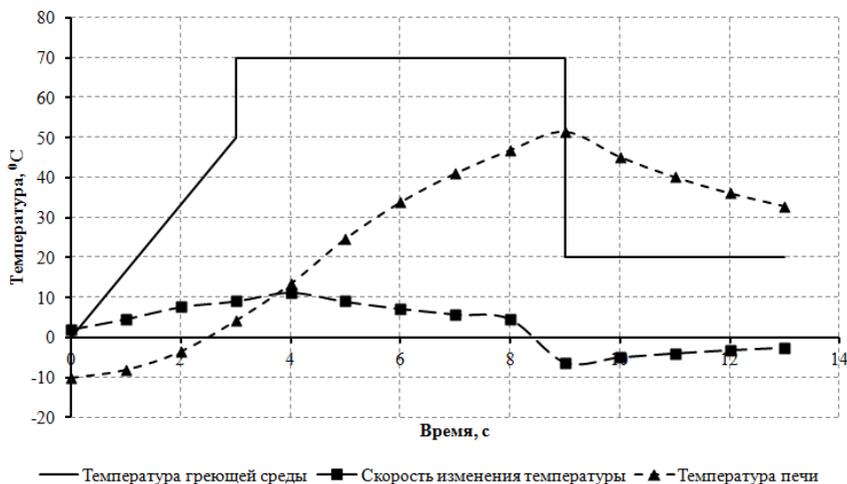


Рис. 3.3. Траектории изменения температуры греющей среды и температуры печи

Если величины $X_{вых}(\tau)$ и $X_{ex}(\tau)$ имеют разные размерности, то выражение (3.4) в этом случае будет иметь вид

$$X_{вых}(\tau) = (1 - e^{-c}) \cdot K, \quad c = \frac{\tau}{T}, \quad (3.6)$$

где $K = \frac{\Delta X_{вых}(\tau)}{\Delta X_{ex}(\tau)}$ при скачкообразном изменении.

3.3. Инерционное звено второго порядка

Динамические свойства объекта для упрощения обычно аппроксимируют (представляют) как инерционное звено первого порядка. Это, к сожалению, удастся не всегда сделать без ущерба для качества управления. Для более точного представления динамические свойства объекта можно представить как последовательное соединение нескольких (не менее двух) инерционностей первого порядка или инерционным звеном второго порядка, когда свойства звена определяются дифференциальным уравнением вида

$$T^2 \cdot \frac{d^2 X_{\text{вблх}}(\tau)}{d\tau^2} + 2T\xi \frac{dX_{\text{вблх}}(\tau)}{d\tau} + X_{\text{вблх}}(\tau) = X_{\text{вх}}(\tau), \quad (3.7)$$

где T – собственная постоянная времени звена; ξ – относительный коэффициент затухания, определяющий вид переходного процесса; при $0 < \xi < 1$ – колебательный затухающий процесс, $\xi \geq 1$ – аperiodический переходный процесс.

Если используется последовательное соединение двух инерционностей, тогда справедливы соотношения:

$$T^2 = T_1 \cdot T_2; \quad 2T\xi = T_1 + T_2; \quad \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{T_1}{T_2} + \frac{T_2}{T_1} \geq 1, \quad (3.8)$$

$$T_1 = \frac{T}{\xi} - \sqrt{\xi^2 - 1}; \quad T_2 = \frac{T}{\xi} + \sqrt{\xi^2 - 1};$$

где T_1, T_2 – постоянные времени двух инерционных звеньев первого порядка.

Справедливо следующее положение: последовательное соединение двух (или более) инерционных звеньев первого порядка может вести себя как аperiodическое звено, т.е. обладать самовывравниванием.

Наличие нескольких инерционных элементов в объекте управления, включенных последовательно, приводит к возникновению в объекте емкостного или переходного запаздывания. В этом случае объект какое-то время совершенно не реагирует на управляющее воздействие. Это оказывает негативное влияние на качество и эффективность управления.

В качестве примера инерционного звена второго порядка можно привести измерение температуры купола воздухонагревателя с помощью термопары, установленной в защитном стакане. Здесь T_1 характеризует инерционность самой термопары, T_2 характеризует инерционность защитного стакана при передаче тепла от греющей среды к термопаре.

Пример. При измерении температуры рабочего пространства нагревательных печей используют оптический пирометр (обычно полного излучения), свизированный на дно алундового или карборундового стакана, установленного в рабочем пространстве печи. Необходимо рассчитать выходной сигнал датчика температуры на скачкообразное изменение температуры греющей среды (факала) при изменении расхода топлива, при постоянной времени пирометра $T_2 = 2$ с, постоянной времени

алундового стакана $T_1 = 6$ с и изменении температуры греющей среды на 50 °С. До нанесения скачкообразного возмущения система находилась в установившемся состоянии, т.е. температура алундового стакана практически одинакова с температурой греющей среды и равна 1300 °С. Обозначим $t_{zc}(\tau)$ температуру греющей среды, $t_c(\tau)$ температуру внутренней поверхности дна алундового стакана, $t_{бвпх}(\tau)$ – текущее значение температуры, измеряемое оптическим (самым быстродействующим) датчиком.

На рис. 3.4 представлена структурная схема формирования сигнала $t_{бвпх}(\tau)$:

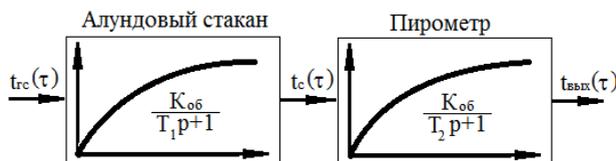


Рис. 3.4. Структурная схема формирования выходного сигнала температуры рабочего пространства нагревательной печи

В момент времени $\tau=0$ температура греющей среды скачкообразно увеличена на 50 °С. Поскольку до возмущения система находилась в установившемся состоянии, то $t_{бвпх}(\tau) = t_c(\tau) = t_{zc}(\tau) = 1300$ °С. Расчет траектории $t_c(\tau)$ и $t_{zc}(\tau)$ производим в относительных единицах, переместив начало координат в точку $t=1300$ °С по шкале температур.

При $\tau=0$ считаем известными значения $t_{бвпх}(\tau) = 0$ °С, $t_c(\tau) = 0$ °С, $t_{zc}(\tau) = 50$ °С, тогда:

$$\left. \frac{dt_c(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=0} = \frac{t_{zc}(0) - t_c(0)}{6} = \frac{50 - 0}{6} = 8,3 \frac{C}{c};$$

при $\tau=1$ с получим:

$$t_c(1) = t_c(0) + \left. \frac{dt_c(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=0} = 0 + 8,3 = 8,3 \text{ C};$$

$$\left. \frac{dt_c(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=1} = \frac{t_{zc}(1) - t_c(1)}{6} = \frac{50 - 8,3}{6} = 6,95 \frac{C}{c};$$

при $\tau=2$ с получим:

$$t_c(2) = t_c(1) + \left. \frac{dt_c(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=1} = 8,3 + 6,95 = 15,3 \text{ C};$$

$$\left. \frac{dt_c(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=2} = \frac{t_{zc}(2) - t_c(2)}{6} = \frac{50 - 15,3}{6} = 5,8 \frac{\text{C}}{\text{с}}.$$

По аналогии определяем траекторию изменения $t_c(\tau)$ во времени (табл. 3.2).

Таблица 3.2

Значения скорости изменения температуры и температуры печи в каждый момент времени исследований

| Время, с | Температура греющей среды, °C | Скорость изменения температуры стакана, °C/с | Температура стакана, °C | Измеренная пирометром температура, °C | Скорость изменения выходной температуры, °C/с |
|----------|-------------------------------|--|-------------------------|---------------------------------------|---|
| 0 | 50 | 8,3 | 0 | 0 | 0 |
| 0,5 | 50 | 8,3 | 0 | 0 | 2,08 |
| 1 | 50 | 6,9 | 8,3 | 2,08 | 2,95 |
| 2 | 50 | 5,8 | 15,3 | 5,03 | 4,98 |
| 3 | 50 | 4,8 | 21,1 | 10,01 | 5,40 |
| 4 | 50 | 4,0 | 25,9 | 15,41 | 5,13 |
| 5 | 50 | 3,3 | 29,9 | 20,55 | 4,59 |
| 6 | 50 | 2,8 | 33,3 | 25,14 | 3,98 |
| 7 | 50 | 2,3 | 36,0 | 29,13 | 3,39 |
| 8 | 50 | 1,9 | 38,4 | 32,53 | 2,87 |
| 9 | 50 | 1,6 | 40,3 | 35,40 | 2,41 |
| 10 | 50 | 1,3 | 41,9 | 37,81 | 2,02 |

При расчете траектории $t_{вых}(\tau)$ необходимо вместо $t_{zc}(\tau)$ использовать траекторию $t_c(\tau)$, полученную на предыдущем шаге решения. Учитывая, что при $\tau=0$ $t_{вых}(\tau) = t_c(\tau) = t_{zc}(\tau)$, то скорость изменения выходной температуры также будет равна нулю:

$$\left. \frac{dt_{вых}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=0} = \frac{t_c(0) - t_{вых}(0)}{2} = \frac{0 - 0}{2} = 0 \frac{\text{C}}{\text{с}}.$$

Следовательно, на следующем дискретном шаге расчета текущее значение $t_{\text{вых}}(\tau)$ также будет равно 0°C .

В реальных промышленных системах имеется зона нечувствительности, и начальное значение выходного параметра сохраняется на первом интервале дискретизации расчета.

Для уменьшения ошибки расчета следует уменьшить интервал дискретизации. Уменьшим шаг дискретизации хотя бы на первом шаге. Приведем подробное описание нескольких шагов расчета при $\Delta\tau=0,5$ с.

При $\tau=0,5$ с получим:

$$t_{\text{вых}}(0,5) = t_{\text{вых}}(0) + \left. \frac{dt_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=0} = 0 + 0 = 0^{\circ}\text{C};$$

$$\left. \frac{dt_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=0,5} = \frac{t_c(0,5) - t_{\text{вых}}(0,5)}{2} = \frac{4,17 - 0}{2} = 2,08 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{с}};$$

при $\tau=1$ с получим:

$$t_{\text{вых}}(1) = t_{\text{вых}}(0,5) + \left. \frac{dt_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=0,5} = 0 + 2,08 = 2,08^{\circ}\text{C};$$

$$\left. \frac{dt_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=1} = \frac{t_c(1) - t_{\text{вых}}(1)}{2} = \frac{7,98 - 2,08}{2} = 2,95 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{с}};$$

Далее расчет делаем для $\Delta\tau=1,0$ с, при $\tau=2$ с получим:

$$t_{\text{вых}}(2) = t_{\text{вых}}(1) + \left. \frac{dt_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=1} = 2,08 + 2,95 = 5,03^{\circ}\text{C};$$

$$\left. \frac{dt_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=2} = \frac{t_c(2) - t_{\text{вых}}(2)}{2} = \frac{14,99 - 5,03}{2} = 4,98 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{с}}.$$

По аналогии определяем траекторию изменения $t_{\text{вых}}(\tau)$ во времени (см. табл. 3.2).

Расчетные траектории $t_{\text{вых}}(\tau)$ и $t_c(\tau)$ приведены на рис. 3.5. Траектория $t_{\text{вых}}(\tau)$ содержит элементы запаздывания и имеет экстремальный вид зависимости для скорости изменения выходной температуры:

$$\frac{dt_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau} = \Psi(\tau),$$

т.е. точку перегиба при $\tau=3$ с траектории $t_{\text{вых}}(\tau)$.

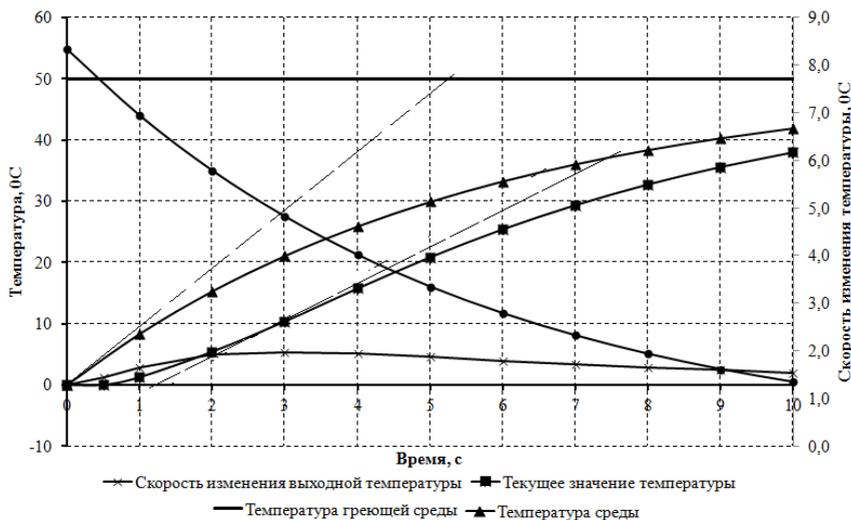


Рис. 3.5. Траектории изменения температуры стенки защитного стакана и показаний пирометра, а также скорости их изменения

В результате имеем результирующее звено с динамическими параметрами $\tau_3=1,3$ с, $T_0=8$ с, где τ_3 – *время запаздывания*, т.е. время от момента изменения входного параметра до момента начала изменения выходного параметра с постоянной максимальной скоростью.

Такое запаздывание называется емкостным или переходным и определяется последовательным соединением нескольких инерционных звеньев. Это переходное (динамическое) запаздывание не следует путать с чистым (транспортным) запаздыванием.

3.4. Звено запаздывания

Если изменение выходной величины полностью повторяет изменение входной величины (например, количество материала на транспортной ленте при изменении расхода материала дозатором), но между ними имеется сдвиг во времени, то в данном случае существует запаздывание выходной величины по отношению к входной.

В данном случае соблюдается условие

$$X_{\text{вых}}(\tau) = X_{\text{вх}}(\tau - \tau_3^*), \quad (3.9)$$

где τ_3^* – время запаздывания «чистое», или транспортное.

Явление запаздывания можно представить как результат прохождения сигнала по бесконечному числу последовательно соединенных инерционных звеньев первого порядка, когда сумма постоянных времени отдельных звеньев без обратной связи равна τ_3^* . При расчетах звено с запаздыванием можно приближенно заменить инерционным звеном первого порядка, если τ_3^* достаточно мало. Это всегда можно сделать, если в одном контуре управления со звеном запаздывания включено инерционное звено первого порядка с намного большей постоянной времени или интегрирующее звено.

3.5. Интегрирующее звено

В интегрирующем звене скорость изменения выходной величины $dX_{\text{вых}}(\tau)/d\tau$ пропорциональна входной величине $X_{\text{вх}}$. При $X_{\text{вх}} = 0$ получим $X_{\text{вых}}(\tau) = \text{const}$:

$$\frac{dX_{\text{вых}}(\tau)}{d\tau} = \frac{X_{\text{вх}}(\tau)}{T_{II}},$$

или

$$X_{\text{вых}}(\tau) = \frac{1}{T_{II}} \int_0^{\tau} X_{\text{вх}}(\tau) d\tau \text{ при } X_{\text{вых}}(\tau) \in [0, X_{\text{вых}}^{\max}]. \quad (3.10)$$

Изменение $X_{\text{вых}}(\tau)$ может происходить только до некоторого предела (обычно заданного) $X_{\text{вых}}^{\max}$.

Постоянная величина T_{II} называется *временем интегрирования*. Эта величина количественно характеризует скорость изменения выходного параметра, приходящуюся на единицу изменения $X_{\text{вх}}(\tau)$.

Чем больше T_{II} , тем меньше изменяется выходная величина в единицу времени.

Если входная и выходная величины однородны по своей физической природе, то численное значение T_{II} определяется простым образом в соответствии с рис. 3.6.

Если в момент времени $\tau=0$ величина $X_{ex}(\tau)$ скачком изменяется в данном случае от нулевого до некоторого значения ΔX_{ex} , то выходная величина $X_{вых}(\tau)$ возрастет линейно и за время T_{II} прирост значения $\Delta X_{вых}$ станет равным величине ΔX_{ex} .

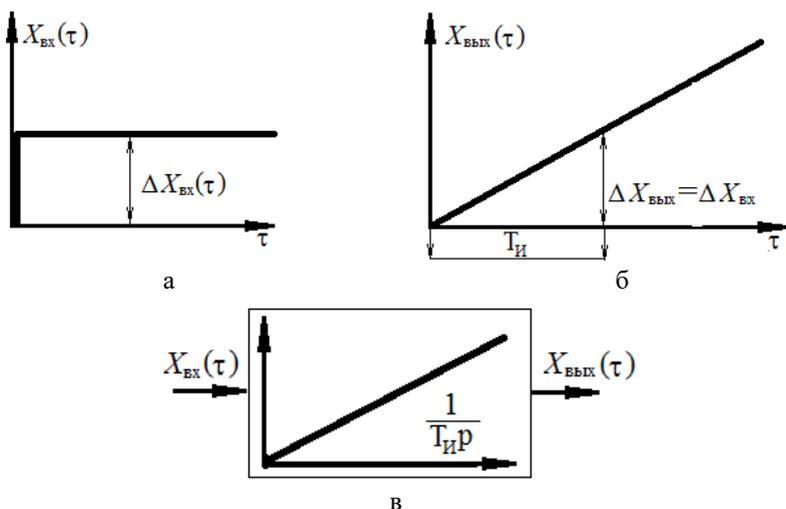


Рис. 3.6. Изменение входного (а) и выходного (б) сигналов во времени в интегрирующем звене и условное обозначение интегрирующего звена (в)

Переходная функция интегрирующего звена $f(\tau)$, определяющая траекторию изменения $X_{вых}(\tau)$ при изменении ΔX_{ex} на единицу, определяется выражением:

$$f(\tau) = \frac{X_{вых}(\tau)}{X_{ex}(\tau)} = \frac{\tau}{T_{II}}, \quad (3.11)$$

где T_{II} характеризует запаздывающие свойства звена.

В качестве примера интегрирующего звена можно привести угол поворота вала исполнительного механизма (ИМ) постоянной скорости. Эти механизмы очень широко используются в контурах управления технологическими параметрами.

При отсутствии управляющего напряжения вал двигателя ИМ неподвижен. При подаче управляющей команды (скачок входной величины X_{ex}) вал ИМ начинает вращаться с постоянной скоростью. Постоянная скорость в данном случае определяется технической характеристикой ИМ.

Другим примером интегрирующего звена является уровень металла в кристаллизаторе МНЛЗ при постоянной скорости вытягивания слитка из кристаллизатора. Если увеличить приток жидкого металла в кристаллизатор, а скорость вытягивания оставить постоянной, то уровень металла постепенно будет повышаться. Это приведет к смещению теплового баланса кристаллизатора в направлении избытка тепла. Избыток приведет к замедлению кристаллизации и, как следствие, к выходу из кристаллизатора слитка с тонким слоем застывшего металла. Это чревато прорывом незастывшего металла и возникновением аварийной ситуации.

Объекты, обладающие интегрирующими свойствами, очень сложны для управления и требуют более тщательного контроля эффективности работы управляющего контура.

3.6. Дифференцирующее звено

Если выходная величина звена пропорциональна скорости изменения входной величины, то такое звено называется дифференцирующим.

Это свойство звена определяется уравнением:

$$X_{вых}(\tau) = T_D \frac{dX_{ex}(\tau)}{d\tau}, \quad (3.12)$$

где T_D – коэффициент пропорциональности, который называется временем дифференцирования.

Величина T_D определяет степень чувствительности выходной величины к изменению входной. Физический смысл количественной оценки значения T_D отчетливо виден на рис. 3.7.

Если параметры X_{ex} и $X_{вых}$ имеют одинаковую физическую природу (например, напряжение), то величину T_D можно определить, если X_{ex} будет изменяться с постоянной скоростью:

$$\frac{dX_{\text{ex}}(\tau)}{d\tau} = \text{const.}$$

Время дифференцирования T_D дифференцирующего элемента есть время, за которое входная величина, изменяясь с постоянной скоростью, достигнет значения выходной величины.

Если на входе дифференцирующего звена сигнал $X_{\text{ex}}(\tau)$ изменить скачком, то $X_{\text{вых}}(\tau)$ за время $\Delta\tau \rightarrow 0$ должна быть бесконечно большой и затем вновь уменьшится до нуля, т.к. $X_{\text{вых}}(\tau) = \text{const}$, т.е.

$$\frac{dX_{\text{ex}}(\tau)}{d\tau} = 0.$$

Реакция дифференцирующего звена на чисто скачкообразное возмущение будет практически нулевой. Время T_D характеризует предвращающие свойства звена.

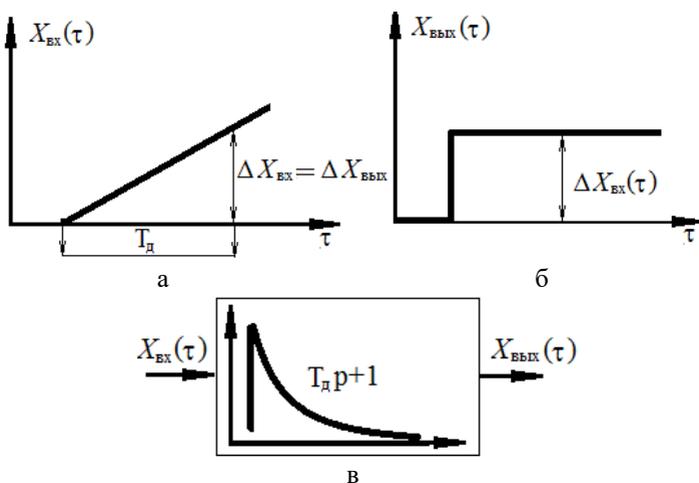


Рис. 3.7. Изменение во времени входного (а) и выходного (б) сигналов в дифференцирующем звене и условное обозначение реального дифференцирующего звена (в)

В качестве реального дифференцирующего устройства в производственных условиях можно использовать обычный электронный потен-

циометр или любой вторичный измерительный прибор, работающий по компенсационному принципу измерения.

Структурная схема электронного потенциометра или любого измерительного электронного прибора, построенного по компенсационному признаку, представлена на рис. 3.8.

Любой вторичный электронный прибор структурно представляет собой усилитель с большим коэффициентом усиления ($K=10^6-10^7$), охваченный отрицательной обратной связью, содержащей интегрирующий элемент (конденсаторный асинхронный двигатель) и блок с зоной нечувствительности U_n .

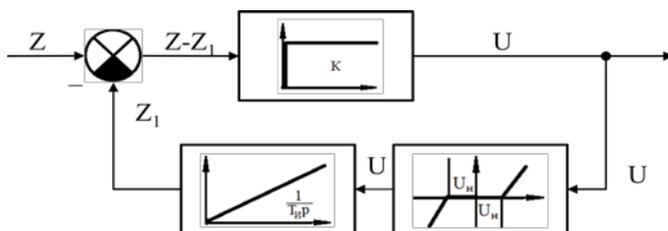


Рис. 3.8. Структурная схема электронного потенциометра, используемого как дифференцирующее звено при $K=10^6$

Зона нечувствительности определяется напряжением трогания двигателя (12 – 15 В). То есть при $|U| < U_n$ обратная связь исключена и ротор двигателя неподвижен.

При $|U| \geq U_n$ двигатель вращается со скоростью, пропорциональной значению постоянной времени интегрирования T_{II} (обычно 27 или 72 об/мин).

Динамика изменения сигнала U во времени определяется системой уравнений:

$$\begin{cases} U = K \cdot (Z - Z_1), \\ Z_1 = \frac{U}{T_{II} p}, \text{ при } U > U_n, \end{cases} \quad (3.13)$$

где U – выходной сигнал усилителя; Z – входной сигнал датчика технологического параметра; Z_1 – компенсирующий сигнал, вырабатываемый электронной измерительной схемой потенциометра (вторичного прибора).

После преобразований получим:

$$U \left(\frac{1}{T_{II}P} + \frac{1}{K} \right) = K \cdot Z. \quad (3.14)$$

Умножив правую и левую части на $T_{II}P / K$, получим:

$$U \left(\frac{T_{II}P}{K} + 1 \right) = T_{II}P \cdot Z. \quad (3.15)$$

При $K=10^6$ получим $\frac{T_{II}}{K} = 0$ и тогда

$$U = T_{II}P \cdot Z \quad \text{или} \quad U = T_{II} \cdot \frac{dZ}{d\tau}.$$

Вывод: сигнал на выходе усилителя U электронного вторичного прибора, работающего по принципу компенсации, пропорционален производной от входного сигнала датчика технологического параметра. Для увеличения значения сигнала U в данном случае целесообразно использовать более тихоходные (с большим числом редукции) компенсирующие двигатели (большие значения T_{II}).

Использование вторичного измерительного прибора в качестве дифференцирующего устройства не требует применения специальных дифференцирующих устройств, что упрощает схему.

Структурные схемы реальных контуров управления содержат различные виды способов соединения рассмотренных звеньев.

При использовании современных программируемых технических средств типа микропроцессорных регулирующих контроллеров (МРК) программная реализация типовых звеньев не представляет практически никаких трудностей.

Контрольные вопросы по разделу 3

1. Динамические характеристики пропорционального звена, физический смысл параметров.
2. Динамические характеристики интегрирующего звена, физический смысл параметров.
3. Динамические характеристики дифференцирующего звена, физический смысл параметров.
4. Динамические характеристики звена запаздывания, физический смысл параметров.

5. Динамические характеристики инерционного звена первого порядка, физический смысл параметров.
6. Динамические характеристики инерционного звена второго порядка, физический смысл параметров.

4. ТИПОВЫЕ ЗАКОНЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ И ИХ ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

4.1. Общие сведения

Используемые в настоящее время в промышленном производстве автоматические непрерывные регуляторы и их цифровые аналоги (в микропроцессорных контроллерах) относятся к устройствам функционального непрерывного действия.

Это значит, что между входными и выходными параметрами регулятора существует непрерывная функциональная связь.

Входными параметрами регулятора являются сигналы, пропорциональные текущим заданному и действительному значениям регулируемого параметра.

В измерительной (входной) схеме регулятора формируется сигнал рассогласования (ошибки регулирования) в соответствии с условием:

$$\xi(\tau) = X_{зад}(\tau) - X_{дейст}(\tau), \quad (4.1)$$

где $\xi(\tau)$ – сигнал рассогласования; τ – время; $X_{зад}(\tau)$, $X_{дейст}(\tau)$ – заданное и действительное текущие значения регулируемого параметра.

Выходной величиной регулятора являются командные импульсы, управляющие работой исполнительного механизма, перемещающего регулирующей орган. Поэтому наиболее удобно выходной параметр регулятора оценивать в % хода вала исполнительного механизма (ИМ) в пределах допустимого перемещения, ограниченного концевыми выключателями ИМ (0–100 % хода ИМ).

Между входной и выходной величинами регулятора существует определенная функциональная связь, называемая *законом регулирования*.

Закон регулирования формируется непосредственно в контуре управления путем использования различных типов обратной связи.

Эффективность работы регулирующего контура при выбранном законе регулирования зависит от значений параметров динамической настройки регулятора, входящих в виде постоянных коэффициентов в уравнения, определяющие закон регулирования.

Схемное или программное решение реализации используемого закона регулирования позволяет изменять значения этих коэффициентов в широких пределах.

Величины динамических параметров настройки регулятора должны соответствовать динамическим параметрам объекта управления.

Правильный выбор коэффициентов настройки регулятора является главной задачей технологической наладки контура управления на реальном производственном объекте.

Существующие в производственных условиях контуры управления в соответствии с используемыми в них законами регулирования подразделяются на пять типов. Принцип работы контуров управления рассмотрен для простоты на примере аналоговых контуров.

4.2. Интегральные регуляторы

Эти регуляторы не имеют обратной связи и реализуют интегральный И-закон регулирования. Они иногда называются астатическими.

Зависимость между входной и выходной величинами И-регулятора определяется выражением

$$Y(\tau) = K_{p1} \cdot \int_0^{\tau} \xi(\tau) d\tau \quad (4.2)$$

или

$$\frac{dY(\tau)}{d\tau} = K_{p1} \cdot \xi(\tau),$$

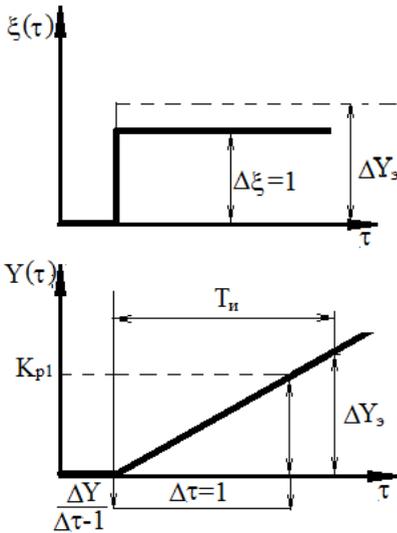
где $\xi(\tau)$ – отклонение регулируемого параметра от задания, ед. измерения параметра; $Y(\tau)$ – угол поворота вала ИМ, % хода ИМ.

Отличительной особенностью И-регулятора является выполнение следующего условия: скорость перемещения вала исполнительного механизма пропорциональна величине отклонения регулируемого параметра от задания.

Динамическим параметром настройки И-регулятора является коэффициент передачи K_{p1} , численно равный величине скорости перемещения выходного вала ИМ, приходящейся на единицу отклонения регулируемого параметра от задания, т.е.

$$K_{p1} = \frac{\Delta Y}{\xi(\tau)}. \quad (4.3)$$

Физический смысл параметра K_{p1} можно выяснить из анализа траектории переходной (временной) характеристики И-регулятора, представленной на рис. 4.1.



$$\Delta Y_3 = \frac{\Delta \xi}{K_{об}},$$

$$K_{p1} = \frac{\Delta Y}{\xi(\tau)},$$

$$\Delta Y_3 = \Delta \xi \text{ при } K_{об} = 1.$$

Рис. 4.1. Переходная характеристика И-регулятора

При $\Delta \xi = 1$ из (4.3) получаем, что $K_{p1} = \frac{\Delta Y}{\Delta \tau}$, т.е. при $\Delta \tau = 1$ с коэффициентом передачи И-регулятора численно равен приращению $\Delta Y(\tau)$ угла поворота вала ИМ в единицу времени, т.е. скорости ИМ.

Но для характеристики интегрирующего звена обычно используется постоянная времени интегрирования $T_{И}$.

Для перевода входного параметра И-регулятора $\Delta \xi$ в физические величины выходного параметра ΔY используем выражение

$$K_{об} = \frac{\Delta \xi}{\Delta Y} \text{ или } \Delta Y_3 = \frac{\Delta \xi}{K_{об}},$$

где ΔY_3 – эквивалентный $\Delta \xi$ угол поворота вала ИМ.

Отсюда определим постоянную времени интегрирования $T_{И}$, которая также является характеристикой скорости исполнительного механизма. $T_{И}$ означает время, за которое угол поворота вала ИМ $\Delta Y(\tau)$ станет равным эквивалентному углу поворота вала ΔY_3 .

Соотношение между K_{p1} и T_{II} имеет вид

$$K_{p1} = \frac{1}{T_{II}},$$

т.е. чем больше T_{II} , тем меньше K_{p1} .

Передаточная функция И-регулятора будет иметь следующий вид:

$$W_{II}(p) = \frac{1}{T_{II}p}. \quad (4.4)$$

Интегральный регулятор работает практически без остаточного отклонения (с учетом зоны нечувствительности используемых технических средств), но достаточно медленно. Увеличение быстродействия за счет увеличения K_{p1} (уменьшения T_{II}) приводит к возникновению колебательного режима работы.

В качестве примера технической реализации интегрального закона регулирования рассмотрим работу электрогидравлического регулятора, обеспечивающего возможность изменения скорости ИМ в зависимости от величины рассогласования.

В данном регуляторе для формирования сигналов о текущих заданном и действительном значениях регулируемого параметра и для формирования закона регулирования используется электрическая энергия, а для перемещения исполнительного механизма – гидравлическая энергия давления масла 8–12 кгс/см².

Принципиальная схема электрогидравлического регулятора представлена на рис. 4.2.

Входная электрическая схема регулятора содержит два моста: измерительный мост и мост обратной связи. Мосты питаются напряжением переменного тока. С потенциометра $R_{зд}$ снимается сигнал U_3 , пропорциональный заданному текущему значению регулируемого параметра.

С потенциометра $R_{изм}$, встроенного в прибор и измеряющего текущее значение регулируемого параметра, снимается сигнал U_d , пропорциональный действительному текущему значению регулируемого параметра.

На сопротивлении R_3 формируется сигнал рассогласования $\xi(\tau)$, равный разности сигналов U_d и U_3 , т.е. $\xi(\tau) = U_d(\tau) - U_3(\tau)$.

Мост обратной связи содержит два равных сопротивления R_1 и R_2 (для формирования средней точки напряжения питания моста) и сопротивление $R_{ос}$, движок которого механически связан с валом двигателя Д.

На выходе моста формируется напряжение обратной связи U_{oc} , часть которого $K_{pl} \cdot U_{oc}$ сравнивается с напряжением рассогласования $\xi(\tau)$. При среднем положении движка R_{oc} значение U_{oc} равно нулю.

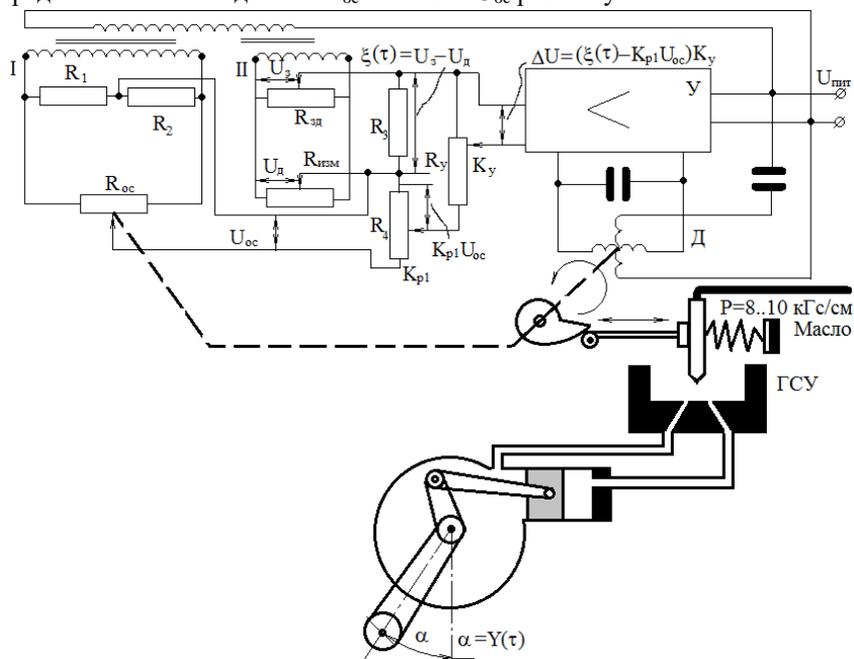


Рис. 4.2. Принципиальная схема интегрального электрогидравлического регулятора

На вход электронного усилителя подается сигнал $\Delta U = K_y(\xi(\tau) - K_{pl} \cdot U_{oc})$. Сопротивление R_y определяет значение масштабного коэффициента K_y , задающего чувствительность регулятора.

При наличии сигнала ΔU он усиливается до величины, достаточной для перемещения конденсаторного двигателя D , включенного на выходе усилителя Y . Двигатель D при вращении поворачивает профилированное лекало, воздействующее на перемещение струйной трубки гидравлического струйного усилителя – ГСУ и перемещает в соответствующем направлении движок реостата обратной связи R_{oc} . При смещении движка со среднего положения появляется сигнал обратной связи U_{oc} .

Направление вращения двигателя выбрано таким, чтобы сигнал $K_{pl} \cdot U_{oc}$ компенсировал сигнал рассогласования $\xi(\tau)$. В момент равенства сигнала ΔU нулю на входе усилителя двигатель останавливается, т.е. обеспечивается условие $\xi(\tau) = K_{pl} \cdot U_{oc}$.

Одновременно лекало (профилированный кулачок), поворачиваясь, отклоняет струйную трубку ГСУ от среднего положения на величину, пропорциональную рассогласованию $\xi(\tau)$.

При отклонении струйной трубки ГСУ от среднего положения гидравлический поршневой кривошипный исполнительный механизм начинает перемещаться со скоростью, пропорциональной отклонению струйной трубки, а значит, и величине $\xi(\tau)$.

При отклонении струйной трубки от среднего положения образуется разность давлений в сопловых отверстиях ГСУ и линиях, ведущих к ИМ. Исполнительный механизм начинает перемещаться со скоростью, пропорциональной величине разности давлений, т.е. отклонению трубки от среднего положения.

По мере движения ИМ величина $\xi(\tau)$ начинает уменьшаться, т.е. значение ΔU меняет свой знак, изменение фазы сигнала ΔU на входе усилителя заставит двигатель Д перемещаться в обратном направлении.

И по мере достижения величиной U_d значения U_z струйная трубка и движок реостата R_{oc} снова вернутся в исходное среднее положение. Двигатель останавливается, процесс регулирования закончен.

Недостатком И-регулятора является необходимость точного согласования скорости ИМ и инерционных свойств объекта. Поэтому эти регуляторы не обеспечивают необходимой оперативности (быстроты) управления. Стремление увеличить скорость ИМ для повышения оперативности приводит к возникновению существенных колебаний регулируемой величины. Поэтому чисто интегральные регуляторы в настоящее время используются достаточно редко. Да и сложно электрически точно выполнить условие $dY/dt = K_{pl} \cdot \xi(\tau)$ при применении в ИМ асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Проблема решается проще при использовании способов частотного регулирования скорости.

4.3. Пропорциональные регуляторы

Пропорциональные регуляторы (П-регуляторы) реализуют пропорциональный закон регулирования в соответствии с условием:

$$Y = K_p \cdot \xi(\tau). \quad (4.5)$$

Отличительной особенностью П-регулятора является условие: угол поворота вала исполнительного механизма пропорционален величине отклонения регулируемого параметра от задания.

Пропорциональный закон реализуется путем использования «жесткой» обратной связи по положению вала исполнительного механизма.

На вход П-регулятора дополнительно подается сигнал с датчика положения вала исполнительного механизма (обычно это индукционный или реостатный датчик).

Пропорциональный регулятор имеет один параметр динамической настройки – коэффициент передачи K_p .

Коэффициент передачи K_p численно равен углу поворот вала ИМ, приходящегося на единицу отклонения регулируемого параметра от задания, т.е. имеет следующую размерность:

$$K_p = \frac{\Delta Y}{\Delta \xi(\tau)} = \frac{\% \text{ хода ИМ}}{\text{Ед. изм. регулируемого параметра}}. \quad (4.6)$$

П-регулятор обеспечивает быстрое, но неточное регулирование. Причиной этого является наличие статической (установившейся) погрешности.

Физический смысл и конкретное значение K_p , установленное в данном П-регуляторе, ясны из анализа переходной функции (временной характеристики или кривой разгона П-регулятора), представленной на рис. 4.3.

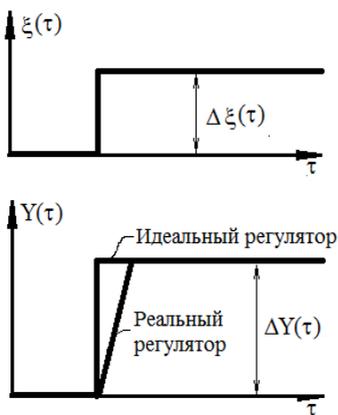


Рис. 4.3. Переходные функции идеального и реального П-регуляторов

Поскольку скорость реальных промышленных исполнительных механизмов постоянна и ограничена, то переходные характеристики идеального и реального П-регулятора в начальный момент времени отличаются.

Передаточная функция П-регулятора имеет вид:

$$W_n(p) = K_p. \quad (4.7)$$

Причину появления установившейся погрешности рассмотрим на конкретном примере. В качестве примера технической реализации пропорционального закона регулирования рассмотрим работу регулятора БР-11. Принципиальная схема бесконтактного регулятора БР-11 представлена на рис. 4.4.

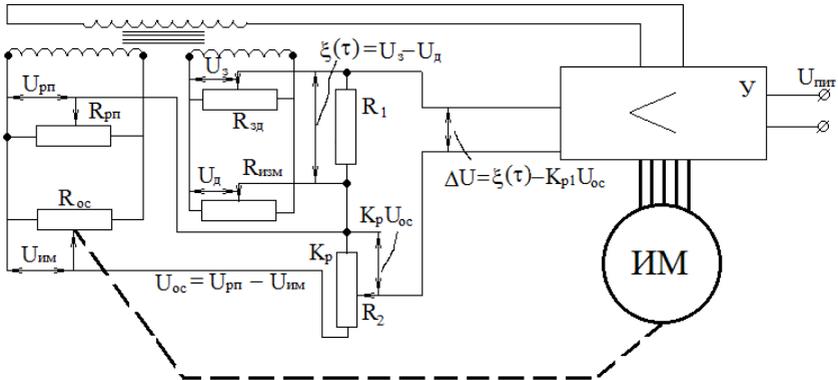


Рис. 4.4. Принципиальная электрическая схема П-регулятора на примере ВР-11

Измерительная схема регулятора содержит две мостовые схемы. Сигнал рассогласования формируется как разность напряжений, снимаемых с потенциометра задатчика $R_{зд}$ и потенциометра $R_{из}$, встроенного в измерительный прибор, контролирующий текущее значение регулируемого параметра:

$$\xi(\tau) = U_з - U_д,$$

где $U_з$ – сигнал, пропорциональный заданному значению регулируемого параметра (определяется углом поворота движка сопротивления задатчика $R_{зд}$); $U_д$ – сигнал, пропорциональный действительному значению регулируемого параметра, формируется реостатом датчика $R_{из}$, встроенным в прибор, измеряющим текущее значение регулируемого параметра.

Сигнал обратной связи $U_{ос}$ по положению вала ИМ формируется мостовой схемой, образованной сопротивлениями $R_{рп}$ и $R_{ос}$. Сигнал $U_{ос}$ представляет собой разность напряжений $U_{ос} = U_{рп} - U_{им}$.

Сопrotивление $R_{рп}$ – реостат ручной перестановки, определяет начальное положение исполнительного механизма при сигнале рассогласования $\xi(\tau)=0$.

Реостатный датчик R_{oc} встроен в исполнительный механизм, а движок реостата механически связан с выходным валом ИМ. Сигнал $U_{им}$ пропорционален углу поворота вала ИМ.

Сигнал обратной связи U_{oc} подается на сопротивление R_2 и часть этого сигнала $K_p U_{oc}$, определяемая установленным значением K_p , сравнивается с сигналом рассогласования $\xi(\tau)$.

На вход усилителя регулятора поступает сигнал $\Delta U = \xi(\tau) - K_p U_{oc}$. Этот сигнал усиливается до величины, достаточной для включения ИМ. Направление движения ИМ выбирается таким, чтобы сигнал U_{oc} компенсировал сигнал рассогласования $\xi(\tau)$. При $\Delta U = 0$, т.е. когда $\xi(\tau) = K_p U_{oc}$, двигатель останавливается.

Рассмотрим на примере реальной схемы П-регулятора физическую сущность появления статической (установившейся, остаточной) ошибки.

Допустим, что входная схема до момента времени $\tau=0$ была сбалансирована, т.е. $U_{oc}=0$ и $\xi(\tau)=0$. Затем в момент времени $\tau>0$ скачкообразно было изменено заданное значение регулируемого параметра U_3 .

В начальный момент времени из-за наличия инерционности объекта и контура регулирования сигнал U_d , пропорциональный действительному значению регулируемого параметра, остается прежним. И на вход усилителя поступает сигнал $\xi(\tau)$, равный $\xi(\tau) = U_3(\tau) - U_d(\tau)$, т.к. $U_{oc}=0$.

Исполнительный механизм включается и формирует сигнал U_{oc} , который компенсирует сигнал рассогласования $\xi(\tau)$. Это делается точно и быстро. При соблюдении условия $\xi(\tau) = K_p U_{oc}$ исполнительный механизм останавливается.

Но одновременно с компенсацией сигнала рассогласования на входе регулятора ИМ, воздействуя через регулирующий орган на объект управления, обеспечивает изменение регулируемого параметра в направлении уменьшения величины рассогласования $\xi(\tau)$.

По мере приближения действительного значения регулируемого параметра к заданию сигнал начинает уменьшаться (разность $U_3(\tau) - U_d(\tau)$ уменьшается).

Это значит, что сигнал $K_p U_{oc}$ станет больше, чем $\xi(\tau)$, т.е. сигнал ΔU изменит свой знак (фазу при переменном токе). Регулятор вынужден для сохранения условия $\Delta U = 0$ начать перемещение исполнительного механизма в обратном направлении, даже если регулируемая величина еще не достигла заданного значения.

Перемещение ИМ в обратном направлении приведет к замедлению изменения действительного значения регулируемого параметра. И в ко-

в конечном итоге, в системе установится некоторый баланс напряжений $\xi(\tau)$ и $K_p U_{ос}$, т.е. П-регулятор не обеспечит точное регулирование.

Для уменьшения статической ошибки при новом заданном значении регулируемого параметра необходимо переместить движок реостата ручной перестановки $R_{рп}$ в соответствующем направлении (в направлении изменения задания) на величину, пропорциональную изменению задания.

Реально это делать достаточно сложно и поэтому П-регуляторы применяются редко.

4.4. Пропорционально-интегральные регуляторы (ПИ-регуляторы)

ПИ-регуляторы иногда называют изодромными или регуляторами с «гибкой» обратной связью. Гибкая обратная связь действует только в период переходного режима и является внутренней обратной связью регулятора. Это самый распространенный в производственных условиях тип регуляторов.

ПИ-регулятор сочетает свойства И-регулятора и П-регуляторов и структурно представляет собой их параллельное соединение.

Зависимость между входной и выходной величинами ПИ-регулятора определяется выражением

$$Y(\tau) = K_p \cdot \xi(\tau) + K_{p1} \int_0^{\tau} \xi(\tau) d\tau \quad (4.8)$$

или

$$Y(\tau) = K_p \cdot \left(\xi(\tau) + \frac{1}{T_{из}} \int_0^{\tau} \xi(\tau) d\tau \right),$$

где $T_{из} = \frac{K_p}{K_{p1}} = \frac{\Delta Y}{\xi(\tau)} : \left(\frac{\Delta Y}{\Delta \tau} \xi(\tau) \right) = \Delta \tau$ – время издрома.

Данный регулятор имеет два параметра динамической настройки: для настройки пропорциональной части K_p и для настройки интегральной части $T_{из}$.

$T_{из}$ – *время издрома*, характеризует среднюю скорость исполнительного механизма под действием интегральной части ($T_{из} = T_n \cdot K_p$, где T_n – время интегрирования).

Физическую сущность (количественные оценки) реально установленных на регуляторе значений K_p и $T_{из}$ можно выяснить из траектории экспериментально полученной переходной характеристики (кривой раз-

гона) ПИ-регулятора. Переходная характеристика ПИ-регулятора представлена на рис. 4.5.

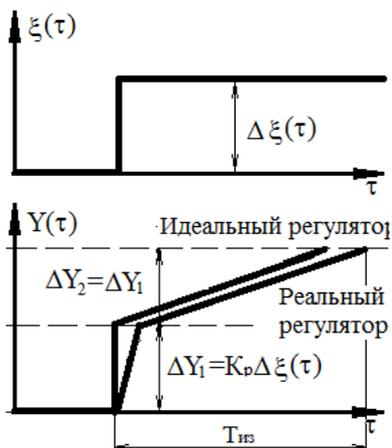


Рис. 4.5. Переходная характеристика при $\xi(\tau)=1$ или кривая разгона ПИ-регулятора

Время изодрома – это время, за которое угол поворота вала исполнительного механизма под действием пропорциональной части ($\Delta Y_1 = K_p \cdot \xi(\tau)$) удваивается интегральной частью $\Delta Y_2 = \Delta Y_1$.

Поэтому иногда время изодрома $T_{из}$ называют временем удвоения.

Передаточная функция ПИ-регулятора имеет вид

$$W_{ПИ}(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_{из} p} \right) = K_p \cdot \frac{1 + T_{из} p}{T_{из} p}. \quad (4.9)$$

То есть ПИ-регулятор имеет предваряющую (дифференцирующую) часть $1 + T_{из} p$ в числителе передаточной функции, что делает его эффективным для использования на инерционных объектах. Структурная схема аналогового ПИ-регулятора представлена на рис. 4.6.

Измерительный блок 1 обеспечивает алгебраическое суммирование с весовыми коэффициентами от одного до трех сигналов с датчиков текущих значений параметров процесса, характеризующих значение регулируемого параметра.

Например, при регулировании уровня воды в барабане парового котла учитывается три параметра: 1 – величина уровня воды в барабане; 2 – расход питательной воды в барабане; 3 – расход пара из котла.

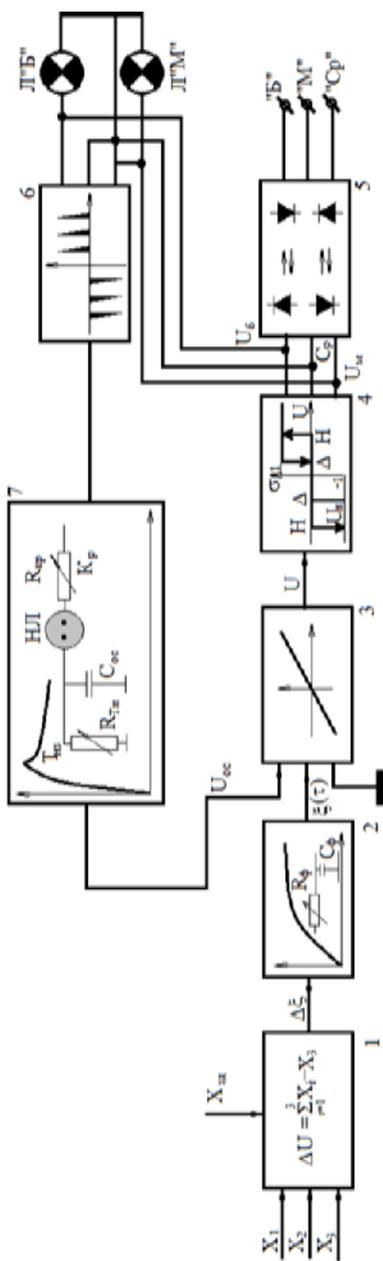


Рис. 4.6. Структурная схема аналогового ПИ-регулятора с внутренней обратной связью

Наличие трех сигналов позволяет учитывать при формировании управляющего воздействия не только само изменение уровня, но и факторы, способствующие его изменению. Увеличение расхода воды приведет к повышению уровня, снижение расхода пара из котла приведет к такому же эффекту, поэтому эти два параметра берутся с разными знаками и различными весовыми коэффициентами.

На выходе измерительного блока формируется сигнал разбаланса:

$$\Delta\xi = \sum_{i=1}^3 K_i X_i - X_{зд},$$

где $X_{зд}$ – сигнал, пропорциональный заданному значению регулируемого параметра.

Демпфирующее звено (сглаживающий фильтр) 2 обеспечивает сглаживание сигнала разбаланса $\Delta\xi$ и получение сглаженного сигнала рассогласования $\xi(\tau)$. Постоянная времени фильтра (постоянная времени демпфирования) $T_\phi = R_\phi \cdot C_\phi$ определяется величиной сопротивления R_ϕ при $C_\phi = \text{const}$.

На входе балансного усилителя 3 формируется сигнал управления $\Delta U = \xi(\tau) - U_{oc}$, где U_{oc} – сигнал внутренней отрицательной обратной связи, формируемый узлом обратной связи 7. Сигнал ΔU усиливается до величины, достаточной для срабатывания электронного бесконтактного трехпозиционного реле 4 с гистерезисом и зоной нечувствительности.

Выходной сигнал трехпозиционного реле подается одновременно на вход усилителя мощности 5 (выходной каскад) и на вход блока формирования сигнала ООС (отрицательной обратной связи) 6.

На выходе усилителя мощности включены пусковые устройства исполнительного механизма, обеспечивающие его перемещение в направлении «Б» – больше или «М» – меньше (в качестве пусковых устройств обычно используют электромагнитные пускатели или бесконтактные реверсивные пускатели типа ПБР-2М).

Формирователь сигналов обратной связи 6 вырабатывает последовательность импульсов, полярность которых определяется знаком отклонения регулируемой величины от задания $\xi(\tau)$ (или направлением управляющих команд по каналам «Б» или «М»).

Последовательность импульсов частотой 50 Гц (сети) подается на вход узла обратной связи 7.

Узел обратной связи представляет собой взаимно развязанные зарядную и разрядную RC-цепи. В данном случае элементом развязки цепей заряда и разряда является неоновая лампа НЛ. Напряжение обратной связи U_{oc} является напряжением заряда конденсатора обратной связи C_{oc} .

Зарядная цепь $C_{oc} - R_{кр}$ определяет воздействие пропорциональной части регулятора, а разрядная цепь $C_{oc} - R_{тиз}$ соответственно интегральной части регулятора.

Рассмотрим работу ПИ-регулятора и механизм воздействия гибкой отрицательной обратной связи, обеспечивающей реализацию заданных значений K_p и $T_{из}$.

Временная диаграмма изменения сигналов при формировании ПИ-закона представлена на рис. 4.7.

Допустим, что при $\tau < 0$ в контуре регулирования $\sum K_i X_i = X_3$, т.е. сигнал рассогласования был равен $\xi(\tau) = 0$. Это значит, что $U_{oc} = U_{coc} = 0$, $\Delta U = \xi(\tau) - U_{oc} = 0$, $U_6 = U_M = 0$ и исполнительный механизм был в положении Y_H (начальном).

В момент времени $\tau = 0$ скачкообразно было увеличено значение X_3 , а все измерительные приборы, формирующие сигналы X_i отключены, т.е. $X_i = \text{const}$. Зафиксированы все значения на предыдущих величинах X_i .

Сигнал $\xi(\tau)$ скачкообразно увеличится и останется постоянным, т.е. речь идет о получении кривой разгона ПИ-регулятора.

Поскольку при $\tau = 0$ $U_{oc} = 0$, то сигнал ΔU тоже скачком увеличится на величину $\xi(\tau)$. Этот сигнал усилится и трехпозиционное реле сработает и появится управляющее напряжение в канале U_6 (предположим, что мы увеличили заданное значение регулируемого параметра).

Исполнительный механизм начнет перемещение в направлении увеличения угла поворота. Одновременно на выходе формирователя б появятся импульсы напряжения, и конденсатор обратной связи C_{oc} начнет заряжаться (лампа НЛ зажигается) через сопротивление $R_{кр}$.

Скорость заряда конденсатора C_{oc} определяется величиной зарядного сопротивления $R_{кр}$. Чем $R_{кр}$ больше, тем скорость заряда (угол α на рис. 4.7) меньше.

По мере заряда C_{oc} величина U_{coc} начинает увеличиваться, а значение сигнала $\Delta U = \xi(\tau) - U_{oc}$ уменьшаться. Сигнал U_6 сохраняется и исполнительный механизм непрерывно (с максимальной скоростью) перемещается в направлении увеличения $Y(\tau)$.

Но наступает такой момент τ_1 , когда текущее значение сигнала $\Delta U(\tau)$ становится равным или меньшим, чем зона нечувствительности Δ трехпозиционного реле 4. Реле отключается и при этом $U_6 = 0$. Исполнительный механизм останавливается, импульсы обратной связи исчезают (выход блока б становится нулевым) и неоновая лампа НЛ гаснет. Цепь заряда отключается.

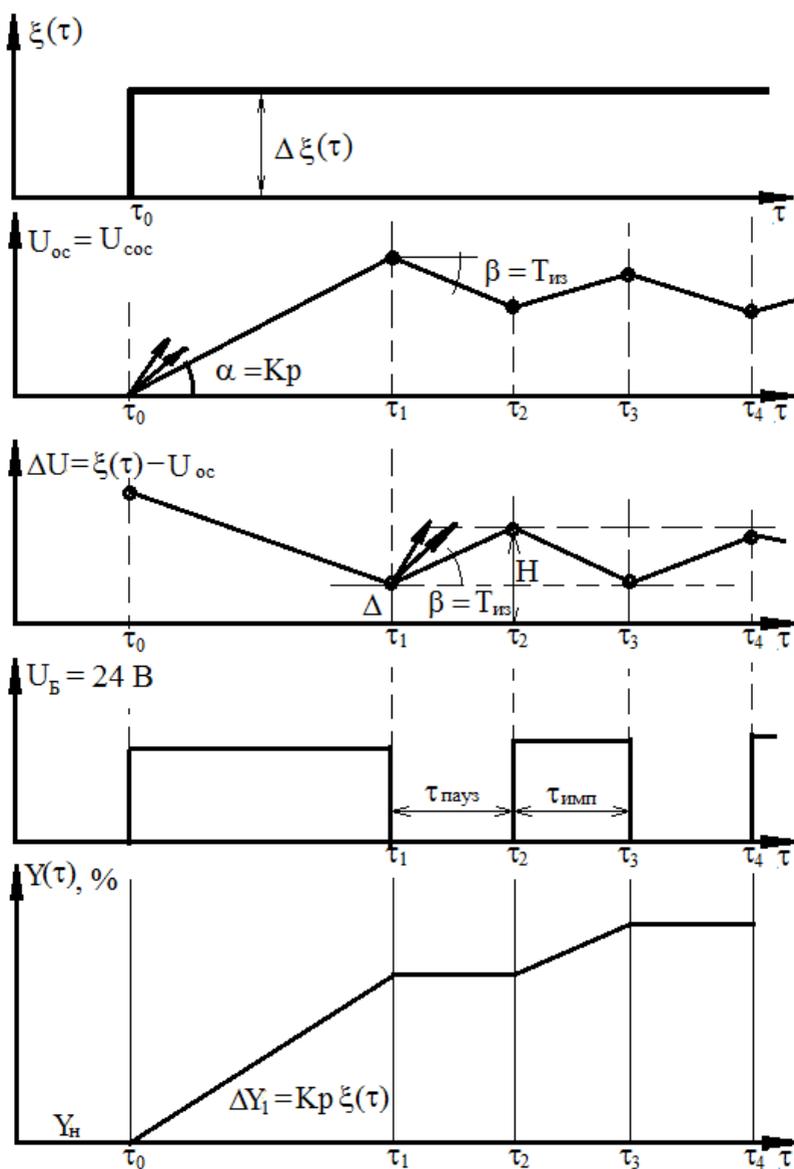


Рис. 4.7. Временные диаграммы изменения значений параметров элементов схемы ПИ-регулятора

Конденсатор C_{oc} получает возможность разряжаться через сопротивление $R_{тиз}$. Чем меньше сопротивление, тем быстрее разряжается C_{oc} и тем резче уменьшается значение U_{oc} . То есть угол β (см. рис. 4.7) зависит от величины $R_{тиз}$.

По мере уменьшения величины $U_{oc}=U_{coc}$ значение сигнала $\Delta U = \xi(\tau) - U_{oc}$ снова начинает увеличиваться и в момент времени $\tau > \tau_2$ значение сигнала ΔU становится большим значения зоны возврата N трехпозиционного реле 4.

При $\tau_2 < \tau < \tau_2$, когда $\Delta < \Delta U < N$, реле было отключено $U_B=0$ и исполнительный механизм был неподвижен.

При $\tau > \tau_2$ реле сработает и на выходе его получится сигнал U_B , неоновая лампа вновь зажигается и конденсатор C_{oc} снова начинает заряжаться, уменьшая значение ΔU .

В момент времени $\tau = \tau_3$ значение ΔU становится равным или чуть меньшим значения сигнала зоны нечувствительности реле и оно отключается. Исполнительный механизм снова отключается, C_{oc} начинает снова разряжаться и увеличивается сигнал ΔU . В момент времени τ_4 значение сигнала $\Delta U = N$, реле вновь сработает и т.д.

Далее движение исполнительного механизма будет характеризоваться импульсным режимом (см. рис. 4.7), где $\tau_{пауз}$ – длительность паузы (определяется значением сопротивления $R_{тиз}$) и $\tau_{имп}$ – длительность импульса (определяется значением сопротивления $R_{кр}$). Средняя скорость ИМ будет тем меньше, чем больше $R_{тиз}$. При $R_{тиз} \rightarrow \infty$ (разрыв цепи разрядного сопротивления) ПИ-регулятор превращается в пропорциональный, т.к. $1/T_n \rightarrow 0$ при $T_n \rightarrow \infty$.

Первое продолжительное включение ИМ определяет воздействие пропорциональной части и угол поворота $\Delta Y_1 = K_p \xi(\tau)$.

4.5. Регуляторы пропорционально-интегрально-дифференциального действия (ПИД-регуляторы)

Регуляторы данного типа называются изодромными с предварением или ПИ-регуляторами с предварением.

Регуляторы этого типа наиболее эффективно используются на объектах управления, подверженных воздействию длительных монотонных возмущений. Например, на объектах, имеющих пиковые нагрузки, или на печах прокатных станов с неравномерной производительностью. В этих устройствах реализуется ПИД-закон регулирования, когда при формировании управляющего воздействия учитываются не только величина отклонения и интегральная оценка этой величины, но и скорость изменения этого отклонения.

Зависимость между входной и выходной величинами ПИД-регулятора имеет вид:

$$Y(\tau) = K_p \cdot \xi(\tau) + K_{p1} \int_0^{\tau} \xi(\tau) d\tau + K_{p2} \frac{d\xi(\tau)}{d\tau}$$

или

$$Y(\tau) = K_p \cdot \left(\xi(\tau) + \frac{1}{T_{из}} \int_0^{\tau} \xi(\tau) d\tau + T_{II} \frac{d\xi(\tau)}{d\tau} \right),$$

где T_{II} – время предварения; $T_{II} = K_{p2}/K_p$ – параметр настройки дифференцирующей части регулятора.

Значение K_{p2} определяет, какой угол поворота вала ИМ приходится на единицу изменения скорости отклонения регулируемого параметра от задания $d\xi(\tau)/d\tau$, т.е. $\Delta Y = K_{p2} \cdot d\xi(\tau)/d\tau$, откуда $K_{p2} = \Delta Y \cdot d\tau / d\xi$.

$$T_{II} = \frac{K_{p2}}{K_p} = \Delta Y \frac{\Delta \tau}{\Delta \xi(\tau)} : \frac{\Delta Y}{\Delta \xi(\tau)} = \Delta \tau.$$

Время предварения количественно характеризует долю участия дифференцирующей (Д-части) регулятора в формировании управляющего воздействия ПИД-регулятора.

Физический смысл значения времени упреждения T_{II} ясен из рис. 4.8. Допустим, что в ПИД-регуляторе $T_{из} \rightarrow \infty$, тогда ПИД-регулятор превращается в ПД-регулятор, т.к. $1/T_{из} \rightarrow 0$.

Подадим на вход этого ПД-регулятора возмущающее воздействие изменяющееся с постоянной скоростью $d\xi(\tau)/d\tau = \text{const}$.

Траектории изменения входного $d\xi(\tau)$ и выходного $Y(\tau)$ параметров регулятора представлены на рис. 4.8.

Отсюда следует определение: *время предварения* T_{II} – это есть время, за которое угол поворота вала ИМ под действием дифференцирующей части ΔY_1 удваивается пропорциональной ΔY_2 , т.е.

$$\Delta Y_1 = \Delta Y_2.$$

Передаточная функция реального ПИД-регулятора имеет вид:

$$W_{ПИД}(p) = K_p \cdot \frac{(1 + T_{из} p)(1 + T_{II} p)}{T_{из} p}. \quad (4.11)$$

В производственных условиях ПИД-закон регулирования получают при использовании ПИ-регулятора и подачи на его вход дополнительно с дифференцирующего устройства.

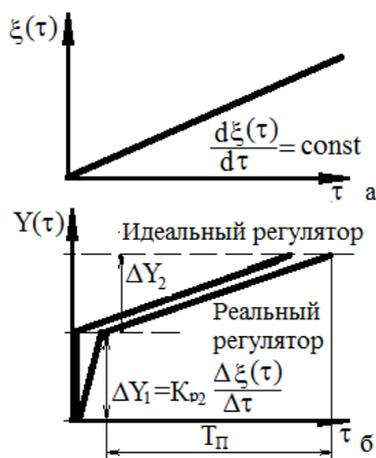


Рис. 4.8. Изменение входного (а) и выходного (б) сигналов ПД-регулятора

Имеются варианты формирования ПИ-, ПД- и ПИД-законов, когда в цепь жесткой обратной связи по положению регулирующего органа включаются соответственно дифференцирующая RC-цепь (для ПИ-регулятора), интегрирующая цепь RC (для ПД-регулятора), дифференцирующая и интегрирующая RC-цепи для получения ПИД-закона регулирования.

В этом случае сигнал обратной связи сравнивается с сигналом рассогласования с учетом включенных RC-цепей (например, регулирующий прибор РУ-4-16А).

Например, для получения ПД-регулятора из П-регулятора необходимо сигнал U_{oc} подать на сравнение с сигналом рассогласования $\xi(\tau)$ через интегрирующую цепочку (рис. 4.9).

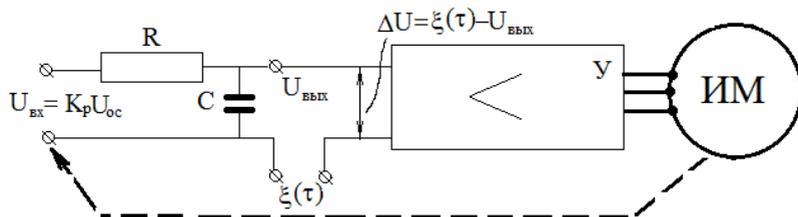


Рис. 4.9. Схема формирования ПД-закона регулирования путем включения интегрирующей RC-цепи в цепь обратной связи

$$U_{\text{вых}} = K_p \cdot \int_0^{\tau} U_{oc} d\tau ; \text{ значит, при } \Delta U=0$$

$$U_{\text{вых}} = \xi(\tau), \text{ это значит, что } K_p \cdot \int_0^{\tau} U_{oc} d\tau = \xi(\tau).$$

Продифференцируем правую и левую части:

$$K_p U_{oc} = \frac{d\xi(\tau)}{d\tau}.$$

Если постоянная времени интегрирующей цепи равна RC , то получим:

$$K_p U_{oc} = RC \frac{d\xi(\tau)}{d\tau}.$$

Поскольку U_{oc} пропорционально Y , то получим выражение, отображающее дифференцирующее воздействие:

$$Y(\tau) = \frac{RC}{K_p} \cdot \frac{d\xi(\tau)}{d\tau}, \text{ где } \frac{RC}{K_p} = T_{II}.$$

В современных условиях широко применяются микропроцессорные программируемые логические контроллеры (ПЛК) при синтезе локальных стабилизирующих контуров управления. Процедуры программной реализации типовых законов управления решаются значительно проще. Но физическая реализация позволяет лучше понять суть используемых законов на примере аналоговых технических средств, являющихся основой для создания цифровых контуров управления и теоретической базой совершенствования локальных программно-реализуемых контуров в современных ПЛК.

4.6. Двухпозиционные регуляторы

Двухпозиционным регулятором называется такой регулятор, выходная величина которого может принимать только два установившихся значения. Двухпозиционный регулятор состоит из позиционного управляющего устройства (ПУУ) и исполнительного устройства. В качестве исполнительного устройства в двухпозиционном регуляторе обычно применяется контакторное или, по-другому, позиционное исполнительное устройство (ПИУ). ПУУ вместе с двухпозиционным исполнительным устройством образуют двухпозиционный регулятор, который в литерату-

ре называют также Рп-регулятором. ПУУ могут также работать с исполнительными механизмами постоянной скорости. В этом случае регулятор называют Рс-регулятором.

Так как коммутирующая способность ПУУ обычно недостаточна для непосредственного управления нагрузкой, то для этих целей часто используется промежуточное реле, контакты которого управляют ПИУ.

В качестве примера на рис. 4.10 представлена система автоматического регулирования уровня воды в баке с двухпозиционным регулятором.

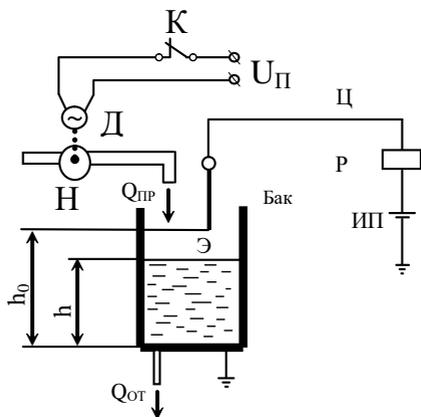


Рис. 4.10. Система автоматического регулирования с двухпозиционным регулятором

В бак вода подается центробежным насосом Н, который вращается электродвигателем Д. Когда уровень поднимается до контактного электрода Э, замыкается цепь Ц промежуточного реле Р, которое разорвет цепь электродвигателя, и двигатель остановится. Благодаря расходу воды потребителями $Q_{от}$ уровень воды в баке будет понижаться, цепь реле Р разомкнется, электродвигатель включится и, вращая центробежный насос, будет подавать воду в бак $Q_{пр}$.

Двухпозиционный регулятор системы в этом случае состоит из контактного электрода Э, который является измерительным устройством регулятора, цепи управления Ц с источником питания ИП и промежуточного реле Р, которое является усилительным устройством. Исполнительным устройством является электродвигатель Д, а регулирующим органом – центробежный насос Н.

Заданное значение уровня устанавливается путем перемещения контактного электрода Э. Таким образом, контактный электрод одновременно служит измерительным, задающим и суммирующим устройством регулятора.

Регулятор практически не имеет зоны неоднозначности.

При заданном уровне h_0 и её действительном значении h входная величина регулятора равна $\varepsilon = h_0 - h$.

При $\varepsilon > 0$ или $h < h_0$ цепь промежуточного реле Р разомкнута, электродвигатель Д вращается с номинальным числом оборотов $X_p = n_H$ и результирующее поступление воды в бак равно $Q = Q_{пр} - Q_{от}$.

При $\varepsilon < 0$ или $h > h_0$ цепь промежуточного реле Р замкнута, электродвигатель Д находится в покое $X_p = 0$ и результирующее воздействие системы на объект равно $Q = -Q_{от}$.

Статическая характеристика регулятора аналитически определяется зависимостями (рис. 4.11):

$$\begin{cases} X_p = n_H & \text{при } \varepsilon > 0; \\ X_p = 0 & \text{при } \varepsilon < 0, \end{cases} \quad (4.12)$$

где X_p – регулирующее воздействие регулятора на объект.

Выразив число оборотов электродвигателя в относительных единицах номинального числа оборотов, получим:

$$\begin{cases} X_p = 1 & \text{при } \varepsilon > 0; \\ X_p = 0 & \text{при } \varepsilon < 0. \end{cases}$$

Система автоматического регулирования обеспечивает заданное значение уровня h_0 . Однако её основной недостаток состоит в том, что электродвигатель Д работает в режиме частых кратковременных включений, в результате чего сокращается срок его службы и увеличивается расход электроэнергии на пусковые токи.

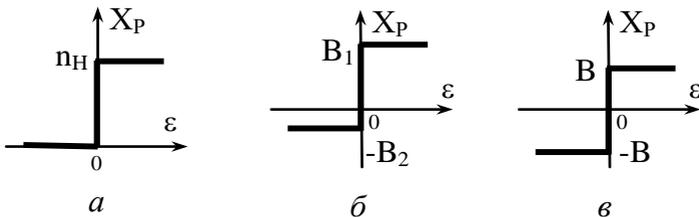


Рис. 4.11. Статические характеристики двухпозиционного регулятора без зоны неоднозначности

Если по условиям технологии необходимо строго поддерживать заданное значение уровня воды в баке, то при достаточно мощном элек-

тродвигателе с возможностью изменения частоты вращения вала нужно применять другие автоматические регуляторы с более сложными законами регулирования (например, ПИ-регулятор). Если же допустимо колебание уровня воды в баке в некоторых пределах от заданного $\pm a$, то в этом случае целесообразно применить двухпозиционный регулятор, построенный по схеме рис. 4.12.

В отличие от предыдущей схемы, этот регулятор имеет два контактных электрода \mathcal{E}_1 и \mathcal{E}_2 и два промежуточных реле управления P_1 и P_2 . Контактный электрод \mathcal{E}_1 устанавливается на нижний допустимый уровень воды в баке, а электрод \mathcal{E}_2 – в положение, соответствующее верхнему допустимому уровню в баке. Расстояние между электродами по высоте равно допустимому колебанию уровня воды в баке $\Delta h=2a$.

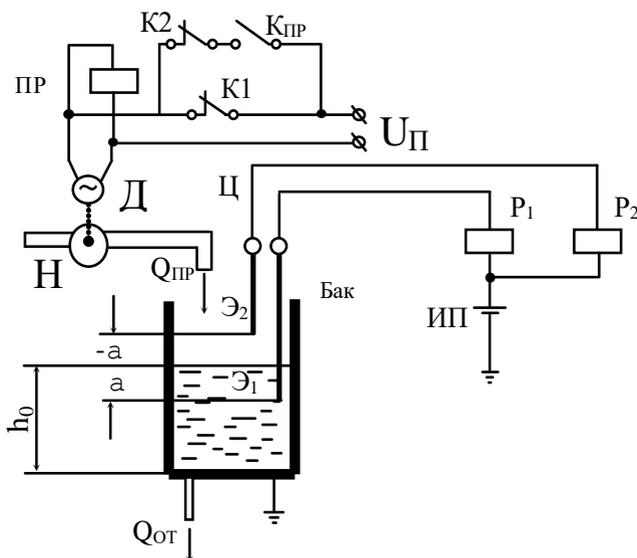


Рис. 4.12. Система автоматического регулирования с двухпозиционным регулятором с зоной неоднозначности

При включении регулятора через размыкающий контакт K_1 реле P_1 включится электродвигатель D и насос H начнет подавать воду в бак. Одновременно с этим сработает промежуточное реле $ПР$ и своим замыкающим контактом $K_{ПР}$ замкнет цепь самоблокировки через размыкающий контакт K_2 реле P_2 . Когда уровень в баке достигнет электрода \mathcal{E}_1 , включится реле P_1 , но при этом двигатель D не обесточится, т.к. останется включенной цепь самоблокировки. Когда уровень достигнет электрода \mathcal{E}_2 , включится реле P_2 , которое своим контактом K_2 разорвет цепь самоблоки-

ровки и электродвигатель остановится. После этого при постоянном расходе воды из бака $Q_{от}$ уровень начнет понижаться. При этом сначала разорвется цепь реле P_2 , а затем, когда уровень достигнет нижнего допустимого значения, разорвется цепь реле P_1 и через его контакт $K1$ замкнется цепь электродвигателя D и цепь промежуточного реле $ПР$. После этого процесс регулирования будет повторяться.

На рис. 4.13 приведена статическая характеристика описанного двухпозиционного регулятора с зоной неоднозначности, равной $\Delta h=2a$.

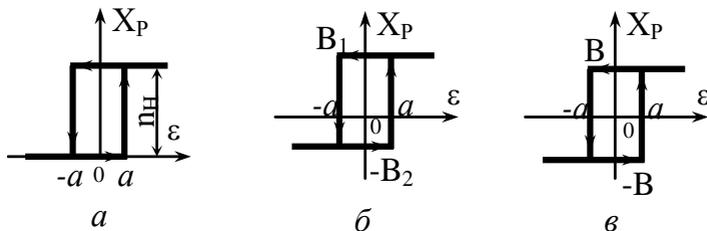


Рис. 4.13. Статические характеристики двухпозиционного регулятора с зоной неоднозначности

Аналитически она определяется зависимостями:

$$\begin{cases} X_p = B_1 \text{ при } \varepsilon \geq a; \\ X_p = -B_1 \text{ при } \varepsilon \leq -a; \\ X_p = B_1 \text{ при } -a < \varepsilon < a \text{ и } \frac{d\varepsilon}{d\tau} < 0; \\ X_p = -B_1 \text{ при } -a < \varepsilon < a \text{ и } \frac{d\varepsilon}{d\tau} > 0. \end{cases} \quad (4.13)$$

4.7. Трехпозиционный регулятор

Трехпозиционным регулятором называют такой регулятор, выходная величина которого может принимать три установившихся значения (рис. 4.14). Как и двухпозиционные регуляторы, трехпозиционные относятся к типу релейных регуляторов, но релейная статическая характеристика имеет так называемую зону нечувствительности, в пределах которой значение выходной величины регулятора принимается нулевым.

Управление трехпозиционный регулятор осуществляет через трехпозиционное контакторное устройство. Примером такого устройства может служить переключатель, подключающий нагреватель электрической печи к различным секциям вторичной обмотки трансформатора (рис. 4.15).

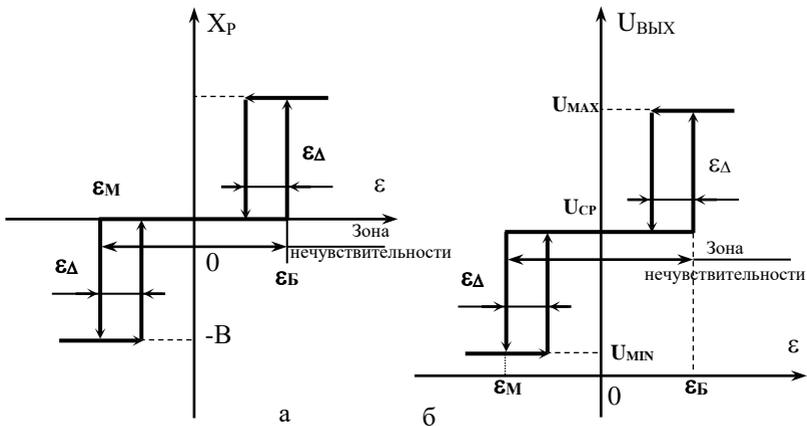


Рис. 4.14. Статические характеристики трехпозиционного регулятора с зоной нечувствительности и гистерезисом

При подключении к различным секциям вторичной обмотки на нагревательную печь подается различное значение напряжения, следовательно, изменяется мощность, потребляемая электрической печью, что приводит к изменению температуры.

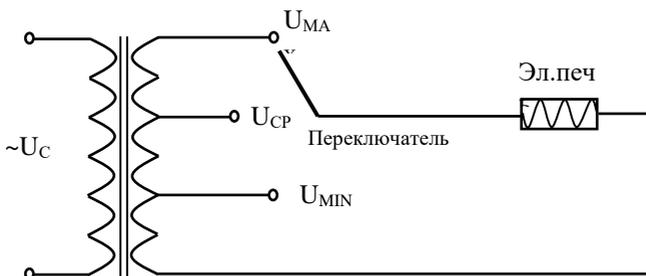


Рис. 4.15. Электрическая принципиальная схема трехпозиционного управления температурой электрической нагревательной печи

Контрольные вопросы по разделу 4

1. Причина появления статической установившейся погрешности П-регулятора (доказать на конкретной схеме).
2. Физический смысл коэффициента передачи регулятора K_p и способ его экспериментального определения.

3. Физический смысл $T_{из}$, способ его экспериментального определения.
4. Физический смысл T_n , способ его экспериментального определения.
5. Чем отличается время предварения от постоянной времени демпфирования?
6. Чем отличается время изодрома от постоянной времени интегрирования?
7. Чем отличается коэффициент усиления от коэффициента передачи?
8. Почему ПИ-регулятор обладает предваряющими свойствами?
9. Запишите передаточные функции регуляторов ПИ- и ПИД-законов.
10. Перечислите типы релейных характеристик.
11. Как формируется управляющее воздействие при наличии релейного элемента с зоной нечувствительности и гистерезисом?
12. Назначение, достоинства и недостатки системы трехпозиционного регулирования.

5. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

5.1. Общие сведения о статических характеристиках объекта управления

Автоматическое управление технологическими параметрами производственного процесса осуществляется с использованием разнообразных технических средств, объединенных в системы управления.

Основным элементом системы (контура) управления является объект управления. Объектами управления могут быть отдельные параметры или весь технологический процесс, отдельные агрегаты цеха предприятия или целые отрасли промышленного производства.

Создание условий, обеспечивающих требуемое направление протекания производственного процесса на основании анализа поступающей с объекта информации, называется *управлением*.

Процесс управления состоит из следующих основных элементов:

- получение информации о задачах и целях управления;
- получение достоверной информации о текущем состоянии объекта управления;
- проведение анализа полученной информации и принятие решения на управление, т.е. формирование управляющего воздействия;
- реализация принятого решения» контроль прохождения управляющего воздействия на объект и анализ качества управления.

Для обеспечения эффективного управления очень важно иметь информацию о характерных особенностях объекта управления. Эту информацию об объекте получают с помощью статических и динамических характеристик объекта.

Зависимость выходной (регулируемой) величины Y от входной (регулирующего воздействия) X в установившемся режиме называется *статической характеристикой* объекта управления.

Установившимся режимом называется такое состояние объекта, при котором все переходные процессы в объекте закончены.

В качестве входной величины X (аргумент) обычно используется положение регулирующего органа или процент хода исполнительного механизма (ИМ) системы регулирования.

Статическая характеристика позволяет оценить границы управляемости объекта, т.е. интервал или границы, в пределах которого ($Y_{\min} \div Y_{\max}$) может изменяться регулируемый параметр при изменениях X от X_{\min} до X_{\max} .

Здесь X_{\min} и X_{\max} – минимальное (обычно 0 %) и максимальное (100 %) значения входного параметра, ограниченные концевыми выключателями ИМ.

Возможные виды статических характеристик представлены на рис. 5.1.

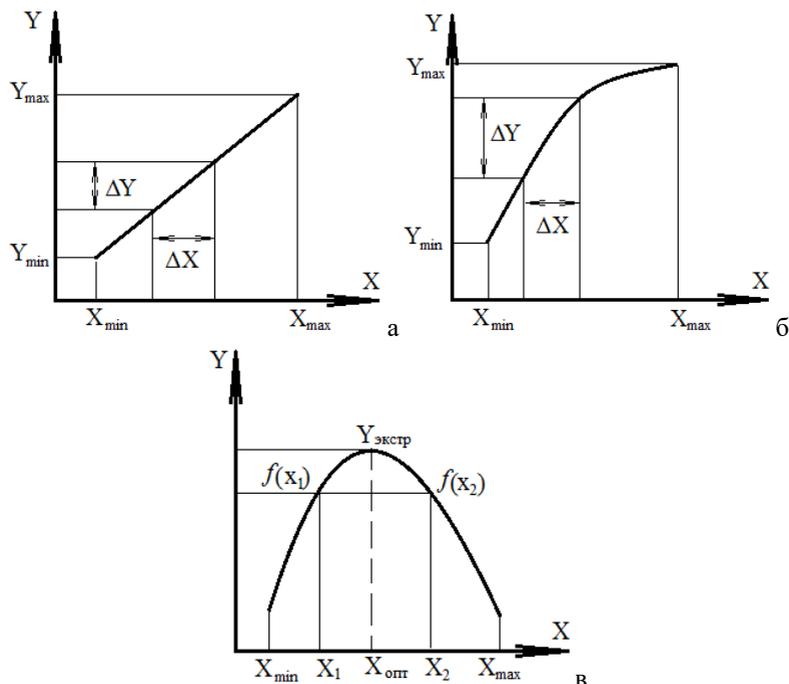


Рис. 5.1. Примерный вид статической характеристики объектов управления: а – линейная характеристика $\Delta Y/\Delta X = \text{const}$; б – нелинейная характеристика $\Delta Y/\Delta X = \varphi(x)$; в – экстремальная характеристика

Статические характеристики реальных объектов могут быть линейными (рис. 5.1, а), нелинейными (рис. 5.1, б) и экстремальными (рис. 5.1, в).

По статическим характеристикам можно определить один из важнейших параметров объекта – коэффициент передачи объекта $K_{об}$.

Коэффициент передачи объекта – это отношение приращения выходной величины ΔY к приращению входной величины ΔX :

$$K_{об} = \frac{\Delta Y}{\Delta X}. \quad (5.1)$$

Объект считается линейным, если у него коэффициент передачи является величиной постоянной на всем диапазоне изменения входной величины X управляющего воздействия (см. рис. 5.1, а).

Линейным объектом управлять значительно проще, т.к. можно достаточно просто прогнозировать значение Y при изменении X , т.е. поведение объекта управления как отклик на управляющее воздействие:

$$Y = Y_0 + K_{об} \Delta X \quad \text{или} \quad Y = K_{об} \Delta X, \quad (5.2)$$

где Y_0 – начальное значение выходного параметра.

Объект считается нелинейным, если коэффициент передачи $K_{об}$ является величиной переменной, зависящей от входного параметра $K_{об} = f(x)$ (см. рис. 5.1, б).

В этом случае для точки исходного состояния X_0 необходимо провести линеаризацию нелинейной зависимости $Y = f(x)$, для чего эту функцию разлагают в ряд Тейлора (самое простое разложение):

$$Y = f(x_0) + \frac{f'(x_0)\Delta x}{1!} + \frac{f''(x_0)\Delta x^2}{2!} + \dots + \frac{f^{(n)}(x_0)\Delta x^n}{n!}. \quad (5.3)$$

Линеаризация считается для большинства промышленных объектов вполне приемлемой, если взять два первых члена ряда:

$$Y = f(x_0) + \frac{f'(x_0)\Delta x}{1!},$$

т.к. $f(x_0) = Y_0$ и $f'(x_0) = dY/dx$, то $f'(x_0) = K\Delta x$, откуда получаем

$$Y = Y_0 + K\Delta X.$$

Коэффициент передачи объекта в данном случае можно считать постоянным только в узком диапазоне изменения входного параметра.

Экстремальные статические характеристики можно отнести к существенно нелинейным характеристикам, коэффициент передачи которых меняет знак при изменении входного параметра в допустимых пределах. В этом случае одному значению Y_1 соответствуют два значения X_1 и X_2 (см. рис. 5.1, в).

В сложных системах автоматического управления используются различные элементы, каждый из которых имеет свою статическую характеристику, соединенные различным способом.

Основными являются три способа соединения элементов:

- способ последовательного соединения;
- способ параллельного соединения;
- способ противовключения (обратной связи).

Пример последовательного соединения элементов, обладающих статическими характеристиками, представлен на рис. 5.2.

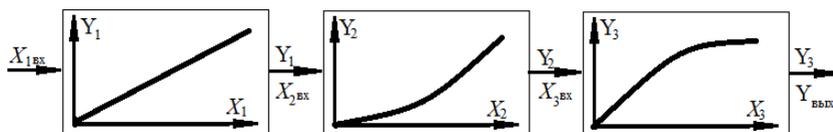


Рис. 5.2. Последовательное соединение элементов с различными статическими характеристиками

При последовательном соединении выходная величина предыдущего звена является входной для последующего. Примером такого соединения могут служить характеристики регулирующего органа и характеристики объекта управления.

Результирующая статическая характеристика может быть найдена графическим построением. Пример построения результирующей характеристики для случая последовательного соединения представлен на рис. 5.3.

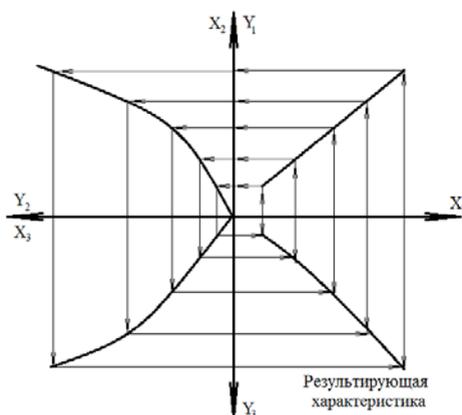


Рис. 5.3. Пример построения результирующей статической характеристики при последовательном соединении элементов

Максимальное число последовательно соединяемых звеньев ограничивается надежностью разрабатываемого контура управления, т.е. свойством контура управления действовать безотказно. С ростом числа элементов надежность уменьшается. При параллельном соединении элементов контура управления входная величина одновременно подается на вход всех элементов, а выходные параметры каждого элемента алгебраически (с учетом знака) суммируются.

Пример параллельного соединения элементов и определения результирующей статической характеристики представлен на рис. 5.4. Надежность системы, состоящей из параллельно соединенных локальных элементов (при дублировании, если элемента два), увеличивается.

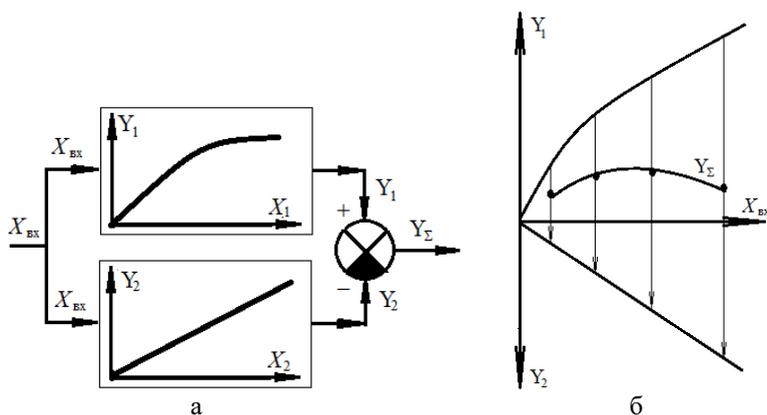


Рис. 5.4. Пример параллельного соединения элементов:
 а – схема соединения; б – результирующая статическая характеристика
 $Y_{\Sigma} = Y_1 - Y_2$

При противовключении или охвате элемента (объекта) обратной связью выходная величина объекта, включенного в обратную связь, воздействует на входную величину первого (основного) элемента.

Если в результате воздействия обратной связи входная величина основного объекта увеличивается, то такая обратная связь называется положительной (ПОС), если уменьшается, то называется отрицательной обратной связью (ООС). В системах автоматического управления в основном используется отрицательная обратная связь.

Пример структурной схемы звена, охваченного отрицательной обратной связью, и построение результирующей статической характеристики приведен на рис. 5.5.

При построении результирующей статической характеристики в условиях противовключения (ООС) необходимо точки, взятые на стати-

ческой характеристике основного элемента (объекта), снести на статическую характеристику элемента обратной связи, а затем перенести снова в первый квадрант через III и IV в соответствии с рис. 5.5.

С помощью ООС из двух существенно нелинейных элементов можно сформировать линейный результирующий объект.

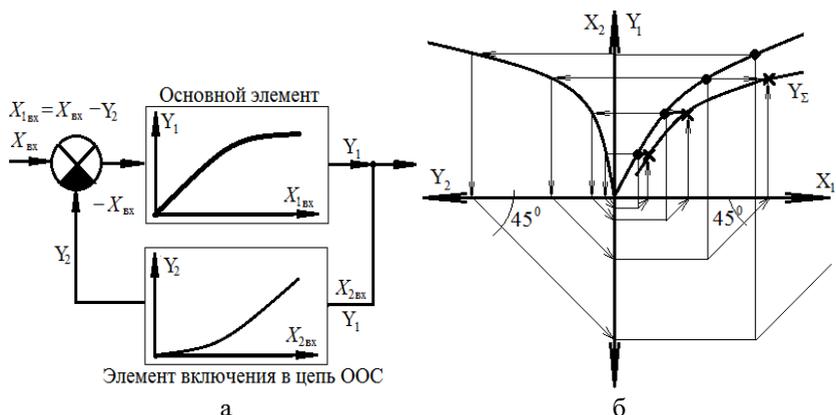


Рис. 5.5. Соединение элементов противовключением:
а – схема соединения; б – статическая характеристика

Необходимо отметить еще одно очень важное свойство статических характеристик, заключающееся в преобразовании физических величин параметров с помощью коэффициента передачи.

Например, статическая характеристика регулирующего органа преобразует угол поворота вала исполнительного механизма в расход топлива, в данном случае

$$K_{об} = \frac{\text{Количество расхода топлива}}{\text{Угол поворота}} = \frac{\text{м}^3/\text{ч}}{\% \text{ хода}}$$

Или статическая характеристика рабочего пространства печи по температуре рабочего пространства преобразует расход топлива в температуру рабочего пространства:

$$K_{об} = \frac{\text{Количество } ^\circ\text{C температуры рабочего пространства}}{\text{Единица измерения расхода топлива}}$$

Статические характеристики реальных промышленных объектов управления или отдельных элементов контура управления обычно получают путем проведения специального эксперимента на действующем

объекте в реальных производственных условиях. Для математического описания экспериментальных характеристик используются различные методы анализа. Рассмотрим наиболее часто применяемый метод наименьших квадратов.

5.2. Метод наименьших квадратов и его применение при описании статических характеристик объектов управления

При математическом описании статических свойств объектов управления используются полученные экспериментально или расчетным путем исходные данные.

В производственных условиях статическая характеристика объекта управления представляет собой экспериментальную статистическую зависимость между двумя параметрами X и Y . Для математического описания статических характеристик используются выражения, определяющие функциональную связь в виде $Y = f(X)$. Здесь X – входной параметр объекта (обычно угол поворота регулирующего органа или вала исполнительного механизма в % хода), Y – значение выходного параметра объекта (обычно регулируемый параметр).

Функциональная зависимость $Y = f(X)$, определяющая статическую связь между X и Y , называется *теоретической линией регрессии*.

Процедура определения вида и параметров линии регрессии называется регрессионным анализом.

Запас функций, которыми можно математически выразить линию регрессии, разнообразен, но обычно предпочтение отдается многочленам целых положительных степеней вида:

$$\bar{Y}(X) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_kx^k, \quad (5.4)$$

где $\bar{Y}(X)$ – ордината теоретической линии регрессии; k – степень полинома.

Многочлен первой степени (прямая линия) отображает равномерный рост или падение функции.

Многочлен второй степени выражает равнозамедленное или равноускоренное изменение $Y(X)$ и может передать одну точку экстремума (поворота) функции \max или \min .

Многочлен третьей степени может отразить две точки экстремума, а многочлен $(S+1)$ степени отражает S точек экстремума линии регрессии или позволяет отразить несимметричную относительно X экстремальную характеристику $Y = f(X)$.

При использовании статистических зависимостей необходимо помнить следующее: как бы точно тот или иной многочлен не воспроизводил искомую зависимость в заданном интервале изменения аргумента, это не дает основания полагать, что вне этого интервала данный многочлен будет соответствовать действительному ходу изменения функции.

Линия регрессии решает вопрос интерполяции, т.е. нахождения значений функции внутри некоторого интервала значений аргумента и плохо оценивает течение процесса вне рассматриваемого интервала.

Для выбора и обоснования типа линии нет универсального метода и в каждом конкретном случае необходимо избирать свой способ решения задачи, определяемый конкретными условиями.

Но в любом случае при определении уравнения теоретической линии регрессии желательно, чтобы искомая линия подходила к экспериментальным точкам как можно ближе.

Близость каждой экспериментальной точки к линии регрессии $Y(X)$ измеряется отрезком ординаты (остатком):

$$\Delta Y_i = Y_i - \hat{Y}(X_i), \quad (5.5)$$

где Y_i – экспериментальное значение при $X = X_i$; $\hat{Y}(X_i)$ – ордината линии регрессии при $X = X_i$.

Обычно требуется, чтобы для всего интервала изменения аргумента выполнялось условие

$$S = \sum_{i=1}^n (Y_i - \hat{Y}(X_i))^2 \rightarrow \min, \quad (5.6)$$

где $n \in \mathbb{N}$ – количество экспериментальных пар.

Способ расчета коэффициентов линии регрессии, основанный на соблюдении требования (5.6), называется *методом наименьших квадратов* (МНК).

Этот метод расчета уравнения теоретической линии регрессии не единственный, но наиболее универсальный и часто применяемый при обработке экспериментальных данных в инженерной практике.

Рассмотрим примеры использования МНК при выборе линейной регрессии и квадратичной формы.

Пример 1

Пусть для описания статической характеристики было выбрано линейное уравнение $Y(X) = a + b \cdot X$.

Исходя из требования (5.6) для МНК, необходимо выполнение условия

$$S(a, b) = \sum_{i=1}^n (Y_i - \hat{Y}(X_i))^2 = \sum_{i=1}^n (Y_i - (a + bx_i))^2 \rightarrow \min. \quad (5.7)$$

Величины коэффициентов a и b уравнения (5.7), удовлетворяющие условию минимума функции $S(a, b)$, могут быть определены из системы уравнений:

$$\begin{cases} \frac{dS(a, b)}{da} = 0, \\ \frac{dS(a, b)}{db} = 0. \end{cases} \quad (5.8)$$

Найдем частные производные функции $S(a, b)$:

$$\frac{dS}{da} = 2 \sum_{i=1}^n (Y_i - (a + bx_i)) \cdot (-1) = 2 \left[- \sum_{i=1}^n Y_i + \sum_{i=1}^n a + \sum_{i=1}^n bx_i \right],$$

$$\frac{dS}{db} = 2 \sum_{i=1}^n (Y_i - (a + bx_i)) \cdot (-x_i) = 2 \left[- \sum_{i=1}^n Y_i x_i + \sum_{i=1}^n ax_i + \sum_{i=1}^n bx_i^2 \right].$$

Значения коэффициентов a и b находим при решении системы уравнений (5.8), которая после простых алгебраических преобразований принимает следующий вид:

$$\begin{cases} na + b \sum_{i=1}^n x_i = \sum_{i=1}^n Y_i, \\ a \sum_{i=1}^n x_i + b \sum_{i=1}^n x_i^2 = \sum_{i=1}^n Y_i x_i. \end{cases} \quad (5.9)$$

В качестве исходных данных для расчета параметров уравнения линейной статической характеристики рассмотрим реальный производственный процесс.

При изготовлении пластиковых емкостей на автоматическом формирующем прессе существует обратная пропорциональная зависимость

между давлением сжатого воздуха в магистрали и толщиной стенки формуемого изделия. Возникают актуальные вопросы:

- какая будет толщина стенок формуемого изделия при постоянном давлении воздуха P ?
- каким должно быть давление воздуха P для привода формующего пресса, чтобы получить заданную толщину стенки h ?

Было проведено исследование, при выполнении которого измерялись давление воздуха X и толщины стенок формируемого изделия Y . Результаты измерения зафиксированы в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Результаты измерения параметров производственного процесса и результаты обработки

| Номер опыта | X | Y | $X \cdot Y$ | X^2 |
|-------------|-------|-------|-------------|---------|
| 1 | 8,0 | 4,62 | 36,96 | 64,00 |
| 2 | 8,5 | 4,12 | 35,02 | 72,25 |
| 3 | 9,0 | 3,21 | 28,89 | 81,00 |
| 4 | 9,5 | 2,86 | 27,17 | 90,25 |
| 5 | 10,0 | 1,83 | 18,30 | 100,00 |
| 6 | 8,0 | 4,50 | 36,00 | 64,00 |
| 7 | 8,5 | 3,88 | 32,98 | 72,25 |
| 8 | 9,0 | 3,05 | 27,45 | 81,00 |
| 9 | 9,5 | 2,53 | 24,04 | 90,25 |
| 10 | 10,0 | 2,02 | 20,20 | 100,00 |
| 11 | 8,0 | 4,43 | 35,44 | 64,00 |
| 12 | 8,5 | 4,01 | 34,09 | 72,25 |
| 13 | 9,0 | 3,16 | 28,44 | 81,00 |
| 14 | 9,5 | 2,71 | 25,75 | 90,25 |
| 15 | 10,0 | 2,24 | 22,40 | 100,00 |
| 16 | 8,0 | 4,81 | 38,48 | 64,00 |
| 17 | 8,5 | 3,67 | 31,20 | 72,25 |
| 18 | 9,0 | 3,30 | 29,70 | 81,00 |
| 19 | 9,5 | 2,62 | 24,89 | 90,25 |
| 20 | 10,0 | 1,95 | 19,50 | 100,00 |
| Сумма | 180,0 | 65,52 | 576,88 | 1630,00 |

В соответствии с (5.9) получаем систему:

$$\begin{cases} 20a + 180b = 65,52, \\ 576,88a + 1630b = 576,88. \end{cases}$$

Решение системы приводит к вычислению коэффициентов: $a = 14,796$ и $b = -1,28$.

В итоге получаем уравнение

$$Y = 4,796 - 1,28X.$$

Для парных линейных зависимостей можно рекомендовать упрощенный метод вычисления неизвестных параметров по формулам:

$$b = \frac{S_{xy}}{S_{xx}} \text{ и } a = \bar{Y} - b\bar{X} = \frac{S_{xy}}{S_{xx}},$$

где $S_{xy} = \sum_{i=1}^n X_i Y_i - \frac{\sum_{i=1}^n X_i \sum_{i=1}^n Y_i}{n}$ и $S_{xx} = \sum_{i=1}^n X_i^2 - \frac{\left(\sum_{i=1}^n X_i\right)^2}{n}$.

Для исходных данных, приведенных в табл. 5.1, получим:

$$S_{xy} = 576,88 - \frac{180 \cdot 65,52}{20} = -12,8 \text{ и } S_{xx} = 1630 - \frac{180^2}{20} = 10.$$

$$b = \frac{-12,8}{10} = -1,28 \text{ и } a = \frac{65,52}{20} - 1,28 \frac{180}{20} = 4,796.$$

Получили полное совпадение результатов вычисления параметров линейного уравнения.

Пример 2

Статистические характеристики реальных промышленных объектов, как правило, нелинейны и для получения уравнения теоретической линии целесообразно использовать полиномы более высоких степеней.

Пусть для описания статической характеристики была выбрана квадратичная форма:

$$Y(X) = a + b \cdot X + c \cdot X^2. \quad (5.10)$$

Определение коэффициентов производится согласно требованию (5.7), что приводит к построению системы из трех линейных уравнений с тремя неизвестными:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dS}{da} = 0, \\ \frac{dS}{db} = 0, \text{ или} \\ \frac{dS}{dc} = 0 \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} na + b \sum_{i=1}^n X_i + c \sum_{i=1}^n X_i^2 = \sum_{i=1}^n Y_i, \\ a \sum_{i=1}^n X_i + b \sum_{i=1}^n X_i^2 + c \sum_{i=1}^n X_i^3 = \sum_{i=1}^n Y_i X_i, \\ a \sum_{i=1}^n X_i^2 + b \sum_{i=1}^n X_i^3 + c \sum_{i=1}^n X_i^4 = \sum_{i=1}^n Y_i X_i^2. \end{array} \right. \quad (5.11)$$

Система (5.11) называется системой нормальной уравнений. Анализируя ее вид, можно по аналогии составить системы для полиномов более высоких порядков.

Так, для полинома третьего порядка

$$Y(X) = a + b \cdot X + c \cdot X^2 + d \cdot X^3,$$

получим систему:

$$\left\{ \begin{array}{l} na + b \sum_{i=1}^n X_i + c \sum_{i=1}^n X_i^2 + d \sum_{i=1}^n X_i^3 = \sum_{i=1}^n Y_i, \\ a \sum_{i=1}^n X_i + b \sum_{i=1}^n X_i^2 + c \sum_{i=1}^n X_i^3 + d \sum_{i=1}^n X_i^4 = \sum_{i=1}^n Y_i X_i, \\ a \sum_{i=1}^n X_i^2 + b \sum_{i=1}^n X_i^3 + c \sum_{i=1}^n X_i^4 + d \sum_{i=1}^n X_i^5 = \sum_{i=1}^n Y_i X_i^2, \\ a \sum_{i=1}^n X_i^3 + b \sum_{i=1}^n X_i^4 + c \sum_{i=1}^n X_i^5 + d \sum_{i=1}^n X_i^6 = \sum_{i=1}^n Y_i X_i^3. \end{array} \right. \quad (5.12)$$

В качестве примера рассмотрим расчет уравнения статической характеристики реального объекта управления, имеющего нелинейную статическую характеристику.

Речь идет о технологическом агрегате с постоянным притоком тепла и регулированием температуры рабочего пространства путем вдувания атмосферного воздуха. Экспериментально были получены значения температур рабочего пространства при различной степени открытия поворотного клапана, регулирующего подачу охлаждающего воздуха (температура 20°C) в рабочее пространство (рис. 5.6).

Экспериментальные данные и расчет коэффициентов уравнения $Y(X) = a + b \cdot X + c \cdot X^2$ приведены в табл. 5.2, где X – процент хода

ИМ (угол поворота регулирующей заслонки), Y – температура рабочего пространства, $^{\circ}\text{C}$.

Ход исполнительного механизма ограничен диапазоном от 0 до 90% конечным выключателем.

Используя данные табл. 5.2, систему (5.11) запишем в следующем виде:

$$\begin{cases} 10a + 450b + 28500c = 4230, \\ 450a + 28500b + 2025000c = 153900, \\ 28500a + 2025000b + 153330000c = 9039000. \end{cases}$$

После решения системы получаем коэффициенты уравнения:

$$a = 681,5; \quad b = -8,92; \quad c = 0,05.$$

Искомое уравнение имеет вид $Y(X) = 681,5 - 8,92 \cdot X + 0,05 \cdot X^2$.

Таблица 5.2

Экспериментальные данные и результаты их обработки

| Номер опыта | X | Y | X^2 | X^3 | X^4 | XY | X^2Y |
|-------------|-----|------|-------|---------|-----------|--------|---------|
| 1 | 0 | 700 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | 10 | 580 | 100 | 1000 | 10000 | 5800 | 58000 |
| 3 | 20 | 510 | 400 | 8000 | 160000 | 10200 | 204000 |
| 4 | 30 | 460 | 900 | 27000 | 810000 | 13800 | 414000 |
| 5 | 40 | 410 | 1600 | 64000 | 2560000 | 16400 | 656000 |
| 6 | 50 | 370 | 2500 | 125000 | 6250000 | 18500 | 925000 |
| 7 | 60 | 330 | 3600 | 216000 | 12960000 | 19800 | 1188000 |
| 8 | 70 | 300 | 4900 | 343000 | 24010000 | 21000 | 1470000 |
| 9 | 80 | 290 | 6400 | 512000 | 40960000 | 23200 | 1856000 |
| 10 | 90 | 280 | 8100 | 729000 | 65610000 | 25200 | 2268000 |
| Сумма | 450 | 4230 | 28500 | 2025000 | 153330000 | 153900 | 9039000 |

Статическая характеристика исследуемого объекта представлена на рис. 5.6, на котором отмечены экспериментальные точки и теоретическая линия регрессии, полученная в результате приведенного расчета.

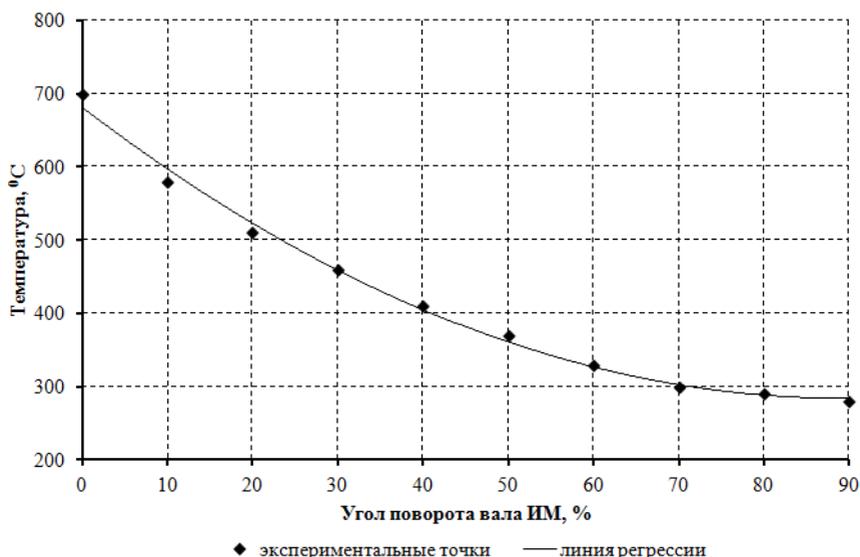


Рис. 5.6. Статическая характеристика объекта управления

При синтезе локальных контуров управления статические характеристики объекта управления позволяют оценить два важных параметра:

- определить линейность объекта управления и наметить пути совершенствования контура при нелинейном объекте;
- оценить границы управляемости разрабатываемого контура и своевременно принять меры к обеспечению требуемого режима автоматического управления, сформулировав необходимые требования к конструктивным параметрам оценки объекта;
- формализованное (математическое) представление статической характеристики позволяет осуществить адекватное математическое моделирование работы контура, приближенное к реальным условиям, с целью определения параметров настройки регулятора.

5.3. Общие сведения о динамических свойствах объекта управления

В производственных условиях управляемый объект очень редко находится в установившемся равновесном состоянии.

Различные возмущающие внешние воздействия и изменение заданных значений регулируемых параметров в ходе процесса нарушают равновесие и вызывают изменение текущих значений регулируемого параметра. При этом в объекте управления возникает переходный процесс, характер которого определяется динамическими свойствами объекта.

Состояние и поведение объектов управления в неустановившихся переходных режимах обычно определяется дифференциальными уравнениями, выражающими функциональную связь во времени между входными и выходными величинами объекта.

Исходными данными для составления дифференциальных уравнений являются математические выражения физических законов, определяющих состояние объект в неустановившемся режиме.

Количественные оценки динамических характеристик объекта управления или отдельных элементов контура управления с помощью дифференциальных уравнений могут быть получены только для сравнительно простых объектов.

Зависимость между входными и выходными параметрами объекта управления в неустановившемся (переходном) режиме выражается линейным дифференциальным уравнением вида (5.13).

В теории автоматического управления для записи и решения дифференциальных уравнений используется операторный метод, который позволяет записывать дифференциальные уравнения в алгебраическом виде и при нулевых начальных условиях значительно упрощает решение уравнений.

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n Y_{\text{вых}}}{d\tau^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} Y_{\text{вых}}}{d\tau^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dY_{\text{вых}}}{d\tau} + a_0 Y_{\text{вых}} = \\ = b_m \frac{d^m X_{\text{вх}}}{d\tau^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} X_{\text{вх}}}{d\tau^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dX_{\text{вх}}}{d\tau} + b_0 X_{\text{вх}}, \end{aligned} \quad (5.13)$$

где a_i, b_j – постоянные коэффициенты, $j \in \mathbb{N}$; n, m – порядок производных.

Уравнение (5.13) в операторной форме будет иметь вид

$$\begin{aligned} (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0) Y_{\text{вых}}(p) = \\ = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0) X_{\text{вх}}(p), \end{aligned} \quad (5.14)$$

где $p = d/dt$ – символ дифференцирования.

Операторная форма записи уравнения позволяет получить очень важную динамическую характеристику объекта управления – передаточную функцию $W(p)$.

Выражение, стоящее в скобках перед $Y_{вых}(p)$, называется собственным оператором. Выражение, стоящее в скобках перед $X_{ex}(p)$, называется оператором воздействия.

Передаточной функцией объекта управления называется отношение оператора воздействия к собственному оператору объекта:

$$W(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0}. \quad (5.15)$$

Передачная функция объекта $W(p)$ (по сути дела, запись дифференциального уравнения объекта в операторной форме) характеризует динамические свойства объекта управления или любого элемента контура управления и широко используется как основная динамическая характеристика.

В качестве примера рассмотрим составление упрощенного уравнения теплообмена в рабочем пространстве печи.

Входной величиной является температура рабочего пространства печи $X_{ex} = t_n$. Выходной величиной является температура нагреваемого металла $Y_{вых} = t_m$, считаем что металл достаточно тонок.

Принимаем, что теплообмен между рабочим пространством печи и нагреваемым металлом осуществляется по закону Ньютона:

$$q = \alpha(t_n - t_m),$$

где α – коэффициент теплопередачи к поверхности металла, Вт /м²К.

Количество тепла q , переданного от рабочего пространства металлу за время $\Delta\tau$, будет равно

$$q = \alpha F(t_n - t_m)\Delta\tau,$$

где F – тепловоспринимающая поверхность металла, м².

Это тепло затрачивается на равномерное (металл рассматривается как тонкое тело) повышение температуры на величину Δt_m .

В соответствии с законом сохранения энергии запишем уравнение теплового баланса:

$$\alpha F(t_n - t_m)\Delta\tau = C \cdot M \cdot \Delta t_m,$$

где M – масса нагреваемого металла, кг; C – удельная теплоемкость металла, т.е. количество тепла, содержащееся в единице массы нагреваемого тела.

После преобразований получим

$$\frac{C \cdot M}{\alpha F} \cdot \frac{\Delta t_M}{\Delta \tau} + t_M = t_n.$$

Обозначив $\frac{C \cdot M}{\alpha F} = T$, получим

$$T \cdot \frac{\Delta t_M}{\Delta \tau} + t_M = t_n, \text{ или } T \cdot \frac{dY_{\text{былх}}}{d\tau} + Y_{\text{былх}} = X_{\text{ex}}.$$

В операторной форме уравнение будет иметь вид

$$(Tp + 1)Y_{\text{былх}}(p) = X_{\text{ex}}(p) \text{ и } W(p) = \frac{1}{Tp + 1}.$$

Решение дифференциального уравнения упрощенного теплообмена будет иметь вид

$$Y_{\text{былх}} = X_{\text{ex}} \cdot (1 + e^{-c}) \text{ или } t_M = t_n \cdot (1 + e^{-c}), \text{ где } c = \frac{\tau}{T}.$$

Оно представляет собой траекторию экспоненты изменения температуры металла во времени.

В приведенном примере схема теплообмена сильно упрощена и не учтены многие другие закономерности, имеющие место при теплообмене в реальных печах. На практике динамические свойства объекта или отдельных элементов контура управления определяют экспериментально по динамическим характеристикам.

Динамической характеристикой называется реакция объекта управления на входной возмущающий сигнал стандартной формы.

Стандартная форма сигнала позволяет не только определить количественные оценки динамических параметров объекта, но и осуществлять их сравнение.

Динамические характеристики различаются по видам стандартных возмущающих воздействий на следующие типы:

- кривые разгона, переходные функции, временные характеристики представляют собой реакцию объекта на однократное скачкообразное входное возмущающее воздействие;
- импульсная характеристика представляет собой реакцию объекта на возмущающее входное воздействие в форме импульса;

- частотные характеристики представляют собой реакцию объекта на гармонический входной сигнал постоянной амплитуды и различной частоты.

5.4. Классификация объектов и определение динамических параметров объекта по кривой разгона

В производственных условиях наиболее просто динамические параметры объекта определяются по кривым разгона.

Кривая разгона – это траектория изменения во времени выходного параметра объекта при однократном скачкообразном возмущении входным воздействием.

В теории управления вместо кривой разгона используется переходная функция или временная характеристика, представляющая траекторию изменения выходного параметра при единичном скачкообразном входном возмущающем воздействии.

Замена переходной функции кривой разгона объясняется трудностью практической реализации в реальных условиях единичного возмущающего воздействия (1% хода ИМ) и невозможностью в условиях действия случайных технологических помех выделить реакцию объекта на единичное возмущение. Поэтому при снятии кривой разгона возмущение принимают 10–15 % от максимально возможного (100 %) входного воздействия.

Кривая разгона – это увеличенная в масштабе переходная функция (временная характеристика).

По виду кривой разгона все реальные промышленные объекты управления можно разделить на три вида:

- объекты с самовыравниванием (статические);
- объекты без самовыравнивания (астатические);
- объекты с самовыравниванием и без самовыравнивания с запаздыванием.

Примеры объектов различного вида и траектории кривых разгона, соответствующих каждому типу объекта, представлены на рис. 5.7.

Большинство объектов промышленного и металлургического производства являются *объектами с самовыравниванием*. В таких объектах изменение выходной величины после скачкообразного возмущения для одноемкостных объектов происходит с постоянно уменьшающейся скоростью (по экспоненте) до момента достижения нового установившегося значения (рис. 5.7, а).

Это свойство объекта восстанавливать нарушенное равновесие на новом уровне называется *самовыравниванием*.

Наличие свойства самовыравнивания объясняется действием физических факторов, компенсирующих влияние возмущающего воздей-

В объектах без самовыравнивания (рис. 5.7, б) изменение выходной величины происходит с постоянной скоростью и беспредельно (до возникновения аварийной ситуации). В таком объекте поддержание регулируемого параметра на заданном уровне возможно только при одном условии, когда $Q_{вх} = Q_{вых}$ (приток равен расходу). Например, приток стали в кристаллизатор МНЛЗ должен быть равен объему металла, вытягиваемого из кристаллизатора.

В объектах с запаздыванием (рис. 5.7, в) регулируемая величина начинает изменяться не одновременно с изменением входной величины, а через некоторое время τ_3 , называемое временем запаздывания $\tau_3 = L/V_L$, где L – длина транспортного участка. V_L – скорость движения транспортного устройства.

Примечание. Эффект запаздывания может возникать в многоконтурных объектах при последовательном соединении нескольких инерционных звеньев, каждое из которых не имеет запаздывания (см. звено второго порядка).

Реальные, полученные экспериментально кривые разгона отличаются от приведенных на рис. 5.7, а, б. Они имеют S-образный вид.

Примерный вид реальной кривой разгона объекта с самовыравниванием показан на рис. 5.8.

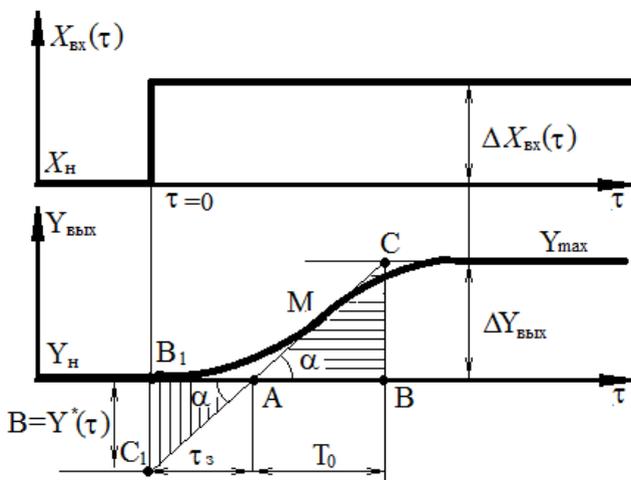


Рис. 5.8. Кривая разгона реального объекта

Динамические параметры объекта количественно оцениваются следующими показателями:

τ_3 – время запаздывания – это интервал времени от начала возмущения $\tau=0$ до момента начала изменения выходной величины с постоян-

ной максимальной скоростью $(dY/d\tau)_{\max}$ или интервал времени от момента $\tau=0$ до момента пересечения касательной к траектории $Y(\tau)$ в точке максимальной скорости M $(dY/dx)_{\max}$ с осью времени, совмещенной с начальным установившимся значением Y_H ;

T_0 – *время разгона (постоянная времени)* объекта, характеризует инерционные свойства объекта. Это время, в течение которого выходная величина $Y_{\text{вых}}$ переходит из одного установившегося состояния Y_H в другое Y_{\max} , если бы изменение этой величины происходило с постоянной максимальной скоростью $(dY/dt)_{\max}$;

$K_{об}$ – *коэффициент передачи объекта* – это число единиц измерения выходной величины, приходящееся на единицу измерения входного параметра:

$$K_{об} = \frac{\Delta Y_{\text{вых}}}{\Delta X_{\text{вх}}}.$$

Это характеристика аналогична коэффициенту передачи, определяемому по статической характеристике объекта.

Необходимо помнить, что:

- кривая разгона содержит две точки Y_H и Y_{\max} статической характеристики объекта;
- определение статической характеристики объекта осуществляется последовательным снятием кривых разгона;
- установившимся состоянием объекта следует считать интервал времени, равный 3-4 T_0 от момента скачкообразного однократного изменения входного параметра.

Иногда при определении динамических характеристик теплоэнергетических объектов вместо постоянной времени объекта T_0 используют параметр ξ – *скорость разгона объекта* (см. рис. 5.8).

$$\xi = \frac{B}{\tau_3 \Delta x} = \frac{tg \alpha}{\Delta x}. \quad (5.16)$$

Этот параметр характеризует максимальную скорость изменения $Y(\tau)$, приходящуюся на единицу изменения входного параметра $tg \alpha / \Delta x$.

Вместо коэффициента передачи объекта $K_{об}$ иногда используют *коэффициент самовыравнивания*:

$$\rho = \frac{\Delta x}{\Delta y} = \frac{1}{K_{об}}. \quad (5.17)$$

Из подобия заштрихованных треугольников ABC и AB_1C_1 (см. рис. 5.8) следует определение соотношений T_0 , τ_3 , $K_{об}$ и ξ :

$$\frac{\tau_3}{T_0} = \frac{B}{\Delta Y} \text{ или } B = \frac{\tau_3 \Delta Y}{T_0},$$

значит,

$$\xi = \frac{B}{\tau_3 \Delta x} = \frac{\tau_3 \Delta Y}{T_0} \cdot \frac{1}{\tau_3 \Delta x} = \frac{\Delta Y}{\Delta x T_0} = \frac{K_{об}}{T_0}.$$

Необходимо помнить, что общее запаздывание τ_3 на рис. 5.8 складывается из чистого транспортного запаздывания (рис. 5.7, в) и емкостного (переходного) запаздывания.

Кривая разгона астатического объекта приведена на рис. 5.9.

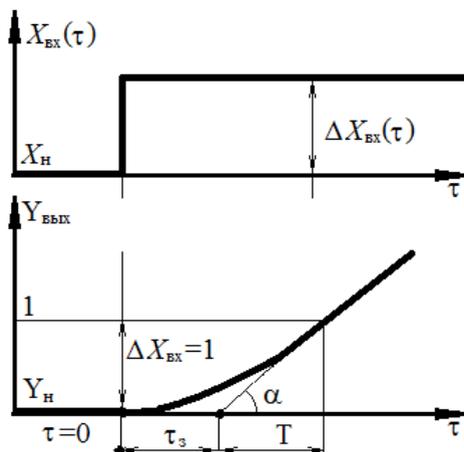


Рис. 5.9. Кривая разгона астатического объекта

Астатические объекты характеризуются следующими динамическими параметрами: τ_3 – время запаздывания; $K'_{об}$ – условный коэффициент передачи.

$K'_{об}$ определяют как установившееся значение скорости изменения выходной величины при величине возмущения $\Delta X_{вх}=1$.

По сути дела, это есть величина ξ – скорость разгона объекта:

$$\xi = \frac{tg \alpha}{\Delta x},$$

$$\text{или } K'_{об} = \frac{Y_{max}(\tau)}{\Delta x} = \frac{\text{Единица измерения регулируемой величины}}{с \cdot \% \text{ хода исполнительного механизма}}.$$

Для характеристики динамических свойств астатического объекта можно использовать условную постоянную времени T' , равную времени изменения выходной величины на единицу ее измерения при единичном возмущении $\Delta X=1$ (см. рис. 5.9). Очевидно, что

$$K'_{об} = \frac{1}{T'}.$$

Характерным показателем динамических свойств объекта является отношение τ/T_0 . Чем меньше это отношение, тем благоприятнее условия для автоматического управления таким объектом.

Контрольные вопросы по разделу 5

1. Понятие и назначение статической характеристики объекта управления.
2. Динамические параметры объекта управления $K_{об}$, T_0 , τ_3 .
3. Что такое скорость разгона, какие свойства объекта управления отражает этот показатель?
4. Понятие значения коэффициента самовыравнивания при характеристике объекта управления.
5. Что означает параметр «постоянная времени объекта управления»?
6. Чем отличается чистое запаздывание от динамического запаздывания?
7. В чем причина появления переходного (динамического) запаздывания в контуре управления?
8. Статические и динамические характеристики инерционного с запаздыванием объекта управления статического типа.
9. Динамические характеристики инерционного с запаздыванием астатического объекта управления.
10. Определение динамических параметров объекта управления по результирующей кривой разгона, полученной в ходе эксперимента.

6. СИНТЕЗ И НАСТРОЙКА КОНТУРОВ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

6.1. Принципы оптимизации контуров управления технологическим параметром

Целью текущего раздела является изучение методов выбора типа регулятора и его последующей настройки с целью получения оптимальных показателей качества переходного процесса при регулировании технологических параметров процесса. Подбор оптимального регулятора и его настроек необходимо выполнять после точного определения динамических параметров объекта управления.

Решать задачу оптимизации контура управления необходимо уже на стадии проектирования систем автоматического управления. Оптимизацию контура управления можно разбить на два последовательных этапа.

На первом этапе, который можно назвать структурной оптимизацией, осуществляется выбор наиболее пригодного закона регулирования для данного объекта, при условии что статические и динамические параметры ОУ известны.

На втором этапе, который можно определить как динамическую оптимизацию контура, определяются значения динамических параметров регулятора, обеспечивающих наилучший переходный процесс регулирования.

В основу рекомендуемых в данной работе методов оптимизации контура управления положены методы, предложенные Ф. Фрером и Ф. Ортенбургером [2], позволяющие эффективно и достаточно просто решить поставленную задачу.

Простота предложенного этими выдающимися специалистами изложения теоретических основ методов оптимизации контуров управления не снижает их достоверности и точности. Это было подтверждено Г.Т. Кулаковым [22], предложившим метод Ф. Фрера и Ф. Ортенбургера по управлению малоинерционными процессами в электроприводах распространить на контуры управления технологическими процессами, характеризующимися значительными инерционностями и запаздыванием.

Для уяснения сути методов структурной оптимизации необходимо знание следующих понятий и положений.

Передаточная функция замкнутого контура $W_3(p)$ при задающем воздействии рассчитывается следующим образом:

$$W_3(p) = \frac{W_0(p)}{1 + W_0(p)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{W_0(p)}}, \quad (6.1)$$

где $W_0(p)$ – передаточная функция разомкнутой системы (контура управления), которую, в свою очередь, можно представить в виде

$$W_0(p) = W_p(p) \cdot W_{об}(p) = \frac{Z_0(p)}{N_0(p)}, \quad (6.2)$$

где $W_p(p)$ – передаточная функция регулятора; $W_{об}(p)$ – передаточная функция объекта управления; $Z_0(p)$, $N_0(p)$ – многочлены относительно p .

Подставляя выражение (6.2) в уравнение (6.1), получим

$$W_z(p) = \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{Z_0(p)}{N_0(p)}}} = \frac{Z_0(p)}{Z_0(p) + N_0(p)}. \quad (6.3)$$

6.1.1. Сочетания регуляторов при синтезе контуров управления

При разработке локальных контуров управления иногда для достижения необходимых показателей качества управления целесообразно использовать сочетание различных законов управления. Поэтому целесообразно помнить следующие данные [2].

Последовательное включение П- и И-регуляторов не влияет на поведение регулятора и может быть описано передаточной функцией:

$$W_{общ}(p) = K_p \cdot \frac{1}{T_1 p} = \frac{1}{\frac{T_1 p}{K_p}} = \frac{1}{T_1' p}, \quad (6.4)$$

где K_p – коэффициент передачи П-части регулятора; T_1 – время интегрирования И-части; $T_1' = T_1/K_p$ – время интегрирования регулятора.

Включение пропорционального звена лишь изменяет параметр его динамической настройки. Если $K_p > 1$, то $T_1' < T_1$. Если $K_p < 1$, то $T_1' > T_1$.

Параллельное включение П- и И-регуляторов в результате дает ПИ-регулятор и может быть описано передаточной функцией:

$$W_{общ}(p) = K_p + \frac{1}{T_1 p} = K_p \frac{1 + T_u p}{T_u p}, \quad (6.5)$$

где $T_u = T_1 \cdot K_p$ – время изодрома регулятора.

Последовательное включение И- и ПД-регуляторов может быть описано передаточной функцией:

$$W_{\text{общ}}(p) = \frac{1}{T_1 p} \cdot [K_p \cdot (1 + T_n p)] \quad (6.6)$$

где T_n – время предварения регулятора.

После преобразований получаем ПИ-регулятор:

$$\begin{aligned} W_{\text{общ}}(p) &= \frac{K_p}{T_1 p} + \frac{K_p T_n p}{T_1 p} = \frac{K_p}{T_1 p} + \frac{K_p T_n}{T_1} \\ &= \frac{K_p T_n}{T_1} \cdot \left(\frac{1}{T_n p} + 1 \right) = \frac{K_p T_n}{T_1} \cdot \frac{1 + T_n p}{T_n p} = K_p' \frac{1 + T_n p}{T_n p}. \end{aligned} \quad (6.7)$$

Параллельное включение И- и ПД-регулятора дает ПИД- регулятор и может быть описано передаточной функцией:

$$W_{\text{общ}}(p) = \frac{1}{T_1 p} + K_p \cdot (1 + T_n p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_u p} + T_n p \right). \quad (6.8)$$

Параллельное включение ПИ- и ПД-регулятора в итоге образует ПИД-регулятор и может быть описано передаточной функцией:

$$\begin{aligned} W_{\text{общ}}(p) &= K_{p1} \cdot \frac{1 + T_u p}{T_u p} + K_{p2} \cdot (1 + T_n p) = \\ &= K_{p1} \cdot \left(\frac{1}{T_u p} + \frac{T_u p}{T_u p} \right) + K_{p2} + K_{p2} T_n p = \\ &= K_{p1} \cdot \left(\frac{1}{T_u p} + \left(1 + \frac{K_{p2}}{K_{p1}} \right) + \frac{K_{p2}}{K_{p1}} T_n p \right) = \\ &= K_{p1} \left(\frac{K_{p1} + K_{p2}}{K_{p1}} + \frac{1}{T_u p} + \frac{K_{p2}}{K_{p1}} T_n p \right). \end{aligned} \quad (6.9)$$

Последовательное включение ПИ- и ПД- регуляторов в итоге образует ПИД-регулятор и может быть описано передаточной функцией:

$$\begin{aligned}
W_{обц}(p) &= K_{p1} \cdot \frac{1+T_u p}{T_u p} \cdot K_{p2} \cdot (1+T_n p) = \\
&= \frac{K_{p1} \cdot K_{p2}}{T_u p} \cdot (1+T_u p) \cdot (1+T_n p) = \\
&= \frac{K_{p1} \cdot K_{p2}}{T_u p} \cdot (T_u T_n p^2 + T_u p + T_n p + 1) = \\
&= K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot \left(T_n p + \left(1 + \frac{T_n}{T_u} \right) + \frac{1}{T_u p} \right).
\end{aligned} \tag{6.10}$$

6.1.2. Компенсация инерционных свойств объекта – этап структурной оптимизации контура управления

Реальные промышленные объекты обладают инерционностью. Передаточная функция инерционного объекта с коэффициентом передачи $K_{об}$ имеет вид

$$W_{об}(p) = \frac{K_{об}}{T_0 p + 1}. \tag{6.11}$$

Вследствие наличия инерционности объекта весь контур регулирования работает с инерцией. Причем, чем больше величина постоянной времени T_0 , тем более отрицательно это сказывается на процессе регулирования.

Из вида передаточной функции $W_{об}(p)$ следует, что для компенсации инерционности необходимо иметь в контуре регулирования регулятор, передаточная функция которого в числителе должна содержать выражение $(1+T_n \cdot p)$.

В этом случае если выбрать величину $T_n=T_0$, то можно сократить знаменатель и числитель. Такой прием называется компенсацией инерционности первого порядка.

В итоге такой подбор регулятора значительно улучшает работу всего контура регулирования.

Рассмотрим пример компенсации инерционности при использовании ПД-регулятора.

Структурная схема контура управления, включающего последовательное соединение инерционного объекта, определяется передаточной функцией (6.11), а ПД-регулятора

$$W_p(p) = K_p \cdot (T_n p + 1). \tag{6.12}$$

Структурная схема контура управления представлена на рис. 6.1, а.

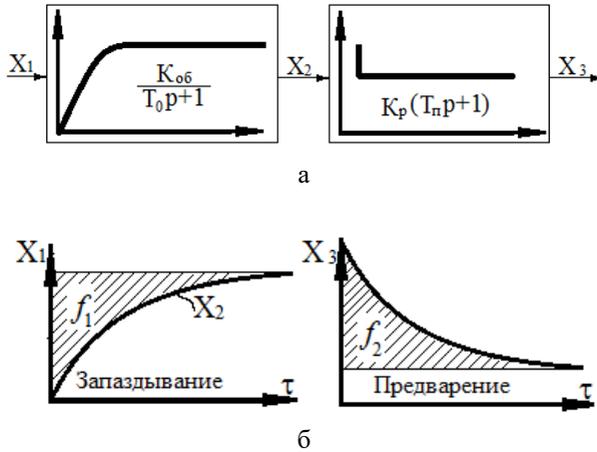


Рис. 6.1. Компенсация инерционных свойств объекта: а – структурная схема контура; б – физический смысл явления компенсации

$$W_o(p) = \frac{K_{об}}{T_o p + 1} \cdot K_p \cdot (T_n p + 1). \quad (6.13)$$

При $T_n = T_{об}$ имеем $W_o(p) = K_p \cdot K_{об}$.

Формально инерционность можно полностью компенсировать, и останется лишь пропорциональная передача сигнала, если $f_1 \approx f_2$ (см. рис. 6.1).

Однако в реальных условиях ПД-регулятор нельзя выполнить без некоторой паразитной постоянной времени τ^* , которая придает регулятору свойства инерционного звена, хотя и с малой постоянной времени. С учетом сказанного имеем

$$W_{общ}(p) = K_p \cdot \frac{T_n p + 1}{1 + p \tau^*} \cdot \frac{K_{об}}{T_o p + 1}. \quad (6.14)$$

При условии $T_n = T_{об}$ имеем

$$W_{общ}(p) = \frac{K_p \cdot K_{об}}{1 + p \tau^*}. \quad (6.15)$$

Переходные функции системы, состоящей из последовательного включения инерционности первого порядка и ПД-регулятора, зависят от соотношения $T_{об}$ и $T_{п}$ и представлены на рис. 6.2.

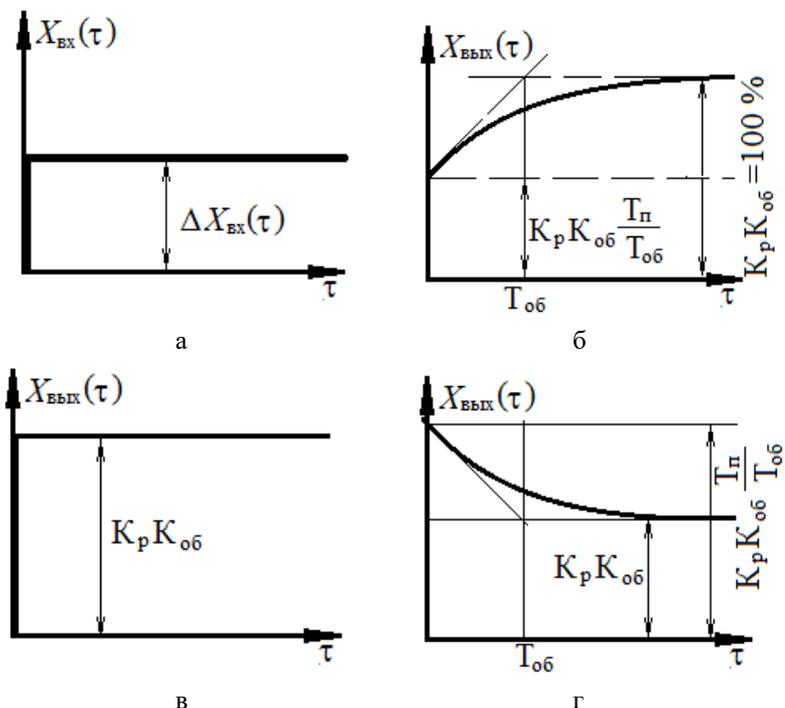


Рис. 6.2. Переходные функции системы регулирования, состоящей из инерционного объекта и ПД-регулятора: а – входной параметр; б – выходной параметр при $T_{об} > T_{п}$; в – выходной параметр при $T_{об} = T_{п}$; г – выходной параметр при $T_{об} < T_{п}$

В реальных условиях величина $T_{об}$ может меняться или ее невозможно точно определить, поэтому реакция последовательного соединения будет зависеть от правильного выбора $T_{п}$.

Недостатком ПД-регулятора является отсутствие интегральной составляющей, что обуславливает появление статической ошибки. Это снижает точность управления. Для ликвидации остаточного отклонения (статической ошибки) в закон управления следует вводить интегральную составляющую.

6.1.3. Последовательное соединение инерционного звена первого порядка и ПИ-регулятора

Для обеспечения необходимой точности регулирования требуется применять регулятор с интегрирующими свойствами. Упреждение, характерное для ПИ-регулятора, может быть использовано для компенсации инерционности объекта.

Рассмотрим схему контура управления, включающего ПИ-регулятор и инерционный объект (рис. 6.3).

$$W_{\text{обц}}(p) = W_p(p) \cdot W_{\text{об}}(p) = K_p \cdot \frac{T_u p + 1}{T_u p} \cdot \frac{K_{\text{об}}}{T_1 p + 1}, \quad (6.16)$$

при условии $T_u = T_1$ имеем

$$W_{\text{обц}}(p) = \frac{K_{\text{об}} \cdot K_p}{T_u p} = \frac{1}{\frac{T_u p}{K_{\text{об}} \cdot K_p}} = \frac{1}{T'_u p}. \quad (6.17)$$

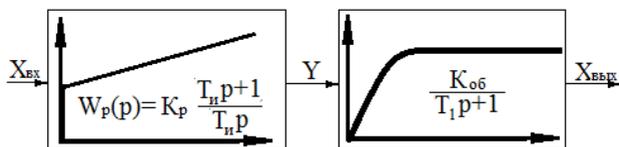


Рис. 6.3. Структурная схема контура управления инерционным объектом с использованием ПИ-регулятора

Выражение (6.17) соответствует передаточной функции интегрального регулятора с временем интегрирования

$$T'_u = \frac{T_u}{K_{\text{об}} \cdot K_p},$$

т.е. компенсация инерционности первого порядка обеспечивается.

Сравнивая реакцию на входной скачок инерционного звена и правильно настроенного ПИ-регулятора (рис. 6.4), в этом нетрудно убедиться.

Площадь f_2 инерционного звена равна площади упреждения f_1 ПИ-регулятора, чем и объясняется физический смысл компенсации инерционности предваряющей частью ПИ-регулятора.

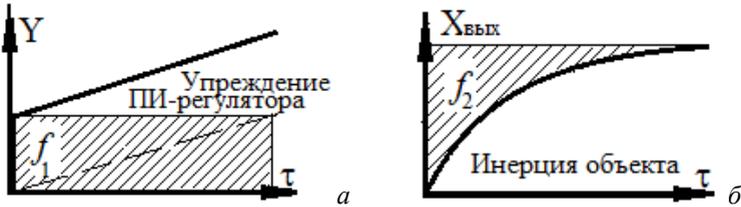


Рис. 6.4. Переходные функции: а – ПИ-регулятора; б – инерционного звена

Действие компенсации ПИ-регулятора проще уяснить, если мысленно разделить ПИ-регулятор на ПД- и И-части, включенные последовательно (рис. 6.5):

$$W_{\text{ПИ}}(p) = K_p \cdot \frac{T_u p + 1}{T_u p} = W_{\text{ПД}}(p) \cdot W_{\text{И}}(p). \quad (6.18)$$

В данном случае время упреждения (предварения) ПД-регулятора равно времени интегрирования И-регулятора.

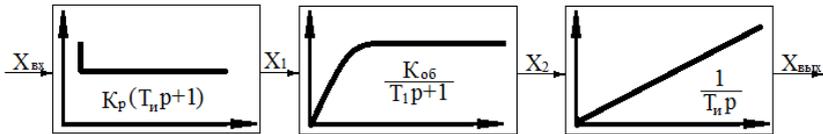


Рис. 6.5. Структурная схема контура управления инерционным объектом с использованием ПД- и И-регуляторов

В рассматриваемом случае не всегда можно реально точно уравнять T_n и T_1 , вследствие чего возможна ошибка. Для оценки возможной погрешности исследуем реакцию всей рассматриваемой цепочки на скачкообразное возмущение (рис. 6.6).

В момент скачка входного параметра

$$W_{\text{об}}(p) = K_p \cdot K_{\text{об}} \cdot \frac{T_u p + 1}{T_u p \cdot (T_1 p + 1)} = \frac{1}{\frac{T_u p}{K_p \cdot K_{\text{об}}}}, \quad (6.19)$$

что соответствует интегрированию со временем $T_n/K_p K_{\text{об}}$, которое остается одинаковым независимо от того, правильно выбрано T_n или нет.

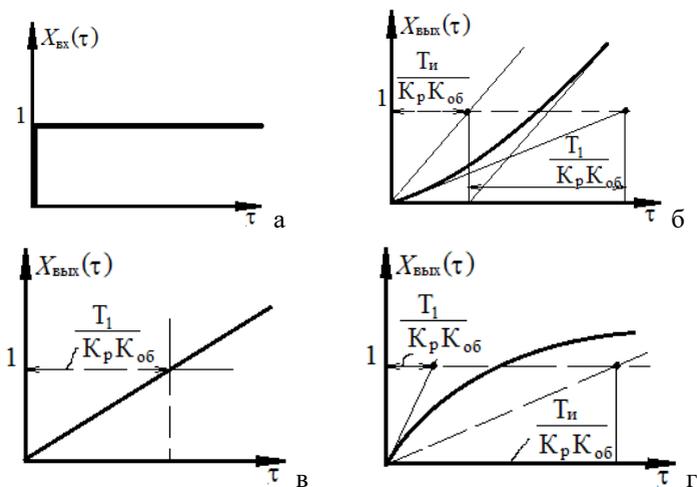


Рис. 6.6. Переходные функции контура управления инерционным объектом с ПИ-регулятором при различных значениях $T_{и}$ и T_1 :
а – входной параметр; б – выходной параметр при $T_{и} < T_1$;
в – выходной параметр при $T_{и} = T_1$; г – выходной параметр при $T_{и} > T_1$

В зависимости от того, больше или меньше $T_{и}$, чем T_1 , новое время интегрирования будет меньше или больше первоначального (см. рис. 6.б).

Если бы возникла необходимость компенсировать не одну, а две инерционности первого порядка, то для этого целесообразно использовать ПИД-регулятор, время издрорма которого $T_{из}$ компенсировало бы большую инерционность T_1 , а время предварения $T_{п}$ компенсировало бы меньшую из двух постоянных времени T_2 .

6.2. Математическое обоснование оптимизации контура регулирования

Если известны динамические параметры объекта и его характеристики, то задача оптимизации контура управления заключается в таком выборе настроек регулятора, при которых формируемое регулятором управляющее воздействие обеспечивало бы точное и быстрое (без возникновения колебаний) возвращение регулируемой величины к заданному значению.

Идеальный режим контура регулирования был бы достигнут в том случае, если бы регулируемая величина $x(\tau)$ реагировала на изменение задающей $x_3(\tau)$ без запаздывания и без появления колебаний. Такому поведению контура соответствует уравнение

$$\frac{x(\tau)}{x_s(\tau)} = 1 \text{ или } \frac{x(p)}{x_s(p)} = 1. \quad (6.20)$$

В этом случае регулируемая величина практически не должна реагировать на изменение внешнего возмущающего воздействия x_z , т.е. должно выполняться условие

$$\frac{x(\tau)}{x_z(\tau)} = 0 \text{ или } \frac{x(p)}{x_z(p)} = 0. \quad (6.21)$$

Препятствием для достижения такого идеального поведения контура регулирования является инерционность объекта. Поэтому возникает задача разработки и применения для данного объекта регулятора наиболее подходящего типа, чтобы ликвидировать влияние инерции объекта настолько полно, насколько это оказывается возможным. Такая задача и называется оптимизацией.

Рассмотрим три переходных процесса, представленных на рис. 6.7. Из анализа этих процессов становится очевидным, что с увеличением быстродействия в системе нарастает вероятность возникновения колебательного режима (рис. 6.7, а). Однако нельзя признать благоприятным, если регулируемая величина будет очень медленно приближаться к заданию, в этом случае происходит затягивание процесса (рис. 6.7, б).

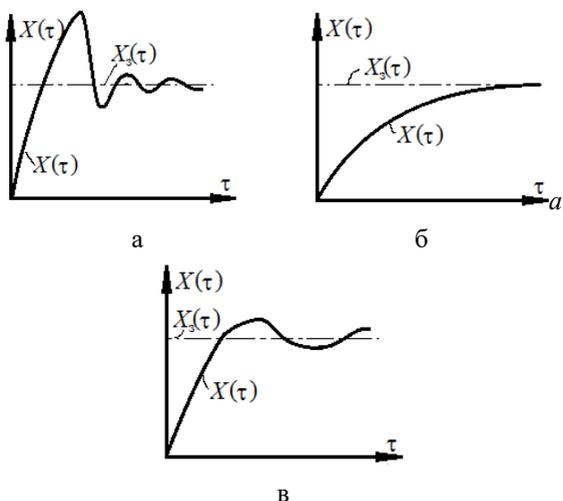


Рис. 6.7. Возможные виды переходных процессов при регулировании

Оптимальным следует считать переходный процесс, обеспечивающий сравнительно быстрый переход от одного заданного значения к другому без существенного перерегулирования или затягивания процесса (рис. 6.7, в).

Для оценки качества работы контура регулирования в реальных условиях используется реакция контура на скачкообразное однократное изменение задания, поскольку исследовать реакцию контура на внешние случайные возмущения практически невозможно.

Формирование скачкообразного возмущения по заданию осуществляется достаточно просто и воспроизводимо. Траектория изменения регулируемой величины при скачкообразном изменении задания будет иметь вид, представленный на рис. 6.8.

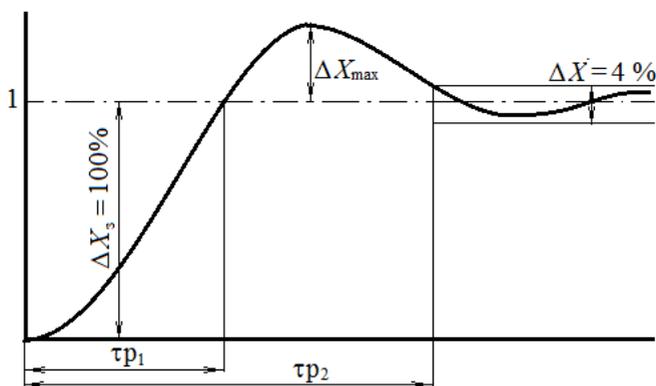


Рис. 6.8. Траектория переходного процесса в контуре регулирования:
 ΔX – зона нечувствительности, равная $\pm 2\%$

Для обеспечения возможности сравнения различных переходных процессов и количественной оценки их показателей установлены характерные легко определяемые величины. К ним относятся:

- первое время регулирования τ_{p1} – время от момента возмущения до момента, когда регулируемая величина первый раз достигнет нового заданного значения;
- время окончания регулирования τ_{p2} – второе время. Процесс регулирования считается законченным, когда регулируемая величина окончательно попадает в зону нового установившегося значения шириной $2\Delta x$, где $\Delta x = 2-2,5\%$ от заданного значения параметра;
- амплитуда (величина) перерегулирования Δx_{max} . Перерегулирование относят к полному изменению регулируемой величины,

обусловленному действием скачкообразного воздействия, и выражают в % от величины изменения задания $\Delta x_3=100\%$.

Если переходный процесс имеет колебательный характер, то в качестве Δx_{\max} принимается только первая полуволна перерегулирования.

Из уравнения передаточной функции замкнутой системы регулирования при изменении задающего воздействия

$$W_3(p) = \frac{W_o(p)}{1 + W_o(p)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{W_o(p)}} \quad (6.22)$$

следует, что $W_3(p)$ не может равняться единице.

Это выражение относится ко всему спектру частот от $\omega=0$ до $\omega=\omega_{\text{ср}}$, где $\omega_{\text{ср}}$ – частота среза, частота, на которую система перестает реагировать.

Очевидно, целесообразно добиться, по крайней мере, для некоторой, желательно большей, полосы частот от $\omega=0$ до возможно более высокой частоты такого положения, чтобы модуль передаточной функции в этой полосе частот был как можно ближе к единице.

Естественно, в момент нанесения скачкообразного возмущения при $\tau \rightarrow 0$, когда наиболее резко выражено действие высокой частоты спектра сигнала, нельзя добиться того, чтобы регулируемая величина в точности следовала за изменением задания.

В дальнейшем на первый план выступают более низкие частоты. И если в этой полосе частот модуль передаточной функции близок к единице, то всюду, кроме начального интервала, погрешность регулируемой величины относительно задающей будет близка к нулю.

Так как модуль передаточной функции замкнутого контура в течение всего переходного процесса должен по возможности быстрее и ближе приближаться к единице, то такой прием называется оптимизацией настройки регулятора путем «пригонки» модуля к единице.

При использовании указанного приема гарантированно обеспечивается устойчивость контура регулирования, поэтому дополнительное исследование контура на устойчивость просто теряет смысл.

«Пригонка» модуля функции $W_3(p)$ характеризуется тем, что $W_3(p)$ должна остаться близкой к единице, даже при $\omega \rightarrow 0$, т.е. АЧХ должна иметь горизонтальную касательную при нулевой частоте (рис. 6.9). И горизонтальность модуля $|W_3(j\omega)| = A(\omega)$ должна сохраняться по возможности до более высоких частот $\Delta\omega$.

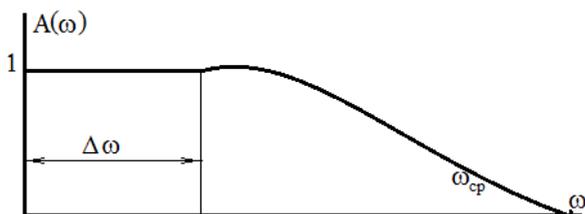


Рис. 6.9. АЧХ замкнутого оптимизированного контура

6.2.1. Практическая реализация метода «пригонки» модуля для инерционных объектов

На практике обычно приходится иметь дело с контурами управления, передаточные функции которых

$$W_3(p) = \frac{Z_o(p)}{Z_o(p) + N_o(p)}$$

имеют первый вид:

$$W_3(p) = \frac{b_o}{a_o + a_1 p + a_2 p^2}, \quad (6.23)$$

или второй вид:

$$W_3(p) = \frac{b_o + b_1 p}{a_o + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3}. \quad (6.24)$$

Рассмотрим частотные передаточные функции этих контуров более подробно. Если в первом (6.23) выражении $W_3(p)$ выделить вещественную и мнимую части, то для вещественной части при частоте ω получим:

$$W_3(\omega) = \sqrt{\frac{b_o^2}{a_o^2 - \omega^2 \cdot (2a_o a_2 - a_1^2) + \omega^4 a_2^2}}. \quad (6.25)$$

Если потребовать, чтобы это выражение оставалось равным 1 при низких частотах (вплоть до нулевой), то с учетом $b_o = a_o$ и $2a_o a_2 - a_1^2 = 0$ получим выражение знаменателя в виде

$$a_o^2 + \omega^4 a_2^2 \text{ при } a_1^2 = 2a_o a_2 \text{ и } a_2 = \frac{a_1^2}{2a_o}.$$

Значит,

$$\frac{a_0^2 + \omega^4 a_1^4}{4a_0^2} = \frac{4a_0^4 + \omega^4 a_1^4}{4a_0^2}.$$

Примем при $\omega \rightarrow 0$ $\omega^4 a_1^4 = 0$, тогда имеем

$$\frac{a_0^4}{a_0^2} = a_0^2 \text{ и } W_3(\omega) = \frac{\sqrt{\frac{a_0^2}{a_0^4}}}{\sqrt{\frac{a_0^2}{a_0^4}}} = \sqrt{\frac{a_0^4}{a_0^4}} = 1.$$

Значит, для соблюдения условия оптимума следует иметь в оптимизированном контуре выполнение условия

$$a_1^2 = 2a_0 a_2. \quad (6.26)$$

По аналогии для второго случая (6.24) получим:

$$W_3(\omega) = \sqrt{\frac{b_0^2 + \omega^2 b_1^2}{a_0^2 - \omega^2 \cdot (2a_0 a_2 - a_1^2) + \omega^4 (2a_1 a_3 - a_2^2) + \omega^6 a_3^2}}.$$

Для пригонки этого выражения к единице следует потребовать соблюдения следующих условий:

$$a_1^2 = 2a_0 a_2 \quad \text{и} \quad a_2^2 = 2a_1 a_3 \quad (6.27)$$

при $a_0 = b_0$, $a_1 = b_1$.

Если эти условия выполняются, то выражение для $W_3(\tau)$ первого типа контуров (6.23) и второго типа (6.24) приобретают вид

$$W_3(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^4 \cdot \left(\frac{a_2}{a_0}\right)^2}}; \quad (6.28)$$

$$W_s(\omega) = \sqrt{\frac{1 + \omega^4 \cdot \left(\frac{a_1}{a_0}\right)^2}{1 + \omega^6 \cdot \left(\frac{a_3}{a_0}\right)^2}}. \quad (6.29)$$

Из полученных выражений следует вывод: добиться точного равенства модуля передаточной функции единице можно только при $\omega=0$.

6.2.2. Рекомендации по выбору пропорционального регулятора для инерционного объекта управления

Исследуем случай использования пропорционального регулятора с передаточной функцией $W_p(p)=K_p$ для управления инерционным объектом с передаточной функцией (6.11). Структурная схема контура представлена на рис. 6.10. Передаточная функция разомкнутой системы:

$$W_0(p) = W_p(p) \cdot W_{об}(p) = \frac{K_p \cdot K_{об}}{T_1 p + 1}. \quad (6.30)$$

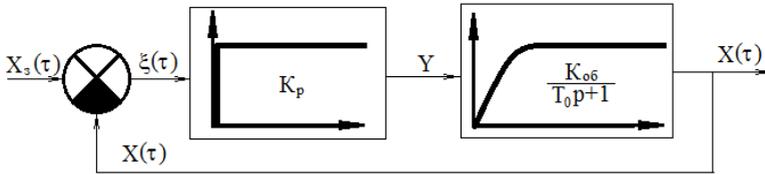


Рис. 6.10. Структурная схема контура управления

Передаточная функция замкнутого контура:

$$W_s(p) = \frac{W_0(p)}{1 + W_0(p)} = \frac{K_p \cdot K_{об}}{K_p \cdot K_{об} + T_1 p + 1}. \quad (6.31)$$

Остаточное отклонение регулируемой величины может быть определено из условия при $\tau \rightarrow \infty$ и $p \rightarrow 0$:

$$\begin{aligned}
\lim_{p \rightarrow 0} \frac{X_3(p) - X(p)}{X_3(p)} &= \lim_{p \rightarrow 0} [1 - W_3(p)] = \\
&= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{K_p K_{об} + 1 + T_1 p - K_p K_{об}}{K_p K_{об} + 1 + T_1 p} = \\
\lim_{p \rightarrow 0} \frac{1 + T_1 p}{K_p K_{об} + 1 + T_1 p} &= \frac{1}{1 + K_p K_{об}}.
\end{aligned} \tag{6.32}$$

Из (6.32) следует, что статическая ошибка регулирования (установившаяся погрешность) будет тем меньше, чем больше коэффициент усиления $K_p K_{об}$ в контуре. Величину $K_p K_{об}$ называют кольцевым усилением или усилением контура K_o :

$$K_o = K_p K_{об}. \tag{6.33}$$

Необходимо помнить, что усиление нельзя сделать сколь угодно большим, а погрешность, соответственно, сколь угодно малой. Значит, для управления инерционным объектом П-регулятор можно применять только там, где ошибка регулирования не ограничена жесткими пределами, или там, где допускается достаточно большое пропорциональное усиление.

Если необходимо иметь простой и быстрый регулятор, то следует использовать П- или ПД-законы.

6.2.3. Рекомендации по выбору интегрального регулятора для инерционного объекта

Для устранения существующей статической ошибки регулирования при управлении инерционным объектом следует использовать интегральные регуляторы. Структурная схема контура представлена на рис. 6.11.

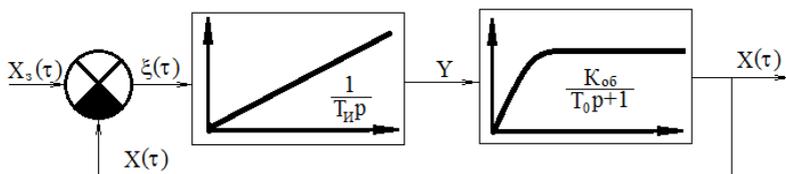


Рис. 6.11. Структурная локальная схема контура регулирования при использовании И-регулятора для управления инерционным объектом

Передаточная функция разомкнутой системы будет иметь вид:

$$W_0(p) = W_p(p) \cdot W_{o\bar{o}}(p) = \frac{1}{T_u p} \cdot \frac{K_{o\bar{o}}}{T_1 p + 1}. \quad (6.34)$$

Передаточная функция замкнутого контура:

$$W_3(p) = \frac{W_0(p)}{1 + W_0(p)} = \frac{K_{o\bar{o}}}{T_u p(T_1 p + 1)} : \quad (6.35)$$

$$: \left(1 + \frac{K_{o\bar{o}}}{T_u p(T_1 p + 1)} \right) = \frac{K_{o\bar{o}}}{K_{o\bar{o}} + T_u p + T_u T_1 p^2}.$$

Статическая ошибка регулятора составляет

$$\begin{aligned} \lim_{p \rightarrow 0} \frac{X_3(p) - X(p)}{X_3(p)} &= 1 - W_3(p) = \\ &= 1 - \frac{K_{об}}{K_{об} + T_u p + T_u T_1 p^2} = \frac{T_u p(1 + T_1 p)}{K_{об} + T_u p + T_u T_1 p^2}. \end{aligned} \quad (6.36)$$

Для установившегося режима при $\tau \rightarrow \infty$ и $p \rightarrow 0$

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{X_3(p) - X(p)}{X_3(p)} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{T_u p(1 + T_1 p)}{K_{об} + T_u p + T_u T_1 p^2} = 0. \quad (6.37)$$

В рассматриваемом контуре управления по окончании переходного процесса между задающей и регулируемой величинами теоретически не должно быть разницы (статическая ошибка отсутствует). Но на практике она может быть по причине наличия зоны нечувствительности реального регулятора.

При использовании И-регулятора управляющая величина может принимать любое значение в границах области управляемости регулятора.

Если требуется высокая точность управления, то желательно при выборе закона регулирования использовать элемент, выполняющий операцию интегрирования, т.е. использовать И-, ПИ-, ПИД-регуляторы.

При использовании интегральных составляющих в законе регулирования всегда имеет место некоторое запаздывание, т.к. интегральной части всегда необходимо некоторое время для выполнения (отработки) операции суммирования, т.е. интегральный регулятор работает точно, но медленно.

6.2.4. Сумма малых постоянных времени и возникновение явления динамического (переходного) запаздывания

Предположим, что контур регулирования содержит И-регулятор и несколько инерционных звеньев, причем сумма постоянных времени этих звеньев равна постоянной времени T_1 , где

$$T_1 = \sum_{i=1}^n \tau_i. \quad (6.38)$$

Структурная схема рассматриваемого контура управления представлена на рис. 6.12.

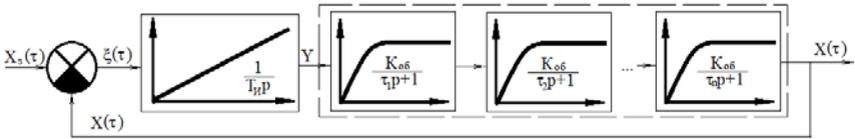


Рис. 6.12. Структурная схема контура управления, содержащего И-регулятор и множество инерционностей

Передаточная функция разомкнутого контура будет иметь вид

$$W_0(p) = \frac{1}{T_u p} \cdot \frac{K_{об}}{\tau_1 p + 1} \cdot \frac{1}{\tau_2 p + 1} \cdot \dots \cdot \frac{1}{\tau_n p + 1} = \frac{K_{об}}{T_u p (1 + p(\tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_n) + p^2(\tau_1 \cdot \tau_2 + \dots + \tau_1 \cdot \tau_n) + \dots)}$$
(6.39)

Если сравнить реакцию разомкнутого контура для двух рассмотренных случаев (п. 6.2.3 и 6.2.4) использования И-регуляторов, то можно заметить схожесть переходных процессов (рис. 6.13).

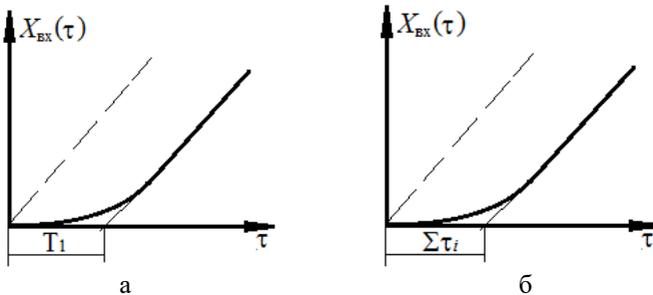


Рис. 6.13. Переходные процессы разомкнутого контура при использовании И-регулятора на инерционном объекте

Крутизна нарастания регулируемой величины, определенная динамическими свойствами регулятора, в обоих случаях одинакова. С увеличением числа инерционных звеньев выходная величина на начальном участке все теснее прилегает к оси абсцисс (появляется переходное запаздывание). Это явление было выявлено ранее при изучении динамических свойств инерционного звена второго порядка (см. раздел 3).

В пределе при бесконечно большом числе звеньев (см. рис. 6.12) траектория выходной величины совпадает с осью абсцисс по истечении времени $\Sigma\tau_i$, затем происходит излом и далее идет линейная часть (пря-

мая интегрирования). Начальный участок выходной величины характерен для звена чистого запаздывания.

Из сказанного следует вывод, что последовательное соединение большого числа инерционных звеньев без существенного ущерба для точности можно заменять одним инерционным звеном, постоянная времени которого σ равна сумме постоянных времени исходных звеньев:

$$\frac{1}{\tau_1 p + 1} + \frac{1}{\tau_2 p + 1} + \dots + \frac{1}{\tau_n p + 1} = \frac{1}{\sigma p + 1}, \quad (6.40)$$

где $\sigma = \sum \tau_i$ – сумма постоянных времени исходных звеньев.

При использовании замены (6.40) необходимо, чтобы в рассматриваемом контуре имелось по крайней мере одно интегрирующее звено или инерционное звено с постоянной времени во много раз больше (хотя бы в 4 раза больше), чем сумма малых постоянных времени всех остальных звеньев.

Последнее положение основывается на сходстве, существующем между интегрирующим звеном и инерционностью 1-го порядка. Для доказательства сходства запишем передаточную функцию инерционного звена в следующем виде:

$$W_{об}(\tau) = \frac{K_{об}}{Tp + 1} = \frac{1}{\frac{1}{K_{об}} + \frac{Tp}{K_{об}}}. \quad (6.41)$$

Если принять $K_{об} \rightarrow \infty$, но при этом потребовать, чтобы дробь $T/K_{об}$ оставалась конечной, получим

$$\lim_{p \rightarrow \infty} W_0(p) = \frac{1}{\frac{T}{K_{об}}} = \frac{1}{T'p}. \quad (6.42)$$

Выражение (6.42) соответствует передаточной функции интегрирующего звена. Сходство поведения инерционного звена первого порядка и интегрирующего звена прослеживается лишь при больших значениях постоянной времени T .

Реакция последовательного соединения большой и многих малых инерционностей первого порядка и последовательного соединения интегрирующего и запаздывающего звеньев имеют вид, представленный на рис. 6.14.

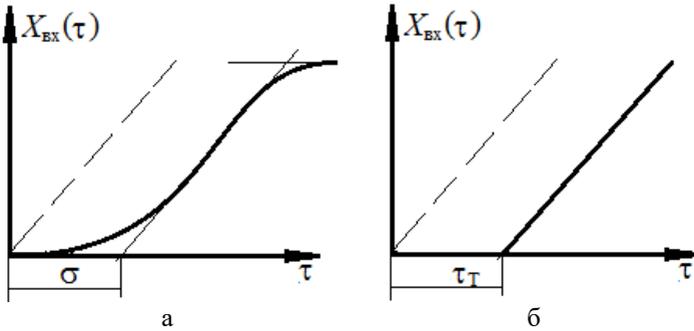


Рис. 6.14. Переходные функции объекта, имеющего разные типы звеньев: а – интегрирующее звено; б – запаздывающее звено

При сформулированных ранее условиях путем перехода к бесконечно большому числу малых инерционностей с неизменной суммой постоянных времени звено с запаздыванием можно также представить в виде инерционного звена первого порядка.

На основании изложенного передаточную функцию объекта управления со многими инерционностями (см. рис. 6.12) можно представить в виде

$$W_{об}(\tau) = \frac{K_{об}}{Tp + 1} \cdot \frac{1}{1 + \sigma p}, \quad (6.43)$$

откуда передаточная функция замкнутого контура определяется как

$$W_3(p) = \frac{X_p(p)}{X_3(p)} = \frac{K_{об}}{K_{об} + T_u p + \sigma T_u p^2}. \quad (6.44)$$

В производственных условиях при проектировании контуров управления, кроме основной инерционности, следует учитывать отдельным эквивалентным инерционным звеном сумму малых инерционностей, обычно определяющих явление переходного динамического запаздывания.

Сумма малых инерционностей отображает наличие инерционности в измерительных приборах, датчиках, передаче импульсов давления и это обстоятельство следует учитывать всегда вместе с основной инерционностью.

6.3. Метод динамической оптимизации контуров управления объектами с самовыравниванием – оптимум по модулю передаточной функции

Метод оптимума по модулю, или, как его называют, модального оптимума, применяется для оптимизации контуров управления, если объект обладает свойством самовыравнивания, инерционностью и запаздыванием.

6.3.1. Объект со многими малыми инерционностями первого порядка

Если объект управления не содержит интегрирующих элементов, то в этом случае можно осуществить динамическую оптимизацию параметров настройки регулятора по методу оптимума модуля (ОМ) передаточной функции.

Такая оптимизация сводится к «пригонке» модуля $W_3(p)$ к единице для возможно более широкой полосы частот. Это гарантирует устойчивый переходный процесс в локальном контуре управления.

Если объект управления можно динамически представить как содержащий большое число малых инерционностей первого порядка, соединенных последовательно, то для управления таким объектом целесообразно использовать И-регулятор.

Передаточная функция в данном случае будет иметь вид:

$$W_{об}(\tau) = \frac{K_{об}}{T_u p} \cdot \frac{1}{1 + \sigma p}. \quad (6.45)$$

Тогда

$$W_3(p) = \frac{W_0(p)}{1 + W_0(p)} = \frac{K_{об}}{K_{об} + T_u p + \sigma T_u p^2}. \quad (6.46)$$

Полученное выражение соответствует виду (6.23). В этом случае для «пригонки» модуля к единице следует в уравнении $W_3(p)$ использовать условие (6.26), тогда $a_0 = b_0 = K_{об}$ и $a_1 = T_u$, $a_2 = T_u \sigma$ и получаем условие оптимизации параметра регулятора:

$$T_u^2 = 2K_{об} T_u \sigma. \quad (6.47)$$

Откуда

$$T_u = 2K_{об} \sigma. \quad (6.48)$$

Подставив это значение T_u в $W_3(p)$, получим:

$$W_3(p) = \frac{K_{об}}{K_{об} + T_u \sigma p + 2K_{об} \sigma^2 p^2} = \frac{1}{1 + 2\sigma p + 2\sigma^2 p^2}. \quad (6.49)$$

Из уравнения (6.49) видно, что передаточная функция оптимизированного контура управления по методу ОМ определяется только суммой малых постоянных времени.

Поскольку полином знаменателя всегда соответствует однородному дифференциальному уравнению переходного процесса, то можно записать:

$$(T^2 p^2 + 2T\xi p + 1) \cdot X(p) = X_3(p) \quad (6.50)$$

или

$$2\sigma^2 \frac{d^2 X(\tau)}{d\tau^2} + 2\sigma \frac{dX(\tau)}{d\tau} + X(\tau) = X_3(\tau). \quad (6.51)$$

Сопоставив это уравнение с уравнением инерционного звена 2-го порядка для постоянной времени T и относительного коэффициента демпфирования ξ , имеем:

$$\begin{aligned} 2\sigma^2 &= T^2 \Rightarrow T = \sigma\sqrt{2}, \\ 2T\xi &= 2\sigma \Rightarrow \xi = \frac{1}{\sqrt{2}}. \end{aligned} \quad (6.52)$$

Так как $\xi < 1$, то переходный процесс описывается уравнением

$$\begin{aligned} f(\tau) &= \frac{U_{вых}(\tau)}{U_3} = 1 - e^{-c} \cos\left(\frac{\tau}{T(1-\xi^2)}\right) + \\ &+ \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\left(\frac{\tau}{T(1-\xi^2)}\right), \end{aligned} \quad (6.53)$$

где $c = \frac{\xi\tau}{T}$.

При подаче скачкообразного сигнала X_3 на вход данного контура управления изменение выходной величины во времени будет определяться уравнением

$$f(\tau) = \frac{X(\tau)}{X_s(\tau)} = 1 - e^{-d} \left(\cos \frac{\tau}{2\sigma} + \sin \frac{\tau}{2\sigma} \right), \quad (6.54)$$

где $d = \frac{\tau}{2\sigma}$.

Переходная функция контура регулирования, настроенного на метод ОМ передаточной функции, имеет вид, представленный на рис. 6.15. При построении данного графика по оси абсцисс отложено время в относительных единицах, приведенных к сумме малых постоянных времени.

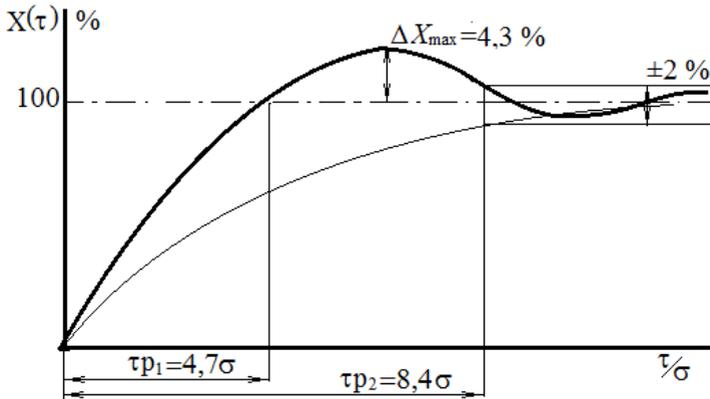


Рис. 6.15. Траектория переходного процесса в контуре, оптимизированном по методу ОМ

Анализ полученной зависимости (6.54) показывает, что:

- время первого достижения заданного значения равно $\tau_{p1} = 4,7\sigma$;
- время выхода регулируемого параметра в зону $\pm 2X$ от задания имеет значение $\tau_{p2} = 8,4\sigma$;
- максимальная величина перерегулирования $\Delta X_{\max} = 4,3\%$.

Рассмотренное дифференциальное уравнение (6.51) и решение этого уравнения (6.54) являются типичными для метода ОМ. Указанные уравнения и результирующая переходная функция характерны для любого контура регулирования, оптимизированного по модулю передаточной функции (ОМ), независимо от конкретного исполнения его звеньев.

В данном случае только масштаб времени в единицах σ будет меняться соответственно изменению самой эквивалентной постоянной времени.

6.3.2. Объект с большими и малыми инерционностями первого порядка

Если среди многих инерционных звеньев объекта регулирования имеется одно звено, постоянная времени которого больше, чем сумма постоянных времени остальных звеньев, то следует принять меры к компенсации этой большей постоянной времени. Такие объекты имеют в производственных условиях самое большое распространение.

Структурная схема контура регулирования будет иметь вид, представленный на рис. 6.16, с передаточной функцией

$$W_o(p) = \frac{K_p (T_u p + 1)}{T_u p} \cdot \frac{K_{об}}{T_1 p + 1} \cdot \frac{1}{\tau_3 p + 1} \cdot \frac{1}{\tau_2 p + 1}. \quad (6.55)$$

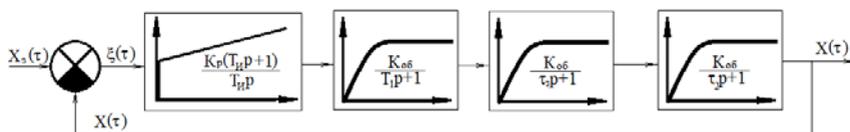


Рис. 6.16. Структурная схема контура управления реальным объектом с использованием ПИ-регулятора

Практически регулирование должно осуществляться без статической ошибки, поэтому регулятор должен обладать интегрирующими свойствами.

Для того чтобы с помощью регулятора быстрее и полнее добиться компенсации большей инерционности, необходимо придать регулятору пропорциональные свойства. Этими свойствами обладает ПИ-регулятор.

Передаточную функцию разомкнутого контура с ПИ-регулятором можно записать так:

$$W_o(p) = \frac{K_p (T_{уз} p + 1)}{T_{уз} p} \cdot \frac{K_{об}}{T_1 p + 1} \cdot \frac{1}{\sigma p + 1}. \quad (6.56)$$

Для компенсации большей инерционности требуется, чтобы время изодрома $T_{уз}$ было равно большей постоянной времени T_1 :

$$T_{уз} = T_1. \quad (6.57)$$

Это первое определяющее уравнение для оптимизации параметров настройки ПИ-регулятора (вернее интегральной его части). С учетом сказанного передаточная функция разомкнутого контура принимает вид

$$W_o(p) = \frac{K_p}{T_u p} \cdot \frac{K_{o\sigma}}{\sigma p + 1}. \quad (6.58)$$

Определяем передаточную функцию замкнутого контура:

$$\begin{aligned} W_3(p) &= \frac{X_p(p)}{X_3(p)} = \frac{W_o(p)}{1 + W_o(p)} = \\ &= \frac{K_{o\sigma} K_p}{K_{o\sigma} K_p + T_u p + \sigma T_u p^2} = \frac{K_{o\sigma} K_p}{K_{o\sigma} K_p + T_1 p + \sigma T_1 p^2}. \end{aligned} \quad (6.59)$$

Воспользуемся условием (6.26) оптимизации по методу ОМ: $a_0 = K_{o\sigma} K_p$ и $a_1 = T_1$ и $a_2 = T_2 \sigma$. Откуда получим выражение для расчета второго параметра настройки K_p :

$$T_1^2 = 2K_{o\sigma} K_p T_1 \sigma \Rightarrow T_1 = 2K_{o\sigma} K_p \sigma. \quad (6.60)$$

Отсюда оптимальное значение

$$K_p = \frac{T_1}{2K_{o\sigma} \sigma}. \quad (6.61)$$

Если теперь в выражение для $W_3(p)$ подставить полученные оптимальные значения K_p и T_1 , то получим

$$\begin{aligned} W_3(p) &= \frac{\frac{T_1}{2K_{o\sigma} \sigma} K_{o\sigma}}{\frac{T_1}{2K_{o\sigma} \sigma} K_{o\sigma} + T_1 p + \sigma T_1 p^2} = \\ &= \frac{\frac{T_1}{2\sigma}}{\frac{T_1}{2\sigma} + T_1 p + \sigma T_1 p^2} = \frac{1}{1 + 2\sigma p + 2\sigma^2 p^2}. \end{aligned} \quad (6.62)$$

Получили передаточную функцию, аналогичную (6.49), что подтверждает сделанный ранее вывод о стандартизации переходного процесса и независимости его от конфигурации системы при использовании метода оптимума по модулю передаточной функции.

6.3.3. Объект с двумя большими и несколькими малыми инерционностями первого порядка

Если в цепочке инерционных звеньев первого порядка имеется одно, а два звена с большими постоянными времени, то для компенсации этих инерционностей регулятор должен обладать двумя значениями времени упреждения. Иначе контур управления будет реагировать на изменение задания с большим замедлением.

Наиболее целесообразно в этом случае использовать ПИД-регулятор. Структурная схема контура регулирования будет иметь вид, представленный на рис. 6.17, с передаточной функцией

$$W_o(p) = \frac{K_p (T_{из} p + 1)(T_{пр} p + 1)}{T_{из} p} \cdot \frac{K_{об}}{T_1 p + 1} \cdot \frac{1}{T_2 p + 1} \cdot \frac{1}{\sigma p + 1}. \quad (6.63)$$

Эквивалентная постоянная времени σ является суммой всех постоянных времени, которые существенно меньше, чем T_1 и T_2 , причем $T_1 > T_2$.

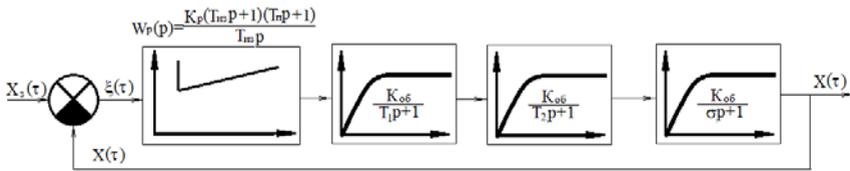


Рис. 6.17. Структурная схема контура управления для случая использования ПИД-регулятора

Значения произведения знаменателей $(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)$ должны компенсироваться произведением числителя $(T_{из} p + 1)(T_{пр} p + 1)$, где $T_{пр}$ – время предварения (упреждения). Определяя $W_o(p)$ с учетом сказанного, получим:

$$W_o(p) = \frac{K_p (T_u p + 1)(T_n p + 1)}{T_u p (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \cdot \frac{K_{об}}{\sigma p + 1} = \frac{K_p K_{об}}{T_u p (\sigma p + 1)}.$$

Откуда следует условие:

$$T_{из} = T_1, \quad T_n = T_2. \quad (6.64)$$

Передаточная функция замкнутой системы будет определена следующим образом:

$$W_3(p) = \frac{K_{об} K_p}{K_{об} K_p + T_1 p + \sigma T_1 p^2}. \quad (6.65)$$

Для оптимизации контура значение K_p должно удовлетворять условию (6.61), тогда уравнение (6.65) примет вид:

$$W_3(p) = \frac{X(p)}{X_3(p)} = \frac{1}{1 + 2\sigma p + 2\sigma^2 p^2}; \quad (6.66)$$

решение этого уравнения:

$$f(\tau) = \frac{X(\tau)}{X_3(\tau)} = 1 - e^{-d} \left(\cos \frac{\tau}{2\sigma} + \sin \frac{\tau}{2\sigma} \right); \quad d = \frac{\tau}{2\sigma}. \quad (6.67)$$

Следует добавить, что большую из двух постоянных времени следует компенсировать временем изодрома $T_{из} \rightarrow T_1$, а меньшую $T_n \rightarrow T_2$.

6.3.4. Сопоставление регулирования с помощью И-, ПИ-, ПИД-регуляторов, имеющих оптимальные параметры настройки в соответствии с методом ОМ

Для того чтобы показать эффективность компенсации инерционностей первого порядка, рассмотрим несколько примеров.

Рассмотрим контур регулирования, структурная схема которого представлена на рис. 6.18, с передаточной функцией

$$W_o(p) = W_p(p) \cdot \frac{K_{об}}{T_1 p + 1} \cdot \frac{1}{T_2 p + 1} \cdot \frac{1}{T_3 p + 1} \cdot \frac{1}{T_4 p + 1}, \quad (6.68)$$

где $T_1=40$ с; $T_2=10$ с; $T_3=1,5$ с; $T_4=0,5$ с.

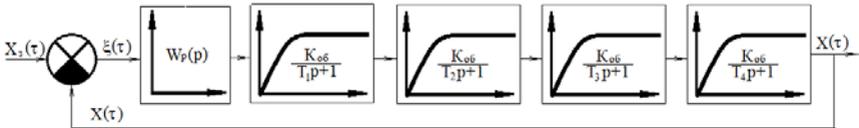


Рис. 6.18. Структурная схема инерционного объекта для сравнительной оценки качества регулирования при различных законах

Если применим И-регулятор, то все инерционности следует считать достаточно малыми:

$$T_u = 2K_{об}\sigma', \quad \text{где } \sigma' = 40 + 10 + 1,5 + 0,5 = 52 \text{ с.}$$

Первое время регулирования $\tau_{p1}^u = 4,7 \cdot \sigma' = 4,7 \cdot 52 = 244,4$ с.

Для улучшения показателей качества переходного процесса используем ПИ-регулятор. Для компенсации выделим наибольшую инерционность $T_1=40$ с. По условиям (6.57) и (6.61) следует, что $T_{из}=40$ с и

$$K_p = \frac{40}{2K_{об}\sigma} = \frac{40}{2K_{об} \cdot 12,0} = \frac{5}{3K_{об}}.$$

Сумма малых постоянных времени $\sigma = 10+1,5+0,5=12$ с, а значит, первое время регулирования будет равно $\tau_{p1}^{III} = 4,7 \cdot 12,0 = 56,4$ с. Что в 4 раза меньше времени регулирования при использовании И-регулятора.

Для еще большего сокращения времени регулирования можно использовать ПИД-регулятор, выделив предварительно из суммы еще одну крупную постоянную времени $T_2=10$ с, и скомпенсируем ее дифференцирующей частью согласно условию (6.64). Значит, $T_{из}=T_1$, $T_{п}=T_2$, $\sigma=2,0$ с,

$$K_p = \frac{T_1}{2K_{об}\sigma} = \frac{40}{2K_{об} \cdot 2,0} = \frac{10}{K_{об}}.$$

При использовании ПИД-регулятора в контуре управления коэффициент передачи может быть в 5 раз больше и, соответственно, первое время регулирования уменьшится до $\tau_{p1}^{PIID} = 4,7 \cdot 2,0 = 9,4$ с.

Компенсировать третью постоянную времени с целью дальнейшего повышения быстродействия значительно сложнее, поскольку необходимо использовать регулятор, обеспечивающий интегрирование и двойное дифференцирование сигнала рассогласования.

Однако двукратное дифференцирование даже при очень малом содержании высших гармоник в изменении величины регулируемого параметра приводит к существенному снижению устойчивости контура и добиться стабильного регулирования обычно не удается. Кроме того, независимая настройка параметров ПИД²-регулятора возможна только тогда, когда все три параметра $T_{из}$, $T_{п1}$ и $T_{п2}$ отделены друг от друга с помощью соответствующих каналов.

6.3.5. Объект с одной очень большой и несколькими малыми инерционностями первого порядка

Если объект управления содержит инерционность, постоянная времени которой превосходит сумму постоянных времени остальных

звеньев более чем в 20 раз, то на таком объекте следует рассмотреть возможность применения П-регулятора.

Структурная схема контура представлена на рис. 6.19 с передаточной функцией

$$W_o(p) = \frac{K_p K_{o\delta}}{(T_1 p + 1)(\sigma p + 1)}. \quad (6.69)$$

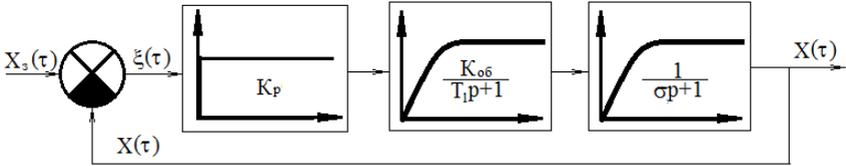


Рис. 6.19. Структурная схема контура управления объектом с большой инерционностью

В данном случае нет компенсации большой постоянной T_1 :

$$W_s(p) = \frac{W_o(p)}{1 + W_o(p)} = \frac{K_{o\delta} K_p}{1 + K_{o\delta} K_p + (T_1 + \sigma)p + \sigma T_1 p^2}. \quad (6.70)$$

Выражение (6.70) по форме совпадает с рассмотренным стандартным случаем. Для «пригонки» модуля к единице используем условие (6.26), откуда получим:

$$\begin{aligned} a_0 &= K_{o\delta} K_p + 1; \\ a_1 &= T_1 + \sigma \\ a_2 &= T_1 \sigma. \end{aligned} \quad (6.71)$$

Получим

$$\begin{aligned} (T_1 + \sigma)^2 &= 2T_1 \sigma (K_p K_{o\delta} + 1); \\ T_1^2 + 2T_1 \sigma + \sigma^2 &= 2T_1 \sigma K_p K_{o\delta} + 2T_1 \sigma; \\ T_1^2 + \sigma^2 &= 2T_1 \sigma K_p K_{o\delta}. \end{aligned} \quad (6.72)$$

По условию $T_1 \gg 20\sigma$, а значит, $\sigma^2 \ll T_1^2$ и значением σ^2 можно пренебречь по сравнению с T_1 , тогда получим:

$$T_1^2 = 2T_1\sigma K_p K_{o\sigma} \quad \text{или} \quad T_1 = 2\sigma K_p K_{o\sigma},$$

Откуда

$$K_p = \frac{T_1}{2K_{o\sigma}\sigma}. \quad (6.73)$$

Коэффициент передачи П-регулятора будет таким же, как и при использовании ПИ- или ПИД-регуляторов (см. условие (6.61)).

Подставим значение K_p в выражение $W_3(p)$ и получим:

$$\begin{aligned} W_3(p)_{OM} &= \frac{T_1 K_{o\sigma}}{2K_{o\sigma}(p)\sigma} : \frac{T_1 K_{o\sigma}}{2K_{o\sigma}(p)\sigma} + 1 + p(T_1 + \sigma) + p^2 T_1 \sigma = \\ &= \frac{1}{1 + \frac{2\sigma}{T_1} + 2\sigma T_1 + \frac{2\sigma^2 p}{T_1} + 2\sigma^2 T_1^2}. \end{aligned} \quad (6.74)$$

Поскольку $T_1 \gg \sigma$, то $2\sigma/T_1=0$, тогда

$$W_3(p)_{OM} = \frac{1}{1 + 2\sigma T_1 + 2\sigma^2 T_1^2}. \quad (6.75)$$

Так как при использовании П-регулятора существует статическая ошибка, то целесообразно знать, насколько она велика по сравнению с заданной величиной. Ошибка регулирования (относительная) может быть определена следующим образом:

$$\begin{aligned} \lim_{p \rightarrow 0} \frac{X_3(p) - X(p)}{X_3(p)} &= 1 - W_3(p) = \\ &= \frac{1 + p(T_1 + \sigma) + p^2 T_1 \sigma}{K_{o\sigma} K_p + 1 + p(T_1 + \sigma) + p^2 T_1 \sigma}. \end{aligned} \quad (6.76)$$

Для установившегося режима $\tau \rightarrow \infty$ или $p \rightarrow 0$

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{X_3(p) - X(p)}{X_3(p)} = \frac{1}{K_{o\sigma} K_p + 1} = \frac{1}{K_o + 1}, \quad (6.77)$$

где $K_o = K_p K_{об}$. Поскольку $K_p = \frac{T_1}{2K_{об}\sigma}$, то $K_o = \frac{T_1}{2\sigma}$.

Значит, статическая ошибка регулирования будет равна

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{X_z(\tau) - X(\tau)}{X_z(\tau)} = \frac{1}{1 + \frac{T_1}{2\sigma}} = \frac{2\sigma}{2\sigma + T_1}. \quad (6.78)$$

При настройке П-регулятора по правилам ОМ передаточной функции статическая ошибка зависит только от постоянных времени контура. Величина полного усиления контура K_o также зависит только от соотношения постоянных времени.

Представляется важным для данного случая оценить погрешность работы П-регулятора, обусловленную возмущающим воздействием X_z . Передаточная функция замкнутого контура относительно возмущающего воздействия X_z имеет вид

$$W_z(p) = \frac{W_3(p)}{W_p(p) \cdot W_{об}(p)}. \quad (6.79)$$

Если возмущение действует на входе объекта, то $W_{об}(p) = 1$, значит,

$$W_z(p) = \frac{W_3(p)}{W_p(p)} = \frac{K_{об}}{K_p K_{об} + 1 + p(T_1 + \sigma) + p^2 T_1 \sigma^2}. \quad (6.80)$$

Для установившегося состояния

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{X(p)}{X_z(p)} = \frac{K_{об}}{K_o + 1} = \frac{2K_{об} \cdot 2\sigma}{2\sigma + T_1} = \frac{2K_{об} \cdot \sigma}{T_1}. \quad (6.81)$$

Из (6.81) следует, что погрешность регулируемой величины, обусловленная действием возмущения всего лишь в $K_{об}$ раз, больше погрешности, обусловленной изменением задания.

При использовании П-регулятора в контуре регулирования нужно помнить:

- погрешность регулируемой величины по отношению к задающей всегда зависит только от соотношения постоянных времени объекта управления. Она не превышает 5%, если $T_1/\sigma < 38$. Она не превышает 2%, если $T/\sigma < 98$;

- статическая погрешность, обусловленная возмущающим воздействием, зависит от величины коэффициента передачи объекта $K_{об}$. Если $K_{об} < 1$, то погрешность уменьшается, при $K_{об} > 1$ погрешность увеличивается;
- возможно возникновение ситуации, когда при использовании П-регулятора показатели качества, отнесенные к задающему воздействию, окажутся неприемлемыми при действии возмущений (если $K_{об}$ достаточно велико). В этом случае следует в закон регулирования вводить интегральную составляющую для снижения установившейся погрешности.

6.4. Симметричный оптимум – метод динамической оптимизации контуров управления объектами без самовыравнивания

Метод симметричного оптимума (СО) применяется в случае, если объект управления в своей структуре имеет интегральную составляющую и обладает инерционностью и запаздыванием при отсутствии самовыравнивания.

В составе объекта управления могут быть не только инерционные звенья первого порядка, пропорциональные и запаздывающие, но и интегральные звенья. В этом случае компенсация одной или двух самых существенных инерционностей не может дать необходимого результата, т.к. интегральному звену объекта противопоставляется интегральный закон регулирования, что приводит к возникновению периодического вида колебаний регулируемой величины (т.е. автоколебательного режима). Такой режим локального контура реально можно считать неустойчивым.

Для иллюстрации этого рассмотрим контур регулирования, структурная схема которого представлена на рис. 6.20, с передаточной функцией

$$W_o(p) = \frac{K_p(T_{уз}p + 1)}{T_{уз}p} \cdot \frac{1}{T_o p} \cdot \frac{K_{об}}{T_1 p + 1} = \frac{K_p K_{об}}{T_u p(\sigma p + 1)}. \quad (6.82)$$

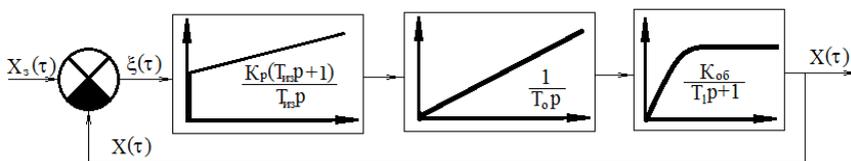


Рис. 6.20. Структурная схема контура управления инерционным объектом, имеющим интегральные свойства (без самовыравнивания)

Для управления объектом, содержащим интегральное звено и инерционное звено первого порядка, используется ПИ-регулятор.

Если осуществить компенсацию постоянной времени объекта T_1 за счет $T_{из}$, то получим:

$$W_o(p) = \frac{K_p}{T_o p} \cdot \frac{K_{об}}{T_{из} p} = \frac{1}{\frac{T_o}{K_{об}} p} \cdot \frac{1}{\frac{T_{из}}{K_p} p} = \frac{1}{T'_1 T'_2 p^2}, \quad (6.83)$$

$$T'_1 = \frac{T_o}{K_{об}}, \quad T'_2 = \frac{T_{из}}{K_p}. \quad (6.84)$$

Передаточная функция замкнутого контура имеет вид

$$W_s(p) = \frac{W_o(p)}{1 + \frac{1}{W_o(p)}} = \frac{1}{1 + T'_1 T'_2 p^2}. \quad (6.85)$$

Траектория изменения регулируемой величины определяется уравнением

$$X_s(\tau) = T'_1 T'_2 \frac{d^2 X(\tau)}{d\tau^2} + X(\tau). \quad (6.86)$$

Решая полученное однородное дифференциальное уравнение подстановкой $X(\tau) = e^{-c\tau}$, где $c = \alpha\tau$, получим характеристическое уравнение:

$$T'_1 T'_2 \lambda^2 + 1 = 0, \text{ корни которого } \lambda = \pm \frac{1}{\sqrt{T'_1 T'_2}}.$$

По формуле Эйлера решение этого уравнения представляет собой колебательный процесс [2]:

$$X_o(\tau) = e^d + e^{-d} = 2 \cos \frac{\tau}{\sqrt{T'_1 T'_2}}, \text{ где } d = \frac{i\tau}{\sqrt{T'_1 T'_2}}. \quad (6.87)$$

Такого результата следует ожидать, поскольку в уравнении $W_s(p)$ отсутствует составляющая с множителем «р», которому в дифференциальном уравнении соответствует первая производная с коэффициентом демпфирования – ξ .

Оптимизация параметров настройки контура регулирования, содержащего интегрирующее звено, необходимо осуществлять не по оптимальному модулю передаточной функции, а по другому принципу.

В данном случае следует также добиваться «пригонки» модуля передаточной функции к единице изменением T_n в ПИ-законе, исходя из нового условия оптимизации. Настройку по новому условию называют настройкой по «симметричному оптимуму» (СО).

Смысл оптимизации контура управления по методу симметричного оптимума заключается в том, что линия логарифмической частотной характеристики оптимизированного контура должна быть симметричной относительно точки пересечения с осью « $0 - \lg \omega$ » (рис. 6.21), перехода ЛАЧХ через «0» при частоте ω_c . Нужен наклон участка ЛАЧХ в области пересечения с осью « $0 - \lg \omega$ » и 20 дБ/дек и желательно иметь примыкающие к нему справа и слева участки по 40 дБ/дек.

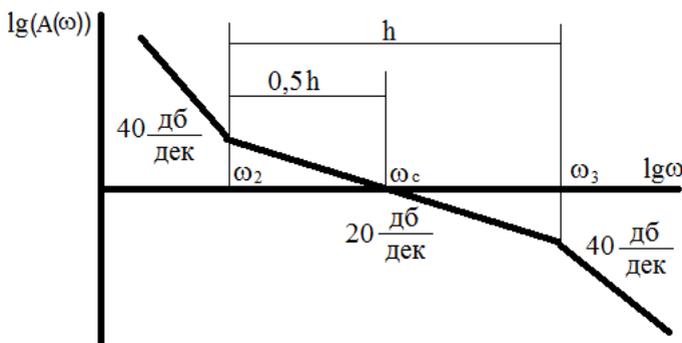


Рис. 6.21. Логарифмическая характеристика контура, оптимизированного по методу СО при $\Delta\omega_1 = \Delta\omega_2$, $\Delta\omega_1 = \omega_c - \omega_2$, $\Delta\omega_2 = \omega_3 - \omega_c$

6.4.1. Объект регулирования с одним интегрирующим звеном и многими малыми инерционностями первого порядка

Если объект управления содержит интегрирующее звено и некоторое число последовательно соединенных звеньев первого порядка, которые можно заменить суммарной постоянной времени σ , то для управления этим объектом целесообразно использовать ПИ-регулятор.

Структурная схема контура имеет вид, представленный на рис. 6.22, с передаточной функцией

$$W_o(p) = \frac{K_p (T_u p + 1)}{T_u p} \cdot \frac{1}{T_o p} \cdot \frac{K_{об}}{\sigma p + 1}. \quad (6.88)$$

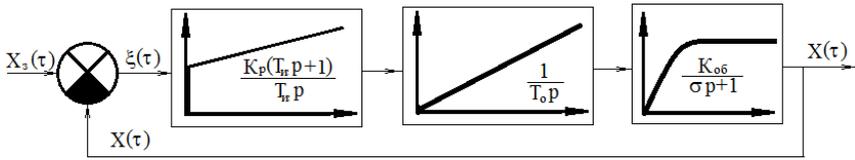


Рис. 6.22. Структурная схема управления объектом без самовыравнивания

Уравнение $W_o(p)$ не представляет никаких возможностей для компенсации, т.к. функция $1/(\sigma p + 1)$ не может быть скомпенсирована. $W_s(p)$ будет иметь вид

$$W_s(p) = \frac{X(p)}{X_s(p)} = \frac{K_p K_{об} (T_u p + 1)}{K_p K_{об} + K_p K_{об} T_u p + T_u T_o p^2 + T_u T_o \sigma p^3}. \quad (6.89)$$

Полином знаменателя содержит все сомножители от p^0 до p^3 , значит, существуют условия для получения затухающего переходного процесса. Уравнение $W_s(p)$ имеет вид

$$W_s(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3}, \quad (6.90)$$

т.е. $a_0 = K_p K_{об}$; $a_1 = K_p K_{об} T_u$; $a_2 = T_u T_o$; $a_3 = T_u T_o \sigma$

Воспользуемся условиями оптимизации для случая (6.24). Из условия $2a_0 a_2 - a_1^2 = 0$ следует, что

$$K_p^2 K_{об}^2 T_u^2 = 2K_p K_{об} T_u T_o \Rightarrow K_p K_{об} T_u = 2T_o, \quad (6.91)$$

$$K_p = \frac{2T_o}{K_{об} T_u}.$$

Из условия $a_2^2 = 2a_1 a_3$ следует, что

$$T_u^2 T_o^2 = 2K_p K_{об} T_u T_u T_o \sigma \Rightarrow T_o = 2K_p K_{об} \sigma. \quad (6.92)$$

Учитывая выражение (6.91), получим:

$$\frac{K_p K_{об} T_u}{2} = 2K_p K_{об} \sigma \Rightarrow \frac{T_u}{2} = 2\sigma, \quad (6.93)$$

$$T_u = 4\sigma.$$

Используя (6.92) и (6.93), получим:

$$K_p = \frac{T_o}{2K_{o\sigma}\sigma}. \quad (6.94)$$

Если подставить полученные значения для коэффициентов в уравнение для $W_3(p)$, то получим:

$$W_3(p) = \frac{X(p)}{X_3(p)} = \frac{1 + 4p\sigma}{1 + 4\sigma p + 8\sigma^2 p^2 + 8\sigma^3 p^3}. \quad (6.95)$$

Все контуры регулирования, настроенные на симметричный оптимум, имеют вид передаточной функции, совпадающей с (6.95).

При таком способе оптимизации поведение контура регулирования зависит только от суммы постоянных времени σ . Уравнение может быть преобразовано в другое, где аргументом является время:

$$\begin{aligned} 4\sigma \frac{dX_3(\tau)}{d\tau} + X_3(p) = \\ = X(\tau) + 4\sigma \frac{dX(\tau)}{d\tau} + 8\sigma^2 \frac{d^2 X(\tau)}{d\tau^2} + 8\sigma^3 \frac{d^3 X(\tau)}{d\tau^3}. \end{aligned} \quad (6.96)$$

Если решить это дифференциальное уравнение при скачкообразном задающем воздействии $X_3(\tau) = 0$ при $\tau < 0$, $X_3(\tau) = X_{3СК}$ при $\tau > 0$, то получим уравнение для переходной функции:

$$f(\tau) = \frac{X(\tau)}{X_3(\tau)} = 1 + e^{-c} - 2e^{-d} \cos \frac{\tau}{12\sigma}, \quad (6.97)$$

где $c = \frac{\tau}{2\sigma}$, $d = \frac{\tau}{4\sigma}$.

Выбрав за единицу масштаба времени σ , можно построить график переходного процесса контура, настроенного на симметричный оптимум, показанный на рис. 6.23. Показатели качества данного переходного процесса:

$$\tau_{p1} = 3,1\sigma; \tau_{p2} = 16,5\sigma; \Delta X_{\max} = 43\%.$$

Этот тип переходного процесса является типовым для симметричного оптимума.

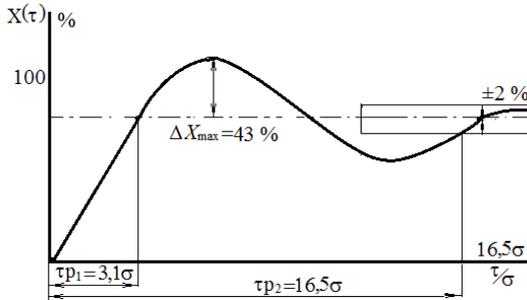


Рис. 6.23. Переходный процесс в контуре, оптимизированном по методу симметричного оптимума

6.4.2. Объект регулирования с интегрирующим звеном, одной большой и многими малыми инерционностями первого порядка

Если в объекте управления среди инерционностей, считающихся малыми, можно выделить одну, постоянная времени которой заметно превосходит остальные значения, то имеет смысл принять меры для компенсации этой инерционности для повышения быстродействия системы, используя ПИД-закон регулирования.

Структурная схема контура представлена на рис. 6.24, для которого передаточная функция имеет вид [2]

$$W_o(p) = \frac{K_p (T_u p + 1)(T_n p + 1)}{T_u p} \cdot \frac{1}{T_o p} \cdot \frac{K_{об}}{T_2 p + 1} \cdot \frac{1}{\sigma p + 1}$$

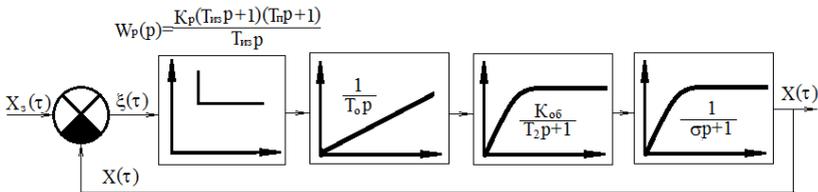


Рис. 6.24. Структурная схема контура управления

С учетом компенсации $T_2 = T_n$ имеем:

$$W_o(p) = \frac{K_p (T_u p + 1)}{T_u p} \cdot \frac{1}{T_o p} \cdot \frac{K_o}{\sigma p + 1}$$

Полученное выражение аналогично рассмотренному ранее (6.88). Компенсация T_2 позволяет повысить оперативность контура.

В этом случае правило оптимизации по методу СО становится справедливым и для ПИД-регулятора. График переходного процесса будет типовым для СО.

6.4.3. Объект регулирования с инерционными звеньями первого порядка, одно из которых по постоянной времени более чем вчетверо превосходит остальные вместе взятые

В этом случае инерционное звено с большей постоянной времени можно рассматривать на начальном интервале времени как интегрирующее (рис. 6.25).

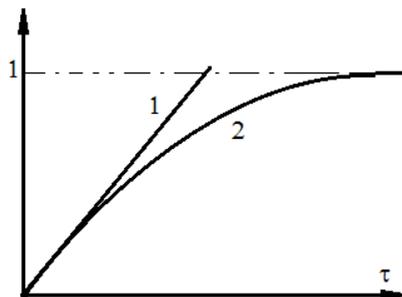


Рис. 6.25. Переходные функции:

1 – переходная функция интегрирующего звена; 2 – переходная функция инерционного звена первого порядка большой инерционности

В этом случае в контуре для увеличения быстродействия целесообразно использовать ПИ-регулятор, настройку которого следует осуществить по методу симметричного оптимума, т.е.

$$T_u = 4\sigma, K_p = \frac{T_1}{2K_{об}\sigma}. \quad (6.98)$$

Структурная схема контура представлена на рис. 6.26, для которого передаточная функция имеет вид:

$$W_o(p) = \frac{K_p(T_u p + 1)}{T_u p} \cdot \frac{K_{об}}{T_1 p + 1} \cdot \frac{1}{\sigma p + 1}.$$

Передаточная функция замкнутого контура

$$W_3(p) = \frac{K_p K_{об} (T_u p + 1)}{K_p K_{об} + (K_p K_{об} + 1) T_u p + T_u (T_1 + \sigma) p^2 + T_u T_1 \sigma p^3}.$$

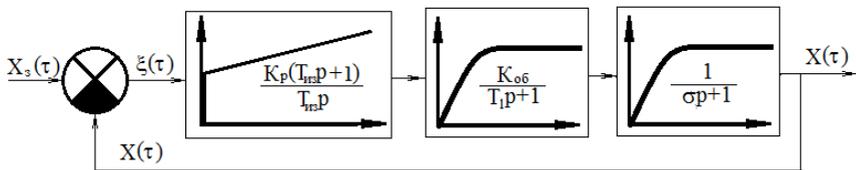


Рис. 6.26. Структурная схема контура управления

Если в выражение $W_3(p)$ подставить величины $T_{ин}$ и K_p из условия настройки по СО (6.98), получим:

$$W_3(p) = \frac{1 + 4\sigma p}{1 + 4\sigma p \frac{1 + 2\sigma}{T_1} + 8\sigma^2 p^2 \frac{1 + \sigma}{T_1} + 8\sigma^3 p^3}. \quad (6.99)$$

Практически полное совпадение с типовым уравнением, если потребовать $T_1 > 4\sigma$, т.е. $T_1 \gg \sigma$.

В этом случае для симметричного оптимизированного контура, состоящего из объекта с инерционностями первого порядка, время τ_{p1} будет большим, а перерегулирование меньше, чем показано на характерном графике для СО. При $T_1 = 4\sigma$ настройка СО соответствует настройке по ОМ.

Отклонение от переходной функции, присущей СО, и приближение к переходной функции, присущей ОМ, тем заметнее, чем больше отношение $T_1/4\sigma$ приближается к единице.

Если $T_1/4\sigma$ становится меньше единицы, то применение правил настройки на симметричный оптимум теряет смысл и настройку регулятора следует вести по правилам оптимума модуля передаточной функции.

Если в цепи инерционных звеньев первого порядка, входящих в состав объекта, можно выделить не одно, а два звена с заметно большими постоянными времени, то в этом случае предпочтение следует отдать ПИД-регулятору.

С помощью дифференцирующей части компенсируют вторую по величине постоянную времени объекта T_2 .

Если $T_1 > 4\sigma$, то для для оптимизации следует использовать правила по методу СО.

В случае когда на первый план выдвигается быстрдействие процесса, то контур управления, рассматриваемый в данном случае, можно настроить (особенно при малом отношении $T_1/4\sigma$) так, что переходная функция будет почти точно следовать по типовой траектории [2].

Преобразуем выражение $W_3(p)$:

$$\begin{aligned}
 W_3(p) &= \frac{X(p)}{X_3(p)} = \\
 &= \frac{T_u p + 1}{1 + \left(1 + \frac{1}{K_p K_{об}}\right) T_u p + \frac{T_u (T_1 + \sigma) p^2}{K_p K_{об}} + \frac{T_u T_1 \sigma p^3}{K_p K_{об}}}. \quad (6.100)
 \end{aligned}$$

Полученное выражение сравним со стандартным для СО уравнением $W_3(p)$, в котором вместо σ будем писать β :

$$W_3(p)_{CO} = \frac{1 + 4\beta p}{1 + 4\beta p + 8\beta^2 p^2 + 8\beta^3 p^3}. \quad (6.101)$$

Приравнивание коэффициентов дает

$$1 + \frac{1}{K_p K_{об}} = 4\beta; \quad \frac{T_u (T_1 + \sigma)}{K_p K_{об}} = 8\beta^2; \quad \frac{T_u T_1 \sigma}{K_p K_{об}} = 8\beta^3.$$

Из первого соотношения следует, что

$$\beta = \frac{T_u}{4} \cdot \left(1 + \frac{1}{K_p K_{об}}\right).$$

Разделив второе соотношение на первое, а третье на второе, получим соответственно

$$\beta_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_1 + \sigma}{1 + K_p K_{об}}; \quad \beta_3 = \frac{T_1 \cdot \sigma}{T_1 + \sigma}. \quad (6.102)$$

Приравнивая β_2 и β_3 , получим:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{T_1 + \sigma}{1 + K_p K_{об}} = \frac{T_1 \cdot \sigma}{T_1 + \sigma};$$

$$(T_1 + \sigma)^2 = 2 \cdot T_1 \cdot \sigma \cdot (1 + K_p K_{об}).$$

Откуда следует

$$K_p = \frac{T_1^2 + \sigma^2}{2T_1\sigma K_{об}} = \frac{T_1}{2\sigma K_{об}} \left(1 + \frac{\sigma^2}{T_1^2}\right). \quad (6.103)$$

Из условия равенства β_1 и β_3 с учетом найденной величины K_p получим значение:

$$T_u = 4\sigma \left(1 + \frac{\sigma^2}{T_1^2}\right) : \left(1 + \frac{\sigma}{T_1}\right)^3. \quad (6.104)$$

Если найденное значение подставить в уравнение передаточной функции $W_3(p)$ замкнутого контура, то получим:

$$\begin{aligned} W_3(p) &= \frac{X(p)}{X_3(p)} = \\ &= \frac{1 + \sigma \left(1 + \frac{\sigma^2}{T_1^2}\right) : \left(1 + \frac{\sigma}{T_1}\right)}{1 + \frac{4\sigma p}{1 + \frac{\sigma}{T_1}} + \frac{8\sigma^2 p^2}{\left(1 + \frac{\sigma}{T_1}\right)^2} + \frac{8\sigma^3 p^3}{\left(1 + \frac{\sigma}{T_1}\right)^3}}. \end{aligned} \quad (6.105)$$

Постоянная времени сглаживания (демпфирования) задающего сигнала в этом случае должна быть равна времени упреждения:

$$\tau_{эз} = 4\sigma \frac{1 + \frac{\sigma^2}{T_1^2}}{\left(1 + \frac{\sigma}{T_1}\right)^3}. \quad (6.106)$$

Это обеспечит перерегулирование при скачке задающего сигнала в пределах 43,4%, т.е. как и в случае наличия в объекте интегрирующего звена. Время интегрирования регулятора T_1 рассчитывается обычно по формуле

$$T_I = \frac{T_{uz}}{K_p} = \frac{8K_{об}\sigma^2}{T_1} \frac{1}{\left(1 + \frac{\sigma}{T_1}\right)^3}. \quad (6.107)$$

Поскольку $\frac{\sigma^2}{T_1^2} \ll 1$, то этим отношением можно пренебречь. Одновременно можно принять, что

$$\left(1 + \frac{\sigma}{T_1}\right)^3 = 1 + \frac{3\sigma}{T_1}. \quad (6.108)$$

При такой замене, приближающей настройки контура к СО, получаем следующие значения параметров регулятора:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{T_1}{2K_{об}\sigma}; \\ T_u &= \frac{4\sigma T_1}{T_1 + 3\sigma}; \\ T_I &= \frac{8K_{об}\sigma^2}{T_1} \cdot \frac{T_1}{(T_1 + \sigma)^3}. \end{aligned} \quad (6.109)$$

Эквивалентная постоянная времени оптимизированного контура

$$t_s = \frac{4\sigma}{1 + \frac{\sigma}{T_1}}. \quad (6.110)$$

Учитывая незначительное изменение показателей качества переходных процессов в подобных локальных контурах, оптимизированных по методу СО, целесообразно для повышения оперативности устанавливать настройки ПИ-регулятора в соответствии с (6.109).

6.5. Сравнение методов оптимума по модулю и симметричного оптимума

При решении задачи оптимизации контура управления по методу ОМ или СО не всегда точно удастся экспериментально определить динамические параметры объекта управления.

Как правило, многие звенья объекта нелинейны, т.е. их параметры зависят от режима работы объекта и это определяет возможные ошибки при расчете параметров объекта. Неточности в расчетах приводят к неправильной настройке контура, и ошибка может быть выявлена только при анализе переходного процесса, траектория которого записана на регистрирующем (самопишущем) приборе.

При известных динамических и статических параметрах объекта управления, обладающего свойством самовыравнивания, определение рациональных (близких к оптимальным) параметров настройки регулятора локального стабилизирующего контура следует осуществлять по методу МО. Использование данного метода при реализации стабилизирующего контура в составе АСУ ТП значительно сокращает время технологической наладки системы в реальных производственных условиях.

Использование метода ОМ гарантированно обеспечивает устойчивость контура и характеризуется типовым переходным процессом, делаю исследование на устойчивость контура излишним.

Нет необходимости приводить рекомендации о правильной настройке Д-части ПД- и ПИД-регуляторов, поскольку при наличии упреждающей части выбор значения времени предварения T_n целесообразно осуществлять по методу компенсации второй по величине постоянной времени объекта управления (см. условие (6.64)).

Из анализа графиков настройки контура по методу ОМ легко можно заметить, что с увеличением K_p траектория переходного процесса становится круче, и в то же время возрастает перерегулирование.

С увеличением времени изодрома T_n траектория достигает конечного значения со все более заметным затягиванием процесса.

Если $T_n \rightarrow \infty$, то ПИ \rightarrow П-регулятору. Это значит, что между задающей и регулируемой величиной все время сохраняется погрешность (затягивание процесса длится бесконечно долго), появляется остаточное отклонение.

При уменьшении времени изодрома контур регулирования становится все более склонным к колебаниям, хотя быстроедействие контура увеличивается.

Для объектов управления без самовыравнивания (астатических) при выборе настроек регуляторы в стабилизирующем контуре следует использовать метод СО. Применение данного метода приводит к увели-

чению быстродействия стабилизирующего контура, но одновременно увеличивает время выхода регулируемого параметра на установившийся режим.

Значительная величина (43 %) максимального отклонения регулируемого параметра в типовом переходном процессе по методу СО в большинстве случаев является недопустимо большой.

Существует и третий вид оптимизации параметров настройки – «линейный оптимум» (ЛО).

Если коэффициент передачи регулятора уменьшен в 2 раза по сравнению с оптимальным значением по ОМ, а время изодрома определено в соответствии с требованиями ОМ, то такую настройку называют настройкой на линейный оптимум.

ЛО соответствует аperiodическому граничному режиму (без пере-регулирования).

Передаточная функция контура

$$W_p(p)_{ЛО} = \frac{X(p)}{X_3(p)} = \frac{1}{1 + 4\sigma p + 4\sigma^2 p^2} = \frac{1}{(1 + 2\sigma p)^2}.$$

Переходная функция определяется уравнением [2]

$$f(\tau) = \frac{X(\tau)}{X_{3СК}} = 1 - e^{-c} - \frac{\tau}{2\sigma} e^{-c}, \quad c = \frac{\tau}{2\sigma}. \quad (6.111)$$

При существенном уменьшении T_n вид переходной функции приближается к ее виду при настройке контура по методу СО.

Для контуров, оптимизированных по методу ЛО, справедливы те же закономерности влияния изменения K_p и T_n на показатели качества переходных процессов.

6.6. Введение корректирующих звеньев для сглаживания задающего сигнала – этап структурной оптимизации

Для переходной функции локального контура регулирования, настроенного по методу СО, характерен существенный 43%-й первоначальный выброс. Такое большое изменение регулируемого параметра при переходном процессе, как правило, недопустимо и явно нежелательно.

Числитель $1+4\sigma p$ в $W_3(p)$ оптимизированного контура характеризует некоторое упреждение, сходное с упреждением, например, ПД-регулятора.

С помощью ПД-регулятора ранее компенсировалась инерционность первого порядка. Возможна и обратная операция – компенсация

нежелательного упреждения с помощью искусственно созданной инерционности – сглаживающего элемента.

Поскольку элемент располагается на входе задающего сигнала, то говорят о сглаживании задающего сигнала.

Сглаживание (демпфирование) требует включения в схему инерционного звена с передаточной функцией

$$W_3(p) = \frac{X(p)}{X'_3(p)} = \frac{1}{1 + 4\sigma p}.$$

На практике в большинстве случаев для этих целей используется пассивный фильтр (сглаживающее звено). Аналоговая электрическая схема и переходный процесс представлены на рис. 6.27.

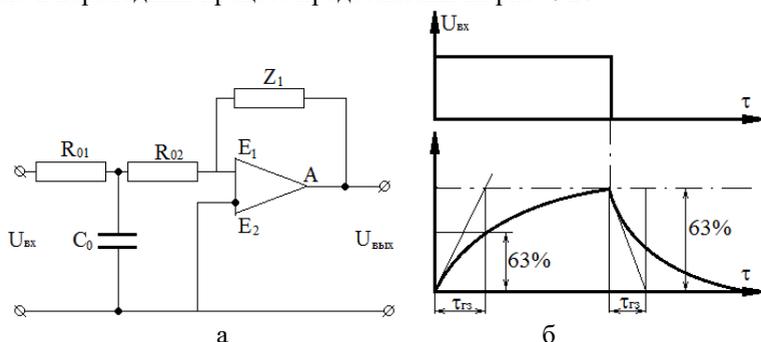


Рис. 6.27. Электрическая схема сглаживающего фильтра и его переходная функция: а – электрическая схема; б – вид переходной функции

Постоянная времени сглаживающего пассивного элемента определяется из условия

$$\tau_{29} = \frac{R_{01} R_{02} C_0}{R_{01} + R_{02}} = 4\sigma. \quad (6.112)$$

В этом случае передаточная функция всего оптимизированного контура, отнесенная к задающему сигналу, будет

$$\begin{aligned} W_3(p)_{CO+\Gamma} &= W_{IC}(p) \cdot W_3(p) = \\ &= \frac{1}{1 + 4\sigma p} \cdot \frac{(1 + 4\sigma p)}{1 + 4\sigma p + 8\sigma^2 p^2 + 8\sigma^3 p^3} = \frac{1}{1 + 4\sigma p + 8\sigma^2 p^2 + 8\sigma^3 p^3}. \end{aligned}$$

Структурная схема рассматриваемого контура представлена на рис. 6.28.

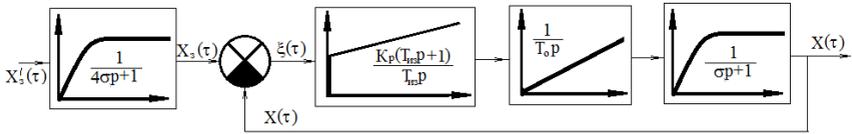


Рис. 6.28. Структурная схема контура управления со сглаживанием задающего сигнала

В результате компенсации упреждающей составляющей или вследствие сглаживания резких изменений задающего сигнала выбросы регулируемого параметра будут существенно подавлены.

Это достигается ценой заметного увеличения первого времени регулирования τ_{p1} .

Полученной передаточной функции соответствует дифференциальное уравнение

$$X_3(\tau) = X(\tau) + 4\sigma \frac{dX(\tau)}{d\tau} + 8\sigma^2 \frac{d^2X(\tau)}{d\tau^2} + 8\sigma^3 \frac{d^3X(\tau)}{d\tau^3}. \quad (6.113)$$

В результате решения этого уравнения траектория переходной функции будет определена уравнением [2]

$$f(x) = \frac{X(\tau)}{X_3(\tau)} = 1 - e^{-c} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\delta} \sin \frac{\tau}{12\sigma}; \quad (6.114)$$

где $c = \frac{\tau}{\sigma}$; $d = \frac{\tau}{4\sigma}$.

Переходная функция контура регулирования со сглаживанием задающего сигнала при условии настройки контура по методу СО имеет вид, представленный на рис. 6.29.

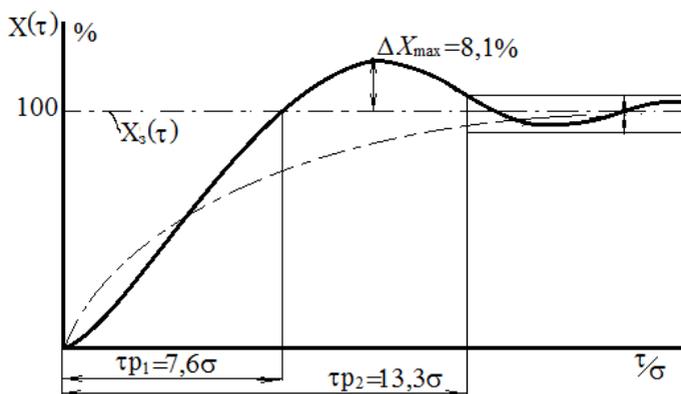


Рис. 6.29. Переходная функция контура регулирования, настроенного по методу СО со сглаживанием задающего сигнала

Если объект управления содержит только инерционные звенья первого порядка, а соотношение их постоянных времени таково, что допускают ($T_1 \gg 4\sigma$) настройку контура по методу СО, то при условии применения сглаживания сигнала задания перерегулирование будет тем меньше, чем ближе к единице будет отношение $T_1/4\sigma$.

В этом случае и параметры сглаживающего звена оказываются зависящими от отношения $T_1/4\sigma$.

Если $T_1/4\sigma \gg 1$, то величина постоянной времени устройства для сглаживания сигнала задания определяется по уравнению

$$\tau_{\tau 3} = 4\sigma(1 - e^{-c}); \quad c = \frac{T_1}{4\sigma} - 1. \quad (6.115)$$

Зависимость постоянной времени $\tau_{\tau 3}$ сглаживания задающего сигнала для контура с объектом, имеющим одну большую инерционность T_1 и несколько малых инерционностей первого порядка, при условии настройки контура по методу СО имеет вид, представленный на рис. 6.30.

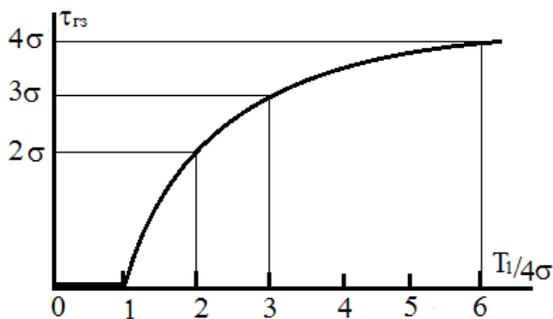


Рис. 6.30. Зависимость постоянной времени сглаживания задающего сигнала $\tau_{гс}$ от величины отношения $T_1/4\sigma$

Если требуется до конца подавить перерегулирование при скачках задающего сигнала, то можно включить в контур регулирования более сильнодействующее сглаживающее звено с $\tau_{гс}=(6\div 7)\sigma$. Однако быстродействие контура при этом существенно понизится до 63% при 4σ, $\tau_{р1}=\tau_{р2}=13,3\sigma$, траектория показана штрихпунктирной линией на рис. 6.29.

Если контур содержит интегрирующее звено, то такой прием равносильен «затягиванию» регулируемой величины.

Для того чтобы уменьшить замедление при сглаживании задающего сигнала и все же добиться крутого подъема регулируемой величины, сглаживающее звено шунтируют дифференцирующим звеном. Принципиальная схема такой приставки представлена на рис. 6.31.

$$\tau_{z1} = \frac{R_{01}R_{02}C_0}{R_{01} + R_{02}}; \tau_{z1} = R'_0C'_0; V = \frac{R_{01} + R_{02}}{R'_0}.$$

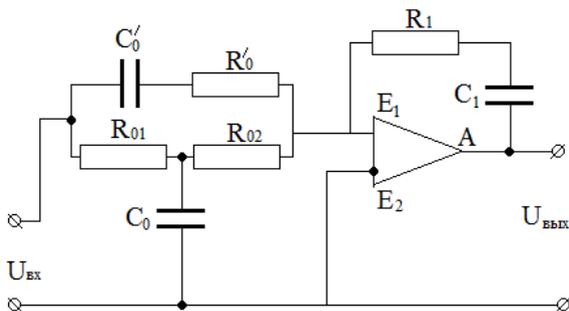


Рис. 6.31. Принципиальная электрическая схема устройства повышения быстродействия контура управления

Передаточная функция представленной схемы будет

$$W_p(p) = \frac{1 + \tau_{z2}(1+V)p + \tau_{z1}\tau_{z2}Vp^2}{(1 + \tau_{z2}p)(1 + \tau_{z1}p)} \cdot \frac{K_p(1 + T_u p)}{T_u p}. \quad (6.116)$$

Передаточная функция симметрично оптимизированного контура, состоящего из интегрального инерционного объекта и ПИ-регулятора, с учетом применения сглаживающего фильтра и дифференцирующего устройства в канале задающего сигнала, структурная схема которого представлена на рис. 6.32, имеет вид

$$W_{об}(p) = \frac{1 + \tau_{z2}(1+V)p + \tau_{z1}\tau_{z2}Vp^2}{(1 + \tau_{z2}p)(1 + \tau_{z1}p)} \cdot \frac{1 + 4\sigma p}{(1 + 2\sigma p)(1 + 2\sigma p + 4\sigma^2 p^2)},$$

где τ_{z1} означает исходную величину.

Определим необходимые значения τ_{z1} , τ_{z2} , V . В данном случае τ_{z3} сглаживающего звена, обеспечивающего компенсацию упреждения регулятора,

$$\tau_{z1} = \tau_{z3} = 4\sigma. \quad (6.117)$$

Множитель знаменателя $1 + 2\sigma p + 4\sigma^2 p^2$ необходимо компенсировать выражением $1 + \tau_{z2}(1+V)p + \tau_{z1}\tau_{z2}Vp^2$ для того, чтобы передаточная функция контура имела бы вид

$$W_{об}(p) = \frac{1}{(1 + \tau_{z2}p)(1 + 2\sigma p)}, \quad 1 + \tau_{z1}p = 1 + 4\sigma p.$$

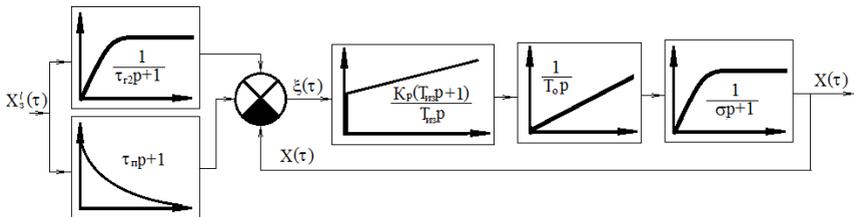


Рис. 6.32. Структурная схема контура управления при условии повышения быстродействия контура, оптимизированного по σ_0 , и использовании сглаживания задающего сигнала

Апериодическая форма переходного процесса (см. свойство колебательного звена второго порядка) без перерегулирования обеспечивается при соблюдении условия (равенство коэффициентов при p)

$$2\sigma = \tau_{e2}(1 + V),$$

учитывая, что

$$4\sigma^2 = \tau_{e2}\tau_{e1}V \Rightarrow \sigma^2 = 4\sigma\tau_{e2}V,$$

или принимая $V=1$, имеем

$$\tau_{e2} = \sigma, \quad \tau_{e1} = \tau_3.$$

В итоге общая передаточная функция будет иметь вид

$$W_{\text{общ}}(p) = \frac{1}{(1 + \sigma p)(1 + 2\sigma p)} = \frac{1}{1 + 3\sigma p + 2\sigma^2 p^2}.$$

В случае скачкообразного изменения параметра X''_3 на входе регулируемая величина будет изменяться в соответствии с уравнением

$$\frac{X(\tau)}{X''_{3СК}} = 1 + e^{-c} - 2e^{-d}, \quad c = \frac{\tau}{\sigma}, \quad d = \frac{\tau}{2\sigma}. \quad (6.118)$$

Переходная функция контура регулирования со сглаживанием и дифференцированием задающего сигнала при настройке по методу СО имеет вид, представленный на рис. 6.33.

Дифференцирование задающего сигнала ускоряет процесс регулирования. И хотя принципиально невозможно задать первое время регулирования, второе время регулирования $\tau_{r2}=9,2\sigma$. По сути дела, имеем $\tau_{p1}=\tau_{p2}=9,2\sigma$.

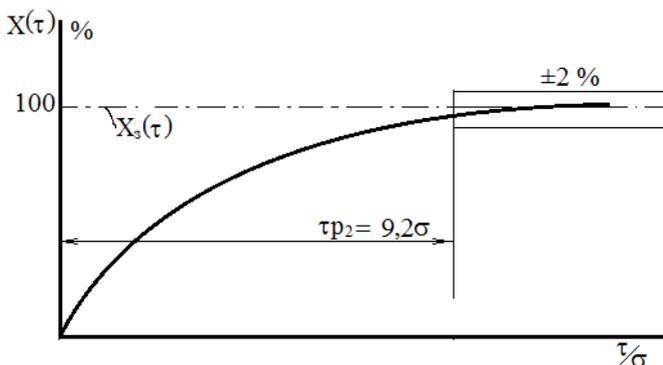


Рис. 6.33. Переходная функция контура, оптимизированного по методу СО, со сглаживанием и дифференцированием задающего сигнала

При наличии только инерционностей первого порядка и настройке контура по методу СО постоянная времени τ_{z1} сглаживающего фильтра может отличаться от величины, определяемой по (6.117).

Постоянная времени τ_{z2} и соотношение сопротивлений, определяющих величину V , могут принимать другие значения.

Контрольные вопросы по разделу 6

1. В чем заключается этап структурной оптимизации при проектировании контура управления?
2. В чем заключается этап динамической оптимизации при разработке контура управления?
3. В чем заключается основа компенсации инерционных свойств объекта управления при разработке контура управления?
4. Обосновать физическую возможность компенсации инерционности объекта управления в контуре с использованием ПИ-регулятора.
5. В чем особенность метода ОМ при оптимизации параметров настройки контура управления?
6. Необходимые условия пригонки модуля передаточной функции замкнутого контура первого вида к единице.
7. Необходимые условия пригонки модуля передаточной функции контура второго вида к единице.
8. Оптимизация настройки контура управления по методу ОМ, физическое обоснование метода и формулы для определения параметров.
9. Особенности метода СО при оптимизации параметров настройки контура управления.

10. Оптимизация настройки динамических параметров контура управления по методу СО. Физическое обоснование, область применения, рабочие формулы для определения параметров.

11. Особенности метода ЛО при оптимизации параметров настройки контура управления.

12. Оптимизация настройки контура управления по методу ЛО. Физическая сущность, достоинства и недостатки, рекомендации для использования.

13. Способы улучшения параметров переходного процесса в контуре управления, оптимизированного по методу СО.

7. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ УПРАВЛЕНИЯ (САОУ) ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПАРАМЕТРАМИ

Системы автоматической оптимизации (САО) являются простейшим классом самоприспосабливающихся (адаптивных) САУ. Зоной использования САО является технологические процессы, статические характеристики которых имеют унимодальный экстремальный вид без разрывов производной на всем диапазоне изменения входной величины. В этом случае использование обычных систем затруднено в результате неоднозначности величины и знака коэффициента передачи объекта [7].

В данном случае напрашивается следующее условие: для управления подобными объектами необходимо использовать такие системы, которые способны самостоятельно определить значение управляющего воздействия $x=X_{\text{опт}}$, при котором значение оптимизированного параметра y может достигать экстремального значения Y_{max} (рис. 7.1).

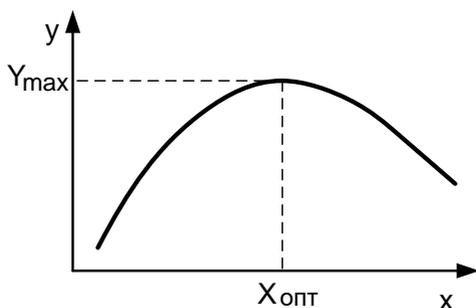


Рис. 7.1. Экстремальная статическая характеристика

В системах автоматической стабилизации регулируемого параметра (САР) величина и направление управляющего воздействия определяются знаком и величиной отклонения регулируемой величины от задания ε . Цель управления САР заключается в сведении величины отклонения к нулю: $\varepsilon \rightarrow 0$.

В САО целью управления является достижение экстремального значения оптимизируемого параметра: $y \rightarrow Y_{\text{max}}$ (или $y \rightarrow Y_{\text{min}}$).

Для реализации и обеспечения нормального функционирования САО в этих системах используется поисковый режим работы, суть которого заключается в анализе реакции управляемого объекта на изменение управляющего воздействия. Направление изменения (больше, меньше) управляющего воздействия при запуске системы выбирается случайно.

Если реакция объекта совпадает с поставленной целью, например увеличивается при поиске максимума, то необходимо сохранить случайно выбранное направление изменения управляемого параметра в последующий интервал времени.

Если реакция оптимизируемого процесса на случайное управляющее воздействие противоположно поставленной цели, например увеличивается при поиске минимума, то случайно выбранное направление следует считать ложным и его нужно изменить на противоположное.

В зависимости от вида анализа результатов реакции объектов на поисковое воздействие САО делятся на два типа:

- САО, в которых анализ результата отклика объекта на управляющее воздействие и само управляющее воздействие совмещены во времени;
- САО, в которых тестирующие поисковые воздействия и формирование управляющего воздействия разделены во времени.

Данный тип систем целесообразно использовать при управлении объектами, которые характеризуются малой и значительной инерционностью; разница в том, чтобы продолжительность тестирующего воздействия должна быть достаточна для формирования отклика на это тестирующее воздействие.

Существует много САО, которые подразделяются по используемому методу определения экстремума [13]:

- системы с запоминанием экстремума выходного параметра;
- системы с запоминанием экстремума скорости изменения оптимизируемого параметра;
- системы дискретного (шагового) действия;
- системы с принудительной модуляцией;
- система с разделением поискового и рабочего движения с интегральной оценкой оптимизируемого параметра.

7.1. САО с запоминанием экстремума выходного параметра

САО с запоминанием экстремума выходного параметра – это наиболее понятный по физическому смыслу класс систем, в которых реализуется принцип совмещения поискового и рабочего режимов.

САО с запоминанием максимума формирует управляющее воздействие по величине разности между наибольшим значением, достигнутым в предыдущие моменты времени, и текущим значением выходного параметра объекта. В общем случае при оптимизации управления инерционным процессом с запаздыванием структурная схема САО с запоминанием максимума выходной величины представлена на рис. 7.2.

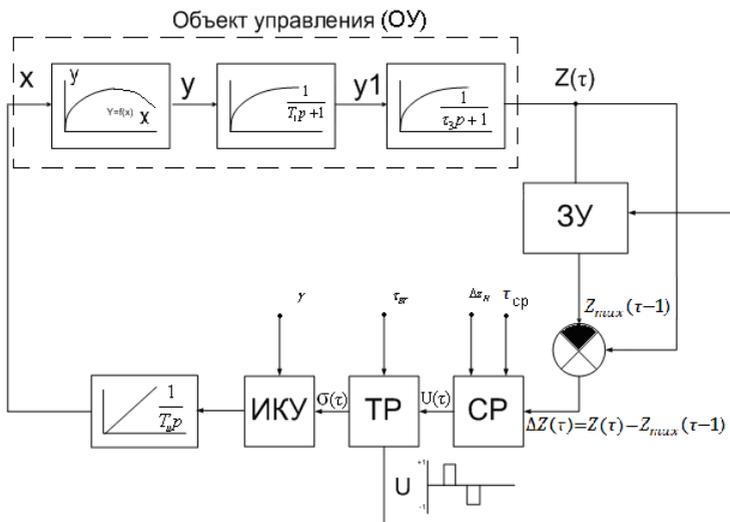


Рис. 7.2. Структурная схема САО с запоминанием максимума:
 ЗУ – запоминающее устройство, СР – сигнум-реле, ТР – триггер реверса,
 ИКУ – импульсное коммутирующее устройство

Принцип работы САО по запоминанию экстремума рассмотрим на примере оптимизации управления процессом сжигания топлива в рабочем пространстве промышленных печей. При постоянном расходе топлива необходимо определить и поддерживать такой расход воздуха, чтобы температура рабочего пространства была максимально возможной (см. рис. 7.2).

Объект управления аппроксимируется последовательным соединением статического (функционального) звена с экстремальной статической характеристикой $y=f(x)$ и двух инерционных звеньев с постоянными времени T_1 и T_2 . На выходе объекта мы имеем оптимизируемую величину $Z(\tau)$, которая подается одновременно на запоминающее устройство (ЗУ) и элемент сравнения (ЭС).

ЗУ играет роль задержки сигнала во времени, причем оно выполнено таким образом, что способно запоминать лишь увеличивающиеся значения $Z(\tau)$ во времени и не реагировать на уменьшение $Z(\tau)$, функционируя в соответствии с условием

$$Z_{\max}(\tau) = \begin{cases} Z_{mzx}(\tau-1), & \text{если } Z(\tau) < Z_{mzx}(\tau-1), \\ Z(\tau), & \text{если } Z(\tau) \geq Z_{mzx}(\tau-1), \end{cases} \quad (7.1)$$

где $Z(\tau)$ – текущее значение оптимизируемого параметра, $Z_{\max}(\tau-1)$ – максимальное значение оптимизируемого параметра, достигнутое в предыдущие моменты времени при поиске максимума.

На рис. 7.3 приведён пример аналоговой схемы реализации ЗУ с ЭС [23]. Напряжение $U_{ВХ}$ пропорционально значению выходного сигнала ОУ подается на запоминающий конденсатор C через диод D . Диод шунтирован замыкающим контактом K реле сброса РС. Контакт K замыкается на короткое время при срабатывании сигнум-реле СР, т.е. при реверсе ИМ (см. рис. 7.2).

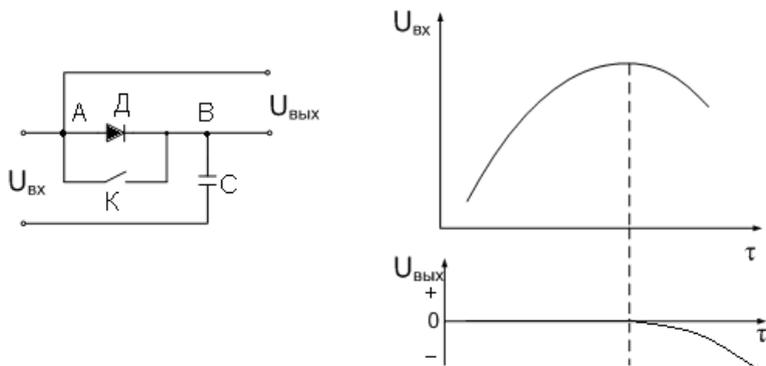


Рис. 7.3. Принцип работы запоминающего устройства

При увеличении $U_{ВХ}$ диод пропускает напряжение на конденсатор C , заряжая его до значения $U_{ВХ}$. В этом случае потенциалы точек A и B равны (падением напряжения на диоде можно пренебречь) $U_{ВЫХ}=0$. При уменьшении $U_{ВХ}$ потенциал точки B становится больше потенциала точки A , т.к. диод не позволяет конденсатору разряжаться. На выходе появляется напряжение $U_{ВЫХ}=U_{АВ}$. Выходное напряжение пропорционально разности между текущим значением $Z(\tau)$ и его максимальным значением, достигнутым в прошедший момент времени $\Delta Z(\tau) = Z(\tau) - Z_{\max}(\tau-1)$.

Логическим устройством, осуществляющим формирование управляющего воздействия, является сигнум-реле (знаковое реле). Это устройство осуществляет логическое управление ИМ для достижения поставленной цели. Логическое управление осуществляется путем формирования на выходе логической функции $U(\tau)$ в соответствии с условием

$$U(\tau) = \begin{cases} 1, & \text{если } Z(\tau) - Z_{\max}(\tau-1) + \Delta Z_H \geq 0 \\ -1, & \text{если } Z(\tau) - Z_{\max}(\tau-1) + \Delta Z_H < 0 \end{cases}, \quad (7.2)$$

где ΔZ_H – зона нечувствительности.

Если взять очень маленькую зону нечувствительности (или $\Delta Z_{н=0}$) и учитывать, что Z_{\max} сбрасывается и запоминается новое значение $Z(\tau)$ в момент реверса, то возможен повторный реверс и система потеряет ориентацию (произойдет сбой системы). Чтобы этого не произошло, в реле вводится запрет на повторный реверс на время выдержки сигнум-реле $\tau_{\text{ср}}$.

Значение $U(\tau)=+1$ свидетельствует о том, что текущее значение выходного параметра больше, чем максимальное запомненное значение в предыдущий момент времени и выбранное направление движения ИМ (значение σ на выходе триггера ТР) следует сохранить при определении положения вала ИМ в следующий момент времени $X(\tau+1)$.

Если текущее значение оптимизируемого параметра уменьшится по сравнению с максимальным запомненным значением в предыдущий момент времени на величину большую, чем зона нечувствительности, то $U(\tau)=-1$ и в системе нужно произвести реверс, т.е. изменить значение управляющего ИМ воздействия $\sigma(\tau)$ на противоположное:

$$\sigma(\tau+1) = \begin{cases} \sigma(\tau), & \text{если } U(\tau) = 1, \\ -\sigma(\tau), & \text{если } U(\tau) = -1. \end{cases} \quad (7.3)$$

САО с запоминанием экстремума, как правило, оснащены исполнительными механизмами постоянной скорости, поэтому определить положение вала ИМ в последующий момент времени $X(\tau+1)$ не составляет труда:

$$X(\tau+1) = X(\tau) + \sigma(\tau) \cdot K_{ИМ} \cdot \Delta\tau, \quad (7.4)$$

где $X(\tau)=X(0)$ – начальное положение вала, %; $K_{ИМ}$ – скорость движения ИМ, %/с; $\sigma(\tau)$ – управляющее ИМ воздействие; $\Delta\tau$ – дискретизация расчета (шаг по времени), с.

Расчётная траектории изменения выходного параметра Z в координатах « $X - Y, Z$ » при оптимизации управления инерционным процессом с запаздыванием приведена на рис. 7.4.

У безынерционного объекта (постоянная времени $T_0=0$) изменения параметров X и Z будут происходить по траектории АС (рис. 7.4), т.е. по статической характеристике $Y=f(X)$.

Наличие инерционности существенно изменяет траекторию выходного параметра оптимизируемого объекта. В общем случае структурную схему объекта оптимизации можно представить как последовательное соединение статического звена с характеристикой $Y=f(X)$ и динамического инерционного звена с эквивалентной постоянной времени $T_0=T_1+\tau_3$.

Начальное положение в установившемся режиме характеризуется точкой А. В соответствии с формулой Эйлера

$$\frac{dZ(\tau)}{d\tau} = \frac{1}{T_o} [f[X(\tau)] - Z(\tau)] \quad (7.5)$$

При замене производной приращениями получим формулы для определения траектории изменения выходного параметра $Z(\tau)$ во времени:

$$\Delta Z(\tau) = \frac{\Delta\tau}{T_o} [f[X(\tau)] - Z(\tau)]; \quad (7.6)$$

$$Z(\tau + 1) = Z(\tau) + \Delta Z(\tau).$$

Поскольку в системе управления используется ИМ постоянной скорости $K_{ИМ} = \text{const}$, то

$$K_{ИМ} = \frac{dX}{d\tau} = \text{const} \quad \rightarrow \quad d\tau = \frac{dX}{K_{ИМ}}. \quad (7.7)$$

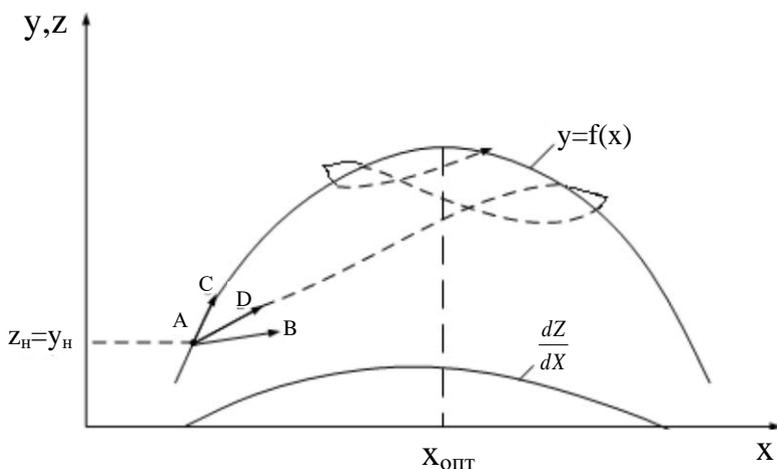


Рис. 7.4. Траектория изменения $Z(x)$ в процессе поиска

То есть в уравнении (7.5) можно сделать замену переменных: $d\tau$ заменить на dX :

$$\frac{dZ}{dX} = \frac{1}{K_{ИМ} \cdot T_o} [f(X) - Z(X)]. \quad (7.8)$$

Анализ этого выражения показывает, что если используется быстрый ИМ $K_{ИМ} \rightarrow \infty$, то $dZ/dX \rightarrow 0$ и $Z(X)$ будет изменяться по траектории АВ. Если используется медленный ИМ $K_{ИМ} \rightarrow 0$, то $dZ/dX \rightarrow \infty$, тогда $Z(x)$ будет изменяться по траектории $f(x)=AC$. Для реальных процессов при конечных значениях инерционности и скорости движения ИМ система начнет двигаться по траектории AD.

Оценка качества работы САО

В конечном итоге в системе с запоминанием экстремума устанавливается петлеобразный периодический процесс, по которому можно определить показатели качества работы САО, представленные на рис. 7.5:

- потери на поиск $\Delta Z_{п} = Y_{\max} - Z_{ср}(\tau)$ – разница между максимальным значением и средним установившимся значением параметра;
- размах колебаний входного параметра A_X ;
- размах колебаний выходного параметра A_Z ;
- период входных $T_{вх}$ и выходных $T_{вых}$ колебаний;
- время выхода на оптимум $\tau_{вых}$, определяемое по траектории изменения $Z(\tau)$ в координатах « $Z(\tau)$, $Y - \tau$ » от момента включения САО в работу до момента достижения колебательного режима работы.

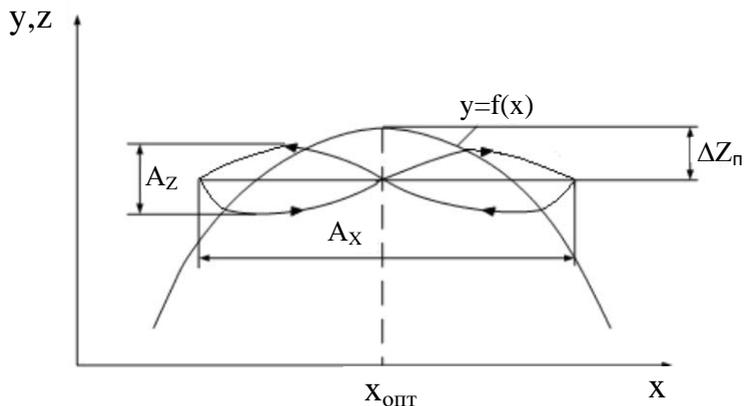


Рис. 7.5. Показатели качества процесса поиска в САО

Преимущества САО. Небольшая, по сравнению с другими типами САО, амплитуда колебаний относительно экстремума в процессе поиска,

зависящая от зоны нечувствительности сигнум-реле и динамических свойств объекта.

Недостатки САО. Необходимость применять стабилизирующее устройство, без которого работоспособность системы в реальных условиях мала даже при незначительных возмущениях и помехах. Возможность использовать систему лишь для оптимального управления малоинерционными процессами. Необходимость использовать ИМ с малой скоростью перемещения вала для уменьшения колебаний и потерь на поиск.

7.2. САО с запоминанием производной выходного параметра

Для компенсации негативного влияния инерционности на показатели эффективности переходного процесса В.В. Казакевичем предложено на ЗУ подавать сигнал, пропорциональный скорости изменения оптимизируемого параметра:

$$\frac{dZ}{d\tau} = Z(\tau). \quad (7.9)$$

Структурная схема САО подобна схеме, изображенной на рис. 7.2, только необходимо добавить дифференцирующие устройства на выходе ОУ для определения $dZ(\tau)/d\tau$ и $dZ_{\max}(\tau)/d\tau$.

При выходе системы на экстремум приращение параметра будет равно приращению выходного параметра и система выйдет на такой переходный процесс: изменение параметра dZ/dx имеет экстремум (см рис. 7.4). Условие формирования управляющей функции будет иметь вид

$$U(\tau) = \begin{cases} 1, & \text{если } Z(\tau) - Z_{\max}(\tau - 1) + \Delta dZ_H \geq 0 \\ -1, & \text{если } Z(\tau) - Z_{\max}(\tau - 1) + \Delta dZ_H < 0 \end{cases}, \quad (7.10)$$

где ΔdZ_H – зона нечувствительности.

Значение управляющего исполнительным механизмом воздействия $\sigma(\tau)$ рассчитывается аналогично (7.3):

$$\sigma(\tau + 1) = \begin{cases} \sigma(\tau), & \text{если } U(\tau) = 1, \\ -\sigma(\tau), & \text{если } U(\tau) = -1. \end{cases} \quad (7.11)$$

Использование в качестве оптимизируемого параметра сигнала по производной $dZ(\tau)/d\tau$ вместо $Z(\tau)$ позволяет значительно уменьшить влияние инерционности ОУ и времени поискового режима. Время выхода САО на экстремум также заметно сокращается. Траектория поискового режима в САО при запоминании экстремума $dZ(\tau)/d\tau$ представлена на рис. 7.6.

Для дальнейшего повышения качества переходного процесса в САО с запоминанием экстремума производной выходного параметра необходимо вместо реверса ИМ останавливать его в момент достижения максимальной скорости $dZ_{MAX}(\tau)/dt$.

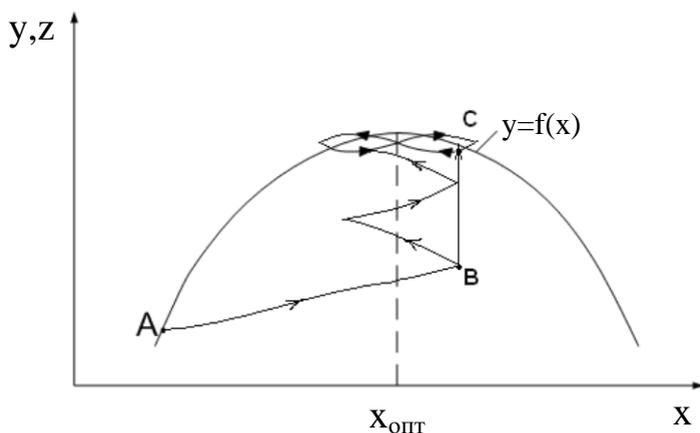


Рис. 7.6. Переходный процесс в системе запоминания максимума скорости оптимизируемого параметра

На участке траектории АВ считается dZ/dx по формулам (7.8). На участке ВС – считается по формуле (7.6) при $Y(X=X_{опт})=const$. Исследования показали, что траектория движения системы по траектории ABC, в которой запоминается максимум производной и останавливается ИМ в момент, когда текущее значение скорости выходного параметра уменьшается на величину большую, чем зона нечувствительности, характер поискового процесса становится более эффективным и его траектория зависит от скорости ИМ.

Для прерывания монотонного поискового изменения $Z(\tau)$ или $Z(x)$ после остановки ИМ необходимо периодически через заданный интервал времени выдержки τ_v производить принудительный реверс. Реверс ИМ производится путем срабатывания триггера реверса ТР.

Преимущества САО. Возможность применения системы для оптимального управления инерционными процессами. При наличии в САО остановки в момент достижения максимума на выходе не будет непрерывных колебаний выходного параметра, частота переключения ИМ сократится, что увеличит его срок службы.

Недостатки САО. Нельзя использовать на ОУ с запаздыванием. Необходимость применять стабилизирующие устройства, без которых работоспособность системы в реальных условиях мала даже при незначи-

тельных возмущениях и помехах. Необходимость правильно выбрать промежуток времени отключения запоминания максимального значения после реверса (период выдержки сигнум-реле) и время остановки ИМ.

Примечание. Также на вход запоминающего устройства можно подавать производную второго порядка выходной величины $d^2Z(\tau)/d\tau^2$ или производные промежуточных величин (т.е. от дополнительных информационных сигналов с ОУ), а также комбинацию производных первого или второго порядка с выходным сигналом объекта.

7.3. САО дискретного принципа действия

Для оптимизации управления объектами, динамические параметры которых характеризуются значительным запаздыванием (транспортным) или большой инерционностью, целесообразно использовать системы шагового (дискретного) типа. В этом случае период повторения управляющих воздействий на объект должен быть таким, чтобы оптимизируемый процесс успел отреагировать на предыдущее управляющее воздействие.

Структурная схема САО шагового (дискретного) действия приведена на рис. 7.7 [24].

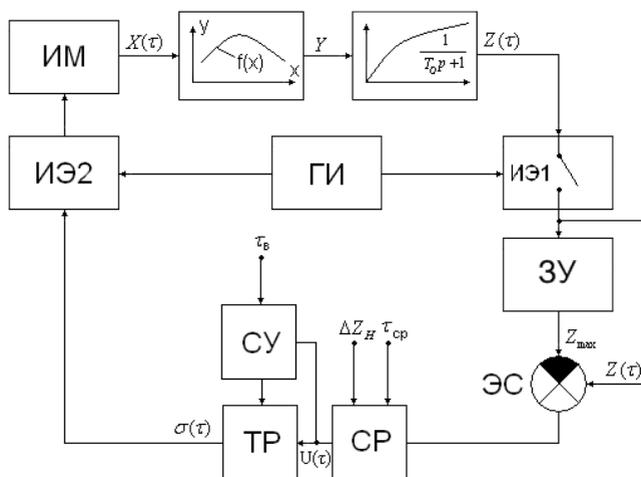


Рис. 7.7. Структурная схема САО шагового типа с запоминанием экстремума оптимизируемого параметра

Сигнал, пропорциональный выходной величине объекта $Z(\tau)$, подключается дискретно импульсным элементом ИЭ₁ к ЗУ через определенные интервалы времени Δt , равные периоду повторения ИЭ. Импульсный

элемент осуществляет дискретизацию по времени $Z(\tau)$ с шагом $\Delta\tau$, и на вход ЗУ и ЭС будет передаваться сигнал Z_N в моменты времени $\tau=n\cdot\Delta\tau$, где $n=0, 1, 2, 3, \dots$. В течение периода повторения ИЭ $\Delta\tau$ значение на входе ЗУ не изменится. Логика работы ЗУ во время поиска максимума

$$Z_{MAX} = \begin{cases} Z_{N-1}, & \text{если } Z_N < Z_{N-1}, \\ Z_N, & \text{если } Z_N \geq Z_{N-1}, \end{cases} \quad (7.12)$$

На ЭС сравнивается текущее значение Z_N и запомненное максимальное значение Z_{MAX} на предыдущем шаге.

ЗУ играет роль задержки сигнала во времени, причем оно выполнено таким образом, что способно запоминать лишь увеличивающиеся значения Z_N во времени и не реагировать на уменьшение сигнала, функционируя в соответствии с условием (7.12). Сигнум-реле формирует управляющую функцию по условию

$$U(\tau) = \begin{cases} 1, & \text{если } Z_N - Z_{N-1} + \Delta Z_H \geq 0, \\ -1, & \text{если } Z_N - Z_{N-1} + \Delta Z_H < 0. \end{cases} \quad (7.13)$$

В качестве метода определения экстремума наиболее удобно использовать метод с запоминанием максимума приращения оптимизируемого параметра. Для упрощения понимания принцип работы САО шагового типа рассмотрим на примере оптимизации управления безынерционным объектом.

Допустим, что для формирования управляющего воздействия используется ранее рассмотренный принцип поиска экстремума по запоминанию максимума выходного параметра. Сигнал $U(t)$ формируется в соответствии с условием (7.2):

$$U(\tau) = \begin{cases} +1, & \text{если } Z(\tau) - Z(\tau)_{max} + \Delta Z_H \geq 0, \text{ то } \sigma(\tau+1) = \sigma(\tau), \\ -1, & \text{если } Z(\tau) - Z(\tau-1)_{max} + \Delta Z_H < 0, \text{ то } \sigma(\tau+1) = -\sigma(\tau). \end{cases} \quad (7.14)$$

Только управление ИМ и фиксация значений $Z(\tau)$ осуществляется дискретно через заданный интервал времени.

Шаг делается в направлении увеличения. В результате система шагами начинает перемещаться вокруг экстремума, совершая периодические колебания с периодом T_X , который в два раза больше T_Y .

Поскольку реальные процессы обладают инерционностью, то при формировании управляющего воздействия необходимо учитывать это явление.

Объект оптимизации (ОУ) аппроксимируется последовательным соединением статического звена с характеристикой $y=f(x)$ и динамического инерционного звена с эквивалентной постоянной времени $T_0=T_{инн}+T_з$. Текущее значение оптимизируемого параметра $Z(t)$ и управляющее воздействие подается через импульсные элементы ИЭ₁ и ИЭ₂, которые управляются генератором импульса ГИ. Причем период повторения импульсов должен быть длителен, чтобы объект управления был в состоянии отреагировать на предыдущее управляющее воздействие Δx . Текущее значение выходного параметра подается на запоминающее устройство и одновременно на элемент сравнения ЭС. Запоминающее устройство выполнено таким образом, что, как и в предыдущем случае, запоминает только максимальное приращение, достигнутое на предыдущем шаге, и не реагирует на уменьшение выходного параметра.

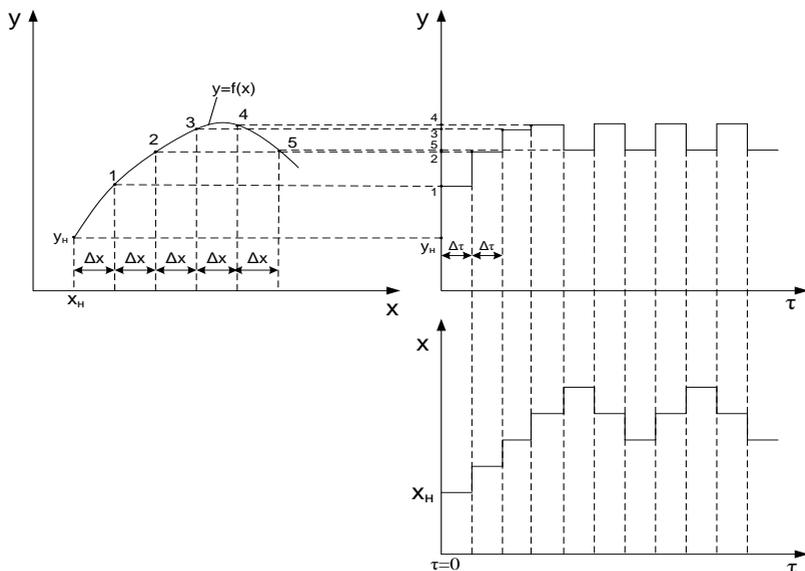


Рис. 7.8. Переходный процесс в системе шагового типа

На выходе текущий сигнал разности с учетом выбранной зоны нечувствительности подается на сигнум-реле, где формируется $U(t)$, который может быть или +1 или -1 в соответствии с логическим условием:

- при $U(t) = +1$ - выбранное направление движения нужно сохранить;
- при $U(t) = -1$ - выбранное направление надо изменить на противоположное.

Сигнум-реле, формируя управляющие импульсы, обеспечивает переключение триггера реверса, на выходе которого формируется переключающая функция $\sigma(\tau)$, определяющая направление текущего перемещения исполнительного механизма, которая может принимать дискретные значения:

- $\sigma(\tau) = \pm 1$ при $\tau \leq \tau_{и}$;
- $\sigma(\tau) = 0$ при $\tau_{и} < \tau \leq \tau_{п}$, где $\tau_{и}$ и $\tau_{п}$ – время импульса и паузы.

При анализе принципа действия шаговой системы мы рассматривали процесс оптимизации безынерционного процесса. В этом процессе перемещение исполнительного механизма происходило на величину ΔX , и выходная величина при наличии инерционности успеет измениться. В реальных условиях при конечном значении инерционности и скорости ИМ для расчета переходного процесса необходимо учитывать изменение выходного параметра как в период работы ИМ, так и в период паузы.

Между триггером реверса ТР и ИМ включен еще один импульсный элемент ИЭ₂, работающий синхронно с элементом ИЭ₁, что обеспечивается генератором импульсов ГИ. ИЭ₂ производит периодические размыкания и замыкания цепи питания ИМ. Следовательно, ИМ осуществляет изменение входного сигнала объекта X дискретно шагами. При использовании механизма с постоянной скоростью за каждый шаг входной сигнал ОУ может измениться на ΔX .

Время движения ИМ при $0 \leq \tau \leq \tau_{и}$ должно быть достаточно мало по сравнению с продолжительностью паузы $\tau_{п}$. Принцип шагового перемещения ИМ показан на рис. 7.9.

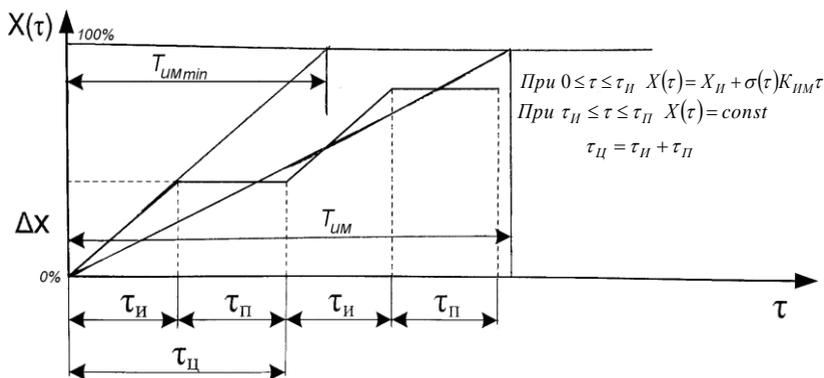


Рис. 7.9. Принцип шагового перемещения ИМ

Преимущества САО. Небольшая, по сравнению с другими типами САО, амплитуда колебаний относительно экстремума в процессе поиска,

зависящая от зоны нечувствительности сигнум-реле и динамических свойств объекта.

Недостатки САО. Неустойчивость работы САО при дрейфе статической характеристики ОУ. Для повышения стабильности работы необходимо использовать коммутатор поверочных реверсов для принудительного изменения направления движения через 4-5 шагов в одном направлении.

Примечание. Для увеличения помехоустойчивости САО шагового типа при высокочастотных шумах используются системы с постоянным шагом и переменным временем паузы между импульсами.

Для уменьшения влияния инерционности ОУ необходимо изменять приращения выходного сигнала Z на каждом шаге и по математической модели ОУ рассчитывать то значение, которое принял бы выход ОУ при наступлении установившегося процесса. Это позволит определить постоянную времени ОУ и учесть влияние дрейфа его статической характеристики.

Например, в случае объекта первого порядка при известной постоянной времени T_0 и отсутствии дрейфа в сигнум-реле целесообразно вводить величину

$$\delta = \Delta Y_{K+1} - \exp\left(-\frac{\tau}{T_0}\right) \Delta Y_K, \quad (7.15)$$

где ΔY_K , ΔY_{K+1} – приращения выходного сигнала на K -м и $K+1$ -м шаге соответственно; τ – время от начала шага.

Для инерционных объектов ускорение поиска можно достигнуть, если вводить в сигнум-реле n -разность или отыскивать нуль $(n+1)$ -разности.

7.4. САО с принудительной модуляцией

Данные системы рекомендуется использовать при оптимизации малоинерционных процессов. Принцип действия основан на изменении фазы выходных колебаний оптимизируемого параметра на 180° при переходе управляющего воздействия через оптимальное значение.

На вход системы подается возмущающий сигнал синусоидальной формы и анализируется фаза выходных колебаний по отношению к входным колебаниям.

Для пояснения принципа действия рассмотрим работу САО с безынерционным объектом управления. Принцип поиска экстремума в САО с принудительной модуляцией представлен на рис. 7.10.

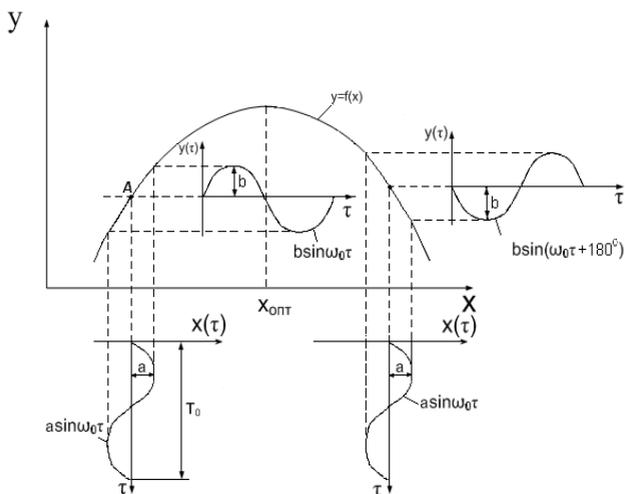


Рис.7.10. Поиск экстремума в САО с принудительной модуляцией

Если $X < X_{\text{опт}}$, то фаза выходных колебаний совпадает с фазой входных колебаний.

Если $X > X_{\text{опт}}$, то фаза выходных колебаний будет смещена на 180° по сравнению с фазой входных колебаний, т.е. колебания будут находиться в противофазе: при увеличении входного сигнала наблюдается уменьшение выходного, и наоборот (см. рис. 7.10).

Если $X \approx X_{\text{опт}}$ попадает в точку экстремума, то амплитуда выходных колебаний существенно уменьшается (практически до нуля), а частота колебаний увеличивается в два раза относительно частоты входных $2\omega_0$.

Структурная схема САО с принудительной модуляцией представлена на рис. 7.11. Объект представлен статическим звеном с экстремальной характеристикой и инерционным звеном с эквивалентной постоянной времени T_1 , включающую время запаздывания и инерционность. Генератор гармонических сигналов Γ формирует колебания X_2 , которые одновременно подаются на вход ОУ и на вход RC-фильтра.

$$X_2(\tau) = a \cdot \sin(\omega_0 \tau) \quad (7.16)$$

где a , ω_0 – амплитуда и частота поисковых входных воздействий.

Фильтр в динамическом отношении представляет собой инерционное звено первого порядка с постоянной времени T_1 , равной постоянной времени ОУ. Переменная составляющая X_2 вызывает появление переменной составляющей той же частоты в выходном сигнале $Z(\tau)$, но

сдвинутой во времени на угол φ (сдвиг фазы), определяемый инерционными свойствами объекта.

Полосовой фильтр Φ_1 выделяет из сигнала $Z(\tau)$ переменную составляющую $V_1 = b \cdot \sin(\omega_0 \tau + \varphi)$, где b – амплитуда выходных колебаний. Сигнал V_1 подается на вход множительного звена МЗ. Одновременно на вход МЗ подается опорный гармонический сигнал через RC-фильтр $V_2 = a \cdot \sin(\omega_0 \tau + \varphi)$.

Так как постоянная времени фильтра совпадает с постоянной времени ОУ, то гармонический сигнал V_2 сдвигается на тот же угол, что и на выходе ОУ. Множительное звено в аналоговом виде представляет собой фазовый детектор, на выходе которого формируется сигнал $U(\tau) = V_1 \cdot V_2$, значение и полярность сигнала определяются текущим положением $X(\tau)$ относительно $X_{\text{опт}}$.

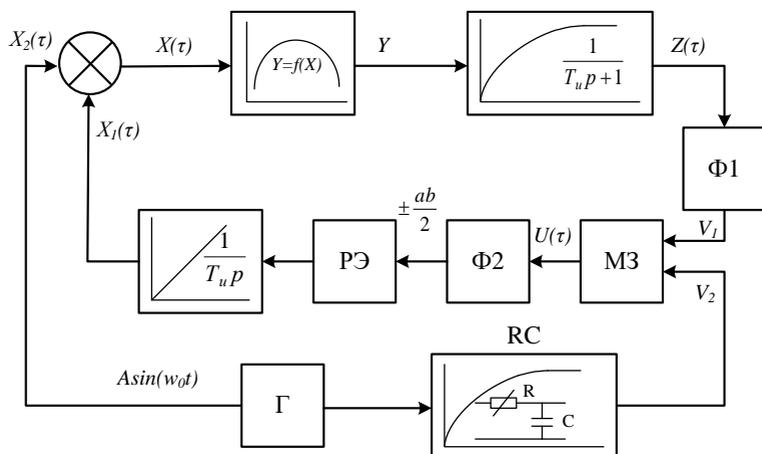


Рис.7.11. Структурная схема САО с принудительной модуляцией

Если $X < X_{\text{опт}}$,

$$U(\tau) = ab \cdot \sin^2(\omega_0 \tau + \varphi) = \frac{ab}{2} (1 - \cos^2(\omega_0 \tau + \varphi)) \quad (7.17)$$

Если $X > X_{\text{опт}}$, то фаза выходных колебаний будет смещена на 180° и $V_1 = b \cdot \sin(\omega_0 \tau + \varphi + 180^\circ)$. После умножения $U(\tau) = V_1 \cdot V_2$ получим:

$$U(\tau) = -ab \cdot \sin^2(\omega_0 \tau + \varphi) = -\frac{ab}{2} (1 - \cos^2(\omega_0 \tau + \varphi)) \quad (7.18)$$

Фильтр Φ_2 подавляет сигнал частотой $\omega_0\tau$, т.е. не пропускает переменную составляющую сигнала $U(\tau)$. Постоянная составляющая сигнала $U(\tau)=\pm ab/2$ подается на релейный элемент РЭ, который представляет из себя поляризованное реле, контакты реле замыкаются и размыкаются в зависимости от полярности (знака) поданного на вход напряжения.

Релейный элемент формирует направление рабочего движения ИМ на последующий момент времени в соответствии с условием

$$\sigma(\tau) = \begin{cases} +1, & \text{если } \frac{ab}{2} > 0, \\ -1, & \text{если } \frac{ab}{2} < 0. \end{cases} \quad (7.19)$$

Амплитуда поисковых воздействий a должна быть невелика, поскольку при прохождении колебаний на выход объекта увеличение амплитуды приводит к увеличению погрешности в определении экстремума.

Текущее положение вала ИМ $X(\tau)$ представляет собой сумму двух воздействий: монотонного X_1 , формируемого РЭ, и периодического X_2 , формируемого генератором Г:

$$X(\tau) = X_1(\tau) + X_2(\tau). \quad (7.20)$$

Значение рабочего управляющего воздействия определяется в соответствии с выражением:

$$X_1(\tau) = X_{1,0} + \sigma(\tau) \cdot K_{ИМ} \cdot \Delta\tau, \quad (7.21)$$

где $X_{1,0}$ – начальное положение вала ИМ.

Преимущества САО. Несложное техническое исполнение. Устойчивость по отношению к внешним низкочастотным возмущениям. Допускает оптимизацию процесса управления одновременно по нескольким параметрам. Для каждого параметра необходимо формировать сигнал определенной опорной частоты.

Недостатки САО. Возможность использовать систему лишь для оптимального управления малоинерционными процессами с известной величиной сдвига по фазе выходных колебаний. Технологические объекты в металлургии обладают существенной инерционностью, наиболее часто этот метод используется для настройки приемных радиостанций на максимальный сигнал, оптимизируемый параметр в этом случае – мощность принимаемого сигнала. Затруднение в выборе опорной частоты тестового сигнала. Необходимо, чтобы полезный сигнал можно было с легкостью выделить среди высокочастотных помех в информационном сигнале и низкочастотных возмущающих технологических возмущений.

7.5. САО с интегральной оценкой отклика оптимизируемого процесса на тестирующее воздействие

Системы данного типа относятся к группе САО с разделением поискового и рабочего движений. САО с интегральной оценкой следует использовать на тех объектах, оптимизируемые параметры (напряжение или ток электрической дуги) которых испытывают воздействие различных высокочастотных помех, и на объектах, статические характеристики которых подвергаются дрейфу (смещению) под действием различных технологических возмущений (нагрузка, производительность).

В системе данного типа высокочастотные составляющие подавляются использованием процедуры интегрирования. Низкочастотные технологические возмущения компенсируются специальным выбором траектории поискового воздействия. Данная система по сравнению с ранее рассмотренными САО обладает меньшей оперативностью, но имеет практически полную помехозащищенность.

В качестве примера рассмотрим систему автоматической оптимизации управления процессом сжигания топлива в рабочем пространстве промышленной печи с интегральной оценкой оптимизируемого параметра на пробное тестирующее воздействие входного параметра. Принцип определения интегральной оценки представлен на рис. 7.12.

Представим, что имеем дело с практически безынерционным процессом, имеющим статическую характеристику унимодального вида $Y=f(X)$. В момент $\tau=0$ подадим поисковое тестирующее воздействие в соответствии с условием

$$V_B(\tau) = X_0 + A \cdot \psi(\tau), \quad (7.22)$$

где X_0 – начальное значение входного параметра; A – амплитуда тестирующего (поискового) входного воздействия; $\psi(\tau)$ – функция тестирующего воздействия.

При отсутствии дрейфа статической характеристики тестирующая функция представляет из себя знакопеременную функцию, которая может принимать значения $+1$ и -1 :

$$\psi_0(\tau) = \text{sign} \sin\left(\frac{2\pi\tau}{T_n}\right). \quad (7.23)$$

Функция $\psi_n(\tau)$ имеет вид

$$\psi_n(\tau) = \prod_{k=1}^n \text{sign} \sin \frac{2^{k+1} \pi \tau}{T_n}, \quad (7.24)$$

где n – степень аппроксимирующего полинома технологического возмущения.

Такой вид функции называется ортогональной функцией Уолша. Определим интегральную оценку реакции (отклика) оптимизируемого процесса I_n с момента начала до момента окончания тестирующего воздействия T_n в соответствии с выражением

$$I_n = \int_0^{T_n} [Y(\tau) \cdot \psi(\tau)] d\tau. \quad (7.25)$$

После анализа отклика ОУ на тестирующее воздействие и значения интегральной оценки I_n в двух точках А и Б (см. рис. 7.12) можно сделать вывод, что знак интегральной оценки определяет начальное положение процесса относительно его оптимального значения:

$$\begin{aligned} I_n > 0, \text{ если } X(\tau) = X_A < X_{\text{опт}}, \\ I_n < 0, \text{ если } X(\tau) = X_B > X_{\text{опт}}, \end{aligned} \quad (7.26)$$

где X_A, X_B – начальные значения управляющего воздействия.

Знак интегральной оценки I_n определяет направление изменения управляющего параметра X до достижения оптимального значения $X_{\text{опт}} = V_{\text{вопт}}$.

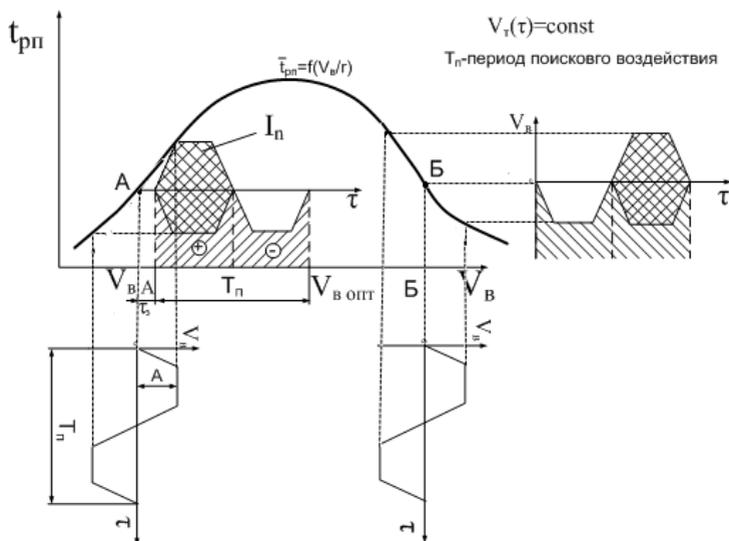


Рис. 7.12. Принцип определения интегральной оценки

Для формирования функции $\psi_n(\tau)$, которая определяет траекторию тестирующего входного воздействия используется ортогональная (знаковая) сигнум-функция Уолша, которая обладает уникальными свойствами, позволяющими компенсировать влияние технологических возмущений, приводящих к смещению статической характеристики оптимизируемого процесса и соответствующего негативного влияния на интегральную оценку отклика оптимизируемого процесса.

Предположим, на оптимизируемый процесс действует монотонное возмущающее воздействие $P_C(\tau)$, приводящее к соответствующему изменению оптимизируемого параметра.

Тогда величина $P_C(\tau)$ будет оказывать влияние и на величину интегральной оценки в соответствии с выражением

$$I_n = \int_0^{T_n} [P(\tau) \cdot \psi_n(\tau)] d\tau. \quad (7.27)$$

Монотонное возмущение описывается полиномом первой степени $n=1$: $P_C(\tau) = a_0 + a_1\tau$.

Если для формирования интегральной оценки использовать сигнум-функцию $\psi_0 = +1, -1$, то погрешность смещения I_n определится как $\Delta S = -S_1 + S_2$ (рис. 7.13, а).

Для компенсации негативного влияния при определении I_n тестирующее воздействие следует формировать с более высокой степенью функции $\psi_n(\tau)$ в соответствии с (7.24).

Функция $\psi_1(\tau)$ получается перемножением функции $\psi_0(\tau)$ на функцию двойной частоты по отношению к исходной $\psi_0(\tau)$ (рис. 7.13, в):

$$\psi_1(\tau) = \left(\text{sign} \sin \frac{2^1 \pi \tau}{T_n} \right) \cdot \left(\text{sign} \sin \frac{2^2 \pi \tau}{T_n} \right). \quad (7.28)$$

В результате $\psi_1(\tau)$ содержит на интервале времени от 0 до T_n четыре отрезка одинаковой продолжительности $\Delta\tau$, на которых сигнум-функция принимает соответственно значения +1, -1, -1, +1 (рис. 7.13, г).

В этом случае осуществляется полная компенсация влияния линейного возмущения $P_C(\tau)$ на величину интегральной оценки за время тестирующего воздействия T_n , т.к.

$\int_0^{T_n} \psi_n(\tau) d\tau = 0$ в соответствии с рис. 7.14.

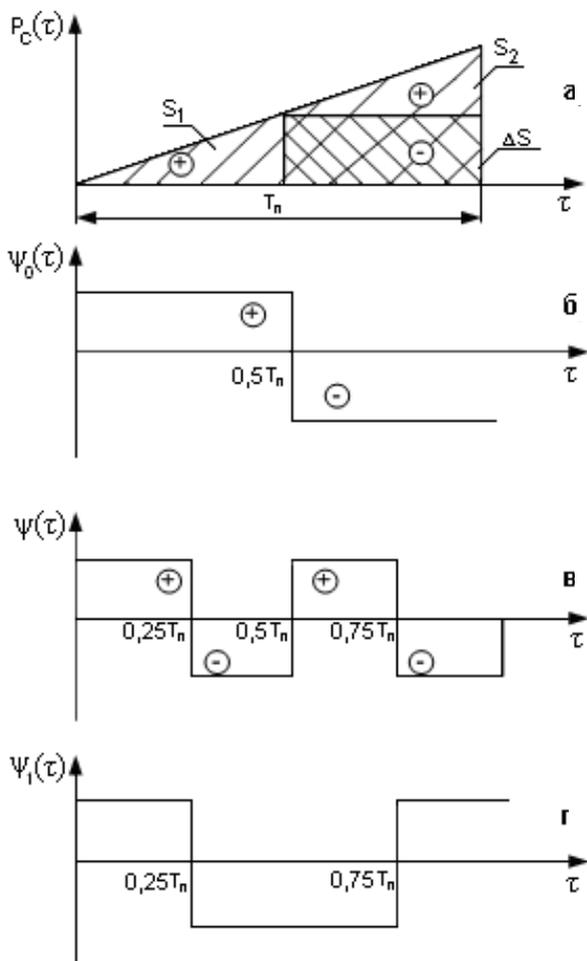


Рис. 7.13. Влияние вида тестирующей функции $\psi_n(\tau)$ на компенсацию технологических возмущений $P_c(\tau)$

Функция $\psi_n(\tau)$, определяющая тестирующее воздействие, содержит на интервале времени от 0 до T_n m -отрезков продолжительностью $\Delta\tau$. Количество отрезков определяется $m=2^{n+1}$, где n – степень полинома. Например, при монотонном возмущении $m=4$.

Функция $\psi_n(\tau)$, определяющая эффект компенсации для траекторий более высокого порядка, получается из функции $\psi_{n-1}(\tau)$ с использованием свойств осевой или центральной симметрии. Например, если $n=2$, то $m=8$ и $\psi_2(\tau)=+1, -1, -1, +1; -1, +1, +1, -1$. Равнозначно использование в

определении интегральной оценки и обратной по знаку функции $-\psi_2(\tau) = -1, +1, +1, -1, +1, -1, -1, +1$. Использовать траектории более третьего порядка не рекомендуется, т.к. это затягивает продолжительность тестирующего воздействия.

Для определения направления и величины управляющего рабочего движения $X(\tau)$ рассмотрим следующее положение. Установлено, что в окрестности оптимума статической характеристики можно принять параболическим (симметрично относительно $X_{\text{ОПТ}}$) вид статической характеристики. Погрешность не превышает 4-5% и тогда между величиной интегральной оценки существует прямо пропорциональная зависимость:

$$I_n = k_{\text{П}} \cdot (X_{\text{ОПТ}} - X_{\text{Н}}) = k_{\text{П}} \cdot \Delta X. \quad (7.29)$$

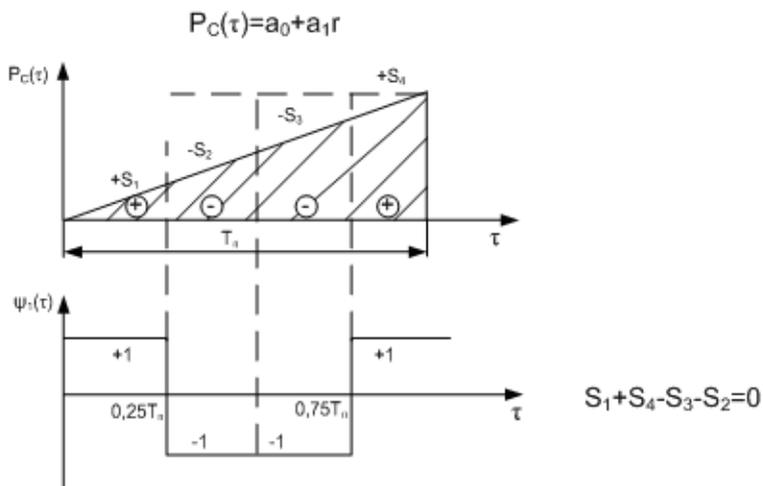


Рис. 7.14. Принцип компенсации возмущения $P_C(\tau)$ при $n=1$

Физически коэффициент пропорциональности $k_{\text{П}}$ определяет, сколько единиц I_n приходится на единицу отклонения текущего значения управляющего параметра $X_{\text{Н}}$ от оптимального значения $X_{\text{ОПТ}}$.

На практике для управления технологическим процессом используются ИМ постоянной скорости, это значит, что ΔX можно представить в виде

$$\Delta X = \sigma(\tau) \cdot k_{\text{ИМ}} \cdot \Delta \tau_p, \quad (7.30)$$

где $k_{\text{ИМ}}$ – скорость ИМ, $\sigma(\tau)$ – определяет направление движения.

В этом случае продолжительность рабочего движения ИМ $\Delta\tau_P$ можно рассчитать заранее

$$\Delta\tau_P = \frac{I_n}{\sigma(\tau) \cdot k_{II} \cdot k_{ИМ}}. \quad (7.31)$$

Величина k_{II} является настраиваемым динамическим параметром в САО данного типа и она может быть определена экспериментально или расчетным путем за счет моделирования исследуемого процесса по математической модели.

Реально для инерционного процесса процесс поиска оптимума в САУ при использовании переключающейся функции $\psi_1(\tau)$ будет иметь вид в плоскости параметров X-Z, Y, представленный на рис. 7.15.

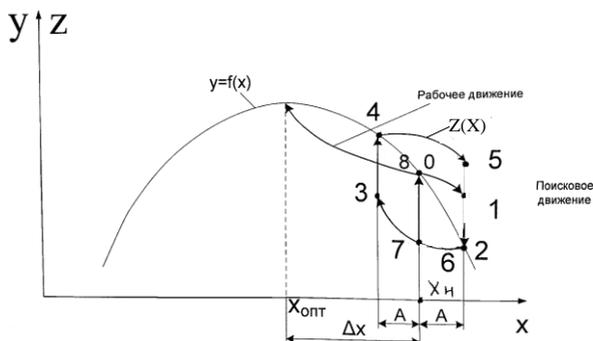


Рис. 7.15. Траектория поискового и рабочего изменения $X(t)$ в процессе оптимизации процесса при $\psi_1(\tau)$

Установившееся значение параметра Y в соответствии с видом статической характеристики $Y=f(x)$. Траектории на отрезках 1, 2; 3, 4; 5, 2; 7, 0 определяют движение $Z(x)$ к установившемуся значению $Z(x)=f(x)$ при $X(\tau)=\text{const}$, где $Z(x)$ – текущее значение с учетом инерционности.

Для систем автоматической оптимизации информация о текущем виде и положении $Y=f(x)$ на плоскости X, Y, Z неизвестно, в чем и заключается высокая интеллектуальность данных систем при определении $X_{\text{опт}}$. На рис. 7.15 точками ограничены соответствующие значения $Z(x)$ при тестирующем входном воздействии вида $\psi_1(\tau)$.

Траектория тестирующего воздействия $\psi_1(\tau)$ представлена на рис. 7.16, где точками обозначены траектории 1, 2; 3, 4; 5, 2; 7, 0 определяющие остановки ИМ. Временем перемещения ИМ из одного положения в другое (траектория 2, 3 или 4, 5) можно пренебречь по сравнению с временем остановок.

Продолжительность всего цикла поиска $T_{Ц}$ должна включать в себя следующие интервалы времени:

- $T_{П}$ – продолжительность тестирующего воздействия, $T_{П}=2^{n+1}$, $\Delta\tau=2^{n+1}(2-3T_0)$;
- $\Delta\tau_P$ – время рабочего движения;
- $\Delta\tau_{П}$ – время паузы, необходимое для достижения установившегося состояния выходного параметра;
- $\Delta\tau_{В.З.}$ заданное время выдержки между циклами поиска, $\Delta\tau_{В.З.}=(3-10)T_{П}$.

$$T_{Ц} = T_{П} + \Delta\tau_P + \Delta\tau_{П} + \Delta\tau_{В.З.}. \quad (7.32)$$

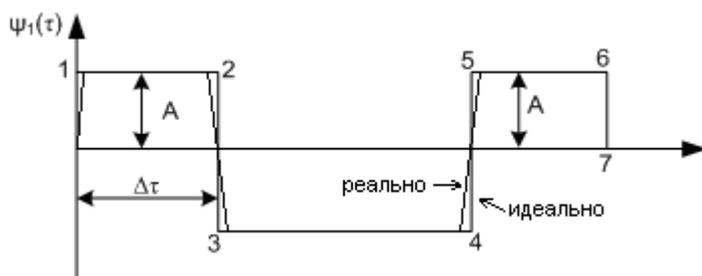


Рис. 7.16. Траектория поискового тестирующего входного воздействия вида $\psi_1(\tau)$

В реальных условиях наличие инерционности и запаздывания приводит к снижению величины интегральной оценки и уменьшению точности метода.

Поэтому продолжительность тестирующего воздействия должно быть достаточно, чтобы процесс перешел в установившееся состояние или близкое к этому, т.е. $\Delta\tau \geq (2-3)T_0$.

Преимущества САО. Выход на оптимальное значение за 1-2 цикла при отсутствии дрейфа статической характеристики. Устойчивая работа САО при наличии монотонных возмущений на ОУ и высокочастотных помех в измерительном контуре, при дрейфе статической характеристики объекта.

Повышенная интеллектуальность САО технологическими параметрами заключается в том, что в реальных производственных условиях текущий вид и положение статической характеристики оптимизируемого процесса для САО остаются неизменными, и в этих сложных условиях они способны определить и поддерживать оптимальное значение управляемого воздействия.

Недостатки САО. Продолжительность поискового воздействия велика и в случае инерционного объекта приводит к затягиванию выхода на оптимум.

7.6. Математическое описание траекторий дрейфа статических характеристик оптимизируемого процесса под действием технологических возмущений

В производственных условиях наличие различных технологических возмущений приводит к смещению (дрейфу) статической характеристики оптимизируемого процесса. Это смещение необходимо учитывать при математическом моделировании поисковых режимов и переходных процессов в системах автоматизированного управления как стабилизирующего, так и оптимизирующего вида.

7.6.1. Вертикальный дрейф статических характеристик

Равномерное вертикальное смещение статической характеристики определяется уравнением

$$Y(x, \tau) = Y(x) \pm \beta \tau, \quad (7.33)$$

где $Y(x, \tau)$ – текущее положение статической характеристики оптимизируемого процесса в момент времени τ ; $Y(x)$ – уравнение аппроксимирующего полинома статической характеристики, полученное по экспериментальным данным с использованием метода наименьших квадратов; β – скорость вертикального дрейфа статической характеристики, направление которого определяется знаками: «+» – смещение вверх, «-» – смещение вниз.

Например, рассмотрим случай оптимизации управления процессом сжигания топлива, если уравнение статической характеристики ОУ определяется уравнением

$$Y(x) = -6,7421 + 0,8797x - 0,02367x^2, \quad (7.34)$$

где $x \in [11;25]$ – расход воздуха, $10^3 \text{ м}^3/\text{ч}$.

Положение статической характеристики в моменты времени $\varepsilon=0, 5, 10$ мин представлены на рис. 7.17: 1 – при $\tau=0$ мин, 2 – при $\tau=2$ мин, 3 – при $\tau=5$ мин при постоянном расходе топлива $1650 \text{ м}^3/\text{ч}$.

$$Y(x, \tau) = -6,7421 + 0,8797x - 0,02367x^2 + 0,1\tau. \quad (7.35)$$

Наиболее опасным для устойчивости САУ и особенно САОУ является горизонтальный дрейф статической характеристики автоматизируемого процесса.

Применительно к рассматриваемому случаю оптимизации управления процессом сжигания топлива горизонтальное смещение происходит обычно с достаточно высокой скоростью, соизмеримой со скоростью изменения входного управляющего воздействия (расходы газа и воздуха изменяются практически с одинаковой скоростью, т.к. ИМ имеют практически одинаковые технические характеристики).

Это делает задачу поиска экстремума в случае совпадения направления дрейфа и изменения управляющего воздействия практически неразрешимой.

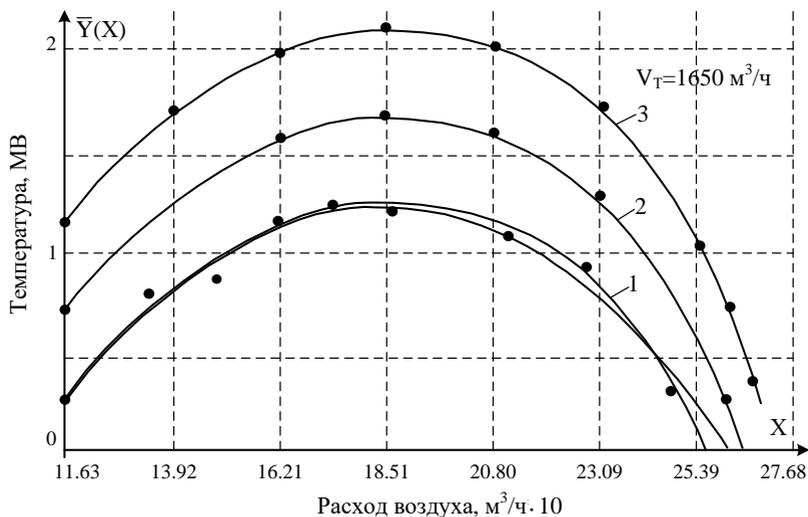


Рис. 7.17. Вертикальный дрейф статической характеристики процесса сжигания топлива при $\beta=0,1$ МВ/мин

7.6.2. Горизонтальный дрейф статических характеристик

Равномерное горизонтальное смещение статической характеристики автоматизируемого процесса выражается уравнением $X(x,\tau)=X(\tau)\pm\alpha\tau$, где $X(\tau)$ – значение входного управляющего параметра при отсутствии смещения статической характеристики; α – скорость горизонтального дрейфа статической характеристики, направление которого задаётся знаками: «+» – смещение вправо, «-» – смещение влево.

С учётом сказанного уравнение, определяющее монотонное (с постоянной скоростью) горизонтальное смещение статической характеристики принимает вид

$$Y(x,\tau) = a_0 + a_1(x \pm \alpha\tau) + a_2(x \pm \alpha\tau)^2 + \dots + a_n(x \pm \alpha\tau)^n, \quad (7.36)$$

где n – показатель степени аппроксимирующего полинома.

В качестве конкретного примера рассмотрим смещение характеристики (7.34). При смещении в горизонтальном направлении (определяемым увеличением расхода топлива) со скоростью $-0,4 [10^3 \cdot \text{м}^3/\text{ч}/\text{с}]$ уравнение (7.34) примет вид

$$Y(x) = -6,7421 + 0,8797(x - 0,4\tau) - 0,02367(x - 0,4\tau)^2. \quad (7.37)$$

Положения статической характеристики в момент времени $\tau=0,5$ с и 10 с, при расходах газа $1650 \text{ м}^3/\text{ч}$; $1870 \text{ м}^3/\text{ч}$ и $2100 \text{ м}^3/\text{ч}$ представлены на рис. 7.18: 1 – при $\tau=0$ с; 2 – при $\tau=5$ с, 3 – при $\tau=10$ с при различных расходах газа и постоянных условиях теплообмена.

Высокая скорость горизонтального дрейфа определяется малой инерционностью $0,5-1,5$ с каналов управления расходами газа и воздуха. Температура рабочего пространства, измеряемая термопарой в защитном чехле, характеризуется значительной инерционностью $90-110$ с и не успевает оперативно отразить текущее состояние процесса.

При отсутствии контура объёмного пропорционирования расходов газа и воздуха в случае снижения температуры печи при увеличении её производительности САО оказывается как бы дезориентированной, а поскольку расход газа увеличен, то возможна аварийная ситуация. Суть возникновения аварийной ситуации легко иллюстрируется примером, представленным на рис. 7.18.

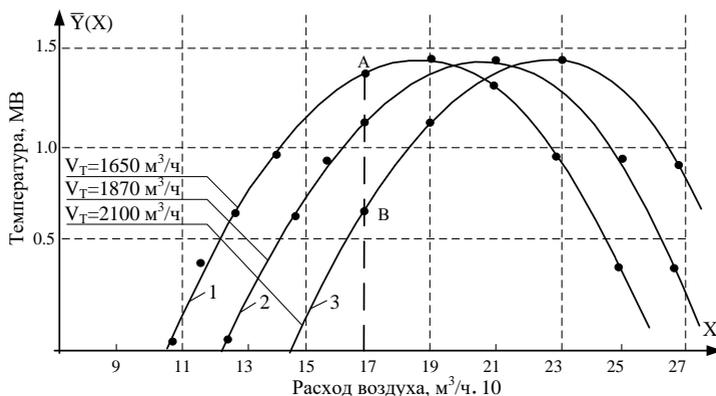


Рис. 7.18. Горизонтальный дрейф статической характеристики процесса сжигания топлива при $\alpha = -0,4 \cdot 10^3 \text{ м}^3/\text{ч}/\text{с}$

В момент времени $\tau=0$ с при $V_T(\tau)=1650 \text{ м}^3/\text{ч}$ САО в процессе поискового режима в окрестности точки А устанавливает расход воздуха $17 \cdot 10^3 \text{ м}^3/\text{ч}$ за счёт быстрого увеличения расхода газа регулятором темпе-

ратуры до 2100 м³/ч, при этом статическая характеристика за 5–10 с смещается вправо.

Расходу газа 2100 м³/ч при расходе воздуха 17·10³ м³/ч соответствует точка В, что неизбежно приведет к снижению температуры. САО, стремясь не допустить снижения температуры, начнёт беспорядочные реверсы в силу стремления к своей цели, поскольку любые управляющие воздействия, формируемые САО, приводят к падению температуры.

Подобную ситуацию допускать нельзя, поэтому САО должна работать совместно с системой объёмного пропорционирования расходов газа и воздуха, взаимно дополняя друг друга.

7.6.3. Сложный дрейф статических характеристик

В производственных условиях смещение статической характеристики происходит по сложным траекториям, имеющим как вертикальную, так и горизонтальную составляющую скоростей дрейфа.

В этом случае текущее положение статической характеристики автоматизируемого процесса определяется уравнением:

$$Y(x, \tau) = [a_0 + a_1(x \pm \alpha\tau) + \dots + a_n(x \pm \alpha\tau)^n] \pm \beta\tau. \quad (7.38)$$

В общем случае траектории горизонтального и вертикального дрейфа (вернее составляющие скоростей) могут быть заданы полиномами вида

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i \tau \quad \text{или} \quad \sum_{i=1}^n \beta_i \tau, \quad (7.39)$$

где α_i и β_i – коэффициенты полиномов степени n , сумма по $i=1, 2, 3, \dots, n$.

Для рассматриваемого конкретного примера статической характеристики второй сварочной зоны методической печи стана 2500 ОАО «ММК» при изменении расхода газа от 1650 до 2100 м³/ч уравнение статической характеристики будет иметь вид

$$Y(x, \tau) = -6,742 + 0,879(x - 0,4\tau) - 0,0236(x - 0,4\tau)^2 + 0,1\tau. \quad (7.40)$$

Положение статической характеристики при изменении расхода природного газа в различные моменты времени $\tau=0, 5, 10$ с представлены на рис. 7.19: 1 – при $\tau=0$ с, 2 – при $\tau=5$ с, 3 – при $\tau=10$ с.

Наличие дрейфа статической характеристики негативно влияет на эффективность функционирования САОУ. Например, если в САОУ по запоминанию экстремума выходного параметра (температуры печи в относительных единицах сигнала датчика) установится режим в окрестно-

сти точки А (см. рис. 7.19) и случайно в момент $\tau=0$ с будет выбрано направление изменения управляющего параметра (расхода воздуха) в сторону уменьшения, то изменение температуры будет происходить по траектории АВ.

САО будет удаляться от режима, определяемого положением экстремума Y_3 , но реверса не произойдёт, поскольку температура будет возрастать. Реверс возможен только в окрестности точки В, когда температура начнёт уменьшаться.

Рассмотренный случай нельзя признать целесообразным. Чтобы избежать этого явления, необходимо использовать стабилизирующее устройство СУ, обеспечивающее принудительный поверочный реверс, путём воздействия на триггер реверса, изменяющего значение $\sigma(\tau)$ через заданный интервал времени τ_B с момента предыдущего реверса.

В условиях смещения статических характеристик и использования методов поиска экстремума при остановках ИМ с целью снижения и устранения периодического поискового режима работы САОУ использование СУ, формирующего сигнал принудительного реверса через заданный интервал времени после очередного реверса, является обязательным.

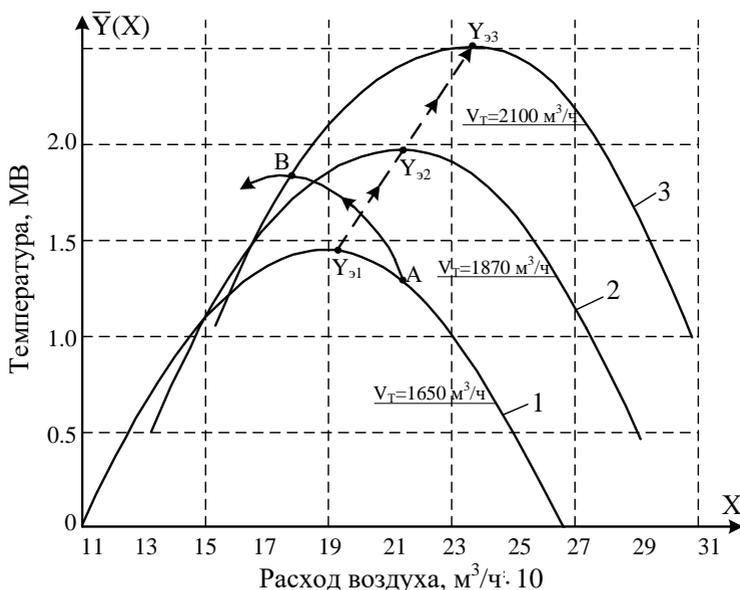


Рис. 7.19. Сложный дрейф статической характеристики процесса горения при $\alpha = -0,4 \cdot 10^3 \text{ м}^3/\text{ч}/\text{с}$ и $\beta = 0,1 \text{ МВ}/\text{с}$

Рассмотренные типы систем автоматической оптимизации управления позволяют в зависимости от динамических свойств объекта оптимизации управления правильно выбрать метод поиска экстремума.

Контрольные вопросы по разделу 7

1. Принцип действия САО управления технологическим процессом.
2. Необходимые и достаточные условия эффективного применения САО управления технологическими процессами.
3. Показатели эффективности поискового режима работы САО.
4. Принцип действия САО с запоминанием экстремума, математическая модель контура оптимизации, структурная схема, достоинства и недостатки.
5. Математическая модель функционирования САО с запоминанием экстремума, поисковый режим работы данной системы.
6. Принцип действия САО с запоминанием экстремума первой производной оптимизируемого параметра.
7. Принцип действия САО с принудительной модуляцией, математическая модель, структурная схема, достоинства и недостатки.
8. Принцип работы шаговой САО, математическая модель, структурная схема, достоинства и недостатки.
9. Принцип работы САО с интегральной оценкой реакции процесса на пробное тестирующее воздействие, математическая модель, достоинства и недостатки.
10. Динамика САО, рекомендации по улучшению показателей эффективности функционирования САО.
11. Повышение устойчивости работы САО в условиях интенсивного действия технологических возмущений и помех.

8. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО МЕТОДА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО- СТАТИСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И НЕЙРОСЕТЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

8.1. Общие сведения о нейронных сетях

Несомненно, что человеческий мозг работает более эффективно и принципиально другим способом, чем ПЭВМ, созданная человеком.

Этот факт в течение последнего века уже является побудительной силой для человечества к созданию и исследованию искусственных нейронных сетей (ИНС).

Идея о нейроне как структурной единице мозга была высказана ещё в 1911 г. С тех пор передовыми учеными было выполнено огромное количество работ. Однако идея моделирования работы человеческого мозга до сих пор ещё очень далека от своего завершения.

Эффективность работы человеческого мозга намного выше эффективности работы любой ЭВМ, несмотря на то, что сам по себе нейрон имеет скорость срабатывания на 5-6 порядков меньше, чем современный полупроводниковый логический элемент современной вычислительной машины. Причина такой высокой производительности головного мозга заключается в огромном количестве нейронов и наличии сложной системы взаимной связи между ними.

Сеть нейронов, образующая головной мозг, представляет собой высокоэффективную, комплексную нелинейную и существенно параллельную систему обработки информации, четко ориентированную только на решение конкретной проблемы.

В общем случае ИНС – это система, приближенно моделирующая способ работы человеческого мозга. Практически ИНС реализуются в виде компьютерных рабочих программ, которые сходны с мыслительным процессом в двух аспектах:

- знание приобретается ИНС в процессе обучения на основе анализа экспериментальных данных и сведений из внешнего окружения;
- для обучения используются межнейронные связи (соединения) называемые также синаптическими весами.

Суть синаптических весов заключается в логическом усилении воздействий на нейрон в направлении приближения к правильному решению и подавление воздействий, способствующих увеличению ошибки приближения расчетного результата к полученному экспериментальному решению задачи.

Процедура, используемая для осуществления процесса обучения (алгоритм обучения), состоит в модификации синаптических весов ИНС

таким образом, чтобы система приобрела необходимые свойства и адекватность отображения исследуемого процесса.

ИНС реализует свою уникальную вычислительную мощь благодаря двум основным свойствам:

- использованию существенной параллельно распределенной структуры;
- способности обучаться и обобщать полученные знания.

Под свойством обобщения понимается способность ИНС генерировать (выдавать) правильные выходные величины (выходы) для входных сигналов, которые не были учтены в процессе обучения (тренировке ИНС).

Указанное свойство делает ИНС системой, способной в процессе переработки исходной экспериментально получаемой информации решать сложные многомерные задачи, непосильные другим математическим моделям, приёмам и методам.

Элементарным функциональным модулем ИНС является искусственный нейрон (нейрон). Из множества нейронов состоит (формируется) ИНС.

Искусственный нейрон представляет модель живого нейрона, только в смысле осуществляемых им преобразований информации, а не способа функционирования.

Существуют логические, импульсные и непрерывные модели нейронов [25]. Наибольшее распространение получила непрерывная модель, функционирующая следующим образом. Функциональная схема непрерывной модели нейрона изображена на рис. 8.1.

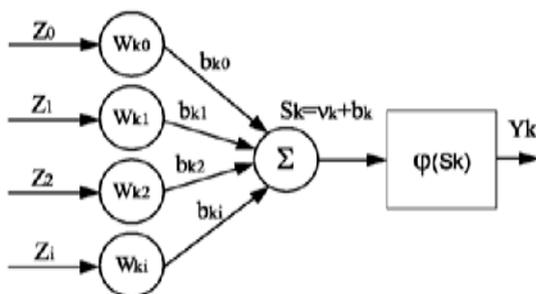


Рис. 8.1. Функциональная модель нейрона

На этом рисунке Z_1, Z_2, \dots, Z_i – входные сигналы нейрона от других нейронов; Z_0 – внешний входной сигнал; $W_{k1}, W_{k2}, \dots, W_{ki}$ – синаптические веса k -го нейрона; V_k – выход линейного сумматора; b_k – сдвиг сиг-

нала (значение производной может быть); $\varphi(S_k)$ – активационная функция; Y_k – выходной сигнал k -ого нейрона.

Входные сигналы Z_1, Z_2, \dots, Z_i подаются на блоки W_{ki} , реализующие функцию синапсов. Каждый из них характеризуется своим весовым коэффициентом (синаптическим весом).

Положительные значения весов W_{ki} способствуют возбуждательным сигналам.

Отрицательные значения W_{ki} способствуют тормозным сигналам.

Взвешенные входные сигналы поступают на вход линейного сумматора, который на выходе формирует сигнал:

$$V_k = \sum_{i=1}^{i=k} W_{ki} Z_i. \quad (8.1)$$

Выходной сигнал линейного сумматора V_k суммируется с сигналом сдвига b_k , после чего результат

$$S_k = V_k + b_k \quad (8.2)$$

подаётся на вход активационной функции $\varphi(S_k)$.

Непрерывная модель нейрона включает в себя сдвиг b_k , представляющий значение выходного сигнала нейрона в предыдущий момент времени (для формирования значения производной в соответствии с выражением типа):

$$Y_{ki} - Y_{k(i-1)}. \quad (8.3)$$

Значение сигнала b_k добавляется к входному сигналу активационной функции $\varphi(S_k)$.

Как правило, активационная функция $\varphi(S_k)$ ограничивает выходной сигнал каждого нейрона в диапазоне $[0; 1]$ или $[-1; 1]$.

В итоге математически функциональная модель нейрона определяется выражением

$$Y_k = \varphi(S_k). \quad (8.4)$$

Активационная функция нейрона $\varphi(S_k)$ определяет характер нелинейного преобразования, осуществляемого нейроном.

Существует множество видов активационных функций, но в инженерной практике наиболее часто используются лишь некоторые (рис. 8.2).

Активационные функции условно делятся на виды: пороговые (рис. 8.2, а); кусочно-линейные (рис. 8.2, б); непрерывные S-образные (рис. 8.2, в, г).

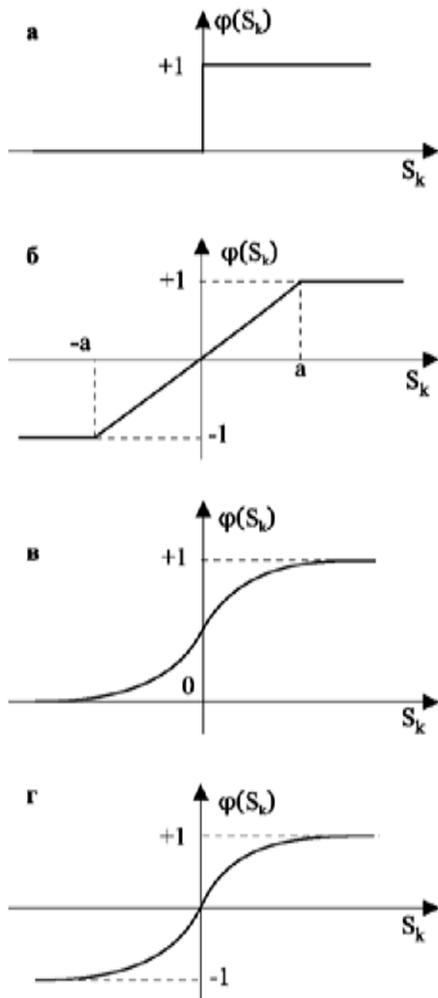


Рис. 8.2. Виды аналитических функций, используемых в ИНС

а) Пороговая функция:

$$\varphi(S_k) = \begin{cases} +1, & \text{если } S_k \geq 0; \\ 0, & \text{если } S_k < 0. \end{cases} \quad (8.5)$$

б) Кусочно-линейная функция:

$$\varphi(S_k) = \begin{cases} +1, & \text{если } S_k \geq 0; \\ S_k, & \text{если } -a < S_k < a; \\ 0, & \text{если } S_k < 0. \end{cases} \quad (8.6)$$

в) Сигмоидальная функция, a – параметр, определяющий наклон функции (см. рис. 8.2, в):

$$\varphi(S_k) = \frac{1}{1 + e^{-aS_k}}, \quad (8.7)$$

г) Гиперболический тангенс (см. рис. 8.2, г):

$$\varphi(S_k) = \frac{e^{aS_k} - e^{-aS_k}}{e^{aS_k} + e^{-aS_k}}. \quad (8.8)$$

Сигмоидальные функции используются наиболее часто. Несомненным достоинством сигмоидальных функций является дифференцируемость на всем интервале существования S_k .

Дифференцируемость функций (без точек разрыва) используется в некоторых алгоритмах обучения, особенно в алгоритме обратного распространения ошибки.

Кроме того, сигмоидальные функции обладают одним уникальным свойством: они усиливают слабые сигналы лучше, чем большие и тем самым предотвращают насыщение от больших сигналов, т.к. они соответствуют областям аргументов S_k , где сигмоид имеет пологий наклон. Одно из ценных свойств сигмоидальной функции – это простое выражение для её производной. Это свойство также используется в алгоритме обучения.

Так, в алгоритме обратного распространения ошибки величина, на которую корректируются весовые коэффициенты, рассчитывается в соответствии с условием:

$$\Delta W_{ij}^{(n)} = -\eta \delta_j^{(n)} Y_i^{(n-1)}; \quad (8.9)$$

$$\delta_j^{(n)} = \left[\sum_k \delta_k^{(n+1)} W_{jk}^{(n+1)} \right] \frac{dY_j}{dS_j}. \quad (8.10)$$

То есть суммирование по k выполняется среди нейронов слоя $n+1$, где n – порядковый номер слоя.

Для выходного слоя значение $\delta_e^{(N)}$ рассчитывается в соответствии с выражением

$$\delta_e^{(N)} = (Y_e^{(N)} - d_e) \frac{dY_e}{dS_e}, \quad (8.11)$$

где e – число нейронов в выходном слое $e \in (1, 2, \dots, N)$.

В dY_j/dS_j под Y_j подразумевается выход нейрона j , а под S_j понимается взвешенная сумма его входных сигналов. S_j , по сути дела, является аргументом активационной функции.

Множитель dY_j/dS_j является производной этой функции по ее аргументу. В случае использования в качестве активационной функции гиперболического тангенса значение

$$\frac{dY}{dS} = 1 - S^2. \quad (8.12)$$

8.2. Архитектура искусственных нейронных сетей

Формально рассуждая, нейроны могут объединяться в сети самым различным способом. Практическое же применение нашли только некоторые из них. Это объясняется тем, что архитектура ИНС непосредственно связана с методом обучения (тренировки) сети. Наиболее часто используется в основном только четыре разновидности архитектуры ИНС.

8.2.1. Однослойные прямонаправленные сети

Слойной называется ИНС, состоящая из группы нейронов, объединенных в сложные структуры. Сеть, содержащая k слоев, называется k -слойной ИНС.

Если информационные сигналы в ИНС распространяются только по направлению из начала в конец, то такая ИНС называется прямолинейной или прямонаправленной. Пример однослойной прямолинейной ИНС показан на рис. 8.3.

Входной слой нейрона называется «сенсорным». Выходной слой называется «результативным».

Эта сеть включает в себя слой входных и слой выходных нейронов. В данном случае нейроны входного слоя (сенсорного) только просто распространяют информацию (сигналы) на выходной (результативный) слой, не преобразуя её (их). В выходном слое происходит преобразование сигналов (информации) и формирование реакции ИНС на входные сигналы.

Следует заметить, что нейроны ИНС иногда называют «узлами сети» или «вычислительными модулями».

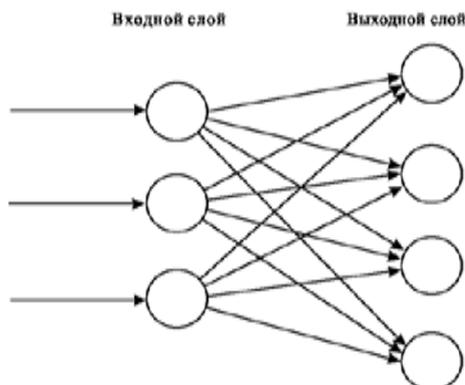


Рис. 8.3. Прямонаправленная ИНС

Количество нейронов в одном слое определяет размер слоя. Рассмотренная архитектура ИНС называется однослойной, поскольку вычисления производятся только лишь в одном слое сети.

8.2.2. Многослойные прямонаправленные ИНС, или многослойный перцептрон

Такие ИНС характеризуются наличием одного или нескольких скрытых слоев, осуществляющих преобразование информации. Нейрон скрытого слоя называется скрытым нейроном. Использование скрытых слоёв в архитектуре ИНС даёт возможность осуществлять нелинейные преобразования по каналу «вход-выход» любой сложности.

Эти уникальные свойства многослойных сетей особенно эффективно проявляются при высокой размерности пространства входных сигналов. Пример архитектурной схемы четырехслойной прямонаправленной ИНС представлен на рис. 8.4.

Для условного обозначения представленной на рис. 8.4 ИНС используется запись: NN 2-3-3-1. Здесь: 2 – размер входного слоя; 3 – размер двух скрытых слоев; 1 – размер выходного слоя.

Как правило, в таких ИНС нейроны входного слоя просто ретранслируют (повторяют) входные сигналы с некоторыми весовыми коэффициентами на первый скрытый слой, не преобразуя их.

В скрытых слоях нейронов последовательно слой за слоем происходит нелинейное преобразование информационных сигналов. Сигналы с последнего скрытого слоя поступают на нейроны выходного (результативного) слоя Y , которые формируют реакцию ИНС на входные воздействия X .

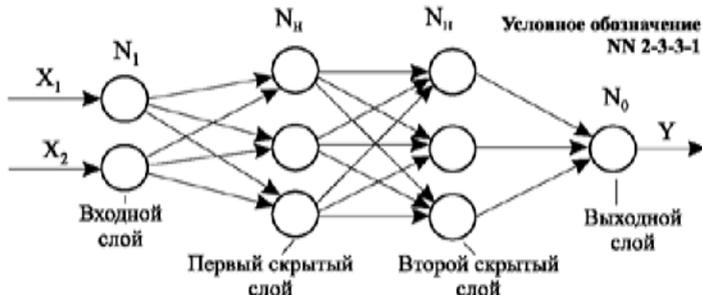


Рис. 8.4. Архитектурная схема полностью связанной прямонаправленной ИНС с двумя скрытыми слоями нейронов

ИНС называется полностью связанной прямонаправленной ИНС, поскольку в ней каждый нейрон одного слоя связан со всеми нейронами следующего слоя (см. рис. 8.4).

Широкое распространение в практической деятельности находят и частично связанные прямонаправленные ИНС, в которых нейроны одного слоя связаны только с определенной частью нейронов следующего слоя. Такая архитектура частично связанных ИНС позволяет заложить в ИНС различные априорные знания о желаемом законе обработки информации в сети.

8.2.3. Рекуррентные ИНС

Рекуррентный тип ИНС отличается наличием обратных связей и элементов временной задержки информационных сигналов, предназначенных для расчета скоростей изменения некоторых сигналов. Это позволяет повысить оперативность ИНС.

8.2.4. Полностью связанные сети

Характерным признаком полностью связанных ИНС является наличие связи между всеми нейронами сети.

Наиболее известным типом полностью связанных ИНС является сеть Хопфилда. В сетях данного типа каждый нейрон имеет двухсторонние связи со всеми остальными нейронами сети. В общем случае сеть Хопфилда имеет симметричную кольцевую структуру, в которой нельзя

выделить скрытые слои нейронов и единое направление распространения информационных сигналов.

8.3. Обучение искусственных нейронных сетей

Можно выделить два основных вида обучения:

- контролируемое обучение (Supervised learning);
- самообучение (self-organized learning).

Первый вид обучения подразумевает наличие «учителя», который наблюдает реакцию сети и направляет изменение выходных параметров сети в нужном (правильном) направлении. В роли «учителя» может быть использован высокопрофессиональный эксперт-технолог [29].

Во втором случае ИНС самоорганизуется под действием внешних условий и изучает внешнюю среду самостоятельно, без помощи «учителя». Обычно самообучение используется при решении задач, связанных с распознаванием образов и классификацией признаков.

При решении задач управления и идентификации свойств управляемых процессов (определение математической статистической модели) применяется контролируемое обучение ИНС.

Существуют две разновидности контролируемого обучения:

- прямое контролируемое обучение;
- стимулирующее контролируемое обучение.

Поскольку первый вид обучения стал известен раньше второго и поэтому более распространен, то обычно на этот способ ссылаются просто как на контролируемое обучение. Схема прямого контролируемого обучения представлена на рис. 8.5.

В данном варианте обучения присутствующий «учитель»-эксперт представлен априорными знаниями о внешней среде в виде набора правильных образцов решений типа «вход-выход». Пара таких образцов известных правильных решений называется тренировочными шаблонами.

ИНС изначально о внешней среде никакими знаниями не обладает. В процессе обучения «учитель» и ИНС подвергаются воздействию внешней среды. На входы их поступает тренировочный сигнал, совпадающий с одним из входных шаблонов. «Учитель» сообщает сети, какова должна быть правильная «желаемая» реакция на поступившее входное воздействие шаблона.

В элементе сравнения ЭС формируется величина ошибки между реальным и желаемым выходными сигналами ИНС. В ИНС по определенному плану (правилу), например алгоритму обратного распространения ошибки, проводится настройка синаптических связей в нужном направлении.

Повторяя этот процесс итеративно, можно настроить ИНС так, что она будет эмулировать (повторять) «учителя», т.е. все его априорные знания о внешней среде перейдут к ИНС.

Типичными задачами, решаемыми с помощью прямого обучения, применительно к рассматриваемой в данной работе проблеме, являются аппроксимация неизвестной функции, представленной набором экспериментальных данных, уравнением парной, или множественной, регрессии, и идентификация динамических параметров технологического процесса по экспериментальным данным отклика процесса на пробное тестирующее (желательно типовое) входное воздействие.



Рис. 8.5. Схема прямого контролируемого обучения

Стимулирующее обучение. При использовании разновидности стимулирующего обучения знания «учителя» не используются. Вместо этого обучение осуществляется по результату оценки проводимого ИНС преобразования по каналу «вход-выход» и реальным значением выходного параметра самостоятельно. В этом случае оценку эффективности и точности функционирования ИНС выполняет внешняя среда (действительная реальность).

При этом настройка синаптических связей в ИНС, т.е. параметров сети, проводится таким образом, чтобы максимизировать скалярный индекс этой оценки, называемой стимулом. Суть этого процесса заключается в том, что настройка синаптических связей ИНС производится по правилу: увеличивать синаптические коэффициенты, способствующие уменьшению отклонения, и уменьшать коэффициенты, способствующие увеличению отклонения реакции ИНС от действительного состояния внешней среды.

Структурная схема стимулирующего обучения представлена на рис. 8.6.

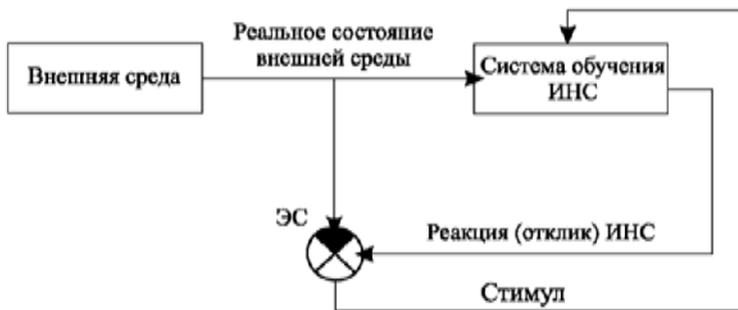


Рис. 8.6. Схема стимулирующего обучения ИНС

Оценку эффективности работы и точности ИНС в данном случае выполняет внешнее окружение. При этом настройка ИНС осуществляется так, чтобы минимизировать скалярный индекс этой оценки (степень приближения выходных параметров внешней среды и выходов ИНС), называемый стимулом.

Наиболее характерным примером стимулирующего обучения является адаптивная (самоприспосабливающаяся) система автоматического управления технологическим процессом. Например, система управления тепловым режимом рабочего пространства металлургической печи отапливаемой газомазутным топливом.

В такой системе обучаемой частью является микропроцессорный свободно программируемый контроллер, а объект управления (автоматизируемый технологический процесс), внешнее возмущающее воздействие и сигналы задания являются внешней средой. В результате воздействия внешней среды контроллер должен сформировать определенное управляющее воздействие (изменить подачу газа), которое целенаправленно должно привести объект в новое заданное состояние или стабилизировать заданное текущее состояние процесса. При этом качество управления можно оценить только по выходному параметру процесса.

Возможны две реализации стимулирующего обучения:

- обучение с непосредственным стимулированием;
- обучение с задержанным стимулированием.

В первом случае оценка работы и соответствующие этой оценке настройки параметров ИНС (синаптических коэффициентов) производятся на каждом цикле (шаге) работы системы обучения.

Во втором случае, при задержанном стимулировании, настройки ИНС выполняются таким образом, чтобы максимизировать кумулятивную оценку работы ИНС на определенной заданной последовательности шагов.

8.4. Использование ИНС для решения задач управления и создания экспериментально-статистических моделей управления технологическими процессами

ИНС – универсальное средство создания математической модели исследуемого технологического процесса и последующего адаптивного управления этим процессом с целью достижения наилучших экономических показателей оценки эффективности процесса.

Очень ценным достоинством ИНС является непрерывная корректировка параметров математической эмпирической модели процесса по текущим экспериментальным данным, получаемым с объекта управления, и одновременно объекта исследования.

Параметры созданной внутри ИНС экспериментально-статистической модели технологического процесса непрерывно адаптируются к реальным условиям внешней среды. Это означает, что сбор экспериментальных данных и формирование экспериментально-статистической модели процесса в ИНС совмещены во времени. Очевидно, что будущее ИНС в создании адаптивных управляющих комплексов имеет большую перспективу. Это делает актуальным изучение ИНС как средство создания экспериментально-статистических моделей исследуемых и управляемых процессов и моделей расчета экономической эффективности процессов промышленного производства.

В настоящее время актуальным становится современный этап развития систем автоматизированного управления технологическими процессами в металлургическом производстве при реализации экономических критериев оценки эффективности производства.

Главной отличительной чертой этого этапа является адаптивная постановка основной задачи управления и достоверной оценки экономических показателей эффективности управления. Особенностью такой адаптивной постановки задачи управления является отсутствие изначальных знаний о математической модели объекта управления (исследования). Будь то дифференциальные уравнения в классической детерминированной теории автоматического управления или плотности вероятностей случайных внешних воздействий в классической теории стохастического управления.

Объект управления (технологически процесс) или объект исследования, как в любой статистической системе исследования, представляется «черным ящиком», подвергшимся неизвестным случайным воздействиям.

Оперативная информация о текущем состоянии объекта управления (исследования) включает только текущие значения входных и выходных параметров.

Цель системы адаптивного управления состоит в том, чтобы уже в процессе функционирования системы, построенной на принципе ИНС,

определить принцип формирования управляющих воздействий, обеспечивающих наилучшее управление технологическим процессом, с точки зрения достижения наилучших требуемых технологических и экономических показателей.

Для решения поставленной задачи в дополнение к основному классическому контуру управления в систему вводят контур адаптации, построенный на принципах ИНС и обеспечивающий создание адаптивной экспериментально-статистической модели управляемого процесса.

В 80-х гг. предыдущего столетия началось использование ИНС для решения задач управления, получившее название «нейроуправление».

В данном случае задачи идентификации, синтеза системы управления, их анализа и аппаратурной реализации решаются общим образом для различных нелинейных динамических объектов управления за счет использования уникальных, рассмотренных ранее свойств ИНС.

Задача идентификации является фундаментальной проблемой в научно-исследовательской и производственной деятельности. Целью идентификации является построение идентификационной формализованной математической модели \hat{P} , аппроксимирующей реальный объект P .

Структурная схема идентификации исследуемого технологического процесса (объекта управления) представлена на рис.8.7, где обозначено $\hat{Y} = \hat{P}(U)$ выход идентификационной модели при подаче на вход возмущающего (управляющего) случайного воздействия U .

Задача идентификации заключается в создании такой формализованной (математической) модели, чтобы разность выходных параметров модели $\hat{Y}(U)$ и реального процесса $Y(U) = P(U)$ не превышала заданного порогового значения ε .

Благодаря своим универсальным аппроксимирующим свойствам и способностям к обучению и обобщению ИНС представляет собой мощный инструмент для решения исследовательских и практических задач идентификации нелинейных статических и динамических объектов исследования (управления).

Основанные на использовании ИНС дискретные идентификационные модели называются нейроэмуляторами или предикторами. Различают одношаговые и краткосрочные эмуляторы (предикторы).

Обычно одношаговые называют предикторами, краткосрочные называют эмуляторами.

Одношаговый предиктор осуществляет предсказание выходного вектора состояния объекта по его предыстории всего на один шаг вперед.



Рис. 8.7. Схема идентификации объекта исследования (управления)

Краткосрочные эмуляторы являются полной моделью объекта исследования (управления) в том смысле, что они могут использоваться независимо от объекта и имитировать его свойства. С их помощью можно осуществлять прогнозирование состояния объекта на несколько шагов вперед, основываясь на справедливости сделанных ранее предсказаний.

Само название краткосрочных эмуляторов подчеркивает, что глубина их предсказаний является ограниченной. Нарастание ошибок, связанных с неточностью аппроксимации, со временем приводит к наличию постоянных расхождений выходных параметров модели и состояния реального объекта (управляемого процесса).

Долгосрочный эмулятор представляет собой предельный случай, который может быть получен с учетом всех возможных состояний объекта и ошибки аппроксимации ϵ , равной нулю. Это практически осуществить на современном уровне развития ИНС пока невозможно.

Рассмотренная ранее методика классической идентификации осуществляется на основании подтверждения определенных гипотез, теоретических и экспериментальных исследований по полученным с объекта исследования (управления) эмпирическим данным. При этом особое внимание уделяется обычно объяснению физического смысла и достоверности (адекватности) полученной идентификационной модели.

Очевидно, что полученная с помощью ИНС идентификационная модель объекта управления (исследования) мало пригодна для дальнейшего анализа с целью выяснения физического смысла происходящих в объекте процессов.

Это обстоятельство прежде всего объясняется распределенностью проводимого ИНС преобразования «вход-выход» по всем нейронам сети. Ведь отдельные гениальные люди, легко перемножающие в уме любые комбинации от четырех- до шестизначных чисел, не могут четко объяснить, как они это делают, получая правильные ответы.

Однако отражение физической сути процесса обычно не является необходимым условием идентификации, поскольку в адаптивной постановке задача состоит в другом.

Цель идентификации – определить оперативное построение прогноза состояния (поведения) объекта управления при реализации определенной стратегии управления.

Например, для получения состава сплава из заданных компонентов исходного состава с точно заданными техническими характеристиками (тугоплавкостью, абразивной стойкостью и т.д.) важно быстро получить состав и соблюдение заданных свойств, а уже затем можно разбираться в химической кинетике процесса, происходящего внутри расплава.

Задачей адаптивного оперативного управления является синтез программного обеспечения микропроцессорного контроллера, который целенаправленно формирует требуемое эффективное управляющее воздействие на объект, основываясь на анализе оперативной текущей информации, доступной на данный момент времени.

Использование ИНС дает реально осуществимое решение задачи адаптивного управления сложными динамическими нелинейными технологическими процессами путем создания адаптивной системы управления с обучаемым нейроконтроллером.

В данном случае под обучением подразумевается сложный процесс формирования способности вырабатывать в системе управления желаемой оперативной (быстрой) реакции на внешнее возмущающее воздействие за счет многократных проверок и подбора синаптических коэффициентов для реальных условий процесса и отклика ИНС на эти процессы с использованием и внешних корректирующих воздействий.

Под внешним корректирующим воздействием можно понимать использование «учителя»-эксперта, которому известна желаемая реакция системы управления на определенные возмущающие и входные задающие воздействия.

Структурная схема общей системы адаптивного управления с обучаемым нейроконтроллером и использованием «учителя»-эксперта представлена на рис. 8.8.

В этой схеме формирование управляющего воздействия на объект нейроконтроллер осуществляет с учетом внешнего задающего U_3 воздействия и рекомендации «учителя» - эксперта.

Процесс обучения нейроконтроллера осуществляется за счет минимизации отклонения действительного значения выходного параметра $Y(\tau)$ от требуемого в соответствии с $U_3(\tau)$ значения.

Для повышения оперативности адаптивного управления при обучении нейроконтроллера вместо «учителя»-эксперта может использоваться информация, необходимая для оптимального функционирования

системы. Построение системы управления в этом случае может быть различным.

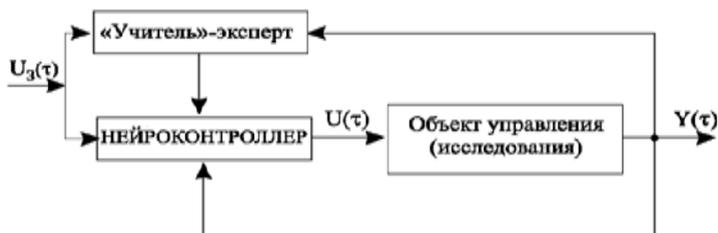


Рис. 8.8. Схема структуры управления с обучаемым нейроконтроллером и использованием «учителя»-эксперта

Структурная схема нейроруления с эталонной моделью, оптимизирующей процесс управления, представлена на рис. 8.9.



Рис. 8.9. Структурная схема нейросетевой системы управления, оптимизированной путем использования эталонной модели оптимального управления технологическим процессом

В этом случае целью обучения нейроконтроллера является формирование ограниченного управляющего воздействия $U(\tau)$ для $\tau \geq 0$ такого, что выполняется условие

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} \left| \hat{Y}(\tau) - Y(\tau) \right| = 0. \quad (8.13)$$

В данном варианте нейросетевой модели управления объект управления будет отслеживать траекторию, определяемую эталонной моделью. Использование таких систем требует априорного знания оптимального режима управления технологическим процессом. Это знание может быть получено с использованием теории оптимального управления, например принципа максимума Понтрягина.

Другим распространенным типом систем адаптивного оптимального управления, использующим принципы ИНС, являются замкнутые системы без эталонной модели. Структурная схема системы нейрору-

ления с экстремальным законом управления без эталонной модели представлена на рис. 8.10.



Рис. 8.10. Структурная схема нейросетевой системы управления с экстремальным законом управления

Целью обучения нейроконтроллера в таких нейросетевых системах управления является получение модели закона управления технологическим процессом, обеспечивающего экстремальное значение некоторого функционала качества управления I .

В качестве функционала качества I могут быть использованы параметры процесса:

- максимально возможная производительность (критерий максимального быстродействия);
- минимизация затрат энергии, затрачиваемой на технологический процесс (минимизация затрат топлива);
- достижение минимально возможной величины себестоимости, выпускаемой продукции (критерий максимальной экономической эффективности процесса) при заданном объеме производства и т.д.

Следует отметить, что во всех отмеченных схемах нейросетевых систем управления главным элементом является нейроконтроллер, представляющий, по сути дела, рабочую программу нейросетевой математической модели исследуемого (управляемого) технологического процесса и режима его управления.

В отличие от статической математической модели исследуемого процесса (объекта управления) при формировании управляющего воздействия нейроконтроллеру необходимо учитывать и динамические свойства управляемого процесса.

В этом случае на вход нейронов в нейросетевой структуре нейроконтроллера подается сигнал сдвига во времени информационного сигнала. Это позволяет учитывать при формировании управляющего воздействия на процесс и скорость изменения информационного сигнала на

входе каждого нейрона с учетом корректирующего воздействия принятой функции активации.

Использование ИНС для определения статической характеристики исследуемого процесса в виде регрессионного уравнения двухфакторной зависимости вида $\hat{Y}(x)$ представлено в следующем разделе данной работы. Это позволит получить практический опыт использования ИНС для расчета.

8.5. Применение нейронного метода для определения управления линии регрессии экспериментально-статической зависимости

Рассмотрим использование нейросетевого алгоритма для нахождения уравнения теоретической линии регрессионной зависимости между двумя параметрами.

По экспериментальным данным, приведенным в табл. 8.1, необходимо определить уравнение статической характеристики объекта управления $\bar{Y} = f(X)$, где Y_i – экспериментальное значение выходного контролируемого параметра технологического процесса при $X=X_i$; X_i – управляющее воздействие, определяемое положением выходного вала исполнительного механизма, перемещающего регулирующий орган.

В общем виде X – исследуемый независимый фактор, а Y – контролируемая переменная состояния (выходное значение).

Таблица 8.1

Экспериментальные данные

| | | | | | | | | | | |
|-------------|---|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| Номер опыта | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| X_i | 0 | 10 | 20 | 30 | 40 | 50 | 60 | 70 | 80 | 90 |
| Y_i | 5 | 8 | 15 | 30 | 40 | 45 | 55 | 60 | 75 | 80 |

8.5.1. Проектирование ИНС

Общих принципов проектирования ИНС, определяющих архитектуру сети, пока не существует.

Размер ИНС определяется сложностью решаемой задачи, в которой необходимо учесть все случайные факторы, действующие на исследуемый процесс.

Кроме случайных факторов, воздействующих на процесс, на выходе ИНС, возможно, требуется определить значения не одного, а нескольких выходных параметров процесса.

Если будет недостаточно много скрытых слоев и число нейронов в каждом скрытом слое мало, то ИНС, возможно, будет обеспечивать низкую точность определения выходных значений. При избыточности скрытых слоев и количества нейронов в каждом слое ИНС может утратить способность к обобщению и неадекватно реагировать на незначительные изменения входных информационных сигналов.

Учитывая относительно простую задачу, для определения линейного вида предполагаемой линии регрессии используем нейросеть, архитектура которой изображена на рис. 8.11.

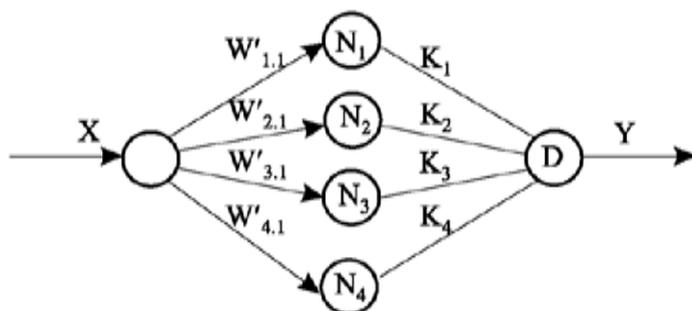


Рис. 8.11. Архитектура нейросети NN 1-4-1

Выходной слой сети представлен одним нейроном D. Скрытый слой четыре нейрона N_1, N_2, N_3, N_4 ; $W'_{1,1} \div W'_{4,1}$ – весовые коэффициенты скрытого слоя; $K_1 \div K_4$ – весовые коэффициенты выходного слоя; X, Y – соответственно входной и выходной информационные сигналы ИНС.

В качестве активационной функции для нейронов скрытого слоя используем функцию $Z=f(U)=0,05U$, где Z – выход нейрона; U – сумма произведений весовых коэффициентов (если их несколько) на входной сигнал нейрона, т.е.

$$U_i = \sum_{i=1}^n W'_{in} \cdot X, \quad (8.14)$$

где i – номер нейрона.

В рассматриваемом случае $U_1 = W'_{1.1} \cdot X$, $U_2 = W'_{2.1} \cdot X$,
 $U_3 = W'_{3.1} \cdot X$, $U_4 = W'_{4.1} \cdot X$.

Для нейронов (нейрона) выходного слоя в качестве активационной функции выберем функцию вида

$$Y = f_2(S) = 5S, \text{ где } S = \sum_{i=1}^n K_i Y_i. \quad (8.15)$$

Для выбранной архитектуры ИНС имеет $S = K_1 U_1 + K_2 U_2 + K_3 U_3 + K_4 U_4$, тогда $Y = 5S$.

Чтобы определить значение коэффициентов $W'_{1.1} \div W'_{4.1}$ и $K_1 \div K_4$, необходимо осуществить подготовку исходных данных.

8.5.2. Подготовка исходных данных ИНС

После выполнения этапа проектирования архитектуры нейросети необходимо осуществлять процедуру обучения созданной ИНС. Суть этой процедуры состоит в том, чтобы подобрать такие значения весовых коэффициентов W'_{ij} и K_i , чтобы выходной сигнал ИНС во всём диапазоне изменения входного параметра был как можно ближе к экспериментальным данным.

Перед выполнением процедуры обучения необходимо подготовить данные, по которым ИНС будет обучаться.

К данным предъявляются следующие требования:

- исходные данные должны быть равномерно распределены во всём диапазоне изменения;
- исходные данные в числовом выражении должны быть одного порядка;
- исходные данные должны соответствовать используемым критериям и оценкам.

В зависимости от вида активационной функции может потребоваться масштабирование данных таким образом, чтобы не вызывать насыщение активационной функции. Особенно важным это требование является для S-образных (сигмоидальных) функций.

Рекомендуется исходные данные приводить к диапазону $[0, \dots, 1]$. В рассматриваемом случае необходимо произвести масштабирование исходных данных путём умножения их на масштабирующий коэффициент 0,01, т.е. $K_m = 0,01$. Коэффициенты масштабирования для входных и выходных данных могут быть различными.

Для рассматриваемого примера принимаем значение масштабного коэффициента $K_m = 0,01$ одинаковым для входных и выходных данных. В этом случае весовые коэффициенты могут принимать тоже случайные значения в диапазоне $[0, \dots, 1]$.

8.5.3. Обучение созданной ИНС

Перед выполнением процедуры обучения ИНС необходимо (в начальный момент) задаться исходными значениями синаптических весовых коэффициентов. Обычно начальные значения коэффициентов ИНС выбираются случайным образом в диапазоне $[0, 1 \dots 1, 0]$.

Наиболее эффективным алгоритмом обучения ИНС является алгоритм обратного распространения ошибки. Обучение ИНС по этому алгоритму предусматривает обязательное последовательное выполнение следующих процедур:

1) Случайным образом выбирается обучающая пара из экспериментальных значений и значение аргумента из этой пары подается на вход сети.

2) Рассчитывается выходное значение нейросети.

3) Вычисляется разность сигналов (значений) параметров между выходным сигналом сети Y^* и экспериментальным значением параметра Y в обучающей паре: $\varepsilon = Y^* - Y$.

4) Вычисляется функция δ . В рассматриваемом случае

$$\delta = \varepsilon(1 - Y^*)(1 + Y^*). \quad (8.16)$$

5) Определяется величина коррекции коэффициентов от нейронов скрытого слоя к нейронам выходного слоя (в рассматриваемом случае)

$$\Delta K_p = \eta \cdot \delta \cdot Z_p (1 - Z_p)(1 + Z_p) K_{PH}, \quad (8.17)$$

где η – скорость обучения, принимается в диапазоне от 0,01 до 0,1; Z_p – значение активационной функции.

6) Корректируются коэффициенты выходного слоя в соответствии с выражением

$$K_{PC} = K_{PH} - \Delta K_p, \quad (8.18)$$

где K_{PH} , K_{PC} – соответственно исходное (начальное) и скорректированное значение данного коэффициента.

Расчёт коррекции и коррекция осуществляются по всем коэффициентам от нейронов скрытого слоя к нейронам выходного слоя.

7) Определяется величина коррекции коэффициентов (синаптических весов) от нейрона входного слоя к нейронам скрытого слоя:

$$\Delta W_p = \eta \cdot \delta \cdot X \cdot W_{PH} . \quad (8.19)$$

8) Корректируются все коэффициенты нейронов скрытого слоя в соответствии с выражением

$$W_{PC} = W_{PH} - \Delta W_p , \quad (8.20)$$

где W_{PH} , W_{PC} – соответственно исходное и скорректированное значение скрытого слоя.

9) Переход к выполнению п.1, но с новыми скорректированными значениями всех коэффициентов, использованных в ИНС.

Цикл обучения будет повторяться до тех пор, пока величина изменения каждого весового коэффициента в каждом шаге обучения не будет меньше некоторого заданного порогового значения.

Изменение синаптических коэффициентов в процессе обучения нейросети для двух различных начальных случайных значений коэффициентов представлены соответственно на рис. 8.12 и 8.13.

При проведении эксперимента обучения нейросети в обоих вариантах значение скорости поиска η или скорости обучения было принято равным 0,1.

Из анализа результатов второго эксперимента (см. рис. 8.13) по обучению нейросети были получены следующие значения синаптических коэффициентов:

$$\begin{array}{ll} W_1 = 1,45345; & K_1 = 0,99546; \\ W_2 = 1,17745; & K_2 = 0,32404; \\ W_3 = 2,01675; & K_3 = 0,34476; \\ W_4 = 1,99245. & K_4 = 0,57067. \end{array}$$

Уравнение искомой линии регрессии по данным нейросети будет иметь вид

$$\begin{aligned} \bar{Y} &= f_2[f_1(W_1x)k_1 + f_1(W_2x)k_2 + f_1(W_3x)k_3 + f_1(W_4x)k_4] = \\ &= 5 \cdot 0,05 \cdot 1,45345x \cdot 0,99546 + 5 \cdot 0,05 \cdot 1,17745x \cdot 0,32404 + \\ &+ 5 \cdot 0,05 \cdot 2,01675x \cdot 0,34476 + 5 \cdot 0,05 \cdot 1,99245x \cdot 0,57067 = \\ &= 3,36x \cdot 5 \cdot 0,05 = 0,9152x; \end{aligned}$$

$$\bar{Y}(x) = 0,9152x.$$

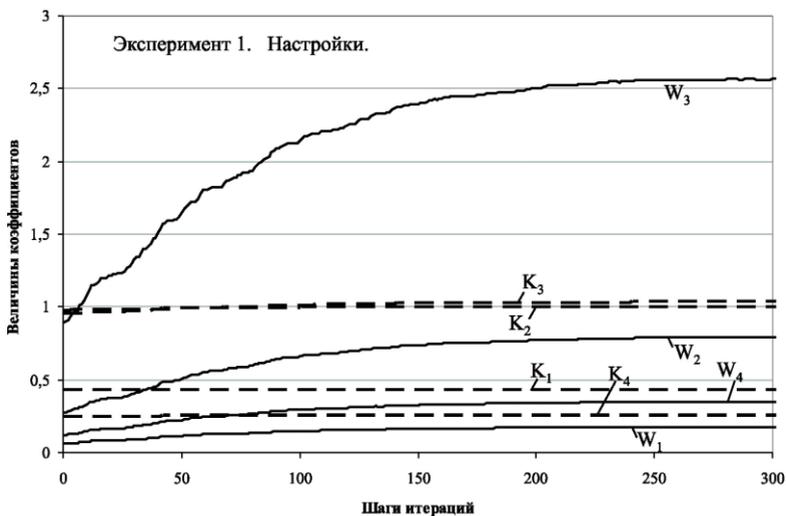


Рис. 8.12. Изменение значений синаптических коэффициентов нейросети для первого варианта случайных значений

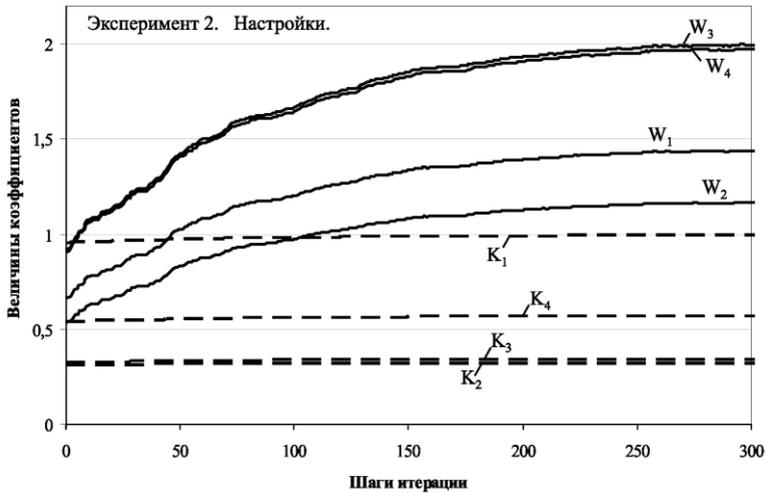


Рис. 8.13. Изменение значений синаптических коэффициентов нейросети для второго варианта случайных значений

Графическое изображение полученной теоретической линии регрессии $\bar{Y}(x) = 0,9152x$ и экспериментальные значения определяемой зависимости представлены на рис. 8.14 с учётом масштабирования $K_m = 0,01$. Пунктирной линией на рис. 8.14 изображена траектория, полученная с использованием метода наименьших квадратов (принятая за эталонную).

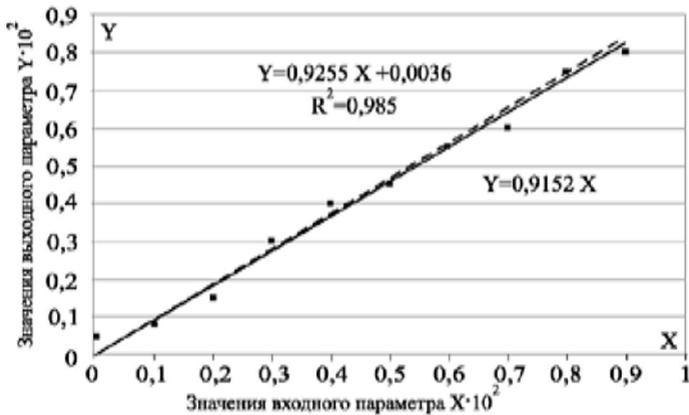


Рис. 8.14. Графическое изображение траекторий регрессионной зависимости, полученной нейросетевым методом (сплошная линия), и зависимости, полученной методом наименьших квадратов, (пунктирная линия) по экспериментальным данным (точки)

8.5.4. Составление нейросетевой модели расчета линейной регрессионной зависимости общего вида

Рассмотренная ранее (см. рис. 8.11) архитектура ИНС создана из предположения, что теоретическая линия регрессии проходит через начало координат, т.е. $Y(X=0)=0$.

В исследовательской практике достаточно часто встречаются случаи, когда $Y \neq 0$ при $X=0$, т.е. предполагается наличие свободного члена a_0 в уравнении теоретической линии регрессии при $X=0$.

Если свободный член уравнения линии регрессии вида $Y = a_0 + a_1X$ необходимо обязательно учитывать, то это можно сделать путем добавления дополнительного входа в архитектуру ИНС. На этом дополнительном входе при этом должна быть установлена константа $K=const$.

Структура архитектуры ИНС для определения регрессионного уравнения общего вида $Y = a_0 + a_1X$ представлена на рис. 8.15.

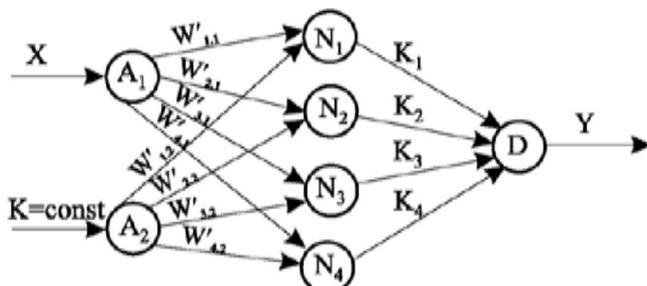


Рис. 8.15. Структура архитектуры нейросети для определения регрессионного уравнения вида $Y = a_0 + a_1X$

Эффективность работы ИНС проверим на примере расчета уравнения теоретической линии регрессии вида $\bar{y}(x) = a_0 + a_1x$ с использованием экспериментальных данных, представленных в табл. 8.2.

Таблица 8.2

Экспериментальные данные для расчета линии регрессии вида

$$y = a_0 + a_1x$$

| | | | | | | | | | | |
|-------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| Номер опыта | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| x_i | 0 | 10 | 20 | 30 | 40 | 50 | 60 | 70 | 80 | 90 |
| y_i | 20 | 10 | 20 | 40 | 45 | 35 | 70 | 50 | 80 | 75 |

Рекомендуется исходные данные приводить к диапазону $[0, \dots, 1]$. В рассматриваемом случае необходимо произвести масштабирование исходных данных путём умножения их на масштабирующий коэффициент $0,01$, т.е. $K_M = 0,01$ для входного и выходного параметров.

В общем случае коэффициенты масштабирования для входных и выходных данных могут быть различными.

Изменение синаптических весовых коэффициентов в процессе обучения нейросетевой модели от количества шагов итераций обучения при шаге обучения $\eta = 0,005$ представлены на рис. 8.16.

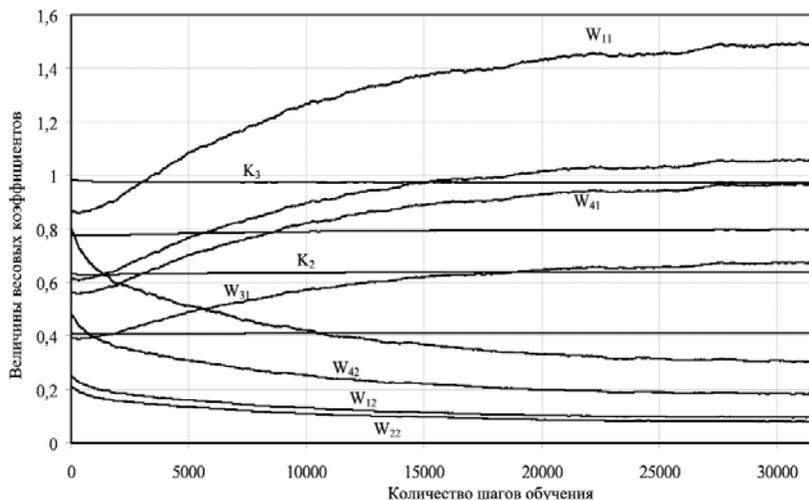


Рис. 8.16. Изменение значений весовых коэффициентов нейросетевой модели от количества шагов в процессе обучения

При увеличении шага обучения скорость обучения ИНС увеличивается, но одновременно увеличивается и величина случайных изменений значений весовых коэффициентов. Так, при шаге обучения $\eta = 0,1$ процесс обучения ИНС практически заканчивается на 3500 шаге, а при шаге обучения $\eta = 0,005$ процесс обучения той же ИНС по тем же экспериментальным данным завершается на 30000 шаге (см. рис. 8.12). При этом случайные колебания величин весовых коэффициентов практически полностью отсутствуют.

В процессе обучения по алгоритму обратного распространения ошибки ИНС настраивается на конечные значения всех синаптических коэффициентов. И это характеризует окончание процесса обучения. Определение коэффициентов уравнения $\bar{V}(x)$ осуществляется в соответствии с последовательностью выполняемых действий

$$Y = f_D \cdot (N_1 + N_2 + N_3 + N_4),$$

где

$$N_1 = K_1 \cdot f_N \cdot (W_{11} \cdot f_A \cdot X + W_{12} \cdot f_A \cdot K),$$

$$N_2 = K_2 \cdot f_N \cdot (W_{21} \cdot f_A \cdot X + W_{22} \cdot f_A \cdot K),$$

$$N_3 = K_3 \cdot f_N \cdot (W_{31} \cdot f_A \cdot X + W_{32} \cdot f_A \cdot K),$$

$$N_4 = K_4 \cdot f_N \cdot (W_{41} \cdot f_A \cdot X + W_{42} \cdot f_A \cdot K)$$

при значении функций активации $f_D = 5S$, $f_N = 0,05U$, $f_A = X$.

В результате обучения нейросети были получены следующие значения весовых коэффициентов:

$$W_{11} = 1,48; W_{21} = 1,05; W_{31} = 0,68; W_{41} = 0,97;$$

$$W_{12} = 0,1; W_{22} = 0,09; W_{32} = 0,33; W_{42} = 0,18;$$

$$K_1 = 0,8; K_2 = 0,65; K_3 = 0,97; K_4 = 0,41.$$

После подстановки синаптических весовых коэффициентов в уравнение Y имеем:

$$Y = 5 \cdot 0,05 \cdot [0,8 \cdot (1,48 \cdot 1 \cdot X + 0,1 \cdot 1 \cdot K) + 0,65 \cdot (1,05 \cdot 1 \cdot X + 0,09 \cdot 1 \cdot K) + 0,97 \cdot (0,68 \cdot 1 \cdot X + 0,33 \cdot 1 \cdot K) + 0,41 \cdot (0,97 \cdot 1 \cdot X + 0,18 \cdot 1 \cdot K)],$$

при $K=1$ $Y = 0,731X + 0,1331$.

Графическое изображение полученной теоретической линии регрессии $\bar{Y}(X) = 0,731X + 0,1331$ и теоретической линии регрессии, полученной с использованием метода наименьших квадратов $\bar{Y}(X) = 0,8018X + 0,0973$, а также экспериментальные значения представлены на рис. 8.17.

Анализ полученных результатов показывает, что нейросетевой метод по точности практически совпадает с методом наименьших квадратов, принятым за эталонный.

Преимущество нейросетевого метода заключается в следующих факторах:

1) нейросетевой метод реализуется непосредственно при экспериментальном определении входных и выходных параметров процесса;

2) нейросетевой метод обеспечивает непрерывную адаптацию математической модели при изменении технологических или производственных условий, поэтому не требует проведения дополнительных экспериментов при изменении условий функционирования исследуемого процесса;

3) нейросетевой метод позволяет достаточно просто учитывать влияние различного количества входных и выходных параметров в процессе эксперимента на реальном объекте.

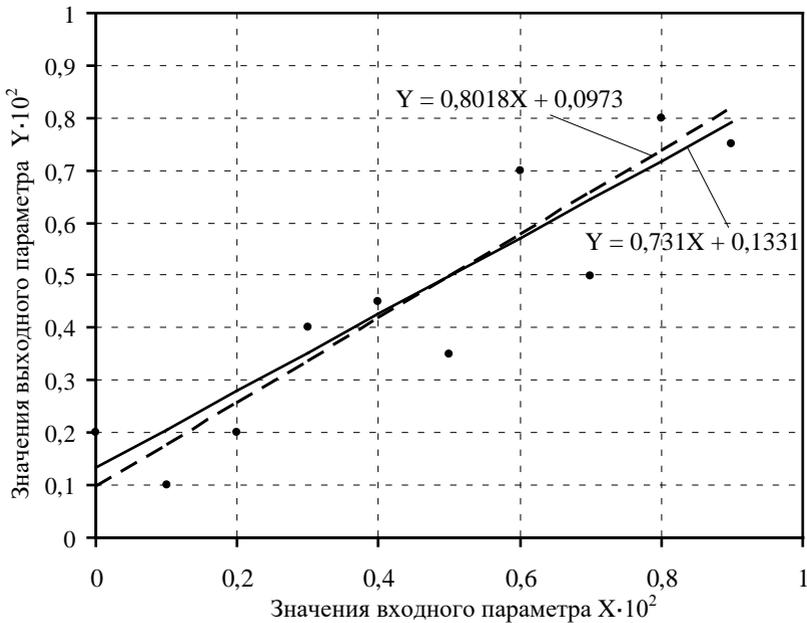


Рис. 8.17. Графическое изображение траекторий регрессионной зависимости, полученной нейросетевым методом при шаге обучения 0,005 (сплошная линия), и зависимости, полученной методом наименьших квадратов (пунктирная линия) по экспериментальным данным (точки)

Заключение. Приведенные сведения о ИНС позволяют сформировать ИНС требуемой архитектуры и обучить синтезируемую ИНС с использованием алгоритма обратного распространения ошибки.

Использование нейросетевых моделей позволяет достаточно просто и эффективно определить программно коэффициенты регрессионных зависимостей между случайными величинами. Подчеркнем еще раз, что достоинство нейросетевых методов заключается в том, что регрессионная модель создается непрерывно в процессе эксперимента или управления и корректируется в зависимости от реальной производственной ситуации; адаптируется к реальным условиям по своей идеологии построения и более полно соответствует человеческому восприятию процесса.

Контрольные вопросы по разделу 8

1. Общее понятие искусственных нейронных сетей ИНС. Архитектура ИНС, входные, скрытые, выходные слои.

2. Какие условные обозначения применяются для изображения ИНС?
3. Основные принципы и методы организации процесса обучения нейрорегулятора, структурные схемы, достоинства и недостатки.
4. Процедуры обучения нейросетевой системы автоматического регулирования.
5. Объясните общие принципы корректировки синаптических весов нейронов.
6. Структурная схема реализации нейросетевого регулятора технологического процесса.
7. Как выбрать структуру ИНС для расчета линии регрессии?

9. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ ТЕОРИИ НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВ И НЕЧЕТКИХ ЛОГИЧЕСКИХ ВЫВОДОВ ПРИ СИНТЕЗЕ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПРОЦЕССОВ И РЕАЛИЗАЦИИ НЕЧЕТКОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПАРАМЕТРАМИ

Понятие «нечеткая логика» введено математиком Л.А. Заде. В 1965 г. Заде предложил теорию «нечетких множеств», на основе которой можно строить нечеткие аналоги всех математических понятий и создать необходимый формальный аппарат для моделирования человеческих рассуждений и человеческого способа решения задач.

До этого при обработке неопределенных данных и знаний широко использовались вероятностные рассуждения, основанные на использовании принципов байесовских сетей.

Нечеткое множество – это совокупность элементов, относительно которых нельзя с полной определенностью утверждать, принадлежит ли тот или иной элемент данной совокупности или нет.

Теория «нечетких множеств» имеет дело с «человеческими знаниями», которые принято называть «экспертной информацией». Характерным для нечеткого управления является непосредственное применение качественно формулируемых экспертных знаний для генерирования управляющих воздействий на объект управления. Знания о взаимодействии нечеткого регулятора с объектом (процессом) управления представляются в форме правил вида: ЕСЛИ «исходная ситуация», ТО «ответная реакция». Такие правила соответствуют простейшей форме человеческих взаимодействий.

В теории нечетких множеств центральную роль играют понятия «лингвистическая переменная» (переменная, которая принимает свои значения из множества лингвистических термов), «лингвистический терм (название)» (нечеткое множество с соответствующей функцией принадлежности) и «функция принадлежности» $\mu(x)$.

Функция $\mu(x)$ определяет степень принадлежности элемента (лингвистической переменной) x к нечеткому множеству (терму) X в форме численного значения в диапазоне $[0; 1]$. Это численное значение называют «степенью истинности» лингвистической переменной.

Нечеткое множество полностью описывается его функцией принадлежности. Например, представляя лингвистические термы (нечеткие подмножества) «отрицательная», «положительная», «большая», «малая» лингвистической переменной «ошибка» при помощи их функций принадлежности, очерчивают диапазоны изменения качественно описанной физической величины – ошибки рассогласования системы автоматического управления.

Функции принадлежности лингвистических термов, как правило, перекрывают друг друга, поэтому для одной и той же лингвистической переменной эти функции могут сообщать различные «степени истинности» лингвистических термов, отличающиеся от нуля.

Введенное Заде понятие «fuzzy-logic» в переводе означает «нечеткая логика», поэтому нечеткие регуляторы называют также фаззи-регуляторами (фаззи-контроллерами), а системы управления с нечеткими регуляторами – фаззи-системами. Перевод текущих значений входных переменных нечеткого регулятора в лингвистические величины истинности называют процедурой фаззификации.

В нечетком регуляторе на основе сформулированных правил (базы правил) типа «ЕСЛИ – ТО» осуществляется формирование логического решения – получение нечеткого множества в форме результирующей функции принадлежности. Определение для этой функции принадлежности количественного значения выходной лингвистической переменной – управляющего воздействия на ОУ – называют дефаззификацией.

Синтез нечеткого регулятора, в общих чертах, заключается в выборе функций принадлежности терм-множеств лингвистических переменных, алгоритма нечеткого вывода (логического вывода на основе нечеткой логики), оптимизации основных параметров регулятора (диапазонов изменения лингвистических переменных, формы и параметров функций принадлежности) путем минимизации выбранного критерия качества в замкнутой системе автоматического управления [30].

9.1. Общие особенности управления на базе теории нечетких множеств

В настоящее время наблюдается интенсивное развитие и практическое применение нечетких систем для целей управления и регулирования многих технических объектов.

Достоинства нечеткой логики, которые явно проявляются в нечетком управлении, заключаются прежде всего в том, что нечеткая логика позволяет удачно представить мышление человека, а именно способы принятия решений человеком, и способы моделирования сложных объектов средствами естественного языка.

Естественный язык формировался в течение сотен лет не только как средство общения людей, но и как структура, отражающая объективный мир. Познание мира опирается на мышление, а мышление, в свою очередь, невозможно без определенной знаковой системы. Наиболее мощной системой такого рода и является естественный язык, который представляет окончательную, наиболее мощную и главную реализацию человеческого мышления. Он способен оперировать противоречивыми, сложными и многозначными понятиями.

В ходе принятия решений человек легко овладевает ситуацией, разделяя ее на события, находит решения в сложных ситуациях путем применения для отдельных событий соответствующих правил принятия решений, на основании прошлого опыта искусно наделяет объект отличительными признаками и приходит к общему решению. Решение принимается не на основе унифицированных стоимостных критериев, а с использованием большого числа стоимостных критериев, нередко противоречащих друг другу. В случае неполной информации возможна помощь в принятии решений с использованием выводов.

В нечеткое управление вводятся подобные методы принятия решений, свойственные человеку, в форме распределенных по отдельным состояниям и целям правил управления и нечетких выводов.

Человек в повседневной деятельности никогда не пользуется формальным моделированием на основе математических выражений; он не ищет одного языка, описывающего все. Язык, который использует человек – это нечеткий естественный язык. Полученная модель не является унифицированной: она либо описывает свойства фрагментов объекта, либо является набором нескольких локальных моделей, поставленных в определенные условия. Сами локальные модели не используют числовых значений. Обладая некоторой общностью, они просты для понимания на качественном уровне.

При нечетком управлении по этому образцу создают модель действий оператора с помощью высказываний типа «ЕСЛИ – ТО», используя обычные слова, и слова эти нечеткие. Вместо того чтобы выстраивать цепочку числовых значений, человек проводит нечеткие границы типа «малый», «средний», «большой» и т.п. Благодаря применению нечетких слов можно легко представить случаи с неполными данными.

Актуальность новой технологии – нечеткого моделирования – обусловлена тенденцией увеличения сложности математических моделей реальных систем. Традиционные методы построения моделей не приводят к удовлетворительным результатам, когда исходное описание подлежащей решению проблемы заведомо является неточным и неполным. Стремление получить исчерпывающую информацию для построения математической модели сложной реальной системы часто в принципе невозможно. В этих случаях целесообразно использовать методы, специально ориентированные на построение моделей, учитывающих неполноту и неточность исходных данных. Именно в таких ситуациях технология нечеткого моделирования оказывается наиболее конструктивной.

Можно выявить три особенности нечеткого управления.

Первая заключается в том, что правила нечеткого управления, будучи условными высказываниями типа «ЕСЛИ – ТО», являются логическими. Использование правил осуществляется через механизм логических выводов. Логическое управление означает, что логику управления

эксперта легко представить, и разнообразным предпосылкам можно поставить в соответствие некоторое действие. Для реального оборудования это не только использование при управлении полной информации в отличие от классической теории управления, но и изменение режимов управления в зависимости от условий, например времени и значений параметров. Во многих видах реального оборудования необходимо уделять особое внимание различным режимам работы, например процедуре запуска. В этом случае для автоматизации удобно использовать нечеткое управление, поскольку можно описывать правила в форме «ЕСЛИ – ТО» одинаковым образом и для режима запуска, и для режима нормальной работы.

Вторая особенность – параллельное управление. Сами нечеткие методы управления существенно различаются. Традиционные методы управления – это либо классические, либо современные методы, в которых обобщенное правило управления представляется с помощью одной формулы, в то время как при нечетком управлении используется большое число частных правил. Каждое правило действует в определенной области информационного пространства, используемого в управлении. Для каждой локальной области распределенного информационного пространства целесообразно создавать отдельные правила управления. Кроме того, если имеется много регулируемых величин, для каждой из них можно создать отдельные правила управления. Аналогично, если имеется много целей управления, для каждой цели желательно создавать правила управления. Классическое управление существенно ограничивало теоретически возможные разновидности целей в связи с необходимостью представлять цель обобщенной функцией. При нечетком управлении необходимость в целевых функциях и в решении задач оптимального управления отпадает, поэтому можно успешно справляться со всем многообразием целей и даже со взаимно противоречащими целями.

Третья особенность нечеткого управления состоит в том, что появляется возможность организовать управление в форме диалога с оператором, поскольку правила управления записываются словами в виде выражений «ЕСЛИ – ТО».

Исходной предпосылкой к формированию системы управления на базе теории нечетких множеств является то, что состояния сложной системы и управляющие воздействия в САУ рассматриваются как лингвистические переменные, оцениваемые качественными терминами (средствами естественного языка). Каждый терм рассматривается как нечеткое множество и формализуется с помощью соответствующей функции принадлежности. Формирование управляющего воздействия осуществляется на основании определенного набора правил (лингвистические правила управления), устанавливающих средствами естественного языка связь между состоянием динамической системы и управляющим воздействием

в САУ. Определение конкретного числового значения управляющего воздействия осуществляется путем реализации процедуры перехода от результирующей функции принадлежности, описывающей лингвистическую переменную «управляющее воздействие», к конкретному числовому значению. В результате неточность (нечеткость) описания динамического поведения объекта компенсируется более высоким по уровню алгоритмом управления благодаря учету, в том числе и качественных признаков динамического поведения объекта.

Очевидно, что для реализации управления на базе нечетких множеств и нечеткой логики необходимо устройство, формирующее управляющие воздействия на объект управления – нечеткий регулятор (регулятор, работающий на базе нечеткой логики).

9.2. Функциональная схема системы управления на базе нечеткой логики. Принцип работы нечеткого регулятора. Алгоритмы нечеткого вывода

Функциональная схема системы автоматического управления на базе нечеткой логики (системы управления с нечетким регулятором или системы фаззи-управления) приведена на рис. 9.1.

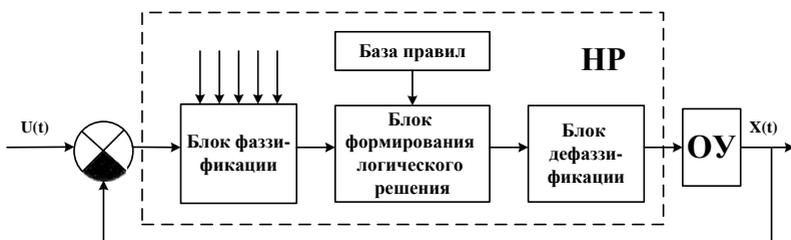


Рис. 9.1. Функциональная схема САУ с нечетким регулятором

Схема состоит из устройства сравнения, нечеткого регулятора НР, объекта управления ОУ и цепи обратной связи.

Нечеткий регулятор (фаззи-регулятор, fuzzy-controller) включает три основных блока – блок фаззификации (fuzzyfication), блок формирования логического решения (inference) и блок дефаззификации (defuzzyfication).

В блоке фаззификации входные лингвистические переменные x_i , $i = \overline{1, n}$, такие как ошибка системы θ , скорость изменения (первая производная) ошибки $\dot{\theta}$, ускорение (вторая производная) ошибки $\ddot{\theta}$, качественно характеризуются терм-множествами (лингвистическими величинами).

нами) A_i^j , такими как отрицательная (О), отрицательная средняя (ОС), отрицательная малая (ОМ), нулевая (Н), положительная малая (ПМ), положительная средняя (ПС), положительная (П), которые описываются на универсальном множестве U функциями принадлежности ФП $\mu(u)$.

Функция принадлежности (ФП) определяет степень принадлежности каждого элемента u множеству U числом между 0 и 1, которое называют степенью истинности рассматриваемой лингвистической переменной данному терму.

Диапазоны изменения входных переменных, например $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, и текущие значения входных переменных пересчитываются (отображаются) на единое универсальное множество $U_i = [0, L_i - 1]$, где L_i – число, соответствующее количеству термов каждой лингвистической переменной x_i , $i = \overline{1, n}$, либо на универсальное множество $U = [0, 1]$. Как правило, количество термов j для каждой лингвистической переменной выбирается одним и тем же.

Таким образом, для каждого текущего значения входной переменной определяется степень принадлежности (величина истинности) к тем термам (нечетким подмножествам), которые характеризуют конкретную лингвистическую переменную. Поскольку ФП обычно перекрывают друг друга, то для одной и той же входной переменной несколько ФП могут сообщать различные величины истинности, отличающиеся от нуля.

В блоке формирования логического решения на основе матрицы знаний (базы правил) записываются лингвистические правила вида: ЕСЛИ «исходная ситуация», ТО «ответная реакция», которые вместе обычно называют рабочим правилом.

Простейшие системы нечеткого логического вывода, имеющие наиболее широкое приложение в технических системах, основаны на правилах вида:

- 1) R_i : если $\hat{X}_1 = A_i^1$ и $\hat{X}_2 = A_i^2$ и $\hat{X}_k = A_i^k$, тогда $\hat{Y} = \hat{B}_i$;
- 2) R_i : если $\hat{X}_1 = A_i^1$ и $\hat{X}_2 = A_i^2$ и $\hat{X}_k = A_i^k$, тогда $\hat{Y} = f_i(x_1, x_2, \dots, x_i)$.

Здесь $\hat{X}_1, \hat{X}_2, \dots, \hat{X}_k, \hat{Y}$ – нечеткие лингвистические переменные, где k – количество входных переменных; $A_i^1, A_i^2, \dots, A_i^k, B_i$ – нечеткие множества, являющиеся значениями переменных для i -го правила; f_i – некоторые вещественные функции.

Нечеткие модели, основанные на правилах первого и второго типов соответственно называются моделями Мамдани и Сугено.

Взаимодействие между входными и выходными ФП типа «ЕСЛИ – ТО» обозначается как импликация (логическая связка).

Импликация (активизация) – это этап нечеткого вывода, представляющий собой процедуру нахождения степени истинности каждого из подзаключений логических правил вида «ЕСЛИ – ТО», которые являются нечеткими лингвистическими высказываниями в форме лингвистических переменных. Часть «ЕСЛИ» (предпосылки или условия) означает сопряжение логических операций, а часть «ТО» (решение, вывод, заключение) обычно представляет собой простое указание лингвистической величины для выходного воздействия (управляющего воздействия на ОУ) нечеткого регулятора.

Соответствующей формулировкой правил достигается результат, при котором для любой лингвистической величины управляющего воздействия как минимум одно из правил оказывается приемлемым.

Наиболее часто используется «минимаксный» метод логического решения, когда вначале ФП части «ТО» каждого из правил объединяются с величиной истинности части «ЕСЛИ» (при этом ФП части «ТО» ограничиваются величиной истинности части «ЕСЛИ» – это «мини»-операция), а затем из ограниченных ФП части «ТО» путем взаимного наложения выбирается результирующая ФП с максимальной величиной истинности («макси»-операция). Эта результирующая ФП определяет собой текущее воздействие базы правил. Процедура обработки базы правил с формированием результирующей ФП представляет собой логическое решение для расчета выходной величины НР.

Нечеткий вывод занимает центральное место в нечеткой логике и системах нечеткого управления. Процесс нечеткого вывода представляет собой некоторую процедуру или алгоритм получения нечетких заключений на основе нечетких условий или предпосылок с использованием понятий нечеткой логики. Этот процесс соединяет в себе основные концепции теории нечетких множеств: функции принадлежности, лингвистические переменные, нечеткие логические операции, методы нечеткой импликации и нечеткой композиции.

Следует подчеркнуть, что как операцию импликации (логической связки), так и операцию композиции (свертки) в алгебре нечетких множеств можно реализовать по-разному (при этом итоговый результат тоже будет разным), но в любом случае общий логический вывод осуществляется за следующие четыре этапа:

1. *Определение нечеткости (фаззификация)*. На этом этапе функции принадлежности, определенные на входных переменных, применяются к их фактическим физическим значениям. Затем с помощью некоторой операции конъюнкции, представляющей связку «И», происходит определение степени истинности каждой предпосылки каждого правила.

2. *Логический вывод.* Вычисленное значение истинности для предпосылок каждого правила применяется к заключениям каждого правила. В результате каждой переменной вывода и для каждого правила формируется нечеткое подмножество. В качестве операции (процедуры) логического вывода также могут применяться различные операции конъюнкции, т.е. истинность следствия правила не может быть выше истинности предпосылки этого правила.

3. *Композиция.* Все нечеткие подмножества каждой переменной вывода, сформированные для каждого правила, объединяются вместе, чтобы сформировать одно нечеткое множество для каждой переменной вывода (для системы типа Мандани) или формирование компромиссной выходной функции f , представляющей собой взвешенную сумму f_i . Объединение осуществляется с помощью операции дизъюнкции и лингвистически выражает логическую связку «ИЛИ» между правилами из всего множества правил.

4. *Приведение к четкости (дефаззификация).* Используется для преобразования результата нечеткого вывода в четкое число.

В блоке дефаззификации полученная результирующая функция принадлежности для управляющего воздействия на объект управления преобразуется в числовую величину, как правило, методом определения «центра тяжести» плоскости результирующей фигуры, лежащей под графиком результирующей ФП.

Общее правило расчета абсциссы u_c центра тяжести $s_c = S(u_c, \mu_c)$ участка площади, охватываемой результирующей функцией $\mu_c(u)$ в пределах изменения переменной u от $u = U_1$ до $u = U_2$, определяется по формуле

$$u_c = \frac{\int_{U_1}^{U_2} u \mu_c(u) du}{\int_{U_1}^{U_2} \mu_c(u) du}. \quad (9.1)$$

Центр тяжести называют центроидом площади. Поэтому описанный выше метод приведения к четкости называется центроидным. Переменная u_c – результат дефаззификации, представляет собой ненормированный выход нечеткого регулятора.

Отметим, что метод центра тяжести для одноточечных множеств рассчитывается по формуле

$$u_c = \frac{\int_{i=1}^n u \mu_c(u) du}{\int_{i=1}^n \mu_c(u) du}, \quad (9.2)$$

где n – число одноточечных (одноэлементных) нечетких множеств, каждое из которых характеризует единственное значение рассматриваемой лингвистической переменной.

На практике используется несколько алгоритмов нечеткого вывода.

9.2.1. Алгоритм нечеткого вывода Мамдани

Кратко рассмотрим алгоритм Мамдани (предложен в 1975 г. английским математиком Ebrahim Mamdanu), для простоты полагая, что базу знаний организуют два нечетких правила (по числу термов) вида:

$$\begin{aligned} \text{если } (u_1 = a_1^1) \text{ и } (u_2 = a_2^1), \text{ то } (u_c = a_c^1); \\ \text{если } (u_1 = a_1^2) \text{ и } (u_2 = a_2^2), \text{ то } (u_c = a_c^2), \end{aligned}$$

где u_i – текущие значения входных переменных, пересчитанные на единое универсальное множество ($i = \overline{1,2}$); a_i^j – лингвистические оценки (терм-множества, названия) входных переменных, например $a_i^j \in \{\text{отрицательная } (j=1), \text{положительная } (j=2)\}$; a_c^j – лингвистическая оценка текущей выходной переменной u_c на едином универсальном множестве.

Введем также следующие обозначения: u_c^* – четкое значение выходной переменной, которое надо определить на основе приведенной информации и известных четких значений входных переменных u_1^*, u_2^* ; $\mu^j(u)$ – заданные функции принадлежности для переменных ($i = \overline{1,2}$).

Алгоритм Мамдани математически описывается следующим образом:

1. *Нечеткость* (процедура фаззификации): находятся степени истинности для предпосылок или условий (входных переменных) каждого правила:

$$\mu_1(u_1^*), \mu_2(u_1^*), \mu_1(u_2^*), \mu_2(u_2^*), \quad (9.3)$$

где $\mu_1(u_1^*)$, $\mu_2(u_1^*)$ – функции принадлежности для переменной u_1 ; $\mu_1(u_2^*)$, $\mu_2(u_2^*)$ – функции принадлежности для переменной u_2 .

2. *Нечеткий вывод*: находятся уровни «отсечений» (степени истинности) для предпосылок или условий каждого из правил (процедура агрегирования):

$$\left. \begin{aligned} A &= \mu_1(u_1^*) \wedge \mu_1(u_2^*); \\ B &= \mu_2(u_1^*) \wedge \mu_2(u_2^*), \end{aligned} \right\} \quad (9.4)$$

где через « \wedge » обозначена операция логического минимума.

Затем находятся усеченные функции принадлежности для переменной вывода или заключения – выходной переменной u_c (процедура активизации):

$$\left. \begin{aligned} \mu_{1c}(u) &= A \wedge \overline{\mu_1(u)}; \\ \mu_{2c}(u) &= B \wedge \overline{\mu_2(u)}, \end{aligned} \right\} \quad (9.5)$$

где $\mu_{1c}(u)$, $\mu_{2c}(u)$ – функции принадлежности для переменной u_c .

Выходные функции принадлежности $\overline{\mu_1(u)}$, $\overline{\mu_2(u)}$ в формулах (9.5) могут совпадать, но могут быть отличными от входных функций принадлежности $\mu_1(u)$, $\mu_2(u)$, используемых в формулах (9.4).

3. *Композиция* (процедура аккумуляции): проводится объединение найденных усеченных функций, в результате чего получаем итоговое нечеткое множество для переменной выхода с результирующей функцией принадлежности:

$$\mu_c(u) = \mu_{1c}(u) \vee \mu_{2c}(u), \quad (9.6)$$

где через знак « \vee » обозначена операция логического максимума.

4. *Приведение к четкости* (процедура дефаззификации): нахождение четкого значения выходной переменной u_c^* , например, центроидным методом.

Алгоритм Мамдани, использующий формулы (9.4)–(9.6), называют «минимаксным» методом нечеткого вывода. Этот алгоритм наиболее широко используется на практике. Имеется много модификаций этого алгоритма.

Так, в процедуре *агрегирования* вместо операции логической *конъюнкции* (min-операция), определяемой формулой (9.4), может использоваться *алгебраическое произведение* (prod-операция):

$$\left. \begin{aligned} A &= \mu_1(u_1^*) \times \mu_1(u_2^*); \\ B &= \mu_2(u_1^*) \times \mu_2(u_2^*). \end{aligned} \right\} \quad (9.7)$$

В процедуре активизации кроме операции *min-активизации* (см. формулу (9.5)) может использоваться операция *prod-активизации*:

$$\left. \begin{aligned} \mu_{1c}(u) &= A \times \overline{\mu_1(u)}; \\ \mu_{2c}(u) &= B \times \overline{\mu_2(u)}; \end{aligned} \right\} \quad (9.8)$$

или *average-активизации*:

$$\left. \begin{aligned} \mu_{1c}(u) &= 0.5 \times \left[A + \overline{\mu_1(u)} \right]; \\ \mu_{2c}(u) &= 0.5 \times \left[B + \overline{\mu_2(u)} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (9.9)$$

В процедуре *композиции*, кроме операции логической *дизъюнкции* (max-операция), определяемой формулой (9.6), может использоваться *граничная сумма* (sum-операция):

$$\mu_c(u) = \min\{\mu_{1c}(u) + \mu_{2c}(u)\} \quad (9.10)$$

или *алгебраическая сумма* (probog-операция):

$$\mu_c(u) = \mu_{1c}(u) + \mu_{2c}(u) - \mu_{1c}(u) \times \mu_{2c}(u). \quad (9.11)$$

9.2.2. Алгоритм нечеткого вывода Сугено

В алгоритме Сугено 0-го порядка используется набор правил в следующей форме:

$$\begin{aligned} &\text{если } (u_1 = a_1^1) \text{ и } (u_2 = a_2^1), \text{ то } (u_c = c_1); \\ &\text{если } (u_1 = a_1^2) \text{ и } (u_2 = a_2^2), \text{ то } (u_c = c_2), \end{aligned}$$

где c_1 и c_2 – четкие значения индивидуальных выводов или значений правил (некоторые действительные числа).

Алгоритм описывается следующим образом:

1. Нечеткость – как в алгоритме Мамдани.

2. Нечеткий вывод: находятся уровни «отсечений» (степени истинности) для предпосылок или условий каждого из правил (процедура агрегирования):

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \mu_1(u_1^*) \wedge \mu_1(u_2^*); \\ A_2 &= \mu_2(u_1^*) \wedge \mu_2(u_2^*), \end{aligned} \right\} \quad (9.12)$$

где через « \wedge » обозначена операция логического минимума.

Затем находятся индивидуальные выводы правил:

$$u_{c1}^* = c_1, u_{c2}^* = c_2. \quad (9.13)$$

3. Приведение к четкости: четкое значение переменной выхода определяется по формуле

$$u_c^* = \frac{A_1 u_{c1}^* + A_2 u_{c2}^*}{A_1 + A_2} = \frac{\sum_{i=1}^2 c_i A_i}{\sum_{i=1}^2 A_i}, \quad (9.14)$$

где C_i – четкие значения индивидуальных выводов или заключений правил (некоторые действительные числа); A_i – степени истинности для предпосылок или условий каждого из правил, т.е. используется модифицированный вариант в форме метода центра тяжести для одноточечных множеств (9.12).

При дефаззификации в алгоритме нечеткого вывода Сугено, кроме метода взвешенного среднего, определяемого формулами (9.12) или (9.14), может использоваться метод взвешенной суммы.

Отметим, что в процедуре *агрегирования* вместо операции логической *конъюнкции* (min-операция), определяемой формулой (9.12), может использоваться *алгебраическое произведение* (prod-операция):

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \mu_1(u_1^*) \times \mu_1(u_2^*); \\ A_2 &= \mu_2(u_1^*) \times \mu_2(u_2^*). \end{aligned} \right\} \quad (9.15)$$

В алгоритме Сугено 1-го порядка используется набор правил в следующей форме:

$$\begin{aligned} &\text{если } (u_1 = a_1^1) \text{ и } (u_2 = a_2^1), \text{ то } (u_c = a_1 u_1 + b_1 u_2 + c_1); \\ &\text{если } (u_1 = a_1^2) \text{ и } (u_2 = a_2^2), \text{ то } (u_c = a_2 u_1 + b_2 u_2 + c_2), \end{aligned}$$

а индивидуальные выводы или заключения правил определяются как

$$\begin{aligned} u_{c_1}^* &= a_1 u_1 + b_1 u_2 + c_1; \\ u_{c_2}^* &= a_2 u_1 + b_2 u_2 + c_2, \end{aligned}$$

здесь a_i, b_i – некоторые весовые коэффициенты.

В алгоритме нечеткого вывода Мамдани основными этапами являются: формирование базы правил, фаззификация входных переменных, агрегирование подусловий в нечетких правилах, активизация подзаключений и аккумуляция (композиция) заключений нечетких правил. В алгоритме нечеткого вывода Сугено аккумуляция фактически отсутствует, поскольку расчеты осуществляются с обычными действительными числами.

К настоящему времени предложено несколько других алгоритмов нечеткого вывода, например алгоритмы нечеткого вывода Цукамото и Ларсена. Однако в большинстве практических случаев вполне достаточно использовать только алгоритмы нечеткого вывода Мамдани или Сугено.

9.2.3. Практическая реализация нечеткого регулятора

Нечеткий регулятор НР практически реализуется на микроЭВМ (или микропроцессоре) и работает в дискретном режиме, поэтому система автоматического управления с нечетким регулятором содержит устройства сопряжения микроЭВМ с объектом управления – аналого-цифровой преобразователь АЦП и цифроаналоговый преобразователь ЦАП.

АЦП квантует непрерывную ошибку $\theta(t) = u(t) - x(t)$ с шагом квантования h . В качестве первой и второй производных от ошибки обычно вычисляют первую и вторую разности по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \theta(k) &= [\theta(k) - \theta(k-1)]/h; \\ \theta(k) &= [\theta(k) - \theta(k-1)]/h = [\theta(k) - 2\theta(k-1) + \theta(k-2)]/h^2, \end{aligned} \right\}$$

где $\theta(k)$ – квантованная ошибка на выходе АЦП k -шага.

ЦАП представляет собой, как правило, фиксатор нулевого порядка с передаточной функцией $H(s) = (1 - e^{-hs})/s$, s – преобразователь Лапласа.

Как отмечалось, нечеткий регулятора (НР) (см. рис. 9.1) содержит блоки фаззификации, формирования логического решения и дефаззификации, но часто АЦП, блоки оценки первой и второй разностей от квантованной ошибки и ЦАП также включают в схему нечеткого регулятора. Тогда схема с нечетким регулятором приобретает вид, показанный на рис. 9.2.

Отметим некоторые особенности нечеткого регулятора. НР работает в дискретном режиме, поэтому на каждом шаге квантования h он должен выполнить все необходимые вычисления. НР обрабатывает все входные переменные, поэтому на него можно подавать дополнительные переменные, характеризующие процессы в объекте управления, и тем самым обеспечивать более широкое воздействие на динамику управления. Система с НР обычно устойчива в отношении изменений параметров объекта управления, что связано с нечеткой природой правил функционирования. Традиционные методы описания регуляторов, например при помощи передаточных функций, для НР не подходят и не требуются. НР является нелинейным и его особенностью является отсутствие динамики в самом НР. Отсутствие «памяти» и процедура проектирования, а также словесное описание процесса управления, характеризующееся лингвистическими правилами, являются главными особенностями НР.

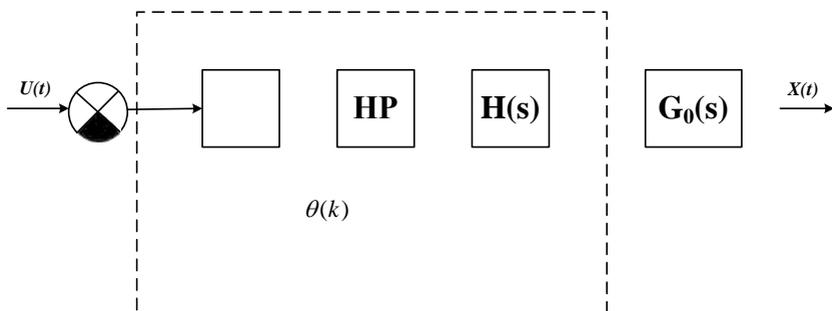


Рис. 9.2. Функциональная схема САУ с нечетким регулятором, включающим в свой состав блоки АЦП и ЦАП

Нечеткие регуляторы реализуются на практике, как правило, в форме программного обеспечения высокого уровня, что обеспечивает большую гибкость при их настройке. При этом по результатам моделирования и испытаний системы управления, содержащей нечеткий регулятор в замкнутом контуре, можно изменять количественные диапазоны лингвистических переменных, функции принадлежности и модифицировать базу правил с целью получения требуемого качества управления.

Поскольку алгоритмы управления на базе нечеткой логики могут быть реализованы только с использованием ЭВМ, то САУ с нечетким регулятором является цифровой. Важнейшей характеристикой цифровой системы управления является шаг квантования мгновенного ключа h (интервал дискретизации аналогового сигнала). Значение h во многом определяет значения других параметров цифровой САУ. Поэтому при проектировании систем управления с нечеткими регуляторами необходимо уделять внимание выбору значения шага квантования h .

Нечеткие регуляторы представляют интерес в первую очередь для управления объектами, которые или не поддаются, или поддаются с большими трудностями формализованному описанию, но даже применительно к управлению объектами, для которых получены математические модели, эти регуляторы часто предпочтительнее других, т.к. позволяют получить более высокое качество управления: меньшие ошибки в переходных и установившихся режимах и высокое быстродействие.

9.3. Применение принципа нечеткого управления при синтезе цифровых контуров стабилизации технологических параметров производственных процессов

Рассмотрим на конкретном примере результаты по синтезу и исследованию программно реализованной системы нечеткого управления подачей исходного рудного материала в агрегаты предварительного мокрого измельчения барабанного типа, работающих в открытом режиме, в процессе многостадийного измельчения.

Задачей системы является обеспечение стабильной работы измельчительного агрегата в условиях неполной информации об управляемом процессе.

Структурная схема синтезируемой замкнутой системы нечеткого управления технологическим параметром представлена на рис. 9.3.

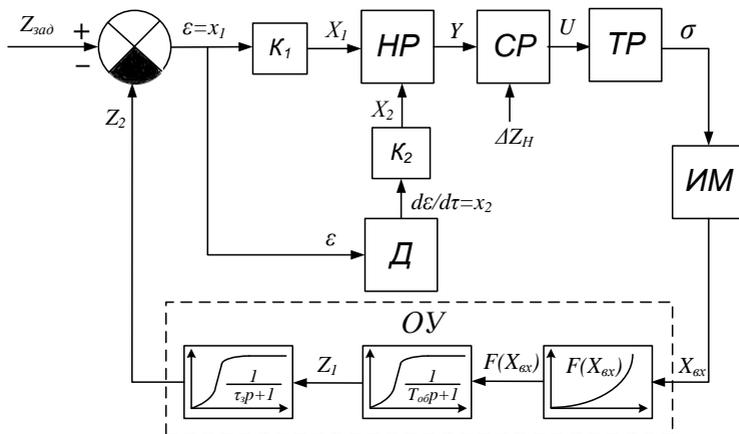


Рис. 9.3. Структурная схема синтезируемой замкнутой системы нечеткого управления инерционным с запаздыванием технологическим параметром

Динамические свойства управляемого технологического параметра аппроксимируются последовательным соединением статического звена с характеристикой $F(X_{вх})$ и двух инерционных звеньев первого порядка с

постоянными времени T_{OB} и τ_3 , где T_{OB} характеризует инерционные, а τ_3 – запаздывающие свойства технологического параметра.

Правомерность замены передаточной функции звена запаздывания передаточной функцией инерционного звена обеспечивается соблюдением условия $T_{OB} \gg \tau_3$.

Характеристика статического звена (в реальных условиях неизвестна) определяется по экспериментальным данным полиномом $F(X_{BX})$ только для использования при математическом моделировании:

$$F(X_{BX}) = a_0 + a_1 \cdot X_{BX} + a_2 \cdot X_{BX}^2 + \dots + a_n \cdot X_{BX}^n, \quad (9.16)$$

где a_i при $i \in (0, 1, 2, \dots, n)$ – коэффициенты уравнения теоретической линии регрессии, определяемые с помощью метода наименьших квадратов по экспериментальным данным; X_{BX} – входное управляющее воздействие, определяемое перемещением исполнительного механизма с постоянной скоростью в процессе управления путем изменения скорости транспортного питателя частотным преобразователем.

Траектория изменения во времени параметра $Z_1(\tau)$ определяется из решения уравнения с использованием метода Эйлера:

$$T_{OB} \frac{dZ_1}{d\tau} + Z_1(\tau) = F[X_{BX}(\tau)], \quad (9.17)$$

где τ – текущее время.

Изменение выходного управляемого параметра во времени $Z_2(\tau)$ определяется из решения уравнения

$$\tau_3 \frac{dZ_2}{d\tau} + Z_2(\tau) = Z_1(\tau). \quad (9.18)$$

На вход замкнутой системы нечеткого регулирования питания измерительного агрегата поступает сигнал задания $Z_{зад}(\tau)$. Этот сигнал на элементе сравнения сравнивается с текущим значением регулируемого параметра $Z_2(\tau)$.

Полученный сигнал рассогласования $\varepsilon(\tau) = Z_{зад}(\tau) - Z_2(\tau)$ поступает одновременно на вход дифференцирующего звена Д и после масштабирования в блоке K_1 на вход нечеткого регулятора НР.

После дифференцирования величина сигнала текущей скорости изменения сигнала рассогласования $\frac{d\varepsilon}{d\tau}$ масштабируется в блоке K_2 и также подается на вход нечеткого регулятора НР.

Коэффициенты K_1 и K_2 необходимы для масштабирования физических сигналов на предметной области входных информационных сигналов нечеткого регулятора. Эти параметры являются определяющими при синтезе нечеткого регулятора.

На выходе нечеткого регулятора НР формируется нормированный управляющий сигнал $Y(\tau)$, который поступает на вход логического сигнум-реле (СР), где сравнивается с заданной величиной зоны нечувствительности ΔZ_H системы нечеткого управления.

На выходе СР формируется управляющий импульс $U(\tau) \in (+1, 0, -1)$, который с использованием программного блока триггер-реверса (ТР) обеспечивает формирование текущего значения переключающей функции $\sigma(\tau)$, определяющей текущее состояние перемещения исполнительного механизма в соответствии с условием

$$U(\tau) = \begin{cases} +1, \text{ если } Y \geq \frac{\Delta Z_H}{2}, \text{ то } \sigma(\tau + 1) = \sigma(\tau), \\ 0, \text{ если } -\frac{\Delta Z_H}{2} < Y < \frac{\Delta Z_H}{2}, \text{ то } \sigma(\tau + 1) = 0, \\ -1, \text{ если } Y \leq -\frac{\Delta Z_H}{2}, \text{ то } \sigma(\tau + 1) = -\sigma(\tau). \end{cases} \quad (9.19)$$

Это означает, что при $U(\tau) = +1$ выбранное в текущий момент времени τ направление движения исполнительного механизма (изменения текущего значения $X_{BX}(\tau)$) сохраняется и на последующий $\tau + 1$ момент времени.

При $U(\tau) = 0$ в последующий момент времени $\tau + 1$ необходимо остановить исполнительный механизм, т.е. принять $X_{BX}(\tau) = const$.

При $U(\tau) = -1$ выбранное на предыдущем интервале времени направление перемещения ИМ (направление изменения $X_{BX}(\tau)$) в последующий момент времени $\tau + 1$ необходимо изменить на противоположное, т.е. произвести реверс ИМ.

При использовании исполнительного механизма постоянной скорости изменение управляющего воздействия определяется выражением:

$$X_{BX}(\tau) = X_H + \sigma(\tau) \cdot \bar{K}_{ИМ} \cdot \tau, \quad (9.20)$$

где X_H – начальное (на момент включения системы нечеткого управления) значение $X_{BX}(\tau = 0)$; $\bar{K}_{ИМ}$ – постоянная средняя скорость движения исполнительного механизма (изменение скорости $X_{BX}(\tau)$).

В рассматриваемой системе нечеткий регулятор (НР) формирует управляющий сигнал $Y(\tau)$ в соответствии с принципом нечеткой логики.

Входные нормированные сигналы нечеткого регулятора обозначим как X_1 и X_2 , а нормированный выходной сигнал как $Y(\tau)$.

Введем лингвистические переменные: X_1 – «Рассогласование»; X_2 – «Скорость рассогласования»; Y – «Нормированный управляющий сигнал».

Здесь $X_1 = \frac{x_1}{K_1}$; $X_2 = \frac{x_2}{K_2}$; x_1 и x_2 – физические текущие ве-

личины входных параметров.

В области определения текущего нормированного сигнала рассогласования X_1 введем пять нечетких множеств, определяющих значения лингвистической переменной X_1 соответствующими функциями принадлежности:

$[A_1^{x_1} = \text{«Положительное большое»};$

$A_2^{x_1} = \text{«Положительное малое»};$

$A_3^{x_1} = \text{«Нулевое»};$

$A_4^{x_1} = \text{«Отрицательное малое»};$

$A_5^{x_1} = \text{«Отрицательное большое»}].$

Аналогично определим функции принадлежности для значений лингвистической переменной X_2 :

$[A_1^{x_2} = \text{«Положительное большое»};$

$A_2^{x_2} = \text{«Положительное малое»};$

$A_3^{x_2} = \text{«Нулевое»};$

$A_4^{x_2} = \text{«Отрицательное малое»};$

$A_5^{x_2} = \text{«Отрицательное большое»}].$

Графически функции принадлежности нечетких множеств $\mu(x)$ и значения их параметров $A_1^{x_1}, A_2^{x_1}, A_3^{x_1}, A_4^{x_1}, A_5^{x_1}, A_1^{x_2}, A_2^{x_2}, A_3^{x_2}, A_4^{x_2}, A_5^{x_2}$ в зависимости от величин нормированных входных переменных X_1 и X_2 представлены на рис. 9.4.

Нечеткие множества значений выходной лингвистической переменной Y определены функциями принадлежности:

- $[B_1 = \text{«Положительное большое»};$
- $B_2 = \text{«Положительное малое»};$
- $B_3 = \text{«Нулевое»};$
- $B_4 = \text{«Отрицательное малое»};$
- $B_5 = \text{«Отрицательное большое»}]$

и представлены в виде функции

$$\mu^Y(x) = \delta(x-b) = \begin{cases} 1, & \text{если } x = b \\ 0, & \text{если } x \neq b \end{cases}, \quad (9.21)$$

где значения параметра b для каждого значения выходной лингвистической переменной представлены в виде вектора $b = [1, 0.5, 0, -0.5, -1]^T$.

Для организации режима нечеткого управления при формировании правил используется *основное эвристическое правило*: «Если наблюдается рассогласование между текущими действительным и заданным значениями регулируемого параметра, тогда необходимо сформировать управляющее воздействие, способствующее уменьшению текущего значения рассогласования».

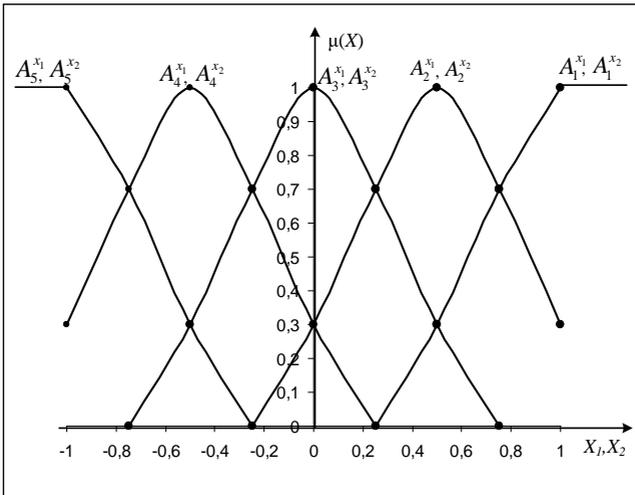


Рис. 9.4. Функции принадлежности нечетких множеств $\mu(X)$ для входных переменных X_1 и X_2

Функционирование программно реализованного синтезируемого нечеткого регулятора определяется *базой правил* (9.22). Каждое правило логически объясняет реальную ситуацию и рекомендует соответствующее действие при управлении.

Так, например, эвристическое правило R_1 можно сформулировать следующим образом: «Если скорость изменения рассогласования близка к нулю ($A_3^{x_2} = \text{«Нулевое»}$) и возникло большое отрицательное рассогласование за счет уменьшения заданного значения регулируемого параметра ($A_5^{x_1} = \text{«Отрицательное большое»}$), то на выходе нечеткого регулятора формируется сигнал, пропорциональный максимальному перемещению ИМ, обеспечивающему уменьшение регулируемого параметра ($B_5 = \text{«Отрицательное большое»}$) для устранения сигнала рассогласования».

$$\begin{aligned}
 R_1 &: (X_1 = A_5^{x_1}) \cap (X_2 = A_3^{x_2}) \rightarrow Y = B_5; \\
 R_2 &: (X_1 = A_1^{x_1}) \cap (X_2 = A_3^{x_2}) \rightarrow Y = B_1; \\
 R_3 &: (X_1 = A_4^{x_1}) \cap (X_2 = A_3^{x_2}) \rightarrow Y = B_4; \\
 R_4 &: (X_1 = A_2^{x_1}) \cap (X_2 = A_3^{x_2}) \rightarrow Y = B_2; \\
 R_5 &: (X_1 = A_4^{x_1}) \cap (X_2 = A_4^{x_2}) \rightarrow Y = B_5; \\
 R_6 &: (X_1 = A_2^{x_1}) \cap (X_2 = A_2^{x_2}) \rightarrow Y = B_1; \\
 R_7 &: (X_1 = A_4^{x_1}) \cap (X_2 = A_2^{x_2}) \rightarrow Y = B_3; \\
 R_8 &: (X_1 = A_2^{x_1}) \cap (X_2 = A_4^{x_2}) \rightarrow Y = B_3; \\
 R_9 &: (X_1 = A_3^{x_1}) \cap (X_2 = A_4^{x_2}) \rightarrow Y = B_4; \\
 R_{10} &: (X_1 = A_3^{x_1}) \cap (X_2 = A_2^{x_2}) \rightarrow Y = B_2; \\
 R_{11} &: (X_1 = A_3^{x_1}) \cap (X_2 = A_3^{x_2}) \rightarrow Y = B_3.
 \end{aligned} \tag{9.22}$$

Эвристическое правило R_5 : «Если регулируемая величина немного превышает заданное значение ($A_4^{x_1} = \text{«Отрицательное малое»}$) и существует тенденция к ее увеличению, т.е. есть небольшая скорость изменения рассогласования ($A_4^{x_2} = \text{«Отрицательное малое»}$), то на выходе нечеткого регулятора формируется сигнал, обеспечивающий максимальное перемещение выходного вала ИМ в направлении уменьшения регулируемого параметра ($B_5 = \text{«Отрицательное большое»}$)».

Эвристическое правило R_7 формулируется следующим образом: «Если регулируемый параметр изменяется в нужном направлении ($A_2^{x_2} = \text{«Положительное малое»}$) и величина рассогласования невелика

($A_4^{x_1}$ = «Отрицательное малое»), то на выходе нечеткого регулятора должен быть сформирован сигнал, останавливающий исполнительный механизм (B_3 = «Нулевое»).

Эвристическое правило R_9 формулируется так: «Если заданное значение достигнуто ($A_3^{x_1}$ = «Нулевое»), но регулируемый параметр продолжает изменяться с небольшой отрицательной скоростью ($A_4^{x_1}$ = «Отрицательное малое»), что в дальнейшем приведет к появлению отрицательного рассогласования, то на выходе нечеткого регулятора формируется сигнал, обеспечивающий компенсацию возможного явления путем небольшого перемещения ИМ в направлении уменьшения регулируемого параметра (B_4 = «Отрицательное малое»).

Эвристическое правило R_{11} обеспечивает условие окончания переходного процесса в контуре нечеткого управления: «Если заданное значение достигнуто ($A_3^{x_1}$ = «Нулевое») и скорость изменения рассогласования близка к нулю ($A_3^{x_2}$ = «Нулевое»), то на выходе нечеткого регулятора формируется сигнал, останавливающий ИМ (B_5 = «Нулевое»), поскольку цель управления достигнута».

Попробуйте составить словесные описания остальных эвристических правил по (9.22). Проверьте себя.

R_2 : «Если скорость изменения рассогласования близка к нулю ($A_3^{x_2}$ = «Нулевое») и возникло большое положительное рассогласование за счет увеличения заданного значения регулируемого параметра ($A_1^{x_1}$ = «Положительное большое»), то на выходе нечеткого регулятора формируется сигнал, пропорциональный максимальному перемещению исполнительного механизма, обеспечивающему увеличение регулируемого параметра для устранения сигнала рассогласования B_1 = «Положительное большое»».

R_3 : «Если регулируемая величина немного больше задания ($A_4^{x_1}$ = «Отрицательное малое»), а скорость изменения рассогласования близка к нулю ($A_3^{x_2}$ = «Нулевое»), то на выходе нечеткого регулятора формируется сигнал, пропорциональный небольшому перемещению исполнительного механизма, обеспечивающему уменьшение регулируемого параметра для устранения сигнала рассогласования B_4 = «Отрицательное малое»».

R₄: «Если регулируемая величина немного меньше задания ($A_2^{x_1} = \text{«Положительное малое»}$), а скорость изменения рассогласования близка к нулю ($A_3^{x_2} = \text{«Нулевое»}$), то на выходе нечеткого регулятора формируется сигнал, пропорциональный небольшому перемещению исполнительного механизма, обеспечивающему увеличение регулируемого параметра для устранения сигнала рассогласования $B_2 = \text{«Положительное малое»}$ »».

R₅: «Если регулируемая величина немного превышает заданное значение ($A_4^{x_1} = \text{«Отрицательное малое»}$) и существует тенденция к увеличению, т.е. существует небольшая скорость изменения рассогласования ($A_4^{x_2} = \text{«Отрицательное малое»}$), то на выходе нечеткого регулятора должен быть сформирован сигнал, пропорциональный максимальному перемещению ИМ в направлении уменьшения регулируемой величины ($B_5 = \text{«Отрицательное большое»}$)»».

R₆: «Если регулируемая величина немного меньше заданного значения ($A_2^{x_1} = \text{«Положительное малое»}$) и существует тенденция к ее уменьшению, т.е. существует небольшая скорость изменения рассогласования ($A_2^{x_2} = \text{«Положительное малое»}$), то на выходе нечеткого регулятора должен быть сформирован сигнал, пропорциональный максимальному перемещению ИМ в направлении увеличения регулируемой величины ($B_1 = \text{«Положительное большое»}$)»».

R₈: «Если регулируемая величина изменяется в нужном направлении ($A_4^{x_2} = \text{«Отрицательное малое»}$), а величина рассогласования невелика ($A_2^{x_1} = \text{«Положительное малое»}$), то регулятор должен сформировать сигнал, останавливающий исполнительный механизм ($B_3 = \text{«Нулевое»}$)»».

R₁₀: «Если заданное значение достигнуто ($A_3^{x_1} = \text{«Нулевое»}$), но регулируемая величина продолжает изменяться с небольшой положительной скоростью ($A_2^{x_2} = \text{«Положительное малое»}$), что в дальнейшем приведет к появлению положительного рассогласования, то на выходе нечеткого регулятора необходимо сформировать сигнал, компенсирующий эту нежелательную тенденцию, путем небольшого перемещения ИМ в направлении, необходимом для уменьшения регулируемой величины ($B_4 = \text{«Отрицательное малое»}$)»».

При нечетком управлении база правил представляет некоторую лингвистическую модель процесса управления, являясь как бы качественной атрибутивной моделью, отражающей логику работы высококвалифицированного технолога-эксперта.

Работа рассматриваемого нечеткого регулятора проверялась при математическом моделировании процесса стабилизации регулируемого параметра на компьютеризированном стенде.

Статические и динамические свойства стабилизируемого параметра определены известной статической характеристикой и двумя инерционными звеньями первого порядка с постоянными времени $T_{об}=T_1=200$ с и $\tau_3=T_2=20$ с.

Скорость исполнительного механизма составляет 0,2 % хода/с. Зона нечувствительности сигнум-реле принята равной $\Delta Z_H = 0,02$.

Уравнение статической характеристики объекта управления имеет вид

$$F(x) = 0,027 X_{BX}^2 + 4,02 X_{BX} + 356,7,$$

где $X_{BX} \in (0-100\% \text{ хода})$ – управляющее воздействие, % хода (положение выходного вала исполнительного механизма).

Поскольку значения лингвистических переменных X_1 и X_2 на предметной области их определения (см. рис. 9.4) должны быть в диапазоне значений $[-1; 1]$, то вначале необходимо нормировать входные сигналы нечеткого регулятора, т.е. подобрать пределы масштабирования текущих значений сигнала рассогласования и скорости изменения сигнала рассогласования.

Для определения нормированного значения каждого входного сигнала нечеткого регулятора необходимо соответствующее текущее значение сигнала поделить на нормирующий коэффициент.

Правильный выбор нормирующих коэффициентов является одной из основных проблем при синтезе нечетких регуляторов.

При управлении стабилизируемыми параметрами технологического процесса основное внимание необходимо обращать на инерционные свойства автоматизируемого объекта управления и на соответствие динамическим свойствам объекта управления скорости изменения управляющего параметра (скорости движения ИМ). Нужно обеспечить необходимое соответствие скорости изменения регулируемого параметра и выбранной скорости исполнительного механизма.

Обычно при синтезе системы автоматического управления не бывает реальной возможности выбрать ИМ с наиболее соответствующей скоростью, и поэтому приходится применять типы ИМ с определенной заводом-изготовителем средней постоянной скоростью.

При синтезе (разработке) нечеткого регулятора нормирование входных сигналов наиболее целесообразно производить с учетом скорости используемого ИМ и динамических свойств (значений T_1 и T_2) объекта управления.

Экспериментально было установлено, что между величиной коэффициента K_1 , нормирующего сигнал рассогласования, и скоростью ИМ существует линейная зависимость.

Это означает, что при увеличении скорости ИМ предел масштабирования сигнала рассогласования расширяется, что приводит к уменьшению значимости нечетких правил. Значит, для компенсации большей скорости ИМ происходит уменьшение уровня управляющего воздействия.

Вышесказанное положение иллюстрируется расчетными данными, приведенными на рис. 9.5, на котором показаны зависимости функций принадлежности $A_1^{x_1}$ = «Положительное большое» и $A_2^{x_1}$ = «Положительное малое» от действительного значения сигнала рассогласования ε для различных скоростей ИМ $K_{ИМ} = 0,2\%$ хода/с и $K_{ИМ} = 0,4\%$ хода/с.

Анализ представленных зависимостей показывает, что с увеличением скорости ИМ при одном и том же значении сигнала рассогласования (например, при $\varepsilon(\tau) = 100$, $\frac{d\varepsilon(\tau)}{d\tau} = 0$) значение функции принадлежности $A_1^{x_1}$ = «Положительное большое» уменьшается, а значение функции принадлежности $A_2^{x_1}$ = «Положительное малое» увеличивается.

При этом выходной нормированный сигнал нечеткого регулятора, рассчитанный для начального интервала переходного процесса, в случае большого рассогласования уменьшается: $Y = 0,56$ при $K_{ИМ} = 0,2\%$ хода/с; $Y = 0,32$ при $K_{ИМ} = 0,4\%$ хода/с.

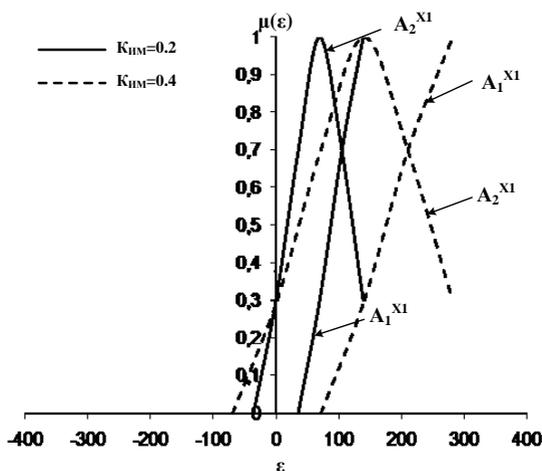


Рис. 9.5. Функции принадлежности $\mu(x)$ нечетких множеств для сигнала рассогласования при разных скоростях ИМ

При определении функций принадлежности $\mu(x)$, приведенных на рис. 9.5, нормирующий коэффициент K_1 , определяющий величину масштабирования сигнала рассогласования, рассчитывался по формуле

$$K_1 = A \cdot K_{ИМ}, \quad (9.23)$$

где $A = 700$ – экспериментально подобранное значение параметра настройки нечеткого регулятора, при котором переходный процесс достаточно быстро устанавливается и не имеет перерегулирования.

Для определения оптимального значения параметра настройки нечеткого регулятора A при масштабировании сигнала рассогласования было проведено экспериментальное исследование переходных процессов в контуре нечеткого управления, в процессе которых при различных величинах масштабного параметра A оценивались показатели качества переходных процессов:

- первое время регулирования τ_{p1} , характеризующее оперативность управления;
- второе время регулирования τ_{p2} , характеризующее продолжительность переходного процесса;
- максимальное значение перерегулирования σ , % от величины возмущения по заданию.

Полученные величины показателей качества переходных процессов при различных значениях параметра A при $K_{ИМ} = 0,2$ % хода/с приведены в табл. 9.1.

Таблица 9.1

Зависимость показателей качества переходного процесса от параметра настройки нечеткого регулятора

| Параметр настройки НР: A | Перерегулирование σ , % | Первое время регулирования τ_{p1} , с | Полное время переходного процесса τ_{p2} , с |
|-------------------------------|-----------------------------------|---|--|
| 150 | 28 | 212 | 612 |
| 250 | 18 | 216 | 360 |
| 350 | 14 | 218 | 438 |
| 450 | 10 | 223 | 448 |
| 500 | 8 | 228 | 440 |
| 550 | 6 | 230 | 421 |
| 600 | 1 | 240 | 270 |

| Параметр настройки НР: A | Перерегулиро- вание $\sigma, \%$ | Первое время регулирования $\tau_{p1}, \text{с}$ | Полное время переходного про- цесса $\tau_{p2}, \text{с}$ |
|----------------------------------|--|--|---|
| 650 | 0 | 520 | 520 |
| 700 | 0 | 560 | 560 |
| 1000 | 0 | 1180 | 1180 |

Анализ полученных результатов показывает, что при увеличении масштабного параметра A первое время τ_{p1} в переходном процессе в контуре нечеткого регулятора становится более продолжительным, а уменьшение значения A приводит к появлению перерегулирования, хотя заданное значение достигается быстрее. Для инерционного с запаздыванием объекта управления это явление вполне закономерно и не противоречит классической теории управления.

Установлено, что для принятых значений динамических параметров объекта управления и при величине $K_{ИМ} = 0,2 \%$ хода/с наилучшие показатели переходного процесса (см. табл. 9.1) достигаются при значении $A = 600$. Поэтому при дальнейших расчетах принято значение параметра настройки нечеткого регулятора $A = 600$.

В реальной производственной ситуации при использовании нечеткого регулятора наилучшее значение данного параметра будет зависеть от динамических свойств объекта управления, выбранного ИМ постоянной скорости и конкретного требования к качеству переходного процесса при управлении данным технологическим параметром технологического процесса.

Затем следует определить K_2 – нормирующий коэффициент для скорости изменения рассогласования.

Если скорость изменения регулируемой величины и скорость исполнительного механизма, изменяющего X_{BX} , соизмеримы, то коэффициент K_2 , предназначенный для нормирования скорости изменения рассогласования, можно определить по формуле

$$K_2 = K_{ОБ} \cdot \overline{K}_{ИМ}, \quad (9.24)$$

где $K_{ОБ}$ – коэффициент передачи объекта управления: единица измерения регулируемого параметра, приходящаяся на 1% хода ИМ; $\overline{K}_{ИМ}$ – средняя установленная скорость ИМ; $K_{ИМ}^{\min} \leq \overline{K}_{ИМ} \leq K_{ИМ}^{\max}$, где $K_{ИМ}^{\min}$ и $K_{ИМ}^{\max}$ – соответственно минимальная и максимальная (по технической характеристике) скорости ИМ при условии импульсного управления движением ИМ. Причем продолжительность управляющего импульса не

должна быть меньше 0,15–0,2 с, а минимальная продолжительность паузы между импульсами должна быть пропорциональна сумме ($T_1 + T_2$).

Если $\overline{K}_{ИМ}$ значительно отличается от скорости изменения регулируемого параметра, то величина K_2 требует соответственной корректировки. Бессмысленно при управлении инерционным параметром использовать быстроходный ИМ и наоборот.

Фактически синтезируемый нечеткий регулятор практически имеет только один параметр настройки A , который влияет на масштабирование сигнала рассогласования. Изменяя этот параметр, можно для реального процесса при моделировании подобрать такое его значение, при котором переходный процесс в нечетком контуре управления будет иметь близкие к заданным показатели качества переходного процесса.

Определенное влияние на переходный процесс оказывает и заданная зона нечувствительности нечеткого регулятора. Увеличение зоны нечувствительности ΔZ_H приводит к увеличению статической (установившейся) ошибки, а чрезмерное уменьшение ΔZ_H приводит к возникновению периодического колебательного переходного процесса, что крайне нежелательно.

Для пояснения режима работы нечеткого регулятора питания агрегата первичного мокрого измельчения рудного материала рассмотрим конкретный пример.

До поступления возмущения по заданию управляемый процесс измельчения рудного материала находился в установившемся режиме при расходе 650 кг/мин руды в питание. Расход руды измеряется системой объемного пропорционирования расходов руда-вода, агрегат работает в открытом режиме прямого слива пульпы.

Период дискретизации расчета принимаем равным $\Delta t = 1$ с. Статическая характеристика процесса дробления определяется выражением $Y = f(X_{вх})$. В начальный момент времени при $\tau=0$ на вход системы нечеткого управления расходом питания подается сигнал задания $Z_{зад} = 750$ кг/мин.

При $f(X_{вх}(\tau=0))=650$ кг/мин значение $X_{вх}(\tau=0) = 53,64$ % хода. При установившемся режиме $Z_1(\tau=0) = Z_2(\tau=0) = f(X_{вх}(\tau=0)) = 650$ кг/мин.

$$\varepsilon(\tau < 0) = 0, \text{ т.к. } Z_2(\tau < 0) = Z_{зад}(\tau < 0);$$

$$\varepsilon(\tau = 0) = Z_{зад}(\tau = 0) - Z_2(\tau = 0) = 750 - 650 = 100 \text{ кг/мин.}$$

При значительной инерционности

$$\left(\frac{dZ_1}{d\tau}\right)_{\tau=0} = \left(\frac{dZ_2}{d\tau}\right)_{\tau=0} = 0, \quad \text{т.е.} \quad \left(\frac{d\varepsilon}{d\tau}\right)_{\tau=0} = 0:$$

$$K_1 = A \cdot \bar{K}_{ИМ} = 600 \cdot 0,2 = 120; \quad K_2 = K_{ОБ} \cdot \bar{K}_{ИМ} = 5,6 \cdot 0,2 = 1,12;$$

$$X_1 = \frac{\varepsilon}{K_1} = \frac{100}{120} = 0,83; \quad X_2 = \frac{d\varepsilon/d\tau}{K_2} = \frac{0}{1,12} = 0.$$

При $\tau=0$ нормированное значение сигнала рассогласования составит 0,83 нормированных единиц, а сигнал скорости изменения рассогласования будет нулевым, т.к. рассматриваем начальный этап процесса управления инерционного с запаздыванием параметром.

Для определения конкретного числового значения выходного управляющего сигнала Y нечеткого регулятора воспользуемся упрощенным алгоритмом формирования нечеткого вывода.

1. Используя графики $\mu(x)$, приведенные на рис. 9.4, определим значения функций принадлежности каждого входного нормированного сигнала для значений $X_1 = 0,83$ и $X_2 = 0$:

$$A_1^{x_1} = 0,77; \quad A_1^{x_2} = 0;$$

$$A_2^{x_1} = 0,5; \quad A_2^{x_2} = 0,3;$$

$$A_3^{x_1} = 0; \quad A_3^{x_2} = 1;$$

$$A_4^{x_1} = 0; \quad A_4^{x_2} = 0,3;$$

$$A_5^{x_1} = 0; \quad A_5^{x_2} = 0.$$

Найдем уровни «отсечений» для предпосылок каждого из правил (с использованием операции «минимум»).

Для этого необходимо в каждое правило подставить соответствующие значения функций принадлежности входных сигналов, рассчитанные ранее, а затем определить минимальное из этих значений.

$$\begin{aligned}
\mu_1^p &= A_5^{x_1} \wedge A_3^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0;1) = 0; \\
\mu_2^p &= A_1^{x_1} \wedge A_3^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0,77;1) = 0,77; \\
\mu_3^p &= A_4^{x_1} \wedge A_3^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0;1) = 0; \\
\mu_4^p &= A_2^{x_1} \wedge A_3^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0,5;1) = 0,5; \\
\mu_5^p &= A_4^{x_1} \wedge A_4^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0;0,3) = 0; \\
\mu_6^p &= A_2^{x_1} \wedge A_2^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0,5;0,3) = 0,3; \\
\mu_7^p &= A_4^{x_1} \wedge A_2^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0;0,3) = 0; \\
\mu_8^p &= A_2^{x_1} \wedge A_4^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0,5;0,3) = 0,3; \\
\mu_9^p &= A_3^{x_1} \wedge A_4^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0;0,3) = 0; \\
\mu_{10}^p &= A_3^{x_1} \wedge A_2^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0;0,3) = 0; \\
\mu_{11}^p &= A_3^{x_1} \wedge A_3^{x_2}; & \mu_i^p &= \min(0;1) = 0;
\end{aligned}$$

3. Далее найдем четкое значение выходной переменной (нормированного управляющего воздействия) в соответствии с выражением

$$Y = \frac{\sum_{i=1}^{11} \mu_i^R}{\sum_{i=1}^{11} \mu_i^P} = \frac{\sum_{i=1}^{11} (\mu_i^P \cap \mu_i^Y)}{\sum_{i=1}^{11} \mu_i^P}. \quad (9.25)$$

$$\begin{aligned}
Y &= \frac{0 \cdot (-1) + 0,77 \cdot 1 + 0 \cdot (-0,5) + 0,5 \cdot 0,5 + 0 \cdot (-1) + 0,3 \cdot 1 + 0 \cdot 0}{0 + 0,77 + 0 + 0,5 + 0 + 0,3 + 0 + 0,3 + 0 + 0 + 0} + \\
&+ \frac{0,3 \cdot 0 + 0 \cdot (-0,5) + 0 \cdot 0,5 + 0 \cdot 0}{0 + 0,77 + 0 + 0,5 + 0 + 0,3 + 0 + 0,3 + 0 + 0 + 0} = 0,71.
\end{aligned}$$

Поскольку нормированное значение управляющего воздействия больше зоны нечувствительности сигнум-реле, то управляющий импульс $U(\tau=0) = +1$, переключающая функция $\sigma_{\tau,+1} = \sigma_{\tau,0} = +1$. Это означает, что числовое значение управляющего воздействия можно рассчитать по формуле, представленной в виде итерации:

$$X_{BX_{i+1}} = X_{BX_i} + \sigma_i \cdot \bar{K}_{ИМ} \cdot \Delta \tau$$

или

$$K_{BX(\tau=1)} = 53,64 + 1 \cdot 0,2 \cdot 1 = 53,84\% \text{хода.}$$

На следующей итерации при $\tau=1$ с при положении вала ИМ, равном 53,84% хода:

$$F(X_{BX(\tau=1)}) = 0,027 \cdot 53,84^2 + 4,02 \cdot 53,84 + 356,7 = 651,38 \text{ кг/мин};$$

$$Z_1(\tau)_{(\tau=1)} = Z_1(\tau)_{\tau=0} + \frac{dZ_1(\tau)_{\tau=0}}{d\tau} = 650 + 0 = 650 \text{ кг/мин};$$

$$\left(\frac{dZ_1}{d\tau}\right)_{\tau=1} = \frac{1}{T_1} (F(X_{BX})_{(\tau=1)} - Z_1(\tau)_{(\tau=1)}) = \frac{1}{250} (651,38 - 650) = 0,07 \text{ кг/мин} \cdot \text{с};$$

$$Z_2(\tau)_{(\tau=1)} = Z_2(\tau)_{\tau=0} + \frac{dZ_2(\tau)_{\tau=0}}{d\tau} = 650 + 0 = 650 \text{ кг/мин};$$

$$\left(\frac{dZ_2}{d\tau}\right)_{\tau=1} = \frac{1}{T_2} (Z_1(\tau)_{(\tau=1)} - Z_2(\tau)_{(\tau=1)}) = \frac{1}{20} (650 - 650) = 0 \text{ кг/мин} \cdot \text{с};$$

$$\varepsilon(\tau=1) = Z_{\text{зад}}(\tau=1) - Z_2(\tau=1) = 750 - 650 \text{ кг/мин};$$

$$K_1 = A \cdot K_{ИМ} = 600 \cdot 0,2 = 120;$$

$$X_1 = \frac{\varepsilon}{K_1} = \frac{100}{120} = 0,83;$$

$$\frac{d\varepsilon}{d\tau} = \varepsilon_{\tau=1} - \varepsilon_{\tau=0} = 0 - 0 = 0;$$

$$K_2 = K_{ОБ} \cdot K_{ИМ} = 5,6 \cdot 0,2 = 1,12;$$

$$X_2 = \frac{d\varepsilon/d\tau}{K_2} = \frac{0}{1,12} = 0.$$

Аналогично с использованием созданной рабочей программы производится расчет и для последующих итераций в зависимости от текущих значений величин рассогласования и скорости изменения рассогласования с использованием базы правил.

Траектория переходного процесса, полученная путем математического моделирования системы нечеткого управления питанием предварительной стадии измельчения рудного материала с использованием принципов нечеткой логики, представлена на рис. 9.6.

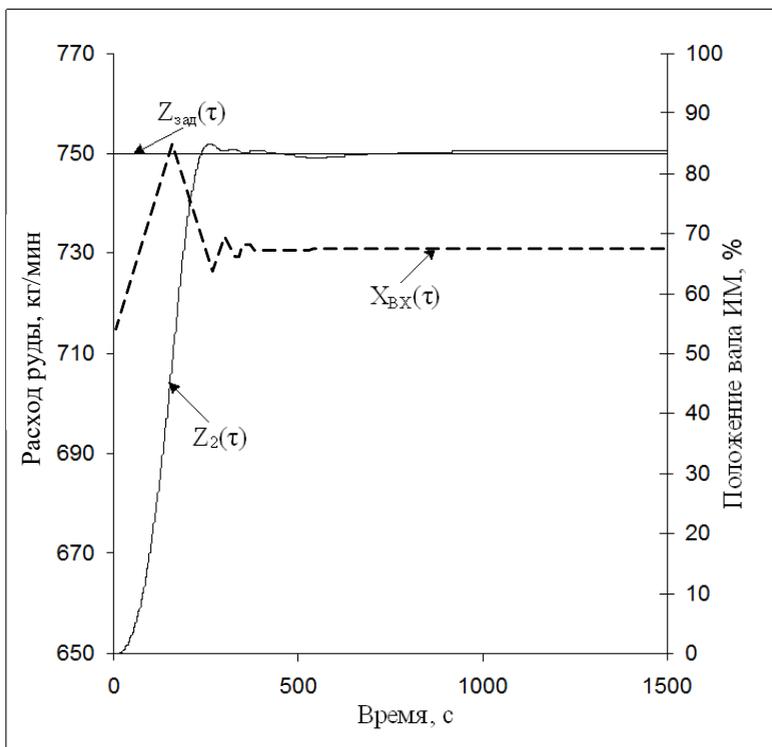


Рис. 9.6. Переходный процесс в системе регулирования с использованием принципов нечеткой логики: $Z_2(\tau)$ – выходной регулируемый сигнал; $X_{вх}(\tau)$ – управляющее воздействие

Анализ полученного результата показывает, что нечеткий программно реализованный регулятор обеспечивает достаточно оперативное (практически без перерегулирования) управление процессом питания в режиме стабилизации заданного значения.

В реальных производственных условиях на вход системы нечеткого управления подаются только два текущих значения $Z_{зад}(\tau)$ и $Z_2(\tau)$.

Контрольные вопросы по разделу 9

1. Функциональная схема САУ с нечетким регулятором.
2. Перечислите особенности управления на базе нечеткого регулятора.
3. Какие алгоритмы нечеткого вывода вы знаете? Опишите один из алгоритмов подробно.

4. Какие элементы включает структурная схема системы нечеткого управления инерционным объектом?

5. Какие параметры настройки нечеткого регулятора влияют на вид переходного процесса в контуре управления?

6. Что такое функции принадлежности нечетких множеств и как они формируются?

7. Как формируется база эвристических правил для нечеткого регулятора?

8. Сформулируйте основное эвристическое правило при синтезе системы управления с нечеткой логикой.

10. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ЛОКАЛЬНЫХ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ КОНТУРОВ УПРАВЛЕНИЯ В ПРОЦЕССЕ СВОБОДНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ РЕГУЛИРУЮЩИХ КОНТУРОВ

Если объект управления не содержит интегрирующих элементов, то в этом случае можно осуществить динамическую оптимизацию параметров настройки регулятора по методу оптимума модуля передаточной функции.

При реализации локальных контуров управления с использованием ранее рассмотренных вариантов программируемых контроллеров значительный объем оперативной памяти этих контроллеров, в силу универсальности рабочих программ, используется недостаточно полно и эффективно.

В данном разделе рассмотрим вариант реализации локального контура регулирования, синтезированный в процессе свободного программирования.

Рабочая программа в данном случае пишется в кодах команд на специальном языке программирования. Для ускорения процесса программирования используется персональный компьютер. Эта работа требует высокой квалификации персонала. В этом случае рабочая программа получается объектно-ориентированной, быстродействующей, компактной и доступной для совершенствования.

10.1. Программная реализация типовых законов управления при использовании свободно программируемых микропроцессорных контроллеров

Синтез цифрового аналога ПИД-закона управления рассмотрим на примере реализации прямого цифрового управления тепловым режимом методической печи. Уравнение аналогового ПИД-закона управления имеет вид

$$Y(\tau) = Y_0 + K_p \left(\xi(\tau) + \frac{1}{T_{из}} \int_0^{\tau} \xi(\tau) d\tau + T_n \frac{d\xi(\tau)}{d\tau} \right), \quad (10.1)$$

где Y_0 – начальное положение вала исполнительного механизма в момент появления сигнала рассогласования $\xi(\tau)$, т.е. при $\tau=0$; $Y_0=Y(\tau)$, $\xi(\tau)$ – отклонение действительного значения регулируемого параметра от заданного значения.

Выражение для определения текущего положения вала исполнительного механизма $Y(\tau)$ можно представить в виде

$$Y(\tau) = Y_0 + K_p \int_0^\tau \left(\frac{d\xi(\tau)}{d\tau} + \frac{\xi(\tau)}{T_{uz}} + T_n \frac{d^2\xi(\tau)}{d\tau^2} \right) d\tau + K_p \left(\xi_0 + T_n \frac{d\xi(\tau)}{d\tau} \Big|_{\tau=0} \right), \quad (10.2)$$

где при $\xi_0 = \xi(\tau)$, $\tau < 0$ и при $\tau < 0$

$$\frac{d\xi(\tau)}{d\tau} \Big|_{\tau=0} = \frac{d\xi(\tau)}{d\tau},$$

т.е. значения величины и скорости рассогласования в начальный момент времени.

Если контур управления в момент времени $\tau < 0$ находился в установившемся состоянии, то $\xi_0 = 0$ и

$$\frac{d\xi(\tau)}{d\tau} \Big|_{\tau=0} = 0.$$

Поскольку в промышленных системах управления используются исполнительные механизмы (ИМ) постоянной скорости, т.е.

$$\frac{dY(\tau)}{d\tau} = K_u = const,$$

то положение вала ИМ – $Y(\tau)$ в этом случае с достаточной для практических целей точностью можно определить в соответствии с выражением

$$Y(\tau) = Y_0 + K_u \int_0^\tau S(\tau) d\tau, \quad (10.3)$$

где $S(\tau) \in \{-1, 0, 1\}$ – сигнум (знаковая)-функция включения ИМ, формируемая релейным элементом.

При $S(\tau) = 1$ движение ИМ в направлении увеличения $Y(\tau)$, при $S(\tau) = -1$ – движение ИМ в направлении уменьшения величин $Y(\tau)$.

При $S(\tau) = 0$ двигатель отключается, вал ИМ неподвижен, т.е. $Y(\tau) = const$.

Реальная максимальная скорость ИМ – $K_{и}$ определяется технической характеристикой или может быть определена в соответствии с условием

$$K_u = \frac{100}{T_m}, \quad (10.4)$$

где T_m – время переключки ИМ (время ИМ), это время движения ИМ от одного крайнего положения 0% хода до другого 100% (диапазон 0–100% ограничен концевыми выключателями).

Принцип действия контура управления при условии использования ИМ постоянной скорости можно выразить уравнением

$$\delta(\tau) = \xi_0 + T_n V_0 + \int_0^\tau \left(T_n W(\tau) + V(\tau) + \frac{\xi(\tau)}{T_{уз}} - C_{св} S(\tau) \right) d\tau, \quad (10.5)$$

где $\delta(\tau)$ – функция ошибки реализации ПИД-закона управления в текущий момент времени; $V(\tau)$, $W(\tau)$ – реальные первая и вторая производные отклонения $\xi(\tau)$ во времени; $V_0 = V(\tau)$ при $\tau=0$ – начальное значение $V(\tau)$; $C_{св} = K_{им}/K_p$ – скорость контура управления, показывает, с какой скоростью контур управления обеспечивает компенсацию сигнала рассогласования при движении ИМ с постоянной скоростью при П-режиме регулирования.

Микропроцессорный контроллер (цифровой регулятор) должен так управлять ИМ во всех контурах управления, чтобы функция ошибки $\delta(\tau)$ была минимальной (практически нулевой) на достаточно большом интервале времени.

В наиболее удобном для практической реализации случае, когда отпадает необходимость использования цифроаналоговых и цифроимпульсных преобразователей для передачи – управляющих команд от контроллера на ИМ постоянной скорости, можно потребовать от системы управления выполнения следующего условия:

$$S(\tau) = \text{sign} \delta(\tau). \quad (10.6)$$

Предлагаемый метод реализации ПИД-закона управления в соответствии с (10.3) и (10.5), возможно, является не самым лучшим способом приближения к идеальному аналоговому закону регулирования (10.1), но практическая выгода от удобства его реализации в промышленных условиях очевидна.

Для предотвращения возможности возникновения автоколебательного режима и случайных срабатываний при действии технологических возмущений переключение управляющего воздействия $S(\tau)$ должно выполняться с зоной нечувствительности δ_1 и гистерезисом δ_2 .

С учетом сказанного функцию переключения направления движения ИМ $S(\tau)$ можно выразить следующим образом:

$$S(\tau) = \begin{cases} +1, & \text{при } \delta(\tau) > \delta_1; \\ 0, & \text{при } |\delta(\tau)| < \delta_2; \\ -1, & \text{при } \delta(\tau) < -\delta_1. \end{cases} \quad (10.7)$$

Заданные значения δ_1 – зоны нечувствительности и δ_2 – заданной зоны гистерезиса хранятся для каждого контура в блоке исходных данных памяти контроллера.

Преобразуем выражение (10.5), заменив интеграл суммой, а аналоговые параметры дискретными:

$$\delta_i''(\tau) = \xi_0 + T_n V_0 + \Delta\tau \sum_{k=1}^i \left(T_n W_k + V_k + \frac{\xi_k}{T_{уз}} - C_{св} S_k \right), \quad (10.8)$$

где k – номер текущего опроса датчика; $P_0=P(\tau)$ при $\tau=K\Delta\tau$, здесь $\Delta\tau$ – период опроса датчиков работы контроллера). $P \in \{\delta, \xi, V, W, S\}$ – обозначение текущего дискретного значения любого из перечисленных параметров при переходе от аналоговых значений к дискретным $\delta_k, \xi_k, V_k, W_k, S_k$.

В выражении (10.8) для повышения точности расчета проведем масштабное преобразование:

$$\delta_1 = \delta_1'' \frac{L_M}{C_{св} \Delta\tau}, \quad (10.9)$$

где L_M – постоянный целочисленный масштабный коэффициент, $L_M=100$. С учетом масштабного преобразования получим:

$$\delta_i = \frac{L_M}{C_{св} \Delta\tau} (\xi_0 + T_n V_0) + \sum_{k=1}^i \frac{L_M}{C_{св}} \cdot \left(T_n W_k + V_k + \frac{\xi_k}{T_{уз}} \right) - L_M S_k. \quad (10.10)$$

Выражение (10.10) можно записать в рекуррентной форме (в форме приращений параметров за текущий цикл работы контроллера):

$$\begin{cases} \delta_k = \delta_{k+1} + \frac{L_M}{C_{св}} \cdot \left(T_n W_k + V_k + \frac{\xi_k}{T_{уз}} \right) - L_M S_k, \\ \delta_0 = \frac{L_M}{C_{св} \Delta\tau} \cdot (\xi_0 + T_n V_0). \end{cases} \quad (10.11)$$

Для формирования дискретного (цифрового) аналога ПИД-закона управления в соответствии с (10.11) необходимо производить вычисления, используя множества запомненных сигналов рассогласования, разнесенных во времени.

Рассмотрим это на примере. Для формирования сигнала рассогласования в k -й момент времени необходимо произвести вычисления в соответствии с условием:

$$\xi_k = E_{k,зд} - E_{k,из}, \quad (10.12)$$

где $E_{k,зд}$ – дискретное значение сигнала задания в текущий k -й момент времени в цифровой форме; $E_{k,из}$ – дискретное значение сигнала датчика текущего значения регулируемого параметра, считываемого в k -й момент времени.

Для формирования дискретного аналога производной V_k изменения сигнала рассогласования в k -й момент времени необходимо произвести вычисления в соответствии с условием

$$V_k = \xi_k - \xi_{k-1}, \quad (10.13)$$

где ξ_k и ξ_{k-1} – сигнал рассогласования в текущий k -момент и предыдущий $(k - 1)$ -момент времени.

Для формирования дискретного аналога второй производной W_k в текущий k -й момент времени требуется производить вычисления в соответствии с условием:

$$\begin{aligned} W_k &= V_k - V_{k-1} = (\xi_k - \xi_{k-1}) - (\xi_{k-1} - \xi_{k-2}) = \\ &= \xi_k - 2\xi_{k-1} + \xi_{k-2}. \end{aligned} \quad (10.14)$$

Таким образом, для вычисления текущего значения функции ошибки δ_k в k -й момент времени необходимо использовать следующие дискретные значения параметров: δ_{k-1} , ξ_k , ξ_{k-2} , S_k .

Как показала практика, эксплуатация данного алгоритма в реальных производственных условиях для исключения случайных срабатываний регулятора при действии наложенного на информационный сигнал шума (технологических высокочастотных помех) необходима дополнительная фильтрация (усреднение) дискретных значений при выполнении расчетов δ_k .

Если информационный аналоговый сигнал представляет достаточно гладкую функцию, то усреднение делать нецелесообразно, т.к. наличие усреднения всегда приводит к снижению оперативности управления.

Это значит, что микропроцессорный контроллер должен производить вычисление трех сумм:

$$\begin{aligned} S_{1,k} &= S_{1,k-1} + \xi_k - \xi_{k-m}, \\ S_{2,k} &= S_{2,k-1} + \xi_{k-m} - \xi_{k-2m}, \\ S_{3,k} &= S_{3,k-1} + \xi_{k-2m} - \xi_{k-3m}, \end{aligned} \quad (10.15)$$

где $S_{1,k}$, $S_{2,k}$, $S_{3,k}$ – соответственно первая, вторая и третья суммы в k -й момент времени; ξ_k – вычисленное в k -й момент времени значение сигнала рассогласования в контуре управления; k – текущий момент времени ($\tau=k\Delta t$); m – количество суммируемых элементов цифрового фильтра.

Количество суммируемых элементов определяется принятым (настроечным параметром контура) значением постоянной времени цифрового фильтра T_ϕ .

Например, учитывая высокую зашумленность информационного сигнала температуры поверхности нагреваемого металла, измеренной оптическим пирометром полного излучения (радиационным пирометром), для контура регулирования температуры принято значение m в соответствии с условием

$$m < \left[\frac{T_\phi}{\tau_\phi} \right] \text{ или } m < \left[\frac{128}{3} \right] = 42, \quad (10.16)$$

где τ_ϕ – время, за которое происходит усреднение сигнала рассогласования.

Расчет усредненной величины сигнала рассогласования $\bar{\xi}_k$ с учетом фильтрации в реальном алгоритме формирования закона управления производится в соответствии с выражением

$$\bar{\xi}_k = \frac{K_1 S_{1,k} + K_2 S_{2,k} + K_3 S_{3,k}}{m}, \quad (10.17)$$

где $\bar{\xi}_k$ – усредненный дискретный (цифровой) сигнал рассогласования, K_1 , K_2 , K_3 – весовые коэффициенты, связанные условием

$$K_1 + K_2 + K_3 = 1, \quad \frac{K_1}{K_2} = \frac{K_2}{K_3} = 1 + \mu,$$

где $\mu > 0$ – показатель ослабления весовых коэффициентов (коэффициент предыстории).

При

$$\mu = 0 \Rightarrow K_1 = K_2 = K_3 = \frac{1}{3};$$

$$\mu = 1 \Rightarrow K_1 = \frac{4}{7}; K_2 = \frac{2}{7}; K_3 = \frac{1}{7};$$

$$\mu = 2 \Rightarrow K_1 = \frac{9}{13}; K_2 = \frac{3}{13}; K_3 = \frac{1}{13}.$$

Использование коэффициента предыстории при расчете управляющего воздействия позволяет учесть в текущий момент времени состояние регулируемого параметра, в предыдущие моменты времени. Это исключает ложные срабатывания при случайных возмущениях, возникающих при использовании быстродействующих датчиков технологических параметров.

Вычисление усредненной дискретной первой производной сигнала рассогласования V_k осуществляется в соответствии с условием:

$$\bar{V}_k = \frac{l_1(S_{1,k}, S_{2,k}) + l_2(S_{2,k}, S_{3,k})}{m}, \quad (10.18)$$

где l_1, l_2 – весовые коэффициенты, связанные условием

$$l_1 + l_2 = 1, \quad \frac{l_1}{l_2} = 1 + \mu.$$

При

$$\mu = 0 \Rightarrow l_1 = l_2 = \frac{1}{2};$$

$$\mu = 1 \Rightarrow l_1 = \frac{2}{3}; l_2 = \frac{1}{3}; \quad (10.19)$$

$$\mu = 3 \Rightarrow l_1 = \frac{3}{4}; l_2 = \frac{1}{4}.$$

Величина μ является параметром настройки алгоритма управления и определяет степень влияния предыдущих значений сигнала рассогласования на формирование управляющего сигнала в текущий момент времени.

Поскольку сигналы рассогласования первой и второй производных вычисляются по программе и разнесены во времени, то наибольший вес при вычислении указанных значений должен иметь и имеет текущий сигнал рассогласования.

Вычисление усредненного дискретного значения второй производной осуществляется согласно выражению

$$\overline{W}_k = \frac{S_{1,k} - 2S_{2,k} + S_{3,k}}{m^3 \tau_\phi^2}. \quad (10.20)$$

Подставив (10.19) – (10.17) в (10.11), с учетом значений весовых коэффициентов (10.17) и (10.18) для выбранного значения μ после преобразований получим:

$$\delta_k = \delta_{k+1} + C_{1,k} S_{1,k} + C_{2,k} S_{2,k} + C_{3,k} S_{3,k} - L_M S_k, \quad (10.21)$$

где

$$C_1 = \frac{T_n L_M}{m^3 C_{c6} n_{3d}} + \frac{(1 + \mu)L_M}{(\mu + 2)m^2 C_{c6}} + \frac{(1 + \mu^2)L_M n_{3d}}{T_{уз} m C_{c6} (3 + 3\mu + \mu^3)},$$

$$C_2 = \frac{(1 + \mu)L_M n_{3d}}{T_{уз} m C_{c6} (3 + 3\mu + \mu^3)} - \frac{\mu L_M}{(\mu + 2)m^2 C_{c6}} - \frac{2T_n L_M}{m^2 C_{c6} n_{3d}}, \quad (10.22)$$

$$C_3 = \frac{T_n L_M}{m^3 C_{c6} n_{3d}} - \frac{L_M}{(\mu + 2)m^2 C_{c6}} + \frac{L_M n_{3d}}{T_{уз} m C_{c6} (3 + 3\mu + \mu^3)}.$$

Здесь $T_{уз}$ и T_n – значения времени изодрома и времени предварения в импульсах таймера контроллера; n_{3d} – параметр настройки контура управления, равный отношению периода опроса датчиков (1 с) к периоду таймера (0,2 с). В рассматриваемом случае значение $n_{3d}=5$ с.

Как показывает практика, влияние составляющей δ_0 в (10.14) можно не учитывать, т.к. оно существенно только в первые 5–6 с работы контура цифрового управления.

Дискретные значения переключающей функции S_k в (10.11), определяющей направление движения ИМ, формируются в соответствии с условием (10.7) и при $|\delta_2| < |\delta_1|$ приведены на рис. 10.1.

Учитывая наличие зоны нечувствительности и гистерезиса релейного элемента (10.7), формирование значения переключающей функции S_1 на $k+1$ -м шаге зависит не только от величины функции ошибок, но и от значения переключающей функции S_k в k -й момент времени (на k -м шаге управления).

Если на предыдущем k -м шаге ход исполнительного механизма определяется значением $S_k=1$ (см. рис. 10.1, а), то:

- при $\delta_k > \delta_1 - \delta_2 \Rightarrow S_{k+1}=1$ (при $\delta_1 > \delta_2$);
- при $\delta_k < -\delta_1 \Rightarrow S_{k+1}=-1$ (реверс ИМ);
- при $-\delta_1 < \delta_k < \delta_1 - \delta_2 \Rightarrow S_{k+1}=0$ (останов ИМ).

Если на предыдущем интервале времени цикла работы контроллера ИМ был неподвижен, $S_k=0$ (см. рис. 10.1, б), то на последующем $k+1$ -м интервале времени формирование переключающей функции S_{k+1} будет производиться в соответствии с условием:

при $\delta_k > \delta_1 \Rightarrow S_{k+1}=1$ (движение в направлении увеличения Y);

при $-\delta_1 < \delta_k < \delta_1 \Rightarrow S_{k+1}=0$ (ИМ остановлен);

при $\delta_k < -\delta_1 \Rightarrow S_{k+1}=-1$ (реверс ИМ).

Если в предыдущий k -й цикл работы контроллера движение ИМ определялось значением переключающей функции $S_{k+1}=-1$ (см. рис. 10.1, в), то на последующем $k+1$ -м цикле формирование переключающей функции S_{k+1} будет производиться в соответствии с выражением:

при $\delta_k < -\delta_1 + \delta_2 \Rightarrow S_{k+1}=-1$ (направление сохраняется);

при $-\delta_1 + \delta_2 < \delta_k < \delta_1 \Rightarrow S_{k+1}=0$ (ИМ остановлен);

при $\delta_k > \delta_1 \Rightarrow S_{k+1}=1$ (ИМ реверсируется).

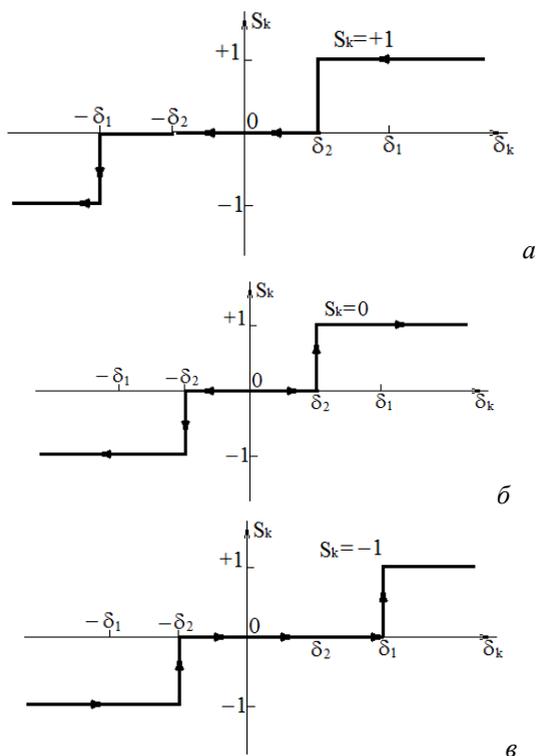


Рис. 10.1. Формирование значений переключающей функции на S_{k+1} шаге в зависимости от предыдущего значения S_k

Анализ выражений для расчета δ_k показывает, что за один цикл работы контроллера величина функции ошибки может измениться только на определенное, постоянное по величине значение $L_m S_k$.

Это значит, что за время цикла работы контроллера, совпадающее, как правило, с периодом опроса датчика $\Delta\tau$, значение переключающей функции постоянно.

Для повышения точности управления этот период разбивается на меньшие интервалы времени, периоды таймера. За единицу продолжительности периода таймера принимается величина 0,2 с, равная минимально допустимой продолжительности управляющего импульса, на который в состоянии устойчиво и гарантированно отреагировать инерционный асинхронный двигатель ИМ.

В этом случае величины δ_1 и δ_2 удобнее отображать в количестве импульсов таймера в соответствии с выражением

$$\delta_1^* = \left[\frac{L_m h_1}{C_{св} \Delta\tau} \right] \text{ и } \delta_2^* = \left[\frac{L_m h_2}{C_{св} \Delta\tau} \right], \quad (10.23)$$

где h_1 – зона нечувствительности, задаваемая в единицах выходного параметра регулятора (количество импульсов таймера, 0,2 с принятых за единицу минимального хода ИМ); h_2 – величина границы гистерезиса при переключениях управляющей функции, задаваемое в единицах минимального хода ИМ.

Физический смысл h_1 и h_2 заключается в следующем: сколько управляющих импульсов (равных длительности периода таймера) необходимо подать на ИМ, чтобы пройти зону нечувствительности или гистерезиса (см. рис. 10.1).

В зависимости от конкретных заданных значений зоны нечувствительности и гистерезиса можно программно реализовать различные варианты переключающей функции управления S_k .

Различные типы релейных характеристик, определяемых соотношением параметров δ_1^* и δ_2^* приведены на рис. 10.2.

Если принять значения $\delta_1^* = \delta_2^* = 0$, то это условие позволяет реализовать режим двухпозиционного управления с минимальной зоной нечувствительности. Этот случай реализации показан на рис. 10.2, а.

Если принять величину гистерезиса $\delta_1^* = \delta_2^*$, то получается трехпозиционный релейный элемент с заданной зоной нечувствительности, представленный на рис. 10.2, б.

Случай $\delta_1^* > \delta_2^*$, рассмотренный ранее (см. рис. 10.1), позволяет реализовать релейную характеристику, наиболее часто применяемую в промышленных системах управления. Вид характеристики показан на рис. 10.2, в.

Если принять значение $\delta_2^* = 0$ при $|\delta_1^*| > 0$, т.е. $\Delta = \delta_1^* - \delta_2^*$, полученный вид релейной характеристики будет соответствовать виду, отображенному на рис. 10.2, г.

В случае завышенного значения величины гистерезиса, когда $2\delta_1^* > \Delta > \delta_1^*$ при $|\delta_1^*| > 0$, получается релейная характеристика, показанная на рис. 10.2, д.

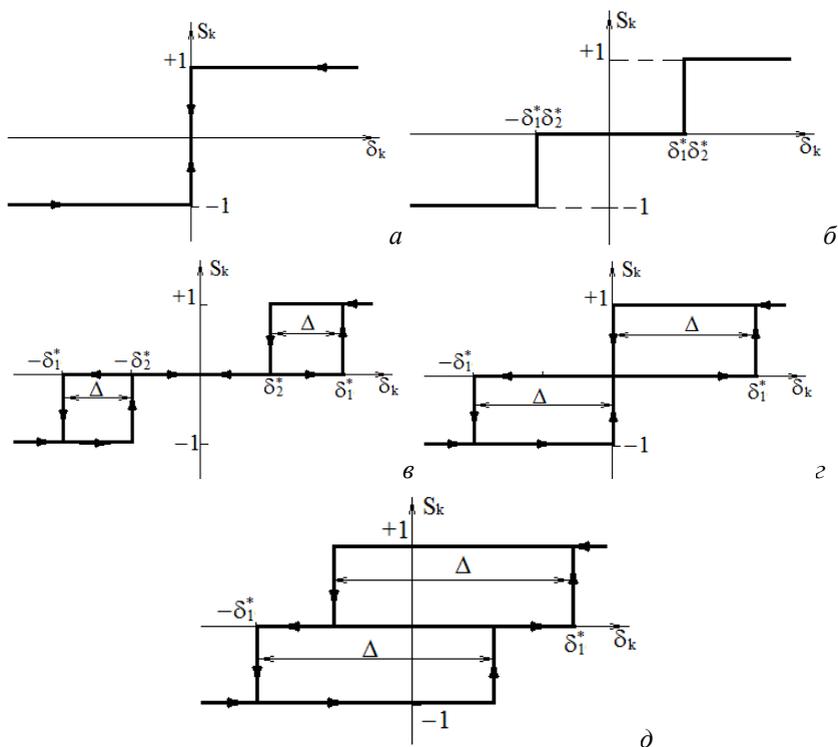


Рис. 10.2. Типы релейных характеристик, реализуемых контроллером в зависимости от соотношения значений δ_1^* и δ_2^*

В процессе промышленной эксплуатации рассмотренного алгоритма цифрового аналога ПИ- и ПИД-законов регулирования выявился один существенный недостаток предложенного алгоритма.

Суть недостатка заключается в следующем. При остановке исполнительного механизма в одном из предельных положений – регулирующей орган открыт на 100% или полностью закрыт – величина рассогласования становится независимой от S_k .

Например, при работе методической печи на предельно возможной производительности температура поверхности нагреваемого металла или

температура рабочего пространства (регулируемый параметр), несмотря на подачу максимально возможного расхода топлива в рабочее пространство, остается ниже заданного значения.

Это приводит за счет воздействия интегральной составляющей закона управления к значительному увеличению значения δ_k .

После изменения знака рассогласования, когда регулируемая величина уже будет больше заданного значения, возникает значительное замедление выхода контура управления на нормальный режим работы.

В этом случае становится реальной возможность возникновения технологических нарушений управляемого процесса.

В данном случае перегрев или оплавление металла за счет задержки с уменьшением расхода топлива. Аналогично возникает задержка с увеличением расхода топлива, если до этого исполнительный механизм длительное время находился в изложении «закрыто полностью».

Увеличение эффективности воздействия S_k за счет увеличения масштабного коэффициента L_M разумно только до известного предела. Чрезмерное увеличение L_M может привести к возникновению колебательного режима при малых рассогласованиях.

Отмеченный недостаток был устранен за счет введения в алгоритм управления ограничения $\delta_{k,\max}$ на величину δ_k в соответствии с условием:

$$\begin{aligned} \delta_k &= \delta_k \text{ при } |\delta_k| < |\delta_{k,\max}|; \text{ и} \\ \delta_k &= \delta_{k,\max} \text{ при } |\delta_k| < |\delta_{k,\max}|; \end{aligned} \quad (10.24)$$

где $\delta_{k,\max}$ – максимально допустимое значение ошибки δ_k в данном контуре управления; хранится в блоке исходных данных.

Значение $\delta_{k,\max}$ выбирается исходя из условия обеспечения движения ИМ в пределах 5–10 с хода ИМ.

10.2. Моделирование работы локальных контуров цифрового регулирования технологическим параметром производственного процесса

Целью моделирования работы контура цифрового управления является:

- проверка работоспособности предложенного метода программной реализации и адаптации управляющего микропроцессорного комплекса к объекту управления;
- выбор наилучшего закона управления;
- определение оптимальных значений параметров динамической настройки контура управления по анализу показателей качества переходного процесса в контуре.

Рассматриваемая рабочая программа моделирования работы контура цифрового управления универсальна, охватывает все многообразие объектов управления и позволяет реально учитывать основные физические параметры проектируемого контура управления.

Программа позволяет по введенным экспериментальным данным определить уравнение статической характеристики объектов с самовыравниванием в виде полинома второй степени. По введенным экспериментальным значениям кривой разгона программа определяет динамические параметры объекта для расчета динамических параметров настройки контура регулирования.

Значения динамических параметров настройки могут быть введены и по запросу программы непосредственно в физических единицах, если они заранее известны.

10.2.1. Структурная схема модели

Для улучшения качества регулирования и повышения оперативности работы контура при остановке исполнительного механизма в крайних положениях в программе предусмотрен режим насыщения (ограничения) интегральной части. Структурная схема моделируемого контура управления технологическим параметром производственного процесса представлена на рис. 10.3.

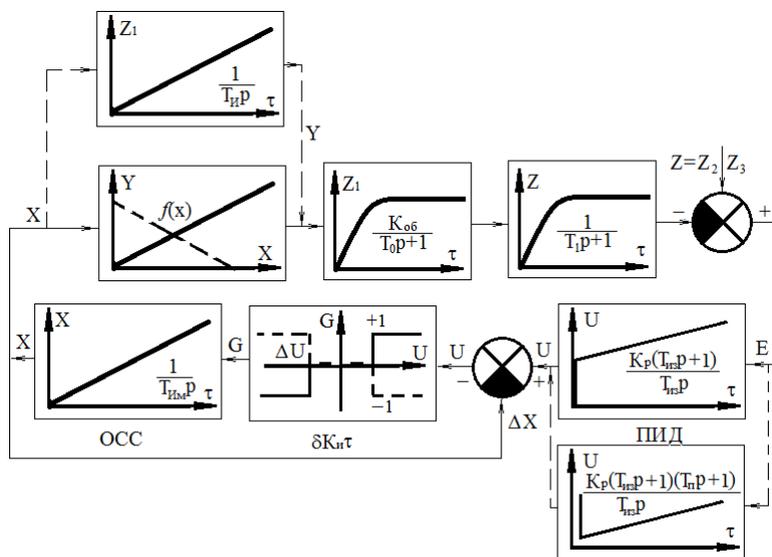


Рис. 10.3. Структурная схема моделируемого контура управления технологическим параметром

Статические свойства объекта управления моделируются в виде функциональной зависимости $Y=f(X)$, где Y – установившееся значение регулируемого параметра; X – значение входного параметра (положение вала исполнительного механизма в % хода).

Инерционные свойства объекта с самовыравниванием идентифицируется аperiodическим звеном первого порядка с передаточной функцией

$$W_1(p) = \frac{K_{об}}{T_0 p + 1}, \quad (10.25)$$

где $K_{об}$ – коэффициент передачи объекта, единица измерения регулируемого параметра /% хода ИМ; T_0 – постоянная времени, с.

Влияние звена запаздывания учитывается введением второго инерционного звена при выполнении условия $T_0 \gg T_1$ с передаточной функции:

$$W_2(p) = \frac{1}{T_1 p + 1}, \quad (10.26)$$

где T_1 – постоянная времени, равная по величине времени запаздывания.

Динамические свойства объекта без самовыравнивания могут быть идентифицированы интегрирующим звеном с передаточной функцией

$$W_u(p) = \frac{1}{T_u p}, \quad (10.27)$$

где T_u – время интегрирования, характеризует установившуюся скорость изменения регулируемого параметра.

Динамические свойства регулятора идентифицируются в зависимости от выбранной структурной схемы объекта передаточными функциями ПИ- или ПИД-законов регулирования. Выбор нужного закона регулирования производился по запросу программы.

Формирование переключающей функции δ , определяющей направление движения исполнительного механизма постоянной скорости, производится с помощью трехпозиционного релейного элемента с регулируемой зоной нечувствительности без гистерезиса.

Трехпозиционный релейный элемент выбирается в зависимости от вида статической характеристики объекта управления. Если с увеличением X значение Y увеличивается, то следует выбирать вид релейной характеристики, показанный на рис. 10.3 сплошной линией.

Если с увеличением X значение Y уменьшается, то следует выбрать вид релейной характеристики, показанный на рис. 10.3 пунктирной линией (обратная релейная характеристика).

Динамические свойства и параметры исполнительного механизма постоянной скорости идентифицируются интегрирующим звеном с передаточной функцией

$$W_{им}(p) = \frac{1}{T_{им}p}, \quad (10.28)$$

где $T_{им}$ – время переключки исполнительного механизма (время движения от одного крайнего положения 0% хода до другого 100%).

Предельные положения выходного вала ИМ ограничены концевыми выключателями. В модели задается скорость исполнительного механизма

$$K_u = \frac{100\%}{T_{им}}, \quad (10.29)$$

тогда текущее значение входного параметра вычисляется в соответствии с условием $X = X_n + K_u \tau$, где X_n – начальное значение X .

Значение входного параметра подается на вход статического блока для вычисления текущего значения $Y = f(x)$ и одновременно в качестве сигнала отрицательной обратной связи (ООС) по положению вала исполнительного механизма поступает на вход релейного трехпозиционного элемента, где вычитается из выходного сигнала формируемого регулятором в соответствии с условием:

$$U' = U - \Delta X(\tau), \quad (10.30)$$

где $\Delta X = \sigma K_u \tau$.

Введение отрицательной обратной связи по положению выходного вала ИМ обеспечивает реализацию условий (10.5) и (10.8), при синтезе цифрового аналога типового закона регулирования.

10.2.2. Описание работы программы расчета переходных процессов в контуре цифрового управления

Текст рабочей программы моделирования регулирования приведен в приложении.

Программа написана на языке Pascal 7.0. Комплектность программы подразумевает обязательное наличие следующих файлов: EGA, VGA, BGT – (5554) – ресурс поддержки дисплеев; SAU.exe – исполняемый модуль.

Начало работы с программой. Перед непосредственным запуском программы на исполнение необходимо удостовериться в наличии файлов ресурсов, входящих в комплект программы в том же каталоге, что и исполняемый модуль программы.

После этого запустить программу на исполнение.

Аналогично допускается запуск программы на исполнение из любой программы-оболочки.

Укрупненный алгоритм работы программы представлен на рис. 10.4.

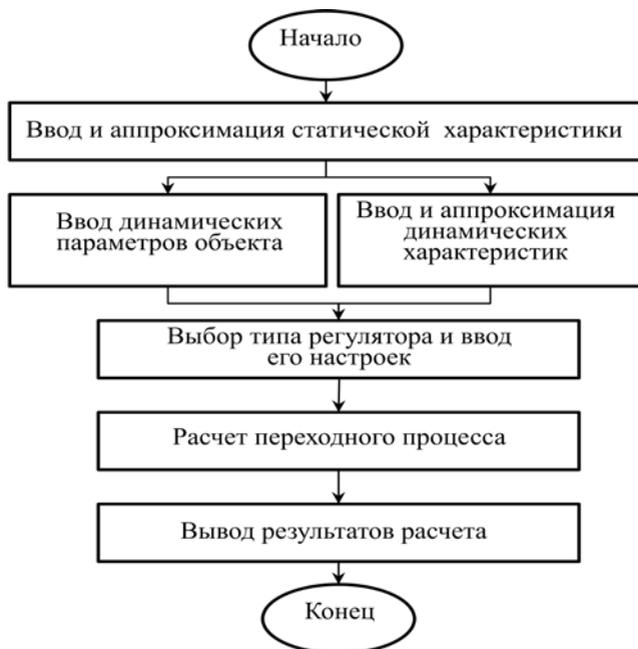


Рис. 10.4. Укрупненный алгоритм работы программы моделирования работы САУ

Рабочая программа позволяет моделировать объекты управления двух видов:

- объекты с самовыравниванием, содержащие до трех инерционных звеньев;
- объекты без самовыравнивания, содержащие интегрирующее звено.

Диалог с программой ведется путем выбора номера пунктов меню, предлагаемого на экране дисплея.

Для выбора соответствующего пункта меню необходимо нажать клавишу, указанную в кавычках. Каждая клавиша имеет следующее назначение:

«1» – аппроксимация статической характеристики объекта управления. В этом пункте меню вводятся экспериментальные точки статической характеристики объекта для аппроксимации характеристики полиномом второго порядка с использованием метода наименьших квадратов. Количество экспериментальных точек не должно быть более 30.

«2» – определение динамических параметров объекта управления $K_{об}$, T_o , T по экспериментальной динамической характеристике (кривой разгона). В этом пункте меню в машину вводятся экспериментальные точки кривой разгона объекта с целью программного расчета по ней значений динамических параметров объекта:

- постоянной времени объекта T_o , с;
- времени запаздывания T , с;
- коэффициента передачи объекта $K_{об}$.

Количество задаваемых экспериментальных точек кривой разгона не должно быть более 30.

«3» – ввод параметров объекта T_o , T , $K_{об}$ и параметров контура управления K_n , Z_3 .

В этом пункте меню вводятся следующие параметры:

- постоянная времени объекта T_o , с;
- время запаздывания объекта T , с;
- коэффициент передачи объекта $K_{об}$ (эти параметры могут быть приняты по результатам расчета в пункте меню «2»);
- средняя скорость ИМ K_n в % хода/с;
- минимальное значение X в % хода ИМ;
- максимальное значение входа X в % хода ИМ;
- заданное значение регулируемого параметра Z_3 .

«4» – выбор интегрирующего звена или выбор инерционных звеньев. Выбор этого пункта меню позволяет ввести в структурную схему управляемого объекта интегрирующее звено для моделирования объекта без самовыравнивания или инерционное звено для моделирования с самовыравниванием.

«5» – ввод постоянной времени T_1 инерционного звена или ввод значения времени-интегрирования T_1 для интегрирующего звена. В зависимости от того, какое звено, интегрирующее или инерционное, включено в структурную схему модели при идентификаций динамических свойств объекта управления, вводится значение постоянной времени T_1 (для объекта второго порядка) или значение времени интегрирования T_n для интегрирующего звена.

«6» – выбор типа релейной характеристики функции переключения управляющего воздействия. Этот пункт меню позволяет выбрать тип переключающей релейной функции формирования направления управляющего воздействия в зависимости от вида статической характеристики объекта управления. Выбор типа релейной характеристики производится в соответствии с рекомендациями, представленными на рис. 10.5.

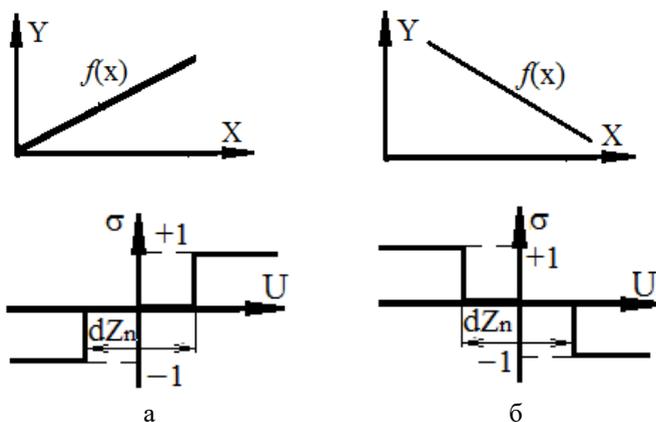


Рис. 10.5. Выбор типа релейной характеристики переключающей функции в зависимости от вида статической характеристики объекта управления при $E=Z_3-Z_2$: а – прямая релейная характеристика; б – обратная релейная характеристика

Если с увеличением входного параметра x значением $Y=f(x)$ увеличивается, то следует использовать характеристику, представленную на рис. 10.5, а. Если с увеличением значения x величина $Y=f(x)$ уменьшается, то следует выбрать релейную характеристику, представленную на рис. 10.5, б.

«7» – меню выбора ПИ- или ПИД-закона регулирования.

Если структурная схема объекта включает инерционное звено первого порядка и звено чистого запаздывания, аппроксимированного приближенно инерционным звеном первого порядка, то для управления таким объектом целесообразно использовать ПИ-регулятор. Если структурная схема объекта управления включает два инерционных звена (объект второго порядка) и звено запаздывания, аппроксимированное инерционным звеном первого порядка, то в данном случае целесообразно в контуре управления использовать ПИД-регулятор.

Если объект управления характеризуется значительной инерционностью ($T_0 > 100$ с) и большим временем запаздывания ($T > 20$ с), то для такого объекта также возможно использование ПИД-регулятора.

«8» – ввод параметров динамической настройки контура регулирования $K_{рег}$, $T_{н.рег}$, $T_{д.рег}$, dZ_n . В пунктах этого меню в машину вводятся в диалоговом режиме следующие параметры регулятора:

- коэффициент передачи регулятора K_p ;
- постоянная времени интегрирования (время изодрома) T_i ;
- постоянная времени дифференцирования (время предварения) T_d , если выбран ПИД-закон регулирования;
- величина зоны нечувствительности релейного элемента dZ_n .

Параметры настройки регулятора выбираются, исходя из рекомендаций методов оптимизации динамических параметров настройки регулятора «ОМ» (оптимума по модулю передаточной функции) или СО (симметричного оптимума).

«9» – расчет переходного процесса. В этом пункте меню программы производится основное действие: расчет переходного процесса в контуре управления. Алгоритм расчета переходного процесса представлен на рис. 10.6.

Для выполнения расчета переходного процесса необходимо выполнить в соответствии с представленным алгоритмом следующие действия:

1. *Ввод начального состояния объекта.* Для объекта без самовыравнивания (имеющего в своем составе интегрирующее звено) необходимо ввести начальное значение выходного параметра Y и начальное положение выходного вала исполнительного механизма X .

Для объектов с самовыравниванием требуется ввести начальное значение выходного параметра. Если оно неизвестно, то необходимо ввести только начальное положение вала исполнительного механизма X , а значение выходного параметра $Y=f(x)$ будет определено в программе автоматически по статической характеристике.

2. *Ввод интервала времени цикла расчета (времени квантования) $dT=\Delta T$.* Этот параметр определяет дискретность выполнения расчетов в программе. Величина периода цикла расчетов зависит от инерционных свойств объекта и принятой скорости исполнительного механизма: чем больше инерционность объекта управления и меньше значение скорости исполнительного механизма, тем больше может быть величина dT .

Для малоинерционных объектов и значительной скорости исполнительного механизма (более 1% хода/с) дискретность расчетов может быть принята меньшей (0,5 – 1 с).

3. *Выбор режима работы регулятора.* В этом пункте меню необходимо выбрать (установить) режим работы регулятора. Первый режим работы регулятора не предусматривает ограничения накопления функции ошибки от воздействия интегральной составляющей закона регулирования.

Это обстоятельство может быть причиной существенного снижения оперативности контура управления.

Для устранения этого нежелательного явления целесообразно выбирать режим работы регулятора с ограничением (насыщением) интегральной части регулятора.

В этом режиме интегральная часть регулятора производит накопление интеграла отклонения регулируемого параметра до порогового значения, ограниченного трехкратным значением выходного параметра регулятора, определяемого воздействием пропорциональной части.



Рис. 10.6. Алгоритм расчета переходного процесса в контуре цифрового регулирования

4. *Выбор режима отображения процесса регулирования.* В пунктах этого меню осуществляется выбор способа вывода траектории графика переходного процесса при регулировании параметра.

Если не требуется вывод графика управляющего воздействия (угол поворота вала исполнительного механизма), то следует выбирать: «Не рисовать график управляющего воздействия регулятора». Если требуется

вывод графика изменения угла поворота вала ИМ в процессе регулирования, то следует выбрать пункт «Рисовать график управляющего воздействия регулятора».

«0» – выход из программы. После ввода всех необходимых данных производится расчет переходного процесса в контуре регулирования. После расчета переходного процесса необходимо выбрать способ отображения данных: на дисплей или на принтер. После вывода расчетных данных в таблицу можно по выбору построить следующие графики:

- график изменения во времени траекторий входного $X(\tau)$ и выходного $Z(x)$ параметров;
- фазовый портрет контура регулирования.

Этот вид графика представляет собой траекторию изменения регулируемого параметра $Z(x)$ как функцию входного параметра X .

После последовательного вывода нужных графиков программа возвращается в исходное состояние и готова к расчету при новых заданных параметрах.

10.2.3. Пример расчета переходного процесса в контуре цифрового управления по программе

Необходимым критерием правильности выполнения вычислительных операций расчета траекторий $Z(\tau)$ и $X(\tau)$ в цифровом локальном контуре регулирования является совпадение результатов расчета по созданной программе и контрольного расчета, выполненного вручную.

Необходимо помнить следующее: совпадение результатов расчета свидетельствует только о правильности выполнения вычислений по программе, но совсем не гарантирует получение правильного результата. И в программе, и при ручном расчете может быть допущена одна и та же ошибка принципиального характера.

Правильный результат должен соответствовать экспериментальным результатам. Это достаточный критерий.

Расчет контрольного примера необходим для выяснения физической сущности и реализуемости выполнения вычислений по заданной программе. Это уменьшает вероятность появления ошибок программы.

В качестве примера расчета рассмотрим контур регулирования удельной влажности концентрата на выходе из смесителя шихты исходного продукта.

Контур управления характеризуется следующими параметрами и условиями функционирования. Смеситель представляет собой объект с самовыравниванием. Для контрольного примера определены следующие значения исходных данных:

- постоянная времени объекта $T_0=100$ с;
- общее время запаздывания $\tau_3=30$ с;

- средняя скорость исполнительного механизма, изменяющего подвод воды на увлажнение, – 1% хода/с;
- диапазон возможного хода ИМ от 0 до 100 %;
- заданное значение влажности концентрата на выходе из печи 500 г/м³;
- величина зоны нечувствительности $dZ_n=30$ г/м³;
- начальное значение положения ИМ 10% хода;
- время дискретности расчета $dT=1$ с;
- статическая характеристика объекта линейная и определена уравнением $Y=10 \cdot X$, отсюда при $X_n=10$ % $Y_n=100$ г/м³; $K_{об}=10$ г/м/% хода.

Введем следующие обозначения (принятые в предлагаемой программе):

- T – текущее время;
- X – входная величина % хода вала ИМ – управляющее воздействие;
- X_n – начальное положение вала ИМ;
- Y – установившееся значение регулируемой величины в соответствии со статической характеристикой $Y=f(x)$;
- Z – выходная величина (контролируемая измерительным прибором);
- E – величина рассогласования ($E=Z_{зд}-Z$);
- F – величина интеграла рассогласования;
- U – управляющее воздействие, формируемое на выходе регулятора в соответствии с принятым законом управления;
- σ – сигнум-функция релейного элемента регулирующего устройства;
- dZ_1, dZ_2 – производные после первого и второго инерционных звеньев. Причем $dZ_2= dZ$, т.к. $Z_2=Z$;
- T_0 – постоянная времени;
- $T_1=\tau_3$ – время запаздывания.

Поскольку управляемый объект обладает свойствами самовыравнивания и характеризуется одной инерционностью и временем запаздывания, то для управления целесообразно использовать ПИ-закон регулирования. Для оптимизации динамической настройки контура управления в этом случае можно использовать метод оптимума передаточной функции ОМ. В соответствии с этим методом оптимальные значения параметров регулятора будут следующими:

$$T_{u,om} = T_o, \quad K_{p,om} = \frac{T_o}{2K_{об}\tau_3}.$$

Подставив соответствующие значения, получим:

$$T_{u, \text{opt}} = 100 \text{ с}, \quad K_{p, \text{opt}} = \frac{100}{2 \cdot 10 \cdot 30} = 0,167.$$

Для повышения оперативности работы контура управления в контрольном примере принимаем следующие параметры настройки регулятора, увеличив значения K_p и $T_{из}$:

$$T_u = 200 \text{ с}, \quad K_p = 0,7 \frac{\% \text{ хода}}{\text{с}/\text{м}^3}.$$

Примечание. Существенное увеличение значения K_p по сравнению с $K_{p, \text{opt}}$, должно, кроме повышения быстродействия контура, привести к возникновению колебательного режима.

Для частичной компенсации этого нежелательного явления значение $T_u = 200$ с принято в два раза большим, чем $T_{u, \text{opt}}$. В начальный момент времени при $T=0$

$$X = X_u = 10\%, \quad Y = Y_u = Z = 100 \frac{\text{с}}{\text{м}^3}, \quad F_u = 0.$$

В момент времени $T=0$ было изменено задание до $Z_{зд} = 500 \text{ г}/\text{м}^3$.

$$E = Z_{зд} - Z = 500 - 100 = 400 \frac{\text{с}}{\text{м}^3};$$

$$U = K_{кр} \cdot \left(E + \frac{F}{T_u} \right) = 0,7(400 + 0) = 280;$$

$$F = F_u + dT \cdot E = 0 + 1 \cdot 400 = 400.$$

Величина выходного управляющего параметра с учетом отрицательной обратной связи по положению ИМ будет:

$$U' = U - \sigma \cdot K_u \cdot T \text{ или } U' = U - (X_u + \sigma K_u T).$$

Примечание. Наиболее правильно в качестве сигнала отрицательной обратной связи по положению ИМ использовать сигнал $\sigma K_u T$. При значительных сигналах рассогласования и при начальном положении ИМ, близким к нулевому (до 15% хода), можно при формировании сигнала ООС по положению ИМ использовать выражение $X_u + \sigma K_u T$. В нашем конкретном случае имеем при $T=0$

$$U' = U - X = 280 - 10 = 270.$$

Так как $U > dZ_n$ ($280 > 30$), то $\sigma=1$, т.е. исполнительный механизм начинает движение в направлении увеличения X («Больше»). При $T=1$ с

$$T = T + dT = 0 + 1 = 1с,$$

$$X = X_n + \sigma K_n T = 10 + 1 \cdot 1 \cdot 1 = 11\%;$$

$$Y = 10 \cdot X = 10,0 \cdot 11 = 110 \frac{г}{м^3}.$$

Для расчета выходного параметра $Z_2=Z$ нужно последовательно просчитать выходные величины всех инерционных звеньев, входящих в структурную схему объекта, и их производные, которые в начальный момент времени равны нулю. Поскольку при $T < 0$ контур находился в установившемся состоянии, т.е. все переходные процессы в нем были завершены, то $dZ_1=0$, $dZ_2=0$ при $T=0$.

Выходное значение первого инерционного звена Z_1 вычисляем в соответствии с условием

$$Z_1 = Z_{1np} + dZ_1 \cdot dT = 100,0 + 0 \cdot 1 = 100,$$

где Z_{1np} – значение выходного параметра звена в предыдущий момент времени. Так как при $T=0$ $Z_1=Y_n=100$, то имеем $Z_{1np}=100$.

$$Z_2 = Z_{2np} + dZ_2 \cdot dT = 100,0 + 0 \cdot 1 = 100,$$

где Z_{2np} – значение Z_2 в предыдущий ($T=0$) момент времени, равно $Z_1=Y_n=100$.

В момент времени $T=1$ можно рассчитать значения производных по формулам:

$$dZ_1 = \frac{Y - Z_1}{T_o} = \frac{110 - 100}{100} = 0,1,$$

$$dZ_2 = \frac{Z_1 - Z_2}{T_1} = \frac{100 - 100}{30} = 0.$$

Выходная величина объекта $Z=Z_2=100$ г/м³. Сигнал рассогласования $E = 500 - 100 = 400$ г/м³.

$$U = 0,7 \left(400 + \frac{400}{200} \right) = 281,4;$$

$$F = 400 + 1 \cdot 400 = 800;$$

$$U' = 281,4 - 11 = 270,4.$$

Так как $U' > dZ_n$, то $\sigma = 1$.

При $T=2$ с:

$$X = 10 + 1 \cdot 2 \cdot 1 = 12\%; Y = 10,0 \cdot 12 = 120 \frac{\text{г}}{\text{м}^3};$$

$$Z_1 = 100,0 + 0,1 = 100,01 \frac{\text{г}}{\text{м}^3}; Z_2 = 100,0 + 0 \cdot 1 = 100 \frac{\text{г}}{\text{м}^3} = Z;$$

$$dZ_1 = \frac{120 - 100}{100} = 0,199 \frac{\text{г}}{\text{м}^3}, dZ_2 = \frac{100,1 - 100}{30} = 0,003 \frac{\text{г}}{\text{м}^3};$$

$$E = 500 - 100 = 400 \frac{\text{г}}{\text{м}^3}; U = 0,7 \left(400 + \frac{800}{200} \right) = 282,8;$$

$$F = 800 + 1 \cdot 400 = 1200; U' = 282,8 - 12 = 270,8.$$

Так как $U' > dZ_n$, то $\sigma = 1$.

При $T=3$ с:

$$X = 10 + 1 \cdot 3 \cdot 1 = 12\%; Y = 10,0 \cdot 13 = 130 \frac{\text{г}}{\text{м}^3};$$

$$Z_1 = 100,1 + 0,199 = 100,299; Z_2 = 100,0 + 0,003 \cdot 1 = 100,003;$$

$$dZ_1 = \frac{130 - 100,299}{100} = 0,297, dZ_2 = \frac{100,299 - 100,003}{30} = 0,009;$$

$$E = 500 - 100,003 = 399,997;$$

$$U = 0,7 \left(399,997 + \frac{1200}{200} \right) = 284,1978;$$

$$F = 1200 + 1 \cdot 399,997 = 1599,997; U' = 275,798 - 13 = 262,798.$$

Так как $U' > dZ_n$, то $\sigma = 1$.

При $T=4$ с:

$$X = 10 + 1 \cdot 4 \cdot 1 = 12\%; Y = 10,0 \cdot 14 = 140 \frac{\text{г}}{\text{м}^3};$$

$$Z_1 = 100,299 + 0,297 = 100,596; Z_2 = 100,03 + 0,009 = 100,012;$$

$$dZ_1 = \frac{140 - 100,596}{100} = 0,394, dZ_2 = \frac{100,596 - 100,012}{30} = 0,019;$$

$$E = 500 - 100,012 = 399,988; U = 0,7 \left(399,998 + \frac{1599,997}{200} \right) = 274,392;$$

$$F = 1599,997 + 1 \cdot 399,988 = 1999,985; U' = 274,392 - 14 = 260,392.$$

Так как $U' > dZ_n$, то $\sigma = 1$.

Аналогичным образом производится дальнейший расчет для любого момента времени. Для сравнения результатов ручного и программного расчетов в табл. 10.1 приведены результаты работы программы для первых пяти шагов.

Таблица 10.1

Расчет переходного процесса в контуре регулирования влажности конденсата

| | Шаг 1 | Шаг 2 | Шаг 3 | Шаг 4 | Шаг 5 |
|-----------------|-------|-------|-------|----------|----------|
| T | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| X | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 |
| Y | 100 | 110 | 120 | 130 | 140 |
| Z ₁ | 100 | 100 | 100,1 | 100,299 | 100,696 |
| Z ₂ | 100 | 100 | 100 | 100,003 | 100,012 |
| dZ ₁ | 0 | 0,1 | 0,199 | 0,297 | 0,394 |
| dZ ₂ | 0 | 0 | 0,003 | 0,009 | 0,019 |
| E | 400 | 400 | 400 | 299 | 399,988 |
| U | 280 | 281,4 | 282,8 | 276,798 | 274,392 |
| F | 400 | 800 | 1200 | 1599,997 | 1999,985 |
| σ | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Сравнение результатов расчетов показывает их достаточно точное совпадение. Это свидетельствует об отсутствии ошибок при выполнении вычислительных (и логических) операций в программе.

Переходный процесс в моделируемом контуре шарового регулирования влажности концентрата на выходе из смесителя, полученный по результатам расчета $Z(\tau)$ и $X(\tau)$, показан на рис. 10.7.

Анализ полученного результата показывает, что увеличение K_p позволило получить значение $\tau_{p1} < 200$ с, но перерегулирование достигает 180 г/м^3 , т.е. практически 45 %. Переходный процесс в контуре при таком

достаточно глубоком возмущении закончится практически через 1200 с, а окончательно через 2000 с. Это объясняется значительной величиной $T_{и}$.

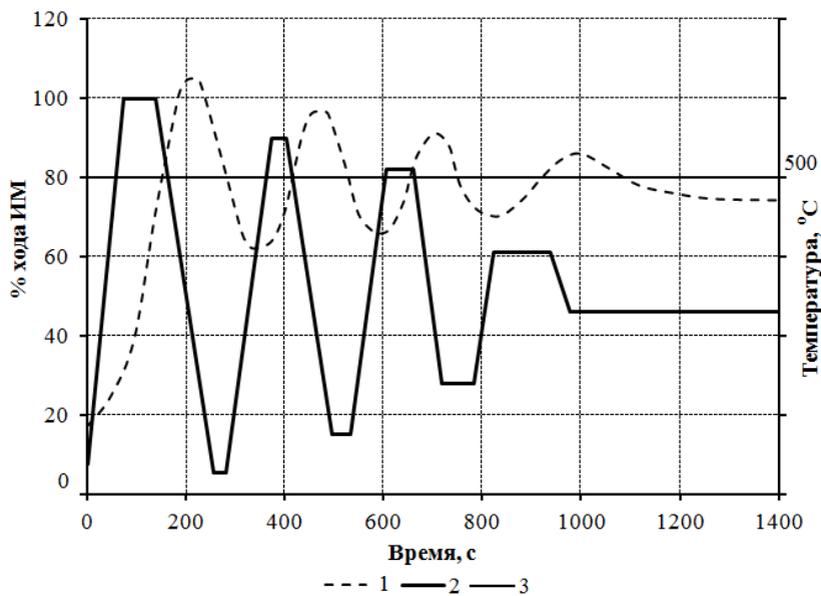


Рис. 10.7. Переходный процесс в моделируемом контуре цифрового регулирования: 1 – регулируемый параметр; 2 – управляющее воздействие; 3 – температура объекта

10.3. Исследование цифровых контуров регулирования технологических параметров производственных процессов с целью оптимизации параметров переходного процесса

10.3.1. Общие сведения

Как показали многочисленные теоретические расчеты и их экспериментальная проверка на лабораторных стендах, реально имитирующих работу контуров управления технологическими параметрами, оптимальные значения динамических параметров настройки контуров управления, определенные по методу ОМ, всегда позволяют получать переходные процессы затухающего колебательного вида, т.е. гарантированно устойчивые.

Иногда показатели качества переходных процессов при этом отличаются от типовых в худшую сторону.

В качестве иллюстрации высказанного положения на рис. 10.8 приведены расчетные (полученные с помощью программы из приложе-

ния) траектории изменения входного $X(\tau)$ и выходного $Z(\tau)$ параметров контура регулирования температуры рабочего пространства печи. В цифровом контуре регулирования использован ПИ-регулятор объекта управления, динамические свойства которого идентифицированы следующими параметрами:

- постоянная времени объекта $T_o=50$ с;
 - время запаздывания $T_1=\tau_3=5$ с;
 - коэффициент передачи объекта $K_{об}=10$ 0С/% хода ИМ.
- Уравнение статической характеристики объекта:

$$Y(x) = 30,0642 + 18,2814x - 0,0878x^2.$$

Контур цифрового регулирования дополнительно характеризуем следующими параметрами:

- зона нечувствительности контура $\Delta Z_{н}=20$ °С;
- исходное (начальное) состояние объекта $Z_{н}=550$ °С;
- заданное значение регулируемого параметра $Z_3=700$ °С;
- пределы возможного хода ИМ $X \in [0; 100]$ % хода ИМ;
- средняя скорость ИМ $K_{И}=1$ % хода/с.

В соответствии с рекомендацией метода оптимизации динамических параметров ОМ [13] определены оптимальные значения динамических параметров настройки ПИ-регулятора:

$$T_{u,omt} = T_o = 50 \text{ с}; K_{p,omt} = \frac{T_o}{2K_{об}\tau_3} = \frac{50}{2 \cdot 10 \cdot 5} = 5 \frac{\% \text{ хода}}{^{\circ}\text{С}}.$$

Анализ показателей качества переходного процесса (см. рис. 10.8) дает результаты:

$$\tau_{p1} = 52,7 \text{ с}; \tau_{p2} = 266,3 \text{ с}; \Delta Z_{\max} = 76 \text{ \%}.$$

Траектория переходного процесса имеет значительное максимальное отклонение и, как следствие этого, колебательный затухающий режим изменения $Z(\tau)$ и $X(\tau)$.

Причиной такого значительного отклонения показателей качества переходных процессов от типовых, характерных для метода ОМ, могут быть:

- существенные величины значений T_o , τ_3 и нелинейность статической характеристики объекта управления;
- метод ОМ предполагает достаточно быстрое управление (для электрических цепей и электронных регуляторов) с большими пусковыми токами;

- в контурах управления инерционными теплофизическими процессами функция $X(\tau)$ зависит от времени и определяется значением скорости перемещения ИМ с постоянной скоростью $X(\tau) = X_n + cK_n\tau$.

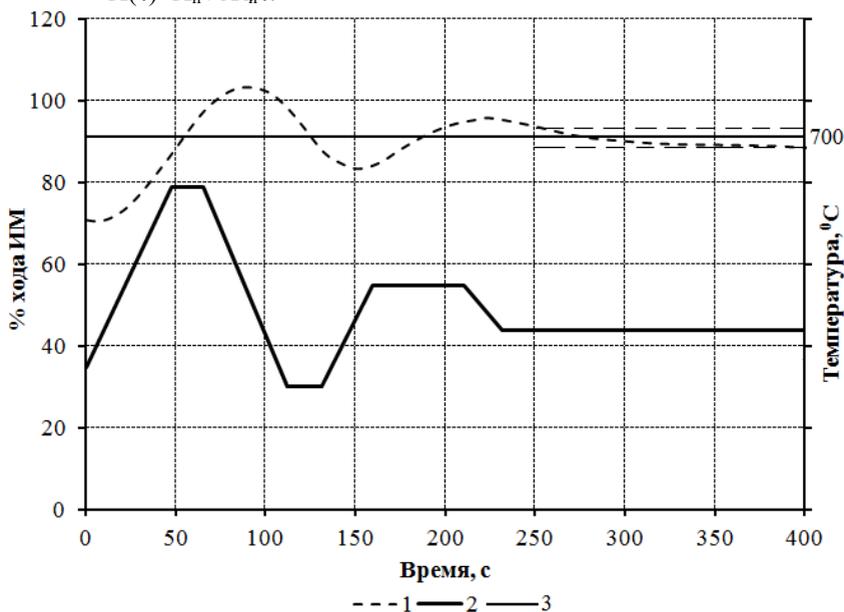


Рис. 10.8. Траектория изменения параметров в контуре регулирования, оптимизированном по методу ОМ при $K_p = K_{p,опт} = 0,5$ % хода/ $^{\circ}C$, $T_n = T_{n,опт} = 50$ с, $\tau_{p1} = 52,7$ с, $\tau_{p2} = 266,3$ с, $\Delta Z = 76\%$: 1 – выходной параметр; 2 – входной параметр; 3 – температура объекта

В контурах управления технологическими параметрами производственных процессов скорость исполнительного механизма K_n становится важным динамическим параметром настройки контура управления.

Величину этого параметра необходимо учитывать при оптимизации значений динамических параметров настройки цифровых контуров управления.

Определим влияние скорости исполнительного механизма на показатели качества переходного процесса:

- τ_{p1} – первое время регулирования (время первого достижения регулируемым параметром заданного значения);
- τ_{p2} – время окончания процесса регулирования (время устойчивого достижения регулируемым параметром зоны нечувствительности);

- ΔZ_{\max} – величина перерегулирования (максимальное отклонение регулируемого параметра от заданного значения в % от возмущения по заданию).

Рассмотрим процесс регулирования при различных $K_{\text{и}}$. На рис. 10.9 представлены расчетные траектории изменения регулируемого параметра $Z(\tau)$ и текущего положения ИМ $X(\tau)$ при постоянных значениях параметров настройки ПИ-регулятора $K_{\text{р}}=K_{\text{р,опт}}=0,5 \text{ \% хода}/^{\circ}\text{C}$, $T_{\text{и}}=2T_{\text{и,опт}}=100 \text{ с}$ и различных значениях $K_{\text{и}}$.

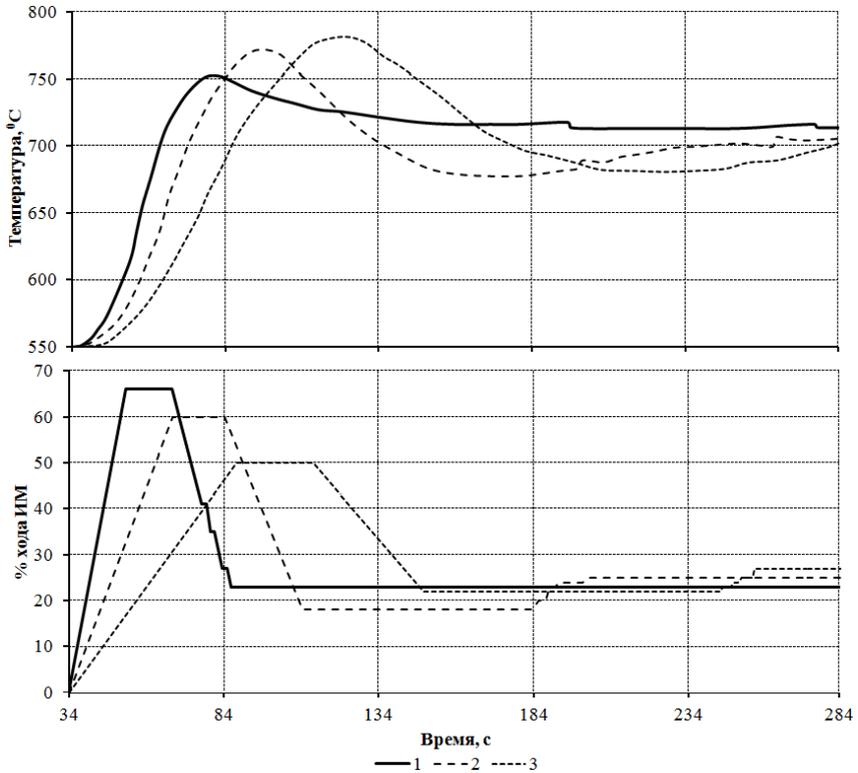


Рис. 10.9. Траектории регулируемого параметра и текущего положения ИМ при различных значениях скорости $K_{\text{и}}$ и постоянных значениях параметров настройки ПИ-регулятора $K_{\text{р}}=K_{\text{р,опт}}=0,5 \text{ \% хода}/^{\circ}\text{C}$, $T_{\text{и}}=2T_{\text{и,опт}}=100 \text{ с}$: 1 – $K_{\text{и}}=2$; 2 – $K_{\text{и}}=1$; 3 – $K_{\text{и}}=0,5 \text{ \%}/\text{с}$

Увеличение значения времени издрома $T_{\text{и}}$ в два раза по сравнению с оптимальным, рекомендуемым методом ОМ [13], практически не

оказало влияния на показатели τ_{p1} и τ_{p2} , но величина перерегулирования при $T_n=100$ с уменьшилась в 1,3 раза (было 75%, стало 40,5% при $K_n=1$).

Параметры объекта и контура регулирования приняты равными параметрам, используемым при расчете переходного процесса, представленного на рис. 10.7. Полученные показатели качества переходных процессов приведены в табл. 10.2.

Таблица 10.2

Показатели качества переходных процессов

| $K_n, \%/с$ | $\tau_{p1}, с$ | $\tau_{p2}, с$ | $\Delta Z_{max}, ^\circ C$ | $\Delta Z_{max}, \%$ |
|-------------|----------------|----------------|----------------------------|----------------------|
| 0,5 | 72,0 | 300,8 | 69,0 | 46,0 |
| 1,0 | 52,8 | 233,6 | 60,8 | 40,5 |
| 2,0 | 40,0 | 124,8 | 44,6 | 29,7 |

Увеличение скорости исполнительного механизма при всех прочих равных условиях приводит к улучшению всех показателей качества переходного процесса.

При синтезе локальных контуров управления с исполнительными механизмами постоянной скорости целесообразно в контуре использовать импульсное коммутирующее устройство (ИКУ), обеспечивающее дискретный режим работы ИМ за счет изменения продолжительностей импульсов τ_n и пауз τ_n его работы при постоянной длительности цикла $\tau_n + \tau_n = \text{const}$. Причем продолжительность τ_n не должна быть меньше цикла работы ПЛК (для «Ремиконт Р-130» 0,2 с).

10.3.2. Влияние динамических параметров настройки контура с ПИ-регулятором на показатели качества переходных процессов

Существенным преимуществом программной реализации цифровых контуров управления на УВМ перед аналоговыми техническими средствами является сравнительная простота реализации (программно) импульсного коммутирующего устройства (ИКУ), используемого для изменения (уменьшения от максимально возможной $K_{n,max}$) средней скорости исполнительного механизма.

При программировании работы ИКУ необходимо учитывать следующие рекомендации, полученные на основании обобщения опыта продолжительной эксплуатации контуров управления в производственных условиях.

1. Продолжительность работы цикла расчета управляющего воздействия зависит от инерционных свойств объекта и не должна превышать 1 – 5 с.

2. При выборе продолжительности цикла расчета 1 с минимальное значение средней скорости движения ИМ не должно быть меньше

$0,1K_{и.маx}$, где $K_{и.маx}$ – максимально возможная скорость перемещения ИМ, которая определяется технической характеристикой ИМ и получается при непрерывном движении ИМ постоянной скорости в течение всего цикла расчета, т.е. 1 с.

3. Минимально возможная продолжительность включения ИМ в пределах одного цикла расчета зависит от конструктивных особенностей ИМ и не должна быть меньше 0,2 с. При более коротком управляющем импульсе ИМ просто может не отреагировать на управляющую команду.

Программная реализация цифрового регулирования позволяет обеспечить реализацию контура, в котором средняя скорость ИМ является переменной, точнее, пропорциональной величине отклонения текущего значения регулируемого параметра от заданного значения. В этом случае при составлении рабочей программы функционирования ИКУ в программе следует реализовать пропорциональную зависимость вида:

$$\bar{K}_u = k\xi(\tau); 0,1K_{и.маx} < \bar{K}_u(\tau) < K_{и.маx},$$

где \bar{K}_u – текущая средняя скорость ИМ; k – коэффициент пропорциональности; $\xi(\tau)$ – текущее значение сигнала рассогласования. Как показывает практика эксплуатации цифровых контуров управления, более удобным является использование ИКУ, обеспечивающее постоянную среднюю скорость ИМ, т.е. постоянной \bar{K}_u .

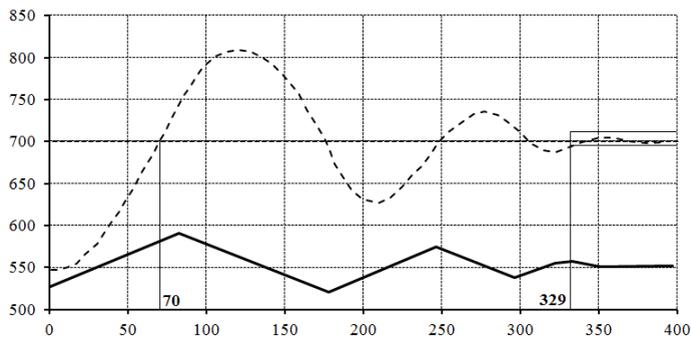
Обязательным условием нормальной работы цифрового контура является наличие верхнего предела ограничения интеграла рассогласования при реализации ПИ- или ПИД-законов регулирования.

Рассмотрим влияние основных динамических параметров контура K_n , K_p и T_n на показатели качества переходного процесса в контуре регулирования температуры объекта, динамические и статические характеристики которого приведены в предыдущем разделе. Остальные параметры и условия функционирования контура аналогичны рассмотренному ранее случаю.

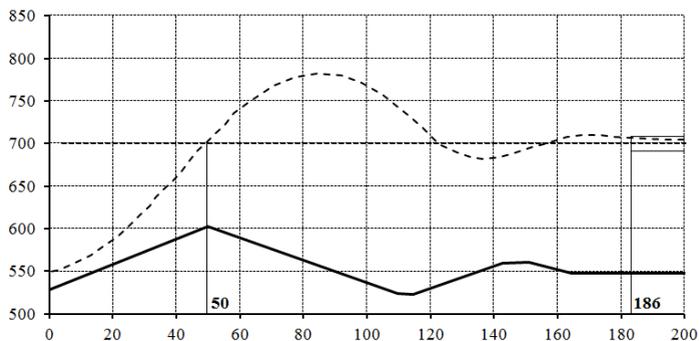
За исходные (базовые) значения динамических параметров регулятора приняты значения $K_{p,опт}$ и $T_{и,опт}$, определенные в соответствии с рекомендацией метода. В нашем случае $K_{p,опт}=0,5\%$ и $T_{и,опт}=50$ с.

Расчетные траектории изменения регулируемого параметра $Z(\tau)$ и текущего положения исполнительного механизма $X(\tau)$ при оптимальных значениях параметров ПИ-регулятора для различных значений скорости ИМ представлены на рис. 10.10. На рис. 10.10 введены обозначения: 1 – траектория входного параметра; 2 – траектория выходного параметра; 3 – требуемая температура объекта.

Анализ вида переходного процесса на рис. 10.10, а при минимальной скорости перемещения ИМ $K_{им}=0,5\%/с$ показывает наличие существенного перерегулирования и, как следствие, увеличенной продолжительности переходного процесса. При этом переходный процесс характеризуется следующими параметрами: $\tau_{p1}=70$ с; $\tau_{p2}=329$ с; $\Delta Z_{max}=71\%$.



а



б

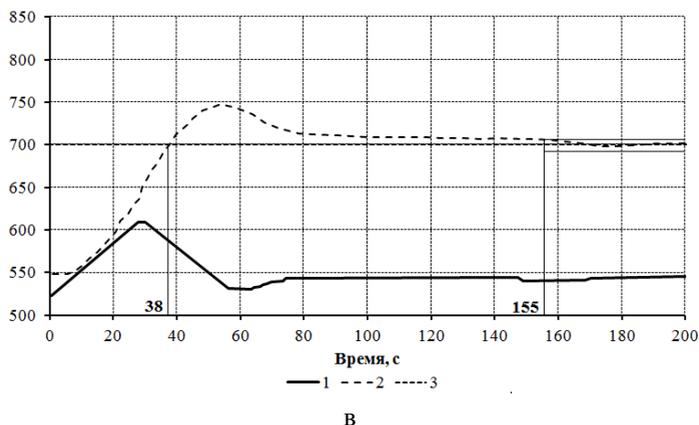


Рис. 10.10. Расчетные траектории при постоянных значениях $K_p = K_{p,опт}$ и $T_{и} = T_{и,опт}$ и различных $K_{и}$: а – $K_{и}=0,5$; б – $K_{и}=1,0$; в – $K_{и}=2,0$ %/с

Увеличение скорости перемещения ИМ в два раза $K_{и}=1$ %/с (рис. 10.10, б) привело к некоторому снижению перерегулирования до 54,5 % и повышению быстродействия контура $\tau_{p1}=50$ с. Также произошло уменьшение длительности процесса регулирования до $\tau_{p2}=186$ с, т.е. в 1,77 раза по сравнению с предыдущим.

Увеличение скорости перемещения ИМ еще в два раза до $K_{и}=2$ %/с обеспечило еще большее улучшение показателей качества переходного процесса (рис. 10.10, в). Полученные величины $\tau_{p1}=38$ с, $\tau_{p2}=155$ с, $\Delta Z_{max}=32,1$ %, хотя и превышают типовые значения для метода ОМ, являются вполне приемлемыми.

В контуре управления на рис. 10.10, в практически отсутствуют колебания регулируемого параметра. Вид траектории переходного процесса указывает на существенное влияние статической ошибки регулирования, что ведет к затягиванию переходного процесса. Положение усугубляется влиянием интегральной части регулятора (увеличение значения $X(\tau)$ на участке от 75 до 150 с).

Для уменьшения влияния интегральной составляющей в ПИ-законе целесообразно увеличить величину $T_{и}$.

Расчетные траектории изменения регулируемого параметра $Z(\tau)$ и входного параметра $X(\tau)$ при $K_p = K_{p,опт}$ и $T_{и} = 2T_{и,опт} = 100$ с для различных значений скорости $K_{и} = 1$ и 2 %/с представлены соответственно на рис. 10.11 а, б. На рис. 10.11 введены обозначения: 1 – траектория входного параметра; 2 – траектория выходного параметра; 3 – требуемая температура объекта.

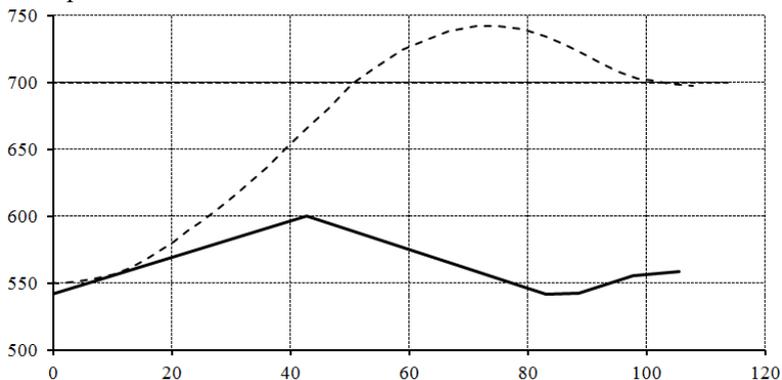
Сравнение траекторий на рис. 10.11, а и 10.10, б и рис. 10.11, б и 10.10, в показывает, что увеличение в два раза значения $T_{и}$ при неизменном значении коэффициента регулятора $K_p = K_{p,опт}$ приводит к сокращению продолжительности процесса регулирования практически в два раза.

Уменьшение влияния интегральной части ПИ-регулятора по сравнению с предыдущим случаем для рис. 10.10, б, в, не оказало существенного влияния на быстродействие контура управления.

Значения для соответствующих значений $K_{и}$ остались практически неизменными. Увеличение значения $T_{и} = 2T_{и,опт}$ оказало благоприятное влияние на величину перерегулирования. В обоих случаях перерегулирование ΔZ_{max} значительно уменьшилось:

| | | |
|-------------------|------------------|--------------------|
| | $T_{и,опт}=50$ с | $2T_{и,опт}=100$ с |
| $K_{и} = 1,0$ %/с | 54,5 | 28,2 |
| $K_{и} = 2,0$ %/с | 32,1 | 13,1 |

Переходный процесс, представленный на рис. 10.11, б с параметрами $\tau_{P1}=39$ с, $\tau_{P2}=63$ с, $\Delta Z_{max}=13,1$ % при $K_{и}=2,0$ %/с, можно считать вполне приемлемым.



а

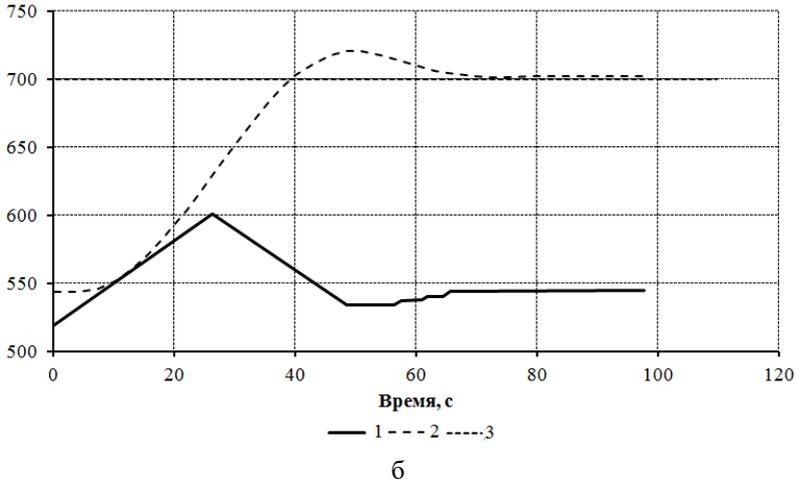


Рис. 10.11. Траектории изменения $Z(\tau)$ и $X(\tau)$ при $K_p = K_{p,опт}$ и $T_i = 2T_{i,опт}$ и различных K_i : а – $K_i = 1,0$; б – $K_i = 2,0$ %/с

Из сказанного можно сделать предварительный вывод: для улучшения показателей качества переходных процессов в цифровом контуре управления с постоянной скоростью исполнительного механизма целесообразно устанавливать рациональную по возможности большую скорость ИМ и увеличивать значение времени интегрирования (изодрома) в два раза по сравнению с величиной, определенной в соответствии с методом ОМ.

Вторым основным параметром настройки ПИ-регулятора является коэффициент передачи K_p . Исследуем влияние значения K_p на показатели качества переходных процессов в контуре регулирования.

Траектории изменения регулируемого параметра $Z(\tau)$ и текущего положения исполнительного механизма $X(\tau)$ при постоянных значениях $K_p = 2K_{p,опт}$ и $T_i = 2T_{i,опт}$ и различных скоростях ИМ представлены на рис. 10.12.

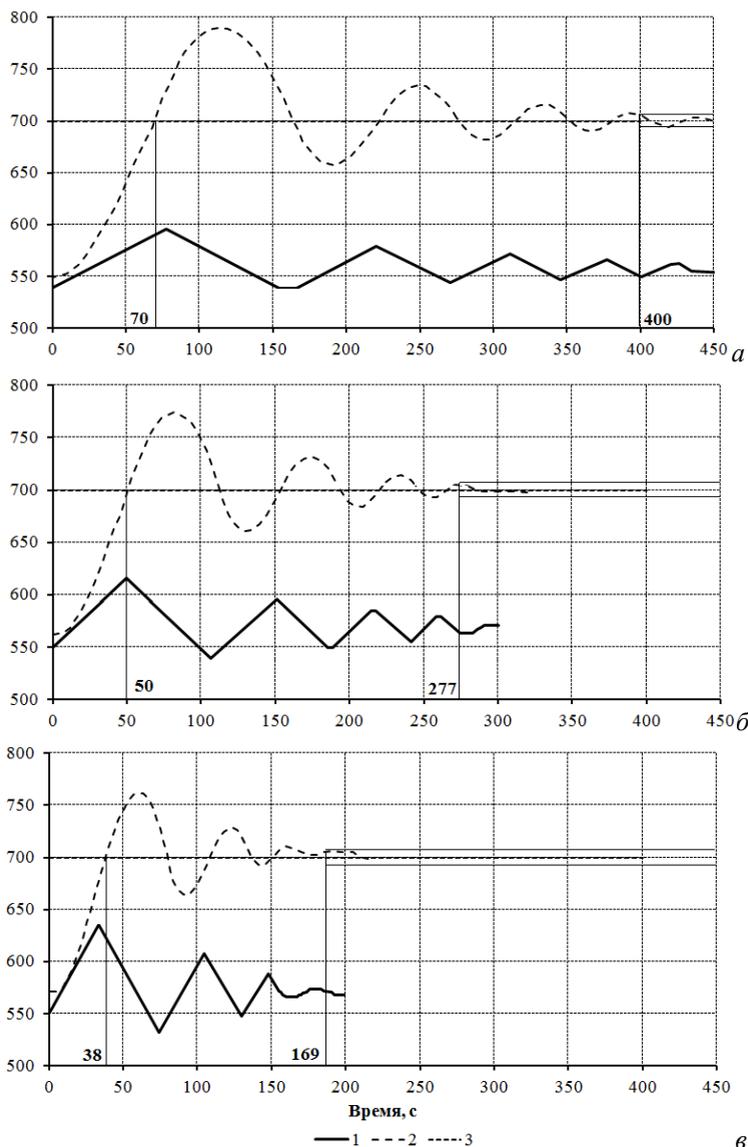


Рис. 10.12. Траектории изменения $Z(\tau)$ и $X(\tau)$ при $K_p = 2K_{p, \text{опт}}$ и $T_{\text{и}} = 2T_{\text{и, опт}}$ и различных $K_{\text{и}}$: а – $K_{\text{и}} = 0,5$; б – $K_{\text{и}} = 1,0$; в – $K_{\text{и}} = 2,0$ %/с

Увеличение значения K_p в два раза приводит к появлению колебательного затухающего режима изменения $Z(\tau)$ и $X(\tau)$. Степень затухания

колебаний и амплитуда колебаний входного и выходного параметров зависят от скорости перемещения исполнительного механизма.

При малой скорости $K_n=0,5 \text{ \%}/\text{с}$ и $K_p=2K_{p,\text{опт}}=1 \text{ \%}$ и $T_n=2T_{n,\text{опт}}=100 \text{ с}$ показатели качества переходного процесса (рис. 10.12, а): $\tau_{p1}=70 \text{ с}$; $\tau_{p2}=400 \text{ с}$; $\Delta Z_{\text{max}}=60,1 \text{ \%}$.

Увеличение продолжительности процесса регулирования объясняется колебательным видом переходного процесса с низкой степенью затухания 0,34.

Увеличение скорости K_n до $1\%/с$ приводит к незначительному улучшению показателей переходного процесса (рис. 10.12, б): $\tau_{p1}=50 \text{ с}$; $\tau_{p2}=277 \text{ с}$; $\Delta Z_{\text{max}}=54,6 \text{ \%}$.

При $K_n=1\%/с$ увеличивается амплитуда колебаний входного параметра в 1,5 раза.

Траектории изменения $Z(\tau)$ и $X(\tau)$ при $K_n=2,0 \text{ \%}/\text{с}$; $K_p=2K_{p,\text{опт}}=1 \text{ \%}$ и $T_n=2T_{n,\text{опт}}=100 \text{ с}$ представлены на рис. 10.12, в. Процесс характеризуется следующими параметрами: $\tau_{p1}=38 \text{ с}$; $\tau_{p2}=167 \text{ с}$; $\Delta Z_{\text{max}}=47,3 \text{ \%}$.

Из анализа полученных результатов оценок качества переходных процессов на рис. 10.12 следует вывод: увеличение значения K_p по сравнению с величиной, рассчитанной по методу ОМ, нецелесообразно, т.к. приводит к ухудшению показателей качества переходного процесса в контуре управления даже при увеличенных значениях $T_n=2T_{n,\text{опт}}$.

Поскольку увеличение значения K_p нецелесообразно, исследуем переходные процессы при уменьшении коэффициента передачи регулятора до $K_p=0,5K_{p,\text{опт}}=0,25 \text{ \%}/\text{с}$.

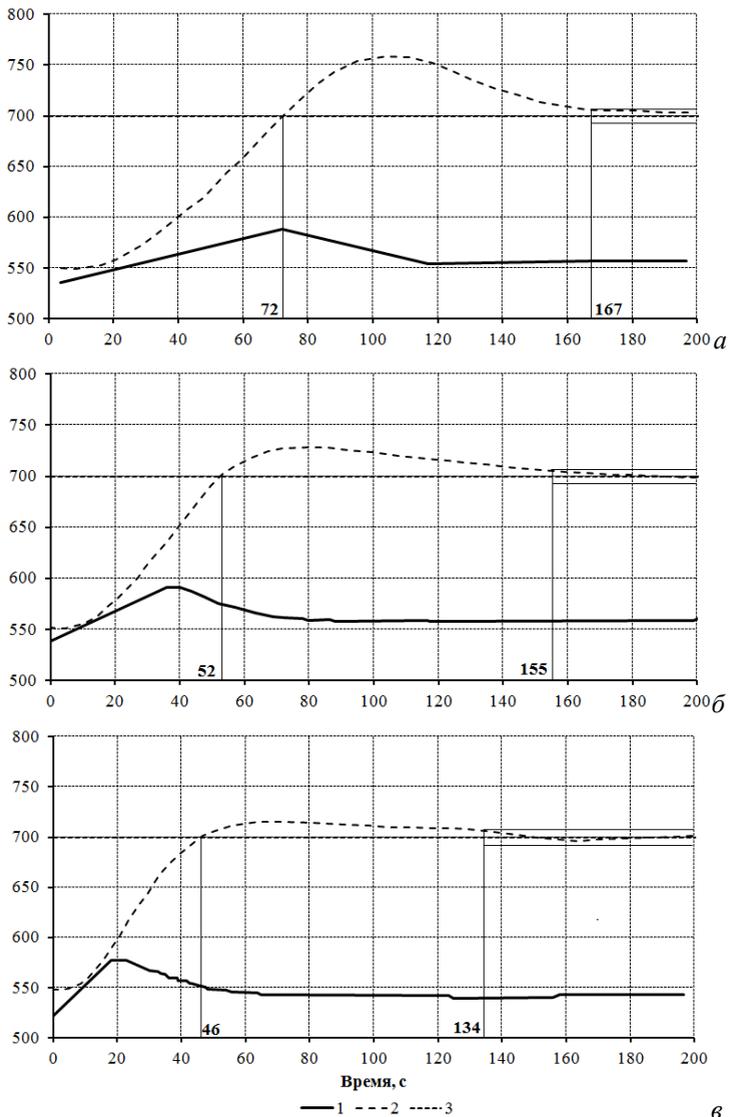
Траектории переходных процессов в цифровом контуре регулирования при постоянных динамических параметрах ПИ-регулятора и различных скоростях ИМ $K_n=0,5; 1; 2 \text{ \%}/\text{с}$ представлены на рис. 10.13.

Уменьшение значений K_p в два раза по сравнению с $K_{p,\text{опт}}$, рассчитанных методом ОМ, устраняет полностью колебательный режим в контуре управления и практически делает величину τ_{p1} мало зависимой от величины K_n .

Траектории изменения $Z(\tau)$ и $X(\tau)$ при $K_n=0,5 \text{ \%}/\text{с}$; $K_p=0,25 \text{ \%}$ и $T_n=50 \text{ с}$ представлены на рис. 10.13, а. Показатели качества переходного процесса получаются равными $\tau_{p1}=72 \text{ с}$; $\tau_{p2}=167 \text{ с}$; $\Delta Z_{\text{max}}=39,4 \text{ \%}$.

Увеличение скорости ИМ в два раза $K_n=1 \text{ \%}/\text{с}$ приводит к существенному снижению величины перерегулирования (рис. 10.13, б). При параметрах ПИ-регулятора $K_p=0,25 \text{ \%}/\text{с}$ и $T_n=50 \text{ с}$ и $K_n=1,0 \text{ \%}/\text{с}$ показатели качества переходного процесса $\tau_{p1}=52 \text{ с}$; $\tau_{p2}=155 \text{ с}$; $\Delta Z_{\text{max}}=19,2 \text{ \%}$.

Увеличение скорости исполнительного механизма до $K_n=2,0 \text{ \%}/\text{с}$ при постоянных динамических параметрах регулятора (рис. 10.13, в) приводит к улучшению показателей качества переходного процесса до $\tau_{p1}=46 \text{ с}$; $\tau_{p2}=134 \text{ с}$; $\Delta Z_{\text{max}}=10,5 \text{ \%}$.



б

Рис. 10.13. Траектории изменения $Z(\tau)$ и $X(\tau)$ при $K_p = 0,5K_{p,опт}$ и $T_{и} = T_{и,опт}$ и различных $K_{и}$: а – $K_{и} = 0,5$; б – $K_{и} = 1,0$; в – $K_{и} = 2,0$ %/с

Анализ представленных на рис. 10.13 траекторий позволяет сделать выводы:

- увеличение скорости перемещения исполнительного механизма при $T_{и} = T_{и,опт}$ приводит к затягиванию траектории $Z(\tau)$ во второй фазе переходного процесса аналогично рис. 10.10, в;
- уменьшение величины K_p в два раза по сравнению с величиной $K_{p,опт}$, определенной по методу ОМ, целесообразно, т.к. приводит к улучшению качества переходного процесса, а именно исключает колебательный процесс.

Анализируя рис. 10.10 – 10.13, можно сделать следующие выводы:

1) Параметры динамической настройки регулятора, определенные по методу ОМ для инерционного объекта с запаздыванием, требуют уточнения при использовании в цифровых контурах управления исполнительные механизмы с постоянной скоростью перемещения.

2) Для улучшения показателей качества переходного процесса в контуре управления при принятой скорости исполнительного механизма следует:

- значение K_p уменьшить в два раза по сравнению с $K_{p,опт}$, определенным по методу ОМ;
- значение $T_{и}$ следует увеличить минимум в два раза по сравнению с $T_{и,опт}$, определенным по методу ОМ.

С целью проверки правильности полученных выводов по оптимизации динамических параметров настройки цифрового контура регулирования исследуем траектории переходного процесса при рекомендуемых настройках ПИ-регулятора, т.е. при $K_p = 0,5 K_{p,опт} = 0,25 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$ и $T_{и} = 2 T_{и,опт} = 100 \text{ с}$ для различных скоростей ИМ (рис. 10.14).

Траектории переходного процесса при рекомендуемых параметрах динамической настройки ПИ-регулятора при $K_{и} = 0,5 \text{ \%}/\text{с}$ представлено на рис. 10.14, а. Процесс характеризуется следующими параметрами: $\tau_{p1} = 73 \text{ с}$; $\tau_{p2} = 206 \text{ с}$; $\Delta Z_{\max} = 8,6 \text{ \%}$. Переходный процесс получается даже при минимальной (в пределах диапазона исследования) скорости ИМ, вполне пригодным для практического использования. Существенное увеличение τ_{p2} связано с затягиванием переходного процесса в заключительный период времени.

С увеличением скорости исполнительного механизма до $K_{и} = 1,0 \text{ \%}/\text{с}$ (рис. 10.14, б) получается аperiodический переходный процесс с параметрами: $\tau_{p1} = 74 \text{ с}$; $\tau_{p2} = 60 \text{ с}$; $\Delta Z_{\max} = 0,5 \text{ \%}$.

Полное отсутствие перерегулирования определяет условие $\tau_{p1} = \tau_{p2} = 60$, которое при рассмотрении графика переходного процесса является настройкой контура по линейному оптимуму. Отличительной чертой метода является отсутствие перерегулирования.

Анализ зависимостей на рис. 10.14 позволяет сделать выводы:

1) Величина перерегулирования ΔZ_{\max} с увеличением скорости изменения входного сигнала уменьшается.

2) Увеличение значения K_p по сравнению с $K_{p,опт}$ не приводит к заметному изменению величины ΔZ_{max} для различных значений K_p .

3) Уменьшение величины K_p относительно $K_{p,опт}$ приводит к снижению величины ΔZ_{max} .

4) Увеличение времени интегрирования (изодрома) приводит к существенному уменьшению величины перерегулирования.

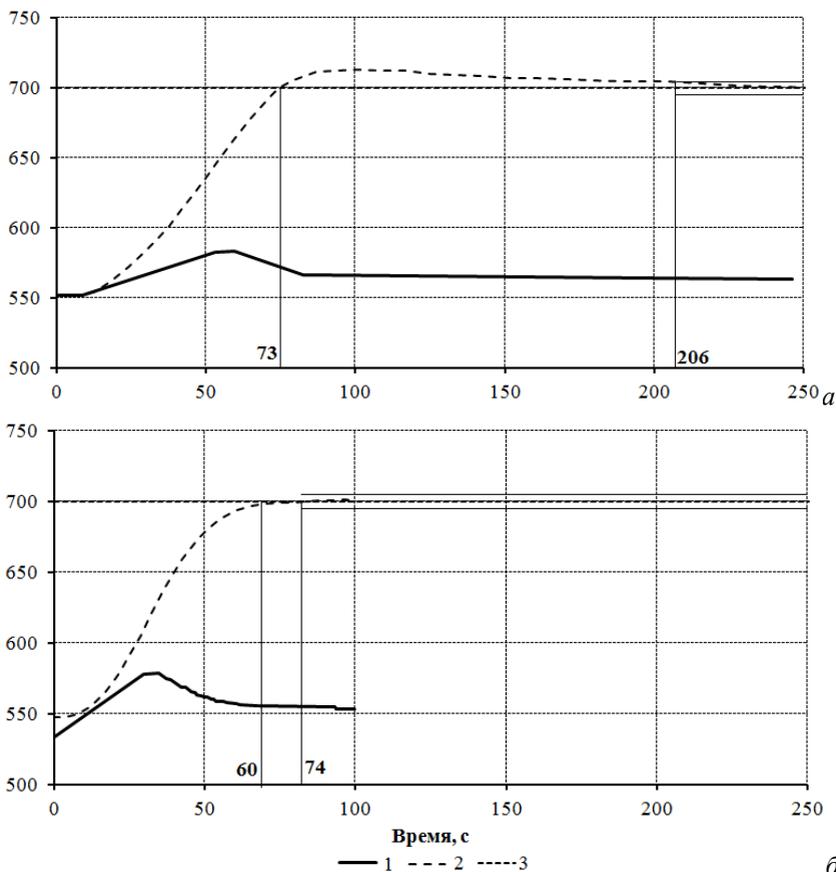


Рис. 10.14. Траектории изменения $Z(\tau)$ и $X(\tau)$ при $K_p = 0,5K_{p,опт}$, $T_{и} = T_{и,опт}$ и различных $K_{и}$: а – $K_{и}=0,5$; б – $K_{и}=1,0$ %/с

Изложенная методика исследования переходных процессов локального цифрового контура регулирования с целью оптимизации параметров переходного процесса позволяет получить требуемый вид переходного процесса за счет выбора нужных сочетаний K_p , $T_{и}$ и $K_{и}$.

Методика позволяет облегчить и ускорить технологическую и динамическую настройку контура в реальных производственных условиях. В процессе исследования можно получить ясное физическое представление о влиянии параметров динамической настройки регулятора на параметры переходного процесса при управлении объектом с заданными (известными) динамическими параметрами.

В данном разделе убедительно доказано, что в цифровых контурах управления с регулируемой средней постоянной скоростью исполнительного механизма величина этой скорости является важным параметром динамической настройки контура. Это следует учитывать при наладке и настройке контуров управления в реальных условиях промышленного производства.

При оптимизации динамических параметров настройки контуров управления с постоянной скоростью ИМ рекомендуется устанавливать максимально возможную скорость исполнительного механизма, значение $T_{и} = 2T_{и,опт}$ и значение $K_p = 0,5K_{p,опт}$, где $K_{p,опт}$ и $T_{и,опт}$ – величины параметров, рассчитанные по методу ОМ.

Контрольные вопросы по разделу 10

1. Запишите формулу, реализующую программно ПИД-закон регулирования. Какие отличия от аналогового ПИД-регулятора?
2. Какие типы релейных характеристик возможно реализовать с помощью ПЛК?
3. Запишите условия, определяющие знак переключающей функции S в зависимости от значения этой функции в предыдущий момент времени.
4. Изобразите структурную схему моделируемого контура управления технологическим параметром. Какие звенья присутствуют в схеме? Почему?
5. Перечислите основные блоки программы моделирования контура управления.
6. Алгоритм расчета переходного процесса в контуре цифрового регулирования.
7. Изобразите релейную характеристику функции переключения управляющего воздействия σ . От чего зависит вид характеристики?
8. Какие существуют рекомендации при выборе оптимальных настроек ПИ-регулятора в случае использования ИМ постоянной скорости?
9. Как подобрать оптимальную скорость движения ИМ для контура автоматической стабилизации с типовым регулятором?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шестаков А.Л., Бизяев М.Н., Саинский И.В. Распределенные интеллектуальные автоматизированные системы управления технологическими процессами: учеб. пособие. – 2-е изд., испр. и доп. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – 495 с.
2. Фрер Ф., Ортенбургер Ф. Введение в электронную технику регулирования. – М.: Энергия, 1973. – 190 с.
3. Ротач В.Я. Расчет настройки промышленных систем регулирования. – М.: Гооэнергоиздат, 1961. – 344 с.
4. Автоматическое управление металлургическими процессами: учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. / Беленький А.М., Бердышев В.Ф., Блинов О.М., Каганов В.Ю. – М.: Металлургия, 1989. – 384 с.
5. Лапшин Л.В. Автоматизация технологических процессов дуговой сталеплавильной печи. – М.: ООО «Квадратум», 2002. – 157 с.
6. Марков Н.А. Электрические печи и режимы дуговых электропечных установок. – М.: Энергия, 2003. – 204 с.
7. Казакевич В.В., Родов А.Б. Системы автоматической оптимизации. – М.: Энергия, 1977. – 288 с.
8. Парсункин Б.Н., Андреев С.М., Ахметов У.Б. Оптимизация управления технологическими процессами в металлургии: монография. – Магнитогорск: ГОУ ВПО «МГТУ», 2006. – 198 с.
9. Парсункин Б.Н., Андреев С.М., Прозоров В.В. Оптимизация управления процессом сжигания топлива в рабочем пространстве нагревательных печей // Сталь. – 2000. – №5. – С. 48 – 52.
10. Исследование оптимального управления процессом циркуляционного вакуумирования / Е.Н. Ишметьев, С.М. Андреев, Б.Н. Парсункин, З.Г. Салихов // Изв. вузов. Черная металлургия. – 2007. – №3. – С. 51 – 55.
11. Повышение производительности доменной печи при оптимизации автоматического управления подачей природного газа и технического кислорода в дутье / Б.Н. Парсункин, Б.К. Сенечкин, С.М. Андреев, М.Ю. Рябчиков // Вестник Магнитогорского государственного технического университета им. Г.И. Носова. – 2011. – №4. – С. 69–73.
12. Оптимизация электрического режима дуговых сталеплавильных печей переменного тока / Б.Н. Парсункин, С.М. Андреев, У.Б. Ахметов, М.В. Усачев // Изв. вузов. Черная металлургия. – 2006. – №7. – С. 26 – 30.
13. Андреев С.М., Парсункин Б.Н., Бушманова М.В. Расчеты систем автоматической оптимизации управления технологическими процессами в металлургии: учеб. пособие. – Магнитогорск: МГТУ, 2003. – 267 с.

14. Восконьянц А.А. Автоматизированное управление процессами прокатки: учеб. пособие. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. – 85 с.
15. Локальные стабилизирующие контуры автоматического управления в АСУ ТП промышленного производства: монография / Б.Н. Парсункин, С.М. Андреев, О.С. Логунова, У.Б. Ахметов. – Магнитогорск: Изд-во «Полиграфия», 2012. – 406 с.
16. Аппаратные средства и программное обеспечение контроллеров SIMATIC S7-300/400: учеб. пособие / С.М. Андреев, М.Ю. Рябчиков, Е.С. Рябчикова, Н.А. Головкин. – Магнитогорск: ГОУ ВПО «МГТУ», 2011. – 197 с.
17. Парсункин Б.Н. Адаптация и оптимизация настройки контуров цифрового управления: учеб. пособие. – Магнитогорск: МГМА, 1997. – 134 с.
18. Парсункин Б.Н. Идентификация элементов систем автоматизации и оптимизация контуров управления технологическими процессами: учеб. пособие. – Магнитогорск: МГМА, 1997. – 134 с.
19. Адаптивные статистические модели, синтезированные на основе ИНС / Б.Н. Парсункин, С.М. Андреев, Т.Г. Обухова, М.С. Галдин, Т.У. Ахметов // Вестник Магнитогорского государственного технического университета им. Г.И. Носова. – 2012. – №4. – С. 68–71.
20. Андреев С.М. Построение систем автоматического регулирования на базе контроллера «РЕМИКОНТ» Р-130: инструкция к лабораторным работам по курсу «Комплексы технических средств в системах автоматического управления» для студентов спец. 2102. – Магнитогорск: МГТУ, 2002. – 15 с.
21. Проектирование систем контроля и автоматического регулирования металлургических процессов: учеб. пособие для вузов / Г.М. Глинков, В.А. Маковский, С.Л. Лотман, М.Р. Шапировский. – 2-е изд. – М.: Металлургия, 1986. – 221 с.
22. Кулаков Г.Т. Инженерные экспресс-методы расчета промышленных систем регулирования: справ. пособие. – Минск: Высшая школа, 1994. – С.27–40, 73–106.
23. Парсункин Б.Н., Бушманова М.В. Расчеты переходных процессов в системах экстремального регулирования с запоминанием экстремума: учеб. пособие. – Магнитогорск: МГТУ им. Г.И. Носова, 2001. – 164 с.
24. Либерзон Л.М., Родов А.Б. Шаговые экстремальные системы. – М.: Энергия, 1969. – 99 с.
25. Хайкин А., Саймон О. Нейронные сети: полный курс: пер. с англ. – 2-е изд. – М.: Вильямс, 2006. – 1104 с.
26. Рутковская Д., Пилюнский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. – М.: Горячая линия – телеком, 2004. – 452 с.

27. Круглов В.В., Дли М.И., Голунов Р.Ю. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети. – М.: Физматлит, 2001. – 224 с.

28. Гостев В.И. Проектирование нечетких регуляторов для системы автоматического управления. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 416 с.

29. Рябчикова Е.С., Смирнов Е.В. Оптимизация энергетического режима дуговых сталеплавильных печей с использованием искусственных нейронных сетей // Автоматизация технологических и производственных процессов в металлургии: межвуз. сб. науч. тр. / под ред. Б.Н. Парсункина. – Магнитогорск: ГОУ ВПО «МГТУ», 2009. – С. 125–131.

30. Нечеткое экстремальное управление процессом измельчения руды для обеспечения максимальной производительности / М.Ю. Рябчиков, Б.Н. Парсункин, С.М. Андреев и др. // Вестник Магнитогорского государственного технического университета им. Г.И. Носова. – 2011. – №4. – С. 65–68.

**Листинг программы для моделирования локальных контуров
цифрового управления технологическими параметрами
производственного процесса**

```

uses Crt, Graph;
label start, ex;
type _s = array[0..3000] of real;
   _y = array[0..1,0..3000] of real;
var
  l,h:integer;dx, dy:real;
  Xo, Yo, _To, tau, T1, Ti, Ko:real;{ // obj.}
  sw_I, sw_G, sw_low, sw_Gr:integer;
  a, b, c, d:real; { // stat. charc. obj.}
  Ku, Im_up, Im_down, U, U1, Zz, Z, E, E1, E2,
  dZn, G, Gold, X1, Xold, X, Xn, Y, dT, Tpr, T:real;
  Sol0,Sol1,Sol2,Sol3,Sol4:^_s; { // Tpr, G, X, U, Z // static for now}
  Y1, Y2, Y3:^_y; { // func, diff}
  i,spr, pos,
  maxx, maxy, num:integer;
  Ti_pid, Td_pid, Kp_pid, To_pid,    { // PID}
  F:real;
  sw_PID,
  Gd, Gm, error:integer;
  df:text;
  i_o:integer;

procedure _System;
var i:integer;
    mes,mes1:string[20];
    dx,dy:integer;
begin
  i := 0;
  l := round( getmaxx / 6 );
  dx := round( l / 4 ); l := l - dx;
  h := round( getmaxy / 6 );
  dy := 5;
  setcolor( 15 );
  setfillstyle(0, 7);
  for i := 0 to 3 do
    bar3d( 2*dx+i*1+i*dx, dy, 2*dx+l+i*1+i*dx, dy+h, 0, false );
  for i := 0 to 1 do

```

```

    bar3d( 2*dx+i*1+i*dx, dy+2*h, 2*dx+l+i*1+i*dx, dy+3*h, 0, false);
for i := 3 to 3 do
    bar3d( 2*dx+i*1+i*dx, dy+2*h, 2*dx+l+i*1+i*dx, dy+3*h, 0, false);
for i := 0 to 4 do begin
    line( dx+i*dx+i*1, round( dy+h/2 ), 2*dx+i*1+i*dx, round( dy+h/2 ));
    line( round( 2*dx+i*dx+i*1-dx/4), round( dy+h/2-dx/4),
2*dx+i*1+i*dx,round( dy+h/2 ));
    line( round( 2*dx+i*dx+i*1-dx/4), round( dy+h/2+dx/4),
2*dx+i*1+i*dx,round( dy+h/2 ));
end;
for i := 0 to 2 do begin
    line( dx+i*dx+i*1, round( dy+2*h+h/2), 2*dx+i*1+i*dx, round( dy+2*h+h/2
));
    if ( i <> 0 ) then begin
        line( round(dx+i*dx+i*1+dx/4), round(dy+2*h+h/2-dx/4), dx+i*1+i*dx,
round(dy+2*h+h/2) );
        line( round(dx+i*dx+i*1+dx/4), round(dy+2*h+h/2+dx/4), dx+i*1+i*dx,
round(dy+2*h+h/2) );
    end
end;
for i := 4 to 4 do begin
    line( dx+i*dx+i*1, round( dy+2*h+h/2), 2*dx+i*1+i*dx, round( dy+2*h+h/2
));
    if ( i <> 0 ) then begin
        line( round(dx+i*dx+i*1+dx/4), round(dy+2*h+h/2-dx/4), dx+i*1+i*dx,
round(dy+2*h+h/2) );
        line( round(dx+i*dx+i*1+dx/4), round(dy+2*h+h/2+dx/4), dx+i*1+i*dx,
round(dy+2*h+h/2) );
    end
end;
line( dx, round(dy+h/2), dx, round(dy+2*h+h/2) );
line( dx, round(dy+h+h/2), round(2*dx+2*1+3*dx+dx/2), round(dy+h+h/2) );
line( round(2*dx+2*1+3*dx+dx/2), round(dy+h+h/2),
round(2*dx+2*1+3*dx+dx/2), round(dy+2*h+h/2-dx/2) );
line( round(2*dx+3*1+3*dx), round(dy+2*h+h/2),
round(2*dx+2*1+3*dx+dx/1), round(dy+2*h+h/2) );
line( round(2*dx+2*1+3*dx), round(dy+2*h+h/2), round(2*dx+2*1+2*dx),
round(dy+2*h+h/2) );
line( round(5*dx+2*1+dx/2), round(dy+1*h+h/1-dx/4),
round(5*dx+2*1+dx/2-dx/5), round(dy+1*h+h/1-dx/2));
line( round(5*dx+2*1+dx/2), round(dy+1*h+h/1-dx/4),
round(5*dx+2*1+dx/2+dx/5), round(dy+1*h+h/1-dx/2) );

```

```

ellipse( round(2*dx+2*1+3*dx+dx/2), round(dy+2*h+h/2), 0,360,
round(dx/2), round(dx/2) );
line( round(2*dx+2*1+3*dx+dx/4), round(dy+2*h+h/2-dx/2),
round(2*dx+2*1+3*dx+3*dx/4), round(dy+2*h+h/2+dx/2) );
line( round(2*dx+2*1+3*dx+3*dx/4), round(dy+2*h+h/2-dx/2),
round(2*dx+2*1+3*dx+dx/4), round(dy+2*h+h/2+dx/2) );
setfillstyle(1, 15);
floodfill( round(2*dx+2*1+3*dx+dx/2), round(dy+2*h+h/2-dx/4), 15 );
setfillstyle(0, 7);
settextstyle( 0, 0, 1 );
circle( dx, round(dy+h+h/2), 2);
line( dx+5*dx+4*1, round(dy+2*h+h/2), 4*dx+4*1+4*dx, round(dy+2*h+h/2)
);
line( 4*dx+4*1+4*dx, round(dy+h/2), 4*dx+4*1+4*dx, round(dy+2*h+h/2) );
line( 4*dx+4*1+4*dx, round(dy+h/2), 3*dx+4*1+4*dx, round(dy+h/2) );
line( round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2), round(dy+h/2-dx/2),
round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2), round(dy+h/2-1.5*dx) );
ellipse( round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2), round(dy+h/2), 0,360, round(dx/2),
round(dx/2) );
line( round(2*dx+4*1+4*dx+dx/4), round(dy+h/2-dx/2),
round(2*dx+4*1+4*dx+3*dx/4), round(dy+h/2+dx/2) );
line( round(2*dx+4*1+4*dx+3*dx/4), round(dy+h/2-dx/2),
round(2*dx+4*1+4*dx+dx/4), round(dy+h/2+dx/2) );
setfillstyle(1, 15);
floodfill( round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2), round(dy+h/2-dx/4), 15 );
{floodfill( round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2), round(dy+h/1.6), 15 );}
setfillstyle(0, 7);
settextstyle( 0, 0, 1 );
{line( round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2), round(dy+h+h/2),
round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2), round(dy+h/2) );
line( round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2), round(dy+h), round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2
+ dx/5), round(dy+h + dy) );
line( round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2), round(dy+h), round(2*dx+4*1+4*dx+dx/2
- dx/5), round(dy+h + dy));}
setcolor(10);
outtextxy( round(2*dx+1.5*1), round(dy+1.35*h),'OC по положению ИМ');
if ( sw_I = 0 ) then begin
    outtextxy(2*dx      ,dy+10+9, 'Y = F( X )');
    outtextxy(2*dx      ,dy+10+27, 'Y=a+bx+cx2');
end else begin
    outtextxy(2*dx      ,dy+10+18, ' 1 ');
    outtextxy(2*dx      ,dy+10+27, '—————');
    outtextxy(2*dx      ,dy+10+36, ' Тип ');

```

```

end;
outtextxy(2*dx+1+dx+1,dy+10+18, 'Коб ');
outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+10+27, '_____');
outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+10+36, 'Тор + 1 ');
outtextxy(2*dx+2*1+2*dx+1,dy+10+18, '1 ');
outtextxy(2*dx+2*1+2*dx+1,dy+10+27, '_____');
outtextxy(2*dx+2*1+2*dx+1,dy+10+36, 'Тр + 1 ');
if ( sw_I = 0 ) then begin
    outtextxy(2*dx+3*1+3*dx+1,dy+10+18, '1 ');
    outtextxy(2*dx+3*1+3*dx+1,dy+10+27, '_____');
    outtextxy(2*dx+3*1+3*dx+1,dy+10+36, 'Т1р + 1 ');
end else begin
    outtextxy(2*dx+3*1+3*dx+1,dy+10+27, '1 ');
end;
outtextxy(2*dx, dy+2*h+10+27, 'ИМ ');
if ( sw_G = 0 ) then begin
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+8, ' | _____');
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+16, ' | | ');
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+24, '_____ | | ');
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+32, ' | | ');
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+40, '_____ | ');
end else begin
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+8, '_____ | ');
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+16, ' | | ');
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+24, '_____ | | ');
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+32, ' | | ');
    outtextxy(2*dx+1*1+1*dx+1,dy+2*h+10+40, ' | _____');
end;
if ( sw_PID = 0 ) then begin
    outtextxy(2*dx+2*1+6*dx+1,dy+2*h+10+18, 'ПИ ');
end else begin
    outtextxy(2*dx+2*1+6*dx+1,dy+2*h+10+18, 'ПИД ');
end;
outtextxy(2*dx+2*1+6*dx+5,dy+2*h+10+36, 'регулятор');
setcolor(14);
if ( sw_I = 0 ) then begin
    str(a:10:4,mes); mes := 'a'+mes; outtextxy(2*dx, dy+h+2, mes);
    str(b:10:4,mes); mes := 'b'+mes; outtextxy(2*dx, dy+h+2+8, mes);
    str(c:10:4,mes); mes := 'c'+mes; outtextxy(2*dx, dy+h+2+16, mes);
    str(d:10:4,mes); mes := 'd'+mes; outtextxy(2*dx, dy+h+2+24, mes);
end else begin
    str(Тi:5:2,mes); mes := 'Ti'+mes; outtextxy(2*dx, dy+h+2, mes);
end;

```

```

str(Ko:5:2,mes); mes := 'Koб=' + mes; outtextxy(2*dx + 1 + dx + 1, dy + h + 2,
mes);
str(_To:5:2,mes); mes := 'To=' + mes; outtextxy(2*dx + 1 + dx + 1, dy + h + 2 + 8,
mes);
str(tau:5:2,mes); mes := 'T=' + mes; outtextxy(2*dx + 2*1 + 2*dx + 1, dy + h + 2,
mes);
if ( sw_I = 0 ) then begin
  str(T1:5:2,mes); mes := 'T1=' + mes; outtextxy(2*dx + 3*1 + 3*dx + 1, dy + h + 2,
mes);
end;
str(Ku:5:3,mes); mes := 'Ku=' + mes; outtextxy(2*dx , dy + 3*h + 2,
mes);
str(Im_down:3:0,mes); str(Im_up:3:0,mes1);
mes := mes + '%<=X<=' + mes1 + '%'; outtextxy( round(1.5*dx), dy + 3*h + 2 + 8,
mes);
str(dZn:8:3,mes); mes := 'dZn=' + mes; outtextxy(2*dx + 1 +
dx + 1, dy + 3*h + 2, mes);
str(Kp_pid:8:3,mes); mes := 'Kper =' + mes; out-
textxy(2*dx + 2*1 + 6*dx + 1, dy + 3*h + 2, mes);
str(Ti_pid:8:3,mes); mes := 'Ti_per=' + mes; out-
textxy(2*dx + 2*1 + 6*dx + 1, dy + 3*h + 2 + 8, mes);
if ( sw_PID = 1 ) then begin
  str(Td_pid:8:3,mes); mes := 'Td_per=' + mes;
  outtextxy(2*dx + 2*1 + 6*dx + 1, dy + 3*h + 2 + 16, mes);
end;
setcolor(10);
outtextxy(round(dx + 0*1 + 0*dx + dx/3), round(dy + h/2 - 8), 'X');
outtextxy(round(dx + 2*1 + 2*dx + dx/3), round(dy + h/2 - 8), 'Y');
outtextxy(round(dx + 4*1 + 4*dx + dx/3), round(dy + h/2 - 8), 'Z');
str(Zz:8:3,mes); mes := 'Zз=' + mes;
outtextxy(round(2*dx + 4*1 + 4*dx + 2*dx/3), round(dy + h/2 - dx), mes);
outtextxy(round(dx + 4*1 + 6*dx + dx/3), round(dy + h/2 - 8), 'E');
outtextxy(round(dx + 2*1 + 2*dx + dx/3), round(dy + 2*h + h/2 - 8), 'U');
end;

procedure cl;
begin
  closegraph;
end;

procedure op;
begin
  initgraph( Gd, Gm, '' );

```

```

error := graphresult;
if ( error <> grOk ) then begin
  writeln('Graphics error: %s', grapherrmsg(error));
  halt(1);
end;
cleardevice;
_System;
end;

```

```

procedure Approks;
label l360, l420;
var
  I, J, M, L, K, J1, a_n , key :integer;
  _A, _C:array[0..2,0..2] of real;
  _B,G,X:array[0..2] of real;
  Stat:array[0..1,0..29] of real;
  V, S:real;
begin
  a_n:=30; key :=0;
  writeln('Выберите режим работы:');
  writeln(' 1. Вывод коэффициентов a, b, c, d. ');
  writeln(' 2. Вывод данных для аппроксимации. ');
  while ( key <> 49) and (key <> 50 ) do
    key := ord(readkey);
  if ( key = 49 ) then begin
    writeln('Аппроксимирующая функция:  $y = a + b * x + c * x * x + d * x * x * x$  ');
    write('Введите коэффициенты: a='); readln(a);
    write('          b='); readln(b);
    write('          c='); readln(c);
    write('          d='); readln(d);
  end else begin
    d := 0;
    while ( a_n > 29 ) do begin
      write('Количество данных:'); readln(a_n);
    end;
    for I := 0 to a_n-1 do begin
      write('Измерение #',I+1,': X, % хода ='); readln(Stat[0][I]);
      write('          Y, град ='); readln(Stat[1][I]);
    end;
    for I := 0 to 2 do begin
      for J := 0 to 2 do
        _A[I][J] := 0;

```

```

    _B[I] := 0;
end;
for I := 0 to a_n-1 do begin
    _A[0][0] := _A[0][0]+Stat[0][I]*Stat[0][I]*Stat[0][I]*Stat[0][I];
    _A[0][1] := _A[0][1]+Stat[0][I]*Stat[0][I]*Stat[0][I];
    _A[0][2] := _A[0][2]+Stat[0][I]*Stat[0][I];
    _A[1][0] := _A[1][0]+Stat[0][I]*Stat[0][I]*Stat[0][I];
    _A[1][1] := _A[1][1]+Stat[0][I]*Stat[0][I];
    _A[1][2] := _A[1][2]+Stat[0][I];
    _A[2][0] := _A[2][0]+Stat[0][I]*Stat[0][I];
    _A[2][1] := _A[2][1]+Stat[0][I];
    _A[2][2] := _A[2][2]+1;
    _B[0] := _B[0]+Stat[1][I]*Stat[0][I]*Stat[0][I];
    _B[1] := _B[1]+Stat[1][I]*Stat[0][I];
    _B[2] := _B[2]+Stat[1][I];
end;
for K := 0 to 1 do begin
    if ( abs( _A[K][K] ) > 0.0 ) then
        goto l360;
    for M := (K + 1) to 2 do begin
        if ( abs( _A[M][K] ) > 0 ) then begin
            for L := 0 to 2 do begin
                V := _A[K][L]; _A[K][L] := _A[M][L];
                _A[M][L] := V;
            end;
            V := _B[K]; _B[K] := _B[M];
            _B[M] := V;
        end
    end;
end;
l360:
    G[K] := _B[K] / _A[K][K];
    for I := (K+1) to 2 do begin
        _B[I] := _B[I]-_A[I][K] * G[K];
        for J1 := K to 2 do begin
            J := 2 - J1 + K;
            _C[K][J] := _A[K][J] / _A[K][K];
            _A[I][J] := _A[I][J] - _A[I][K] * _C[K][J];
        end
    end
end;
M := 2;
X[M] := _B[M] / _A[M][M];
l420:

```

```

M := M - 1;
S := 0.0;
for L := M to 1 do
  S := S + ( _C[M][L+1] * X[L+1] );
X[M] := G[M] - S;
if ( M > 0 ) then
  goto l420;
c := X[0];
b := X[1];
a := X[2];
end
end;

procedure Din;
var
  i, n :integer;
  y:array[0..1,0..29] of real;
  dy, dt, ym :real;
begin
  n:= 30;
  dy := 0; dt := 1; ym := 0;
  while ( n > 29 ) do begin
    write('Введите количество данных:'); readln(n);
  end;

  for i := 0 to n-1 do begin
    write('Измерение #',i+1,': T, сек. ='); readln(y[0][i]);
    write('      Y, град ='); readln(y[1][i]);
  end;

  write('Введите амплитуду входных возмущений:');
  readln(a);
  for i := 0 to n-2 do begin
    if ( ((y[1][i+1]-y[1][i])/(y[0][i+1]-y[0][i])) > (dy/dt) ) then begin
      ym := y[1][i]; dy := y[1][i+1]-y[1][i];
      dt := y[0][i+1]-y[0][i];
    end
  end;
end;
Ko := abs(y[1][n-1] / a);
_To := abs(y[1][n-1] * dt / dy);
tau := abs(dt - ym/dy);
end;

```

```

procedure Menu;
var key, ex, i, xm, ym:integer;
m:array[0..10] of string;
l,h,dx,dy:integer;

begin
ex := 0;
xm := 0; ym := round(2 * getmaxy / 3 - 8);
i := 0;
l := round( getmaxx / 6 );
dx := round( l / 4 ); l := l - dx;
h := round( getmaxy / 6 );
dy := 5;
m[0] := 'Выберите режим работы!';
m[1] := '1. Аппроксимация стататической характеристики!';
m[2] := '2. Расчет Коб, То, Т по динамической характеристике!';
m[3] := '3. Ввод параметров объекта: То, Т, Коб, Ку, Zз!';
m[4] := '4. Выбрать интегрирующее звено (Ти)!';
m[5] := '5. Ввод постоянной времени Т1 инерционного звена!';
m[6] := '6. Выбрать обратный гистерезис!';
m[7] := '7. Выбрать ПИД закон регулирования!';
m[8] := '8. Ввод параметров: Крег, Ти_рег, dZн!';
m[9] := '9. Расчет переходного процесса!';
m[10] := '0. Выход из программы!';
while( ex = 0 ) do begin
if ( sw_I = 0 ) then begin
m[4] := '4. Выбрать интегрирующее звено!';
m[5] := '5. Ввод постоянной времени Т1 инерционного звена!';
end else begin
m[4] := '4. Выбрать инерционное звено!';
m[5] := '5. Ввод постоянной времени Ти интегрирующего звена!';
end;
if ( sw_PID = 0 ) then begin
m[7] := '7. Выбрать ПИД закон регулирования!';
m[8] := '8. Ввод параметров: Крег, Ти_рег, dZн!';
end else begin
m[7] := '7. Выбрать ПИ закон регулирования!';
m[8] := '8. Ввод параметров: Крег, Ти_рег, Тд_рег, dZн!';
end;
if ( sw_G = 0 ) then begin
m[6] := '6. Выбрать обратный гистерезис!';
end else begin
m[6] := '6. Выбрать прямой гистерезис!';

```

```

end;
xm := 4*dx;
for i := 0 to 10 do begin
  if ( int(i/2) = i/2 ) then begin
    setcolor(15);
  end else begin
    setcolor(11);
  end;
  outtextxy( xm, ym + i * 10, m[i] );
end;
outtextxy( 0,getmaxy - 10,'(c) Copyright 1996 feb-apr v3.5 by JAD ЭМ-92-
1');
key := ord(readkey);
case key of
  48: ex := 1;
  49:
    begin
      cl;
      Approks;
      op;
    end;
  50:
    begin
      cl;
      Din;
      op;
    end;
  51:
    begin
      cl;
      writeln('Введите параметры настройки:');
      write('Введите постоянную времени объекта To [' , _To:7:3,']:');
      readln(_To);
      write('Введите постоянную времени запаздывания T
[' ,tau:7:3,']:');
      readln(tau);
      write('Введите коэффициент передачи объекта Коб [' ,Ко:7:3,']:');
      readln(Ко);
      write('Введите среднюю скорость ИМ Ку [' , Ку:7:3,']:');
      readln(Ку);
      write('Минимальный ход ИМ, % хода [' , Im_down:7:3,']:');
      readln(Im_down);
      write('Максимальный ход ИМ, % хода [' , Im_up:7:3,']:');

```

```

    readln(Im_up);
    write('Введите задание Zз [' , Zz:7:3,']:');
    readln(Zz);
    op;
end;
52:
begin
    cl;
    if ( sw_I = 0 ) then begin
        sw_I := 1;
    end else begin
        sw_I := 0;
    end;
    op;
end;
53:
begin
    cl;
    if ( sw_I = 0 ) then begin
        write('Введите постоянную времени T1 [' , T1:7:3,']:');
        readln(T1);
    end else begin
        write('Введите постоянную времени Ti [' , Ti:7:3,']:');
        readln(Ti);
    end;
    op;
end;
54:
begin
    cl;
    if ( sw_G = 0 ) then begin
        sw_G := 1;
    end else begin
        sw_G := 0;
    end;
    op;
end;
55:
begin
    cl;
    if ( sw_PID = 0 ) then begin
        sw_PID := 1;
    end else begin

```

```

        sw_PID := 0;
    end;
    op;
end;
56:
begin
    cl;
    writeln('Введите параметры настройки:');
    write('Введите коэффициент передачи регулятора Kрег [' ,
Kp_pid:7:3,']:');
    readln(Kp_pid);
    write('Введите постоянную времени интегрирования Ti_per [' ,
Ti_pid:7:3,']:');
    readln(Ti_pid);
    if ( sw_PID = 1 ) then begin
        write('Введите постоянную времени дифференцирования
Td_per [' , Td_pid:7:3,']:');
        readln(Td_pid);
    end else begin
        Td_pid := 0;
    end;
    end;
    write('Введите величину зоны нечувствительности dZn [' ,
dZn:7:3,']:');
    readln(dZn);
    op;
end;
57:
begin
    ex := 1;
    if ( sw_PID = 0 ) then
        Td_pid := 0;
    end;
    ord('q'):
    begin
        cl;
        a:=30.0648;b:=18.2814;c:=-0.0878;d:=0;
        _To:=50; tau:=5; Ko:=10;
        Ku:=1; Im_up:=100; Im_down:=0; Zz:=700;
        Ti_pid:=50;Kp_pid:=0.5;
        dZn:=20;
        op;
    end;
end
end

```

```

end;
if ( key = 48 ) then begin
  cleardevice;
  closegraph;
  halt(1);
end;
closegraph
end;

```

```

procedure liner;
var key:integer;
begin
  setcolor(7);
  key := 0;
  line( 30, 10, 30, maxy-10 );
  line( 30, maxy-key-10, maxx-10, maxy-key-10 );
  line( 28, 15, 30, 10 ); line ( 32, 15, 30, 10 );
  line( maxx-15, maxy-key-12, maxx-10 , maxy-key-10 );
  line( maxx-15, maxy-key-8, maxx-10 , maxy-key-10 );
  settxtjustify( CENTERTEXT, CENTERTEXT );
  settxtstyle( SMALLFONT, HORIZDIR, 1 );
  outtextxy( 25, maxy-key-3, '0')
end;

```

```

procedure Title;
begin
  if ( spr = 0 ) then begin
    writeln("");
    writeln('-----');
    writeln('  T  G  X  U  Z');
    writeln('-----');
  end else begin
    writeln(df,"");
    writeln(df,'-----');
    writeln(df,'  T  G  X  U  Z');
    writeln(df,'-----');
  end
end;

```

```

procedure Print;
begin
  if ( spr = 0 ) then begin
    writeln(' ',Sol0^[i]:5:2,' ',Sol1^[i]:2:1,' ',Sol2^[i]:9:3,' ',Sol3^[i]:9:3,' ',

```

```

        Sol4^[i]:9:3);
end else begin
    writeln(df, ' ',Sol0^[i]:5:2,' ',Sol1^[i]:2:1,' ',Sol2^[i]:9:3,' ',Sol3^[i]:9:3,'
',
        Sol4^[i]:9:3);
end
end;

```

```

function Calc_G:real;
begin
    if ( sw_G = 0 ) then begin
        if ( U < -dZn ) then
            Calc_G := -1.0;
        if ( U > dZn ) then
            Calc_G := 1.0;
        if ( U <= dZn ) and ( U >= -dZn ) then
            Calc_G := 0.0;
    end else begin
        if ( U < -dZn ) then
            Calc_G := 1.0;
        if ( U > dZn ) then
            Calc_G := -1.0;
        if ( U <= dZn ) and ( U >= -dZn ) then
            Calc_G := 0.0;
    end
end;

```

```

function Calc_Y:real;
begin
    Calc_y := a + b*X + c*X*X + d*X*X*X;
end;

```

```

function Obj:real;
var i:integer;
begin
    if ( pos = 0 ) then begin
        for i := 0 to num-1 do begin
            Y1^[0][i] := 0;
            Y1^[1][i] := 0;
            Y2^[0][i] := 0;
            Y2^[1][i] := 0;

```

```

    Y3^[0][i] := 0;
    Y3^[1][i] := 0;
end;
Y1^[0][0] := Y;
Y2^[0][0] := Y;
Y3^[0][0] := Y;
end else begin
if ( sw_I = 0 ) then begin
if ( _To <> 0 ) then begin
    Y1^[0][pos] := Y1^[0][pos-1] + Y1^[1][pos-1] * dT;
end else begin
    Y1^[0][pos] := Y;
end;
if ( tau <> 0 ) then begin
    Y2^[0][pos] := Y2^[0][pos-1] + Y2^[1][pos-1] * dT;
end else begin
    Y2^[0][pos] := Y1^[0][pos];
end;
if ( T1 <> 0 ) then begin
    Y3^[0][pos] := Y3^[0][pos-1] + Y3^[1][pos-1] * dT;
end else begin
    Y3^[0][pos] := Y2^[0][pos];
end;
if ( _To <> 0 ) then Y1^[1][pos] := (Y - Y1^[0][pos]) / _To;
if ( tau <> 0 ) then Y2^[1][pos] := (Y1^[0][pos] - Y2^[0][pos]) / tau;
if ( T1 <> 0 ) then Y3^[1][pos] := (Y2^[0][pos] - Y3^[0][pos]) / T1;
end else begin
if ( Ti <> 0 ) then Y1^[0][pos] := Y1^[0][pos-1] + Y1^[1][pos-1] * dT;
if ( _To <> 0 ) then begin Y2^[0][pos] := Y2^[0][pos-1] + Y2^[1][pos-1] *
dT;
end else begin
    Y2^[0][pos] := Y1^[0][pos];
end;
if ( tau <> 0 ) then begin Y3^[0][pos] := Y3^[0][pos-1] + Y3^[1][pos-1] * dT;
end else begin
    Y3^[0][pos] := Y2^[0][pos];
end;
if ( Ti <> 0 ) then Y1^[1][pos] := G*X / Ti;
if ( _To <> 0 ) then Y2^[1][pos] := (Y1^[0][pos] - Y2^[0][pos]) / _To;
if ( tau <> 0 ) then Y3^[1][pos] := (Y2^[0][pos] - Y3^[0][pos]) / tau;
end
end;
Obj:=Y3^[0][pos];

```

```

end;

function PID:real;
var u:real;
begin
u:=0;
if ( pos = 0 ) then begin
  u := Kp_pid * ( E + Td_pid * E);
  F := dt*E;
  U1 := Kp_pid * E * 3;
end else begin
  u := Kp_pid * ( E + F / Ti_pid + Td_pid * (E - E1) );
  if ( sw_low = 1 ) then begin
    if (u >= u1) then begin
      if E < 0 then begin
        F := F + dt*E;
      end;
      u := u1;
    end else begin
      F := F + dt*E;
    end;
  end else begin
    F := F + dt*E;
  end
end;
E1 := E;
PID:=u;
end;

```

```

{-----}

```

```

var key, _end:integer;
maxim, minim, maximx, tmo,
maxz, Yoo:real;
mes:string[20];
ch:char;

```

```

begin

```

```

l := 0; h := 0; dx := 0; dy := 0;
_To := 0; tau := 0; T1 := 0; Ti := 0; Ko := 0;
sw_I := 0; sw_G := 0; sw_low := 0; sw_Gr := 0;

```

```

Ku := 0; Im_up := 0; Im_down := 0; Zz := 0;
dZn := 0;
sw_PID := 0;

```

```

detectgraph( Gd, Gm);
error := graphresult;
if ( error <> grOk ) then begin
    writeln('Graphics error:', grapherrormsg(error));
    halt(1);
end;
if ( Gd = CGA ) or ( Gd = HERCMono ) or ( Gd = EGA ) then begin
    writeln('Graphics error: This Video Card not support !');
    halt(1);
end;
start:
initgraph( Gd, Gm, "");
error := graphresult;
if ( error <> grOk ) then begin
    writeln('Graphics error:', grapherrormsg(error));
    halt(1);
end;
cleardevice;
_System;
Menu;
closegraph;

```

```

New(Sol0); New(Sol1); New(Sol2); New(Sol3); New(Sol4);
New(Y1); New(Y2); New(Y3);
maxim := 0; maximx := 0; _end := 0; pos := 0;
Tpr := 0.0; T := 0.0; tmo := 0;
X := Im_down; Xn := Im_down;
if sw_I = 0 then begin
    if d = 0 then begin
        write('Начальное значение выхода с объекта Yo [0,если неизвестно]=');
        read(Y);
        if ((b*b-4*c*(a-Y)) >= 0) and (Y <> 0) and (c <> 0) and (d = 0) then
            begin
                E := (-b-sqrt(b*b-4*c*(a-Y)))/(2*c);
                E1 := (-b+sqrt(b*b-4*c*(a-Y)))/(2*c);
                if E < Im_down then begin
                    if E1 > Im_up then begin
                        write('Начальное положение ИМ в % Xo =');

```

```

    read(X);
  end else begin
    X := E1;
  end
end else begin
  if E > Im_up then begin
    write('Начальное положение ИМ в % Xo =');
    read(X);
  end else begin
    X := E;
  end
end
end else begin
  write('Начальное положение ИМ в % Xo =');
  read(X);
end;
if ( X < Im_down ) then
  X := Im_down;
if ( X > Im_up ) then
  X := Im_up;
end;
Y := Calc_Y;
if ( Y < 0 ) then Y := 0.0;
end else begin
  writeln('Введите начальные условия для интегрирующего объекта:');
  write('Начальное положение ИМ в % Xo =');
  read(X);
  if ( X < Im_down ) then
    X := Im_down;
  if ( X > Im_up ) then
    X := Im_up;
  write('Начальное значение выхода с интегрирующего звена Yo =');
  read(Y);
end;
maxz := Y;
Yoo := Y;
Xn := X;
Z := Obj;
E := Zz - Z; E2 := 0.0; E1 := 0.0;
write('Введите время квантования dT [1.0] c:'); readln(dT);
if ( dT <= 0 ) then
  dT := 2.0;
key := 0;

```

```

writeln('Выберите режим работы регулятора:');
writeln(' 1. Нормальный режим работы регулятора. ');
writeln(' 2. Режим работы регулятора с насыщением интегральной ча-
сти. ');
while ( key <> 49) and (key <> 50 ) do
    key := ord(readkey);
if ( key = 49 ) then
    sw_low := 0
else
    sw_low := 1;
key := 0;
writeln('Выберите режим отображения процесса регулирования:');
writeln(' 1. Не рисовать график управляющего воздействия регулятора. ');
writeln(' 2. Рисовать график управляющего воздействия регулятора. ');
while ( key <> 49) and (key <> 50 ) do
    key := ord(readkey);
if ( key = 49 ) then
    sw_Gr := 0
else
    sw_Gr := 1;
key := 49;{0}

Xold := 0;
U := PID;
G := Calc_G;
Sol0^[pos] := Tpr; Sol1^[pos] := G;
Sol2^[pos] := Xn; Sol3^[pos] := U;
Sol4^[pos] := Z;
pos := pos+1; {T := T+dT;} Tpr := Tpr+dT;
tmo := 0;
Gold := 0;

while ( _end <> 1 ) do begin
    X1 := Xold + Ku*dT*G;
    X := Xn + X1;
    if ( X < Im_down ) then
        X := Im_down;
    if ( X > Im_up ) then
        X := Im_up;
    Y := Calc_Y;
    if ( Y < 0 ) then Y := 0.0;
    Z := Obj;

```

```

E := Zz - Z;
U := PID;
U := U - X1;
if (sw_G = 0) then begin
    Xold := X1;
end else begin
    Xold := -X1;
end;
G := Calc_G;
Sol0^[pos] := Tpr; Sol1^[pos] := G;
Sol2^[pos] := X; Sol3^[pos] := U;
Sol4^[pos] := Z;
if ( (Zz + (Zz*0.02/100.0)) >= Z ) and ( (Zz - (Zz*0.02/100.0)) >= Z ) then
begin
    Gold := Gold + 1;
end else begin
    Gold := 0;
end;
if ( Gold = 210 ) then begin
    goto ex;
end;
{Xn := X;}
Tpr := Tpr + dT;
pos := pos + 1;
if ( pos = num ) then
    goto ex;
if ( X > maximx ) then
    maximx := X;
if ( Z > maxim ) then
    maxim := Z;
    if ( Yoo < Zz ) then begin
        if ( tmo = 0 ) and ( Z > Zz ) then begin
            tmo := Tpr;
        end;
    end else begin
        if ( tmo = 0 ) and ( Z < Zz ) then begin
            tmo := Tpr;
        end
    end;
end;
if ( sw_Gr = 1 ) then begin
    if ( abs(U) > maxim ) then begin
        maxim := abs(U);
    end
end

```

```

end;
if ( sw_G = 0 ) then begin
  if ( Z > maxz ) then
    maxz := Z;
end else begin
  if ( Z < maxz ) then
    maxz := Z;
  end
end;
ex:
num := pos;
key := 0;
writeln('Выберите режим работы:');
writeln(' 1. Вывод показателей качества регулирования и графиков. ');
writeln(' 2. Вывод рассчитанных данных на экран. ');
writeln(' 3. Вывод рассчитанных данных на принтер. ');
while ( key <> 49) and (key <> 50) and (key <> 51 ) do
  key := ord(readkey);
i_o:=1;
if ( key = 49) or (key = 50 ) then begin
  spr := 0;
end else begin
  spr := 1;
end;
if ( key <> 49 ) then begin
key := 0;
if ( spr = 1 ) then begin
  writeln('Заправте бумагу и нажмите любую клавишу для продолже-
ния... ');
  key := ord(readkey);
  Assign(df,'prn');
  Rewrite(df);
  writeln(df);
  i_o:=IOResult;
end;
clrscr;
Title;
if ( spr = 1 ) then begin
  key := 56;
end else begin
  key := 19;
end;
for i := 0 to pos-2 do begin

```

```

Print;
key := key -1;
if ( key = 0 ) then begin
  if ( spr = 1 ) then
    writeln( df, ' ', chr(12) );
    writeln('Нажмите любую клавишу для продолжения...');
    key := ord(readkey);
    clrscr;
    Title;
    if ( spr = 1 ) then begin
      key := 56;
    end else begin
      key := 19;
    end;
  end
end
end;
if ( key < 4 ) then begin
  if ( spr = 1 )
  then writeln( df, ' ', chr(12) )
  else clrscr;
end;
if ( spr = 1 ) then begin
  writeln( df, 'Время первого достижения заданой величины, c = ', (tmo-
dT):5:0);
  writeln( df, 'Время регулирования, c                = ', (Tpr-2*dT):5:0);
  writeln( df, 'Перерегулирование                    = ', (100.0*abs(maxz-
Zz)/Zz):10:3, '%');
end else begin
  writeln('Время первого достижения заданой величины, c = ', (tmo-
dT):5:0);
  writeln('Время регулирования, c                = ', (Tpr-2*dT):5:0);
  writeln('Перерегулирование                    = ', (100.0*abs(maxz-
Zz)/Zz):10:3, '%');
end;
if i_o = 0 then Close(df);
tmo := 0;
writeln('Нажмите любую клавишу для продолжения...');
key := ord(readkey);
initgraph( Gd, Gm, '' );
error := graphresult;
if ( error <> grOk ) then begin
  writeln('Graphics error:', grapherrormsg(error));

```

```

    halt(1);
end;
maxx := getmaxx; maxy := getmaxy;
ch:=Chr(13);
while Ord(ch) <> 27 do begin
cleardevice;
liner;
key := 0;
setcolor(7);
outtextxy( 40, 5, 'Z(t),X(t)');
Str(Im_up:3:0,mes);
outtextxy( 20, round(maxy-key-10-Im_up*(maxy-60)/100), mes+'%');
outtextxy( maxx-15, maxy-3, 'T,s');
dx := ( maxx - 40 ) / (Tpr - dT);
{key := round((Tpr - dT) / 7);}
i:=1;
while ( i < 7 ) do begin
    line( round(30+i*((Tpr - dT) / 7)*dx), maxy-12,
        round(30+i*((Tpr - dT) / 7)*dx), maxy-8 );
    str((i*(Tpr - dT)/7):5:1, mes);
    outtextxy( round(30-8+i*((Tpr - dT) / 7)*dx), maxy-3, mes );
    i:= i+1;
end;
dx := ( maxx - 40 ) / ( pos - 1 );
dy := ( maxy - 40 ) / maxim;
key := 0;
settextstyle( SMALLFONT, VERTDIR, 1 );
settextjustify( LEFTTEXT, CENTERTEXT );
setlinestyle( 3, 0, 1 );
setcolor(3);
if ( sw_Gr = 1 ) then
    line( 30, round(maxy-key-10-(+dZn/2)*dy-1), maxx-10, round(maxy-key-
10-(+dZn/2)*dy-1) );
setcolor(4);
line( 30, round(maxy-key-10-(Zz-Zz*0.02)*dy), maxx-10, round(maxy-key-
10-(Zz-Zz*0.02)*dy) );
line( 30, round(maxy-key-10-(Zz+Zz*0.02)*dy), maxx-10, round(maxy-key-
10-(Zz+Zz*0.02)*dy) );
setlinestyle( 0, 0, 1 );
line( 30, round(maxy-key-10-Zz*dy), maxx-10, round(maxy-key-10-Zz*dy) );
str(Zz:8:2, mes );
outtextxy( 20, round(maxy-key-10-Zz*dy+4), mes );
X := Sol2^0]; Y := Calc_Y;

```

```

str(Y:8:2, mes );
outtextxy( 20, round(maxy-key-10-Y*dy+4), mes );
for i := 0 to pos-3 do begin
  setcolor(2);
  line( round(30+i*dx), round(maxy-key-10-Sol4^[i]*dy ),
        round(30+(i+1)*dx), round(maxy-key-10-Sol4^[i+1]*dy) );
  if ( sw_Gr = 1 ) then begin
    setcolor(3);
    line( round(30+i*dx), round(maxy-10-key-Sol3^[i]*dy),
          round(30+(i+1)*dx), round(maxy-key-10-Sol3^[i+1]*dy));
  end;
  setcolor(7);
  line( round(30+i*dx), round(maxy-key-10- Sol2^[i]*(maxy-60)/100.0 ),
        round(30+(i+1)*dx), round(maxy-key-10- Sol2^[i+1]*(maxy-
60)/100.0) );
end;
ch := readkey;
if ch = #0 then begin ch:=readkey;
  case Ord(ch) of
    72:begin
      pos := pos - round(pos/50);
      if pos < 50 then pos := 50;
      Tpr := pos*dT
    end;
    80:begin
      pos := pos + round(pos/50);
      if pos > num then pos := num;
      Tpr := pos*dT
    end;
  end
end
end;
{ -----}
key := 0;
cleardevice;
setcolor(7);
dy := ( maxy - 40 ) / maxim;
line( 30, 10, 30, maxy-10 );
line( 30, maxy-10, maxx-10, maxy-10 );
line( 28, 15, 30, 10 ); line ( 32, 15, 30, 10 );
line( maxx-15, maxy-12, maxx-10 , maxy-10 );
line( maxx-15, maxy-8, maxx-10 , maxy-10 );
settextjustify( CENTERTEXT, CENTERTEXT );

```

```

settextstyle( SMALLFONT, HORIZDIR, 1 );
outtextxy( 25, maxy-3, '0');
outtextxy( 40, 5, 'Y(t)');
outtextxy( maxx-20, maxy-3, 'X(t)');
settextstyle( SMALLFONT, VERTDIR, 1 );
settextjustify( LEFTTEXT, CENTERTEXT );
setcolor(4);
line( 30, maxy-10-round(Sol4^[pos-1]*dy), maxx-10, maxy-10-
round(Sol4^[pos-1]*dy) );
  str(Sol4^[pos-2]:8:2, mes );
outtextxy( 20, maxy-10-round(Sol4^[pos-1]*dy+4), mes );
X := Sol2^[0]; Y := Calc_Y;
str(Y:8:2, mes );
outtextxy( 20, round(maxy-key-10-Y*dy+4), mes );
settextstyle( SMALLFONT, HORIZDIR, 1 );
dx := ( maxx - 60 ) / maximx;
line( 30+round(Sol2^[pos-1]*dx), 10, 30+round(Sol2^[pos-1]*dx), maxy-11
);
str(Sol2^[pos-2]:4:0,mes );
outtextxy( 10+round( (Sol2^[pos-2]*dx)), maxy-3, mes );
setcolor(2);
for i := 0 to pos-3 do begin
  line( 30+round(Sol2^[i]*dx), maxy-10-round(Sol4^[i]*dy),
    30+round(Sol2^[i+1]*dx), maxy-10-round(Sol4^[i+1]*dy));
end;
key := ord(readkey);
closegraph;
Dispose(Sol0); Dispose(Sol1); Dispose(Sol2); Dispose(Sol3); Dispose(Sol4);
Dispose(Y1); Dispose(Y2); Dispose(Y3);
goto start;
end.

```

Учебное текстовое электронное издание

**Парсункин Борис Николаевич
Андреев Сергей Михайлович
Сухоносова Татьяна Геннадьевна
Рябчикова Елена Сергеевна**

СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

Учебное пособие

Издание 2-е

Редактор Н.П. Боярова
Компьютерная верстка Т.В. Леонтьевой

3,86 Мб
1 электрон. опт. диск

г. Магнитогорск, 2021 год
ФГБОУ ВО «МГТУ им. Г.И. Носова»
Адрес: 455000, Россия, Челябинская область, г. Магнитогорск,
пр. Ленина 38

ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный
технический университет им. Г.И. Носова»
Кафедра автоматизированных систем управления
Центр электронных образовательных ресурсов и
дистанционных образовательных технологий
e-mail: ceor_dot@mail.ru