

**МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН
ТАШКЕНТСКИЙ ХИМИКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ**

**Кафедра «Информатика,
автоматизация и
управления»**

КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ
ПО КУРСУ
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ
ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ
АСУ ТП

Ташкент – 2012

Требования к уровню освоения содержания дисциплины

Согласно "Требования к минимуму содержания и уровню подготовки выпускника по направлению 5521800-«Автоматизация и управления», выпускник (бакалавр) в результате усвоения дисциплины "Теоретические основы построение автоматических систем управления технологических процессов" должен:

- иметь представление о типах систем автоматического регулирования;
- знать методы теоретического и экспериментального исследования с использованием современных методов планирования эксперимента, средств вычислительной техники;
- иметь опыт анализа и синтеза систем автоматического регулирования.
- в обязательный минимум содержания образовательной программы подготовки по теории автоматического управления должны входить:
- системы автоматического регулирования;
- математическое описание систем автоматического регулирования с помощью дифференциальных уравнений, линеаризация, передаточная функция;
- устойчивость линейных систем автоматического регулирования;
- анализ качества процессов;
- синтез линейных систем автоматического регулирования и их исследование в пространстве состояний;
- основы теории нелинейных систем автоматического регулирования;
- линейные импульсные системы.
-

Цели и задачи дисциплины преподавания и изучения дисциплины

Системы управления автоматизированным производством представляются объектами, способными к автоматической адаптации относительно окружающей среды и условий эксплуатации.

Квалификация современного инженера по разработке систем автоматизированного регулирования технологическим объектами, включающих в себя электронные и микропроцессорные системы, в итоге определяется уровнем его математических знаний в области теории автоматического регулирования и математического моделирования указанных систем на ЭВМ.

Целью изучения курса является освоение студентами основ теории автоматического регулирования и математического аппарата моделирования, синтез и оптимизация САР. Данный курс нацеливает студентов на освоение системного подхода к разработке САР технологического процесса.

ПРОМЫШЛЕННЫЕ ОБЪЕКТЫ УПРАВЛЕНИЯ

ПЛАН

1. Классификация промышленных объектов управления.
2. Методы получения математического описания.
3. Аналитические методы. Методы экспериментального определения динамических характеристик объектов управления.
4. Определение динамических характеристик объектов управления по его кривой разгона. Метод Орманса.
5. Частотные методы определения динамических характеристик.
6. Определение параметров объекта управления методом наименьших квадратов.
7. Понятие о статистических методах определения динамических характеристик объекта.

Введение

Современные системы управления сложными объектами промышленной технологии строятся по иерархическому принципу. Это значит, что система управления такими объектами расчленяется на ряд систем, стоящие на разных уровнях подчинения. Система более высокого ранга, ориентируясь на общий (глобальный) критерий управления, выдает команды на включение или отключение отдельных локальных объектов, а также осуществляет выбор частных критериев управления этими объектами. Локальные системы управления осуществляют поддержание заданных оптимальных режимов как в пусковых, так и в нормальных эксплуатационных условиях. Являясь нижним иерархическим уровнем автоматических систем управления промышленными объектами локальные системы осуществляют функции измерения, контроля и регулирования основных технологических параметров, характеризующих состояние технологического процесса. Количество регулируемых параметров в отдельно взятой локальной системе управления невелико и составляет один или два параметра. Из общего числа систем управления современным производством локальные системы составляют около 80%. Качество работы локальных систем управления во многом определяет стабильность и качество выходного продукта, а следовательно и рентабельность производства.

1. Классификация промышленных объектов управления

По характеру протекания технологических процессов объекты управления делятся на циклические, непрерывно-циклические и непрерывные. Локальные системы наиболее широко применяются для управления объектами второго и третьего типов.

По характеру установившегося значения выходной величины объекта при действии на его вход ступенчатого сигнала выделяют объекты с самовыравниванием и без самовыравнивания.

По количеству входных и выходных величин и их взаимосвязи объекты делятся на одномерные (один вход и один выход) и многомерные. Последние могут быть многосвязными - когда наблюдается взаимное влияние каналов регулирования друг на друга, либо несвязными - взаимосвязь между каналами которых мала.

Статические характеристики объекта управления устанавливают связь между установившимися значениями входа и выхода объекта. По виду статических характеристик объекты делятся на линейные и нелинейные. В последних статическая характеристика может быть гладкой, линеаризуемой в окрестности заданной точки, либо носить существенно нелинейный характер. При наличии в объекте нескольких нелинейностей, графическим методом определяется его суммарная нелинейная характеристика. Большинство систем регулирования относятся к классу систем автоматической стабилизации режима работы объекта относительно его рабочей точки (относительно номинального режима работы). В этом случае в процессе работы отклонения переменных, относительно рабочей точки будут малы, что позволяет использовать линейные модели объекта управления. Однако, при смене рабочей точки происходит изменение коэффициента усиления объекта, что будет негативно влиять на динамику замкнутой системы. Для системы автоматической стабилизации не обязательно определение полной статической характеристики объекта. Достаточно знать лишь динамический коэффициент усиления в окрестности рабочей точки. В тоже время на некоторых объектах управления необходимо знание всей статической характеристики процесса. Если она носит нелинейный характер, то с целью стабилизации общего коэффициента усиления системы, в замкнутый контур включают дополнительную нелинейность, обратную статической характеристике объекта. На практике такой подход реализуется путем использования регулирующих клапанов с различными видами расходной характеристики.

Реальные объекты занимают в пространстве какой-либо объем, поэтому регулируемая величина зависит не только от времени, но и от текущих координат точки измерения. Поэтому полное описание объекта управления будет состоять из системы дифференциальных уравнений с частными производными. При использовании точечного метода измерения одним датчиком, система дифференциальных уравнений с частными производными переходит в систему уравнений с обычными производными. Это существенно упрощает построение математической модели объекта, позволяя определить его передаточную функцию. Однако при наличии множества датчиков, распределенных например по длине объекта, может возникнуть необходимость использования множества управляющих сигналов (распределенное управление). Объекты могут быть как стационарные и так и нестационарные. В нестационарных объектах параметры изменяются с течением времени (дрейфуют). Примерами таких объектов могут быть химический реактор с катализатором, активность которого падает с течением времени, или аэрокосмический аппарат, масса которого по мере выгорания топлива уменьшается. Такие явления должны учитываться при проектировании соответствующих систем управления. В зависимости от интенсивности случайных возмущений действующих на объект, они делятся на стохастические и детерминированные. В реальных условиях часто точно неизвестны ни точка приложения возмущения F , ни его характер (Рис. 1.1).

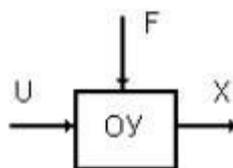


Рис. 1.1. Внешние возмущения в объектах управления.

Известно, что лишь при наличии достаточно точной математической модели объекта можно спроектировать высококачественную систему управления этим объектом. Причем, согласно принципу Эшби, сложность управляющего устройства должна быть не ниже сложности объекта управления.

Поэтому основной целью построения математической модели объекта управления является определение структуры объекта, его статических и динамических характеристик. Особенно важно определение структуры для многомерных и многосвязных объектов управления. В тоже время для локальных объектов управления определение структуры может быть сведено к определению порядка дифференциального уравнения описывающего

объект. Кроме того, оцениваются входные сигналы и возмущения действующие на объект (их статистические характеристики, точки приложения, максимальные амплитуды). Значение этих характеристик позволяет выбрать структуру регулятора и рассчитать параметры его настройки, ориентируясь также на критерий качества работы этой системы. Наряду с динамической частью $W(p)$ в структуре объекта могут содержаться различные запаздывания в сигналах управления, измерения и состояния (рецикла) (Рис. 1.2).

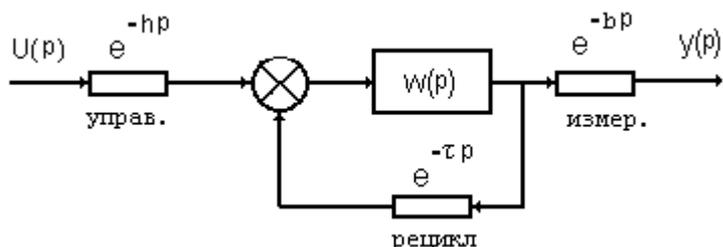


Рис. 1.2. Объект управления с запаздыванием.

В промышленных объектах под рециклом понимается возврат части продукта с выхода объекта на его вход с целью повторной переработки. Большинство промышленных объектов управления имеют запаздывания. Наличие запаздывания объясняется конечной скоростью распространения потоков информации в технологических объектах (транспортное запаздывание). Наряду с этим при понижении порядка модели объекта вводят дополнительное динамическое запаздывание. Для этого выделяют одну наибольшую постоянную времени, а все остальные малые постоянные времени заменяют звеном динамического запаздывания.

1.2. Методы получения математического описания

Существуют аналитические, экспериментальные и комбинированные методы получения математического описания объектов управления.

Аналитические методы базируются на использовании уравнений описывающих физико-химические и энергетические процессы, протекающие в исследуемом объекте управления. Это, например, законы сохранения вещества и энергии (уравнения материального баланса). В настоящее время для многих классов объектов управления получены их математические модели. В частности для аэрокосмических объектов (ракет, самолетов, вертолетов), для технологических объектов (химические реакторы), для энергетических процессов (ядерные реакторы, паровые турбины, генераторы, двигатели). При получении таких описаний обычно оперируют с дифференциальными уравнениями в частных производных, т.к. переменные изменяются как во времени, так и в пространстве.

Экспериментальные методы предполагают проведение серии экспериментов на реальном объекте управления. Обработав результаты экспериментов, оценивают параметры динамической модели объекта, задавшись предварительно ее структурой.

Наиболее эффективными оказываются комбинированные методы построения математической модели объекта, когда, используя аналитически полученную структуру объекта, ее параметры определяют в ходе натурных экспериментов.

1.2.1. Аналитические методы

В качестве примера рассмотрим аналитическую процедуру получения передаточной функции бака с жидкостью (Рис. 1.3).

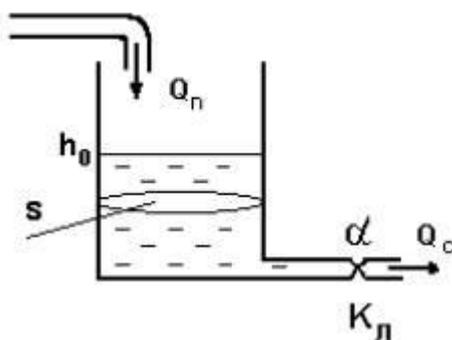


Рис. 1.3. Объект управления - бак с жидкостью.

В баке будет осуществляться стабилизация уровня жидкости на номинальном значении $h_0 = const$. Регулирование притока Q_n осуществляется через верхнюю трубу.

Слив жидкости идет через нижнюю трубу через установленный на ней клапан K_n . Степень открытия клапана α может изменяться от 0 до 1, устанавливая тем самым нужную величину стока. Площадь сечения бака S .

Очевидно, что в установившемся режиме работы приток равен стоку $Q_{n0} = Q_{c0}$.

Таким образом, управляющей величиной является приток жидкости, управляемой - величина уровня, а главным возмущением - изменение величины степени открытия клапана α .

Пусть приток жидкости в бак увеличился на ΔQ_n . В это случае текущее значение притока будет равно $Q_n = Q_{n0} + \Delta Q_n$. Тогда за время Δt уровень возрастет на величину Δh и составит $h = h_0 + \Delta h$. Очевидно, что количество жидкости накопленной во времени должно равняться количеству жидкости накопленной в объеме. Отсюда следует уравнение материального баланса

$$S\Delta h = \Delta t(Q_n - Q_c).$$

Для анализа изменения уровня преобразуем это уравнение к виду

$$\frac{\Delta h}{\Delta t} = \frac{1}{S}(Q_n - Q_c). \quad (1.1)$$

Из физики известно, что величина стока связана с уровнем соотношением

$$Q_c = \alpha\sqrt{h} \quad (1.2)$$

Эта зависимость носит нелинейный характер. Для получения линейного дифференциального уравнения объекта и его передаточной функции необходимо произвести линеаризацию нелинейности в окрестности рабочей точки регулирования. Такой подход справедлив, т.к. при использовании регулятора стабилизации, отклонения текущего значения уровня от заданного будут малыми.

Для линеаризации необходимо разложить функцию (1.2) в ряд Тейлора и отбросить все нелинейные члены. Прделав это, получим

$$Q_c = \alpha\sqrt{h_0} + \frac{\alpha}{2\sqrt{h_0}}\Delta h.$$

С учетом этой зависимости уравнение (1.1) примет вид

$$\frac{\Delta h}{\Delta t} = \frac{1}{S}(Q_{n0} + \Delta Q_n - \alpha\sqrt{h_0} - \frac{\alpha}{2\sqrt{h_0}}\Delta h).$$

Беря предел, при $\Delta t \rightarrow 0$, произведя замену переменных $h \rightarrow x$, $\Delta Q_n \rightarrow u$, и учитывая, что $Q_{n0} = \alpha\sqrt{h_0}$ получим дифференциальное уравнение объекта

$$\frac{dx}{dt} = \frac{1}{S}\left(u - \frac{\alpha}{2\sqrt{h_0}}x\right) \quad (1.3)$$

Известно, что инерционное звено первого порядка с коэффициентом усиления K и постоянной времени T описывается дифференциальным уравнением

$$x(t) = -\frac{1}{T}x(t) + \frac{K}{T}u(t), \quad (1.4)$$

Тогда, из сравнения формул (1.3) и (1.4) получим следующие выражения для постоянной времени и коэффициента усиления бака с жидкостью

$$T = \frac{2S\sqrt{h_0}}{\alpha}, \quad K = \frac{2\sqrt{h_0}}{\alpha}$$

Достоинства аналитических методов:

- не требуют проведения экспериментов на реальном объекте;
- позволяют определить математическое описание еще на стадии проектирования системы управления;
- позволяют учесть все основные особенности динамики объекта управления, как-то наличие нелинейностей, нестационарность, распределенные параметры и т.д.;
- обеспечивают получение универсального математического описания, пригодного для широкого класса аналогичных объектов управления.

Недостатки:

- трудность получения достаточно точной математической модели, учитывающей все особенности реального объекта;
- проверка адекватности модели и реального процесса требуют проведения натуральных экспериментов;
- многие математические модели имеют ряд трудно оцениваемых в численном выражении параметров (например, константы скоростей химических реакций).

1.2.2. Методы экспериментального определения динамических характеристик объектов управления

В настоящее время при расчете настроек регуляторов локальных систем широко используются достаточно простые динамические модели промышленных объектов управления. В частности, использование моделей инерционных звеньев первого или второго порядка с запаздыванием для расчета настроек регуляторов обеспечивает в большинстве случаев качественную работу реальной системы управления. В связи с этим возникает задача определения численных значений параметров динамических моделей промышленных объектов управления. Опыт показывает, что значительно проще, но с достаточной точностью, определить эти параметры экспериментально на реальном объекте управления. Особенно оправдан такой подход для одномерных объектов управления, работающих совместно с системой автоматической стабилизации.

В зависимости от вида переходной характеристики (кривой разгона) задаются чаще всего одним из трех видов передаточной функции объекта управления:

- в виде передаточной функции инерционного звена первого порядка

$$W_0(p) = \frac{K e^{-\tau p}}{Tp + 1} \quad (1.5)$$

где - K, T, τ коэффициент усиления, постоянная времени и запаздывание, которые должны быть определены в окрестности номинального режима работы объекта. Для объекта управления без самовыравнивания передаточная функция имеет вид

$$W_0(p) = \frac{K e^{-\tau p}}{p} \quad (1.6)$$

Более точное описание динамики объекта описывает модель второго порядка с запаздыванием

$$W_0(p) = \frac{K e^{-\tau p}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \quad (1.7)$$

Экспериментальные методы определения динамических характеристик объектов управления делятся на два класса:

1. Методы определения временных характеристик объекта управления.
2. Методы определения частотных характеристик объекта управления.

Временные методы определения динамических характеристик делятся, в свою очередь, на активные и пассивные.

Активные методы предполагают подачу на вход объекта пробных тестирующих сигналов, каковыми являются

- регулярные функции времени (ступенчатый или прямоугольный импульсы, гармонический сигнал, периодический двоичный сигнал);
- пробные сигналы случайного характера (белый шум, псевдослучайный двоичный сигнал - ПСДС).

В зависимости от вида пробного сигнала выбирают соответствующие методы обработки выходного сигнала объекта управления. Так, например, при подаче ступенчатого управляющего сигнала, снимают кривую разгона объекта, а при подаче прямоугольного импульсного сигнала снимают кривую отклика. Кривая отклика снимается для объектов, не допускающих подачу на вход объекта ступенчатых сигналов.

Достоинствами активных методов являются:

- достаточно высокая точность получения математического описания;
- относительно малая длительность эксперимента.

Следует учитывать, что активные методы, в той или иной степени, приводят к нарушению нормального хода технологического процесса. Поэтому проведение эксперимента должно быть тщательно спланировано. В пассивных методах на вход объекта не подаются никакие пробные

сигналы, а лишь фиксируется естественное движение объекта в процессе его нормального функционирования. Полученные реализации массивов данных входных и выходных сигналов обрабатываются статическими методами. По результатам обработки получают параметры передаточной функции объекта. Однако, такие методы имеют ряд недостатков:

- малая точность получаемого математического описания, (т.к. отклонения от нормального режима работы малы);
- необходимость накопления больших массивов данных с целью повышения точности (тысячи точек);
- если эксперимент проводится на объекте, охваченном системой регулирования, то наблюдается эффект корреляции (взаимосвязи) между входным и выходным сигналами объекта через регулятор. Такая взаимосвязь снижает точность математического описания.

1.2.3. Определение динамических характеристик объекта управления по его кривой разгона

При определении динамических характеристик объекта по его кривой разгона на вход подается или ступенчатый пробный сигнал или прямоугольный импульс. Во втором случае кривая отклика должна быть построена до соответствующей кривой разгона.

При снятии кривой разгона необходимо выполнить ряд условий:

1. Если проектируется система стабилизации, то кривая разгона должна сниматься в окрестности рабочей точки процесса.
2. Кривые разгона необходимо снимать как при положительных, так и отрицательных скачках управляющего сигнала. По виду кривых можно судить о степени асимметрии объекта. При небольшой асимметрии расчет настроек регулятора рекомендуется вести по усредненным значениям параметров передаточных функций. Линейная асимметрия наиболее часто проявляется в тепловых объектах управления.
3. При наличии зашумленного выхода желательно снимать несколько кривых разгона с их последующим наложением друг на друга и получением усредненной кривой.
4. При снятии кривой разгона необходимо выбирать наиболее стабильные режимы процесса, например, ночные смены, когда действие внешних случайных возмущений маловероятно.
5. При снятии кривой разгона амплитуда пробного входного сигнала должна быть, с одной стороны, достаточно большой, чтобы четко выделялась кривая разгона на фоне шумов, а, с другой стороны, она должна быть достаточно

малой, чтобы не нарушать нормального хода технологического процесса. Сняв кривую разгона, и оценив характер объекта управления (с самовыравниванием или без) можно определить параметры соответствующей передаточной функции. Передаточную функцию вида (1.5) рекомендуется применять для объектов управления с явно выраженной доминирующей постоянной времени (одеомкостный объект). Перед началом обработки кривую разгона рекомендуется пронормировать (диапазон изменения нормированной кривой 0 - 1) и выделить из ее начального участка величину чистого временного запаздывания.

Пример. Дана нормированная кривая разгона объекта, у которой заранее выделена величина чистого запаздывания $\tau_3 = 3 \text{ мин}$. Построим график кривой разгона (рис. 1.4) по ее значениям, приведенным в таблице 1.1.

Таблица 1.1.

$t_7, \text{мин}$	0	2	4	6	8	10	12	14	18	22
h_n	0	0,087	0,255	0,43	0,58	0,7	0,78	0,84	0,92	0,96

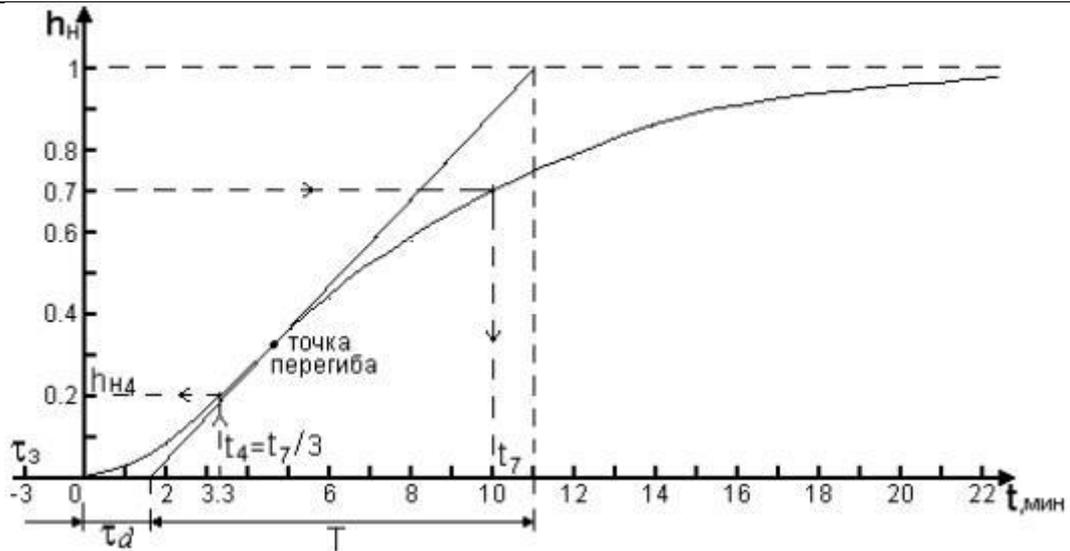


Рис. 1.4. График кривой разгона.

Динамический коэффициент усиления K объекта определяется как отношение приращения выходного сигнала к приращению входного в окрестности рабочей точки.

Определение динамических характеристик объектов по кривой разгона можно производить двумя методами.

- 1) Метод касательной к точке перегиба кривой разгона. В данном случае точка перегиба соответствует переходу кривой от режима ускорения к режиму замедления темпа нарастания выходного сигнала. Постоянная времени T и динамическое

запаздывание τ_d определяются в соответствии с графиком рис.1.4, т.е. $\tau = \tau_3 + \tau_d$.

2) Формульный метод позволяет аналитически вычислить величину динамического запаздывания и постоянной времени по формулам

$$\tau_d = \frac{t_B \ln(1 - h_A) - t_A \ln(1 - h_B)}{\ln(1 - h_A) - \ln(1 - h_B)}, \quad T = -\frac{t_A - \tau_d}{\ln(1 - h_A)},$$

где значение h_A , берется в окрестности точки перегиба кривой, а значение h_B принимается равным 0,8 - 0,85. По этим значениям определяются и моменты времени t_A и t_B .

Методику определения параметров динамической модели (1.6) объекта без самовыравнивания рассмотрим на примере кривой разгона уровня в барабане котла теплоагрегата. Предполагается, что на вход объекта увеличили подачу воды на 10 т/час = DG, при этом уровень начал увеличиваться. Приращение уровня зафиксировано в таблице 1.2.

Таблица 1.2.

$t_c, \text{сек}$	0	100	200	300
$\Delta h, \text{мм}$	0	20	76	135

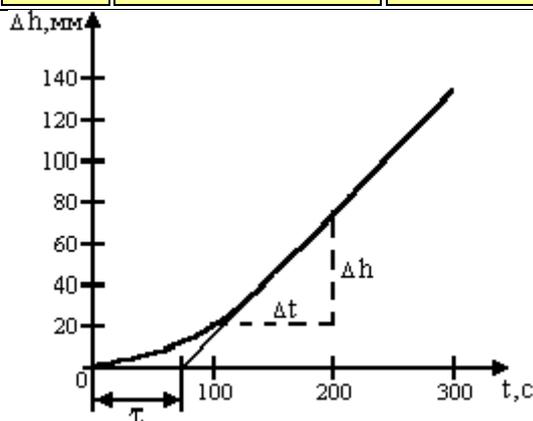


Рис. 1.5. График разгонной характеристики объекта без самовыравнивания. График разгонной характеристики объекта без самовыравнивания, построенной в соответствии с приведенной таблицей показан на рис. 1.5. Для объекта без самовыравнивания коэффициент усиления определяется как отношение установившейся скорости изменения выходной величины к величине скачка входного сигнала. В нашем примере

$$K = \frac{56}{100} = 0.56 \text{ мм/с} \quad K = \frac{K}{\Delta G} = 0.56/10 = 0.056$$

Величина динамического запаздывания τ в объекте определяется так, как показано на рис.1.5.

1.2.4. Метод Орманса

Это метод позволяет по нормированной кривой разгона определить две доминирующие постоянные объекта управления для модели вида (1.7). Методика поясняется с использованием предыдущей кривой разгона, приведенной на рис.1.4. Для этого:

1) Из нормированной кривой разгона определяется время, соответствующее значению $h_H = 0.7$ и обозначается t_7 . Полученный интервал делится на три части. Поднимается перпендикуляр до кривой разгона и определяется величина h_{H4} . Аналитически доказана связь между точками кривой разгона и параметрами модели, а именно $t_7 = 1.2(T_1 + T_2)$, $t_4 = t_7/3$.

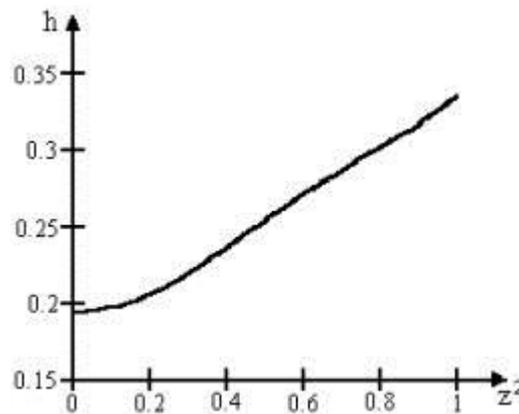


Рис. 1.6. Номограмма для определения величины Z^2 .

Постоянные времени объекта управления T_1 и T_2 определяются с помощью вспомогательной величины Z^2 , для нахождения которой используется номограмма (рис. 1.6).

Постоянные времени объекта управления T_1 и T_2 определяются по следующим формулам:

$$T_1 = \frac{t_7}{2.4}(1+z), \quad T_2 = \frac{t_7}{2.4}(1-z). \quad (1.8)$$

Если $h_{H4} < 0.19$, то для определения динамики объекта используют метод площадей. Если $T_1 \gg T_2$, то можно перейти к модели первого порядка.

1.2.5. Частотные методы определения динамических характеристик

Эти методы предполагают, что на вход объекта подается периодический сигнал с известной частотой и амплитудой. При этом, если этот сигнал формируется с помощью прямоугольных импульсов, то эквивалентная амплитуда синусоидального сигнала будет больше амплитуды

прямоугольного импульса в $4/\pi$ раза, что должно учитываться при расчете частотных характеристик. Модуль амплитудно-фазовой характеристики определяется как отношения амплитуды выходной гармоники к амплитуде входной. Фазовая характеристика характеризует фазовый сдвиг между этими гармониками на различных частотах пробного сигнала. Эти характеристики могут определяться непосредственно по графикам входного и выходного сигналов объекта, либо методом синхронного детектирования. Частотные методы определения динамических характеристик объекта предполагают наличие двух этапов, на которых определяются:

- 1) Амплитудно-фазовая характеристика объекта.
- 2) Передаточная функция объекта.

Амплитудно-фазовая характеристика (АФХ) объекта несет большую информацию об объекте, чем его кривая разгона. Таким образом, определение динамики объекта управления по его АФХ позволяет получить более точную динамическую модель, работающую в широком диапазоне частот. Однако при определении динамических характеристик объекта с помощью частотных методов следует учитывать, что они более трудоемки и требуют наличия специальной аппаратуры (низкочастотные генераторы периодических сигналов, регистрирующая аппаратура).

В процессе проведения экспериментов по снятию АФХ желательно предварительно определить так называемый существенный диапазон частот объекта. Для этого необходимо найти критическая частота колебаний ω_p объекта, т. е. частота, на которой входная и выходная гармоники колеблются в противофазе.

Для экспериментального определения частоты ω_p рекомендуется использовать метод двухпозиционного регулирования неполным притоком. Рабочий диапазон частот эксперимента (6 - 7 точек) рекомендуется выбирать из соотношения

$$\omega = (0.5 - 2.5)\omega_p$$

По виду полученной в результате построения АФХ выбирается нужный вид передаточной функции объекта управления.

На втором этапе необходимо определить такие параметры модели объекта, чтобы АФХ модели как можно точнее соответствовала АФХ реального объекта.

При наличии нелинейной статической характеристики объекта управления при подаче на его вход пробных колебаний, выходной сигнал объекта можно отличить от синусоидального. В этом случае для выделения

истинного значения амплитуды первой гармоники рекомендуется использовать метод двенадцати ординат.

1.2.6. Определение параметров объекта управления методом наименьших квадратов

Этот метод предполагает, что используются массивы значений входных и выходных сигналов объекта, снятых через некоторый интервал времени T_k - период квантования. Во входном сигнале объекта должна присутствовать как постоянная, так и пробная составляющие. Постоянная составляющая определяет положение рабочей точки процесса, в окрестности которой и производит определение параметров динамической модели объекта. Учитывая, что используются дискретные значения входа и выхода, необходимо работать с цифровыми (дискретными) моделями объекта. Рассмотрим методику применения метода наименьших квадратов на примере цифровой модели первого порядка, заданной в виде:

$$y_M(k) = ay(k-1) + bu(k-1) \quad (1.9)$$

Структурная схема эксперимента с использованием модели объекта показана на рис. 1.7. Здесь ОУ - объект управления, М - модель объекта, $u(k), y(k), e(k), y_M(k), \theta$ - входной и выходной сигналы, текущая ошибка идентификации, выходной сигнал модели и вектор оценки параметров.

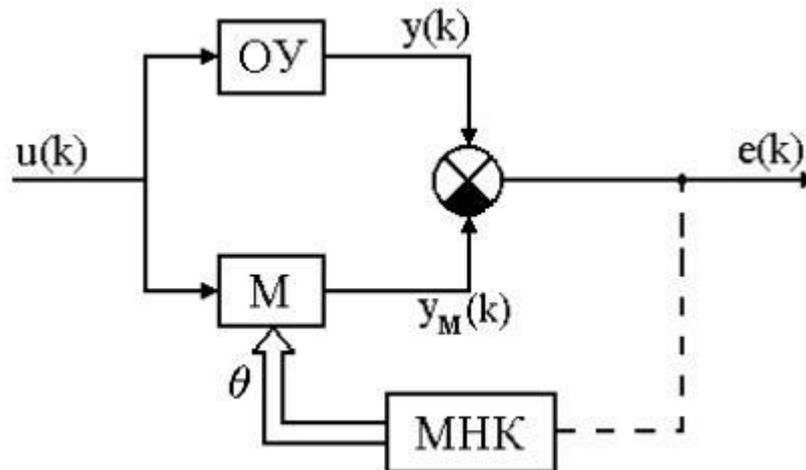


Рис. 1.7. Структурная схема эксперимента.

Пусть накоплено $N+1$ точек измерения входного и выходного сигналов объекта. В методе наименьших квадратов обобщенная ошибка идентификации должна быть минимальна:

$$E = \sum_{k=1}^{N+1} e^2(k) \rightarrow \min(\theta) \quad (1.10)$$

Для упрощения записи опустим в дальнейших выкладках пределы суммирования. Раскроем выражение (1.10) в виде

$$E = \sum e^2(k) = \sum [y(k) - y_M(k)]^2 = \sum [A - B]^2, \quad (1.11)$$

где

$$\begin{aligned} A &= y(k) - ay(k-1), \\ B &= bu(k-1) \end{aligned} \quad (1.12)$$

После соответствующих преобразований формулы (1.11), раскрытия скобок и приведения подобных получим

$$E = S_1 - 2aS_2 + a^2S_3 - 2bS_4 + 2abS_5 + b^2S_6, \quad (1.13)$$

где

$$\begin{aligned} S_1 &= \sum y^2(k), \\ S_2 &= 2a \sum y(k)y(k-1), \\ S_3 &= a^2 \sum y^2(k-1), \\ S_4 &= 2b \sum y(k)u(k-1), \\ S_5 &= 2ab \sum y(k)u(k-1), \\ S_6 &= b^2 \sum u^2(k-1). \end{aligned} \quad (1.14)$$

При минимизации E необходимо определить частные производные по параметрам a и b :

$$\frac{\partial E}{\partial a} = 0, \quad \frac{\partial E}{\partial b} = 0, \quad (1.15)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial E}{\partial a} = -S_2 + aS_3 + bS_5 = 0, \\ \frac{\partial E}{\partial b} = -S_4 + aS_5 + bS_6 = 0, \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} aS_3 + bS_5 = S_2 \\ aS_5 + bS_6 = S_4 \end{cases} \quad (1.16)$$

$$A\theta = B, \quad (1.17)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} S_3 & S_5 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix}, \quad \theta = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} S_2 \\ S_4 \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Откуда следует формула для вычисления оценок вектора параметров объекта управления по методу наименьших квадратов

$$\theta = A^{-1}B \quad (1.19)$$

Обратная матрица A^{-1} всегда существует, так как исходная матрица A симметричная и положительно определенная, что следует из формул (1.14).

Зная параметры дискретной модели можно определить параметры передаточной функции объекта

$$W_o(p) = \frac{K}{Tp + 1} = \frac{y(p)}{u(p)}, \quad (1.20)$$

Известно, что связь между параметрами дискретной модели (1.9) и передаточной функции (1.20) определяется формулами

$$a = e^{-T_x/T}, \quad b = K(1 - a) \quad (1.21)$$

Откуда следует, что

$$T = -T_x / \ln(a), \quad K = b / (1 - a) \quad (1.22)$$

При использовании МНК, получаемые оценки вычисляются с некоторыми ошибками, которые называются смещением оценок. Для получения достаточно представительных результатов необходимо выполнить ряд условий:

- 1) Подавать на вход объекта управления какой-либо пробный тестирующий сигнал, достаточно богатый в спектральном отношении (например ПСДС). Такой сигнал эквивалентен подаче на объект большого множества различных гармонических составляющих, что позволяет оценить достаточно большую полосу частот АФХ объекта.
- 2) Объем исследуемой выборки (N) должен быть достаточным для получения представительных оценок, причем, чем меньше уровень пробного ПСДС, больше должно быть число N . Существует рекуррентный метод наименьших квадратов (РМНК), который позволяет в темпе с процессом (в реальном времени) получать текущие оценки параметров объекта и по их сходимости определить величину N и момент окончания эксперимента.
- 3) С увеличением уровня шумов на выходе объекта точность оценок снижается. Смещение оценок возникает и при охвате исследуемого объекта обратной связью через регулятор, т.к. в этом случае возникает корреляционная связь между входом и выходом объекта, которая и приводит к смещению оценок.

Учет запаздывания в объекте управления приводит к появлению задержки в управляющем сигнале на M периодов квантования

$$y(k) = ay(k - 1) + bu(k - 1 - M), \quad (1.23)$$

где

$$M = \text{int}(\tau / T_x)$$

В связи с этим, наряду с оценкой параметров a и b необходимо определить и величину задержки M . Это можно сделать путем нахождения глобального минимума обобщенной ошибки идентификации E для различных величин задержки $M = 0 \div M_{\max}$ при использовании одного и того же массива данных.

1.2.7. Понятие о статистических методах определения динамических характеристик объекта

В статистических методах определения динамических характеристик объекта управления предполагается, что входной и выходной сигналы объекта представляют собой реализации случайных процессов. В связи с этим их обработка должна производиться статическими методами. При этом входной сигнал может быть либо искусственно сформирован от генератора шума, либо быть естественным шумовым компонентом в условиях нормальной эксплуатации объекта.

Пробный входной сигнал должен содержать в своем спектре множество гармоник со случайной амплитудой и фазой. Это позволяет ускорить процесс определения параметров объекта управления. При этом необходимо, чтобы входной сигнал был достаточно спектрально насыщен, т.е. имел как низко-, так и высокочастотные составляющие.

Этому требованию удовлетворяет сигнал типа "белого шума". Но в реальных условиях такой сигнал не воспроизводим, поэтому ограничивают частотный спектр случайного сигнала, примером которого является псевдослучайный двоичный сигнал - ПСДС. Генератор шума настраивают таким образом, чтобы он генерировал множество гармоник, оценивающих наиболее существенный участок АФХ объекта управления.

Входной и выходной сигналы объекта квантуют по времени и полученные массивы данных вводят в ЭВМ. Предварительно происходит обработка этих массивов путем их центрирования, когда из текущего массива данных вычитается его среднее значение, и путем отбеливания, в результате которого из выходного сигнала исключаются явные шумовые составляющие не несущие информации.

По полученным массивам входных и выходных данных определяют автокорреляционную $R_{uu}(\tau)$ и взаимокорреляционную $R_{uy}(\tau)$ функции. Корреляционные функции характеризуют тесноту вероятностной связи между двумя соседними ординатами процесса, сдвинутыми на время τ , где

$0 \leq \tau \leq \infty$. Зная корреляционные функции по ним находят соответствующие спектральные плотности $S_{xx}(\omega)$ и $S_{yy}(\omega)$. Спектральная плотность характеризует распределение дисперсии амплитуд гармонических составляющих соответствующих сигналов. Зная спектральные плотности можно определить модуль частотной передаточной функции объекта, используя соотношение

$$S_{yy}(\omega) = |W_{oy}(j\omega)| \cdot S_{xx}(\omega)$$

Контрольные вопросы

1. Расскажите о классификациях промышленных объектов управления? Расскажите о методах получения математического описания?
2. В чем заключается суть аналитического метода?
3. В чем заключается суть метода экспериментального определения динамические характеристики объектов управления?
4. Как определяется динамические характеристики объектов управления по его кривого разгона?
5. Что такое метод Орманса?
6. Что такое частотный метод определения динамических характеристик? Как определяется параметров объекта управления методом наименьших квадратов?
7. Расскажите о статистических методах определения динамических характеристик объекта?

Литература

1. Клиначёв Н. В. Теория систем автоматического регулирования и управления: Учебно-методический комплекс. - Offline версия [[tau_knv.zip](#)]. – Website: http://vissim.nm.ru/tau_lec.html, - Челябинск, 2003.
2. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. - М.: Наука, 1975.
3. Острём К., Виттенмарк Б. Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. - М.: Мир, 1987. - 480 с., ил.
4. Оппенгейм Э., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов/ Пер. с англ./ Под ред. С. Я. Шаца. - М.: Связь, 1979. - 416 с.
5. Антонио А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование/ Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1983. - 320 с.
6. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник. - М.: Радио и связь, 1985. -312 с., ил.

7. Дженкинс Г., Ватс Д. Спектральный анализ и его приложения: В 2 т./ Пер. с англ. Ф. М. Писаренко с предисловием А. М. Яглома - М.: Мир, 1971.
8. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления/ Под редакцией В. А. Бесекерского. - М.: Наука, 1978.
9. Бронштейн И.Н., Семендяев К.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. - М.: Наука, 1986.
10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ Пер. с нем. - М.: Мир, 1982.
11. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3 т./ Пер. с англ. - М.: Мир, 1993

ЛЕКЦИЯ №2

АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ И ИХ НАСТРОЙКА

ПЛАН

1. Общие сведения о промышленных объектах регулирования. Выбор канала регулирования
Требования к промышленным системам регулирования.
2. Основные показатели качества регулирования.
3. Типовые процессы регулирования.
4. Коэффициенты передачи элементов и блоков САР.
5. Типовая структурная схема регулятора.
6. Классификация регуляторов.
7. Выбор типа регулятора.
8. Формульный метод определения настроек регулятора.
9. Оптимальная настройка регуляторов по номограммам.
10. Расчет настроек по частотным характеристикам объекта.
11. Методика расчета настроек ПИ регулятора по АФХ объекта.
Экспериментальные методы расчета настроек регулятора.
12. Метод незатухающих колебаний.
13. Метод затухающих колебаний.
14. Регулирование при наличии шумов. Методы настройки двухсвязных систем регулирования.
15. Метод автономной настройки регуляторов.
16. Метод итеративной настройки регуляторов.
17. Метод аналитического конструирования регуляторов.

2.1. Общие сведения о промышленных системах регулирования

Производственные процессы характеризуются множеством регулируемых величин: температурой, давлением, расходом, концентрацией и т. д., которые называются параметрами процесса. Чтобы технологическое оборудование работало в требуемом режиме, то есть с высоким КПД, с заданной производительностью, давало продукцию необходимого качества и работало надежно, необходимо поддерживать величины, характеризующие процесс, в большинстве случаев постоянными. Эта важнейшая задача возложена на промышленные системы автоматического регулирования и стабилизации технологических процессов.

Промышленные системы регулирования занимают второй уровень современных иерархических систем управления технологическими процессами. Их главная задача состоит в том, чтобы стабилизировать технологические параметры на заданном уровне. Этим занимаются системы автоматической стабилизации. В этих системах сигнал задания (уставка регулятора) остается постоянным в течении длительного времени работы. Другой, не менее важной задачей, является задача программного управления технологическим агрегатом, что обеспечивает переход на новые режимы работы. Решение этой проблемы осуществляется с помощью той же системы автоматической стабилизации, задание которой изменяется от программного задатчика.

В современных технологических комплексах имеются сотни и тысячи контуров регулирования, от качества работы которых во многом зависит качество выдаваемой продукции. Поэтому для большинства промышленных САР необходима достаточно высокая точность их работы ($\pm 1 \div 15\%$). При этом главное назначение системы стабилизации - это компенсация внешних возмущающих воздействий, действующих на объект управления. Структурная схема одноконтурной САР промышленным объектом управления приведена на рис. 2.1. Основными элементами ее являются: АР - автоматический регулятор, УМ - усилитель мощности, ИМ - исполнительный механизм, РО - регулируемый орган, СОУ - собственно объект управления, Д - датчик, НП - нормирующий преобразователь, ЗД - задатчик, ЭС - элемент сравнения.

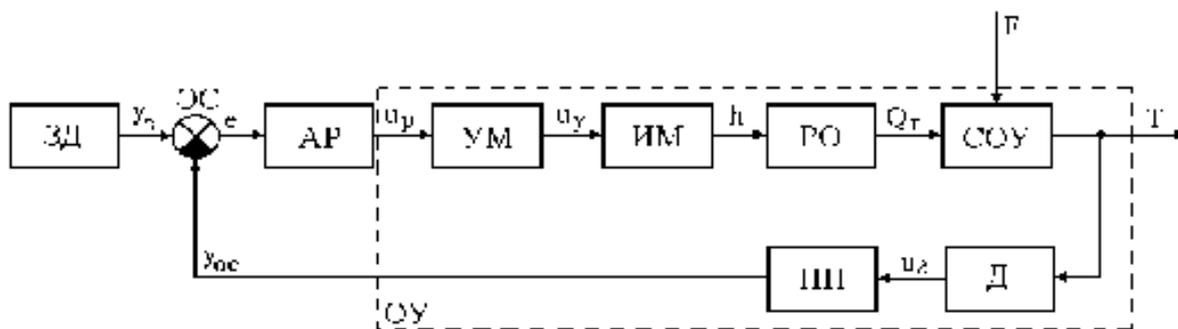


Рис. 2.1. Структурная схема САУ промышленным объектом управления.

Обозначение переменных: Y_z - задающий сигнал, e - ошибка регулирования, U_p - выходной сигнал регулятора, U_y - управляющее напряжение, h - перемещение регулирующего органа, Q_r - расход вещества или энергии, F - возмущающее воздействие, T - регулируемый параметр (например температура), Y_{oc} - сигнал обратной связи (выходное напряжение или ток преобразователя).

Характерной особенностью схемы является наличие нормирующего преобразователя НП, обеспечивающего работу автоматического регулятора со стандартными значениями тока (0÷5 мА) или напряжения (0÷10 В). Нормирующий преобразователь выполняет следующие функции:

- 1) преобразует нестандартный входной сигнал (мВ) в стандартный выходной сигнал;
- 2) осуществляет фильтрацию входного сигнала;
- 3) осуществляет линейризацию статической характеристики датчика с целью получения линейного диапазона;
- 4) применительно к термопаре, осуществляет температурную компенсацию холодного спая термопары.

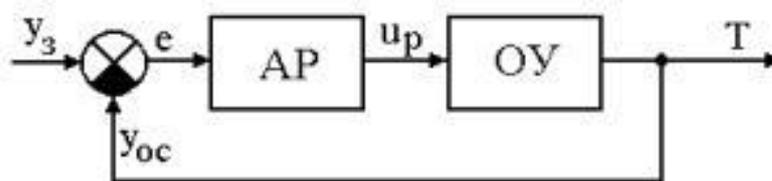


Рис. 2.2. Расчетная схема САУ промышленным объектом управления.

Для расчетных целей исходную схему упрощают до схемы, показанной на рис. 2.2, где АР - регулятор, ОУ - объект управления. Здесь под объектом управления уже понимается неизменяемая часть системы, состоящая из преобразователей сигналов, исполнительного

механизма, регулирующего органа, собственно объекта управления и датчика.

2.2. Выбор канала регулирования

Одним и тем же выходным параметром объекта можно управлять по разным входным каналам. Например, температурой в печи - путем изменения расхода воздуха или газа в печь (рис. 2.3).



Рис. 2.3. Управление температурой печи по разным каналам.

Задача состоит в том, какой из входных параметров (каналов) следует выбирать. При выборе нужного канала управления исходят из следующих соображений:

- 1). Из всех возможных регулирующих воздействий выбирают такой поток вещества или энергии, подаваемый в объект или отводимый из него, минимальное изменение которого вызывает максимальное изменение регулируемой величины, т. е. коэффициент усиления по выбранному каналу должен быть по возможности максимальным. Тогда, по данному каналу, можно обеспечить более точное регулирование.
- 2). Диапазон допустимого изменения управляющего сигнала должен быть достаточен для полной компенсации максимально возможных возмущений, возникающих в данном технологическом процессе, т. е. должен быть запас по мощности управления в данном канале.
- 3). Выбранный канал должен иметь благоприятные динамические свойства, т. е. запаздывание τ_0 и отношение τ_0/T_0 , где T_0 - постоянная времени объекта, должны быть возможно меньшими. Кроме того, изменение статических и динамических параметров объекта по выбранному каналу при изменении нагрузки или во времени должны быть незначительными.
- 4). Выбранный канал регулирования должен быть согласован с технологическим регламентом ведения процесса.

2.3. Требования к промышленным системам регулирования

- 1). Промышленная САР должна обеспечивать устойчивое управление процессом во всем диапазоне нагрузок на технологический агрегат.
- 2). Система должна обеспечивать в окрестности рабочей точки заданное

качество процессов управления (время переходного процесса, перерегулирование и колебательность).

3). Система должна обеспечивать в установившемся режиме заданную точность регулирования. Желательно обеспечить нулевую статическую ошибку регулирования. Кроме этого желательно обеспечить заданную дисперсию ошибки регулирования.

Все эти условия будут выполняться, если объект управления является стационарным, либо его вариации параметров достаточно малы и компенсируются запасами устойчивости системы. Этому способствует то, что большинство промышленных систем - это системы автоматической стабилизации заданных параметров. Серийные регуляторы обеспечивают устойчивый процесс регулирования подавляющего большинства промышленных объектов при условии, что правильно выбраны настройки регулятора.

Чем выше требования к качеству регулирования, тем более сложной и дорогой будет система. Поэтому при создании САР стремятся найти разумный компромисс между качеством регулирования и затратами на автоматизацию технологического процесса.

2.4. Возмущения в технологическом процессе

Главное назначение систем автоматической стабилизации - борьба с возмущениями. На систему стабилизации в основном действуют два вида возмущений:

- возмущения со стороны нагрузки на технологический объект;
- возмущения в виде изменения сигнала задания на регулятор.

В первом случае система должна скомпенсировать (парировать) внешнее возмущение. Во втором - точно отработать сигнал задания. Наиболее неприятным случаем является возмущение по нагрузке, т. к. при этом:

- 1) обычно неизвестно место приложения возмущения;
- 2) неизвестен момент подачи возмущения;
- 3) неизвестен характер или вид возмущающей функции.

Основные возмущения - это возмущения со стороны нагрузки на технологический агрегат, которые проявляются в виде неконтролируемых произвольных изменений расходов, концентраций, температур и т. д. По характеру изменения во времени, возмущения делятся на медленно меняющиеся, импульсные и случайные. В зависимости от характера

доминирующих возмущений и типа системы выбирается и нужный критерий оптимизации настроек регулятора.

Выделяют два типа случайных возмущений:

- 1) низкочастотные;
- 2) высокочастотные (шумы).

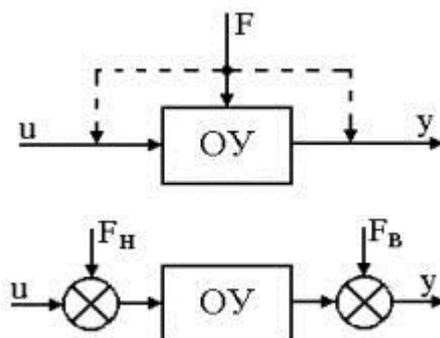


Рис. 2.4. Распределение случайных возмущений.

Низкочастотные случайные возмущения условно считают, что они поступают на вход объекта, в то время, как шумы - на его выход (рис. 2.4). В случае высокочастотных случайных возмущений становится актуальной задача фильтрации этих шумов.

На практике возмущения по нагрузке чаще всего компенсируются соответствующим перемещением регулирующего органа, изменяющего расход вещества или энергии в объект управления. Поэтому такое возмущение и приводят ко входу объекта, а его величину измеряют в процентах хода регулирующего органа.

2.5. Основные показатели качества регулирования

К автоматическим системам регулирования предъявляются требования не только устойчивости процессов регулирования во всем диапазоне нагрузок на объект. Для работоспособности системы не менее необходимо, чтобы процесс автоматического регулирования осуществлялся при обеспечении определенных качественных показателей. Такими показателями являются:

- 1). Ошибка регулирования (статистическая или среднеквадратическая составляющие).
- 2). Время регулирования.
- 3). Перерегулирование.
- 4). Показатель колебательности.

5). Динамический коэффициент регулирования R_d , который определяется из формулы

$$R_d = \frac{Y_1}{Y_0} \cdot 100\%,$$



Рис. 2.5. К понятию динамического коэффициента регулирования.

где смысл величин Y_0 и Y_1 ясен из рис. 2.5.

Величина R_d характеризует степень воздействия регулятора на процесс, т.е. степень понижения динамического отклонения в системе с регулятором и без него.

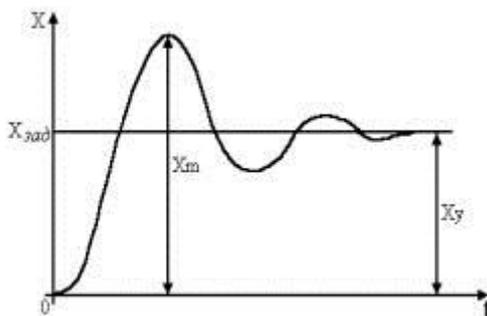


Рис. 2.6. График отработки ступенчатого сигнала задания.

Величина перерегулирования зависит от вида обрабатываемого сигнала. При отработке ступенчатого воздействия по сигналу задания величина перерегулирования определяется по формуле

$$\sigma = \frac{X_m - X_y}{X_y} \cdot 100\%,$$

где значения величин X_m и X_y показаны на рис.2.6.

При отработке возмущающего воздействия, величина перерегулирования определяется из соотношения

$$\sigma = \frac{X_1}{X_m} \cdot 100\%,$$

где значения величин X_m и X_1 показаны на рис. 2.7.

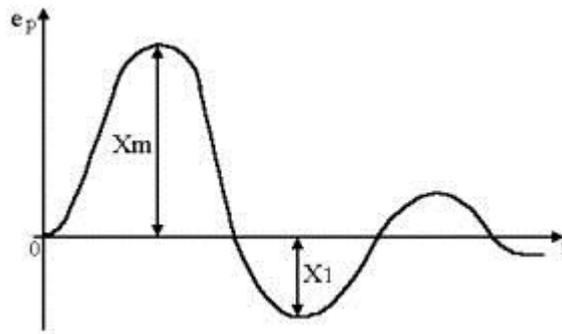


Рис. 2.7. График переходного процесса при обработке возмущения.

Время регулирования - это время, за которое регулируемая величина в переходном процессе начинает отличаться от установившегося значения менее, чем на заранее заданное значение δ , где δ - точность регулирования. Обычно принимается, что $\delta = 3\% \div 5\%$ от величины скачка по сигналу задания. Настройки регулятора необходимо выбирать так, чтобы обеспечить минимально возможное значение общего времени регулирования, либо минимальное значение первой полуволны переходного процесса. В непрерывных системах с типовыми регуляторами это время бывает минимальным при так называемых оптимальных апериодических переходных процессах. Дальнейшего уменьшения времени регулирования до абсолютного минимума можно достичь при использовании специальных оптимальных по быстрдействию систем регулирования. В некоторых САР наблюдается ошибка, которая не исчезает даже по истечении длительного интервала времени - это статическая ошибка регулирования ε_c . Данная ошибка не должна превышать некоторой наперед заданной величины.

У регуляторов с интегральной составляющей ошибки в установившемся состоянии теоретически равны нулю, но практически незначительные ошибки могут существовать из-за наличия зон нечувствительности в элементах системы.

Показатель колебательности M характеризует величину максимума модуля частотной передаточной функции замкнутой системы (на частоте резонанса) и, тем самым, характеризует колебательные свойства системы. Показатель колебательности наглядно иллюстрируется на графике рис. 2.8.

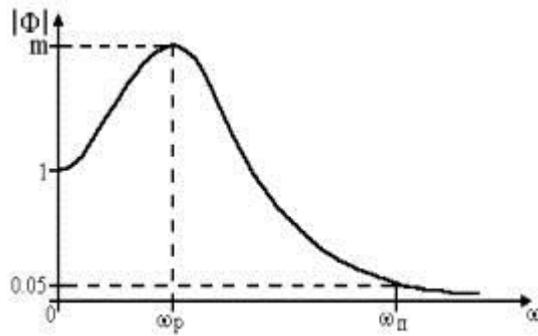


Рис.2.8. График модуля частотной передаточной функции замкнутой системы.

Условно считается, что значение $M = 1,5 \div 1,6$ является оптимальным для промышленных САР, т. к. в этом случае σ обеспечивается в районе от 20% до 40%. При увеличении M колебательность в системе возрастает. В некоторых случаях нормируется полоса пропускания системы ω_* , которая соответствует уровню усиления в замкнутой системе 0,05. Чем больше полоса пропускания, тем больше быстродействие замкнутой системе. Однако при этом повышается чувствительность системы к шумам в канале измерения и возрастает дисперсия ошибки регулирования.

2.6. Типовые процессы регулирования

При настройке регуляторов можно получить достаточно большое число переходных процессов, удовлетворяющих заданным требованиям. Таким образом, появляется некоторая неопределенность в выборе конкретных значений параметров настройки регулятора. С целью ликвидации этой неопределенности и облегчения расчета настроек вводится понятие оптимальных типовых процессов регулирования.

Выделяют три типовых процесса :

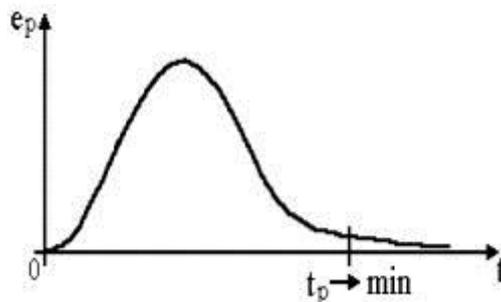


Рис. 2.9. График апериодического переходного процесса.

1. Апериодический процесс с минимальным временем регулирования (рис. 2.9). Этот типовой процесс предполагает, что обрабатывается возмущение F

(система автоматической стабилизации). В данном случае настройки подбираются так, чтобы время регулирования t_p было минимальным. Данный вид типового процесса широко используется для настройки систем, не допускающих колебаний в замкнутой системе регулирования.

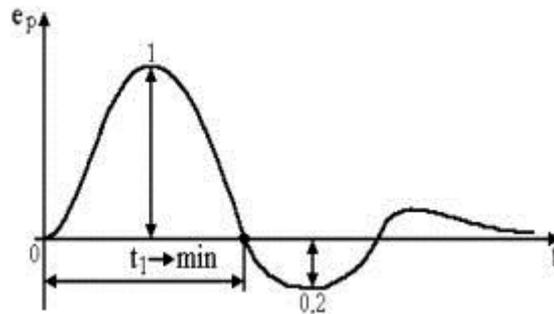


Рис. 2.10. График процесса с 20%-ным перерегулированием.

2. Процесс с 20%-ным перерегулированием и минимальным временем первого полупериода (рис. 2.10). Такой процесс наиболее широко применяется для настройки большинства промышленных САР, т.к. он соединяет в себе достаточно высокое быстродействие ($t_1 = \min$) при ограниченной колебательности ($\sigma = 20\%$).

3. Процесс, обеспечивающий минимум интегрального критерия качества (рис.2.11). Интегральный критерий качества выражается формулой

$$J = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad \min,$$

где e - ошибка регулирования.

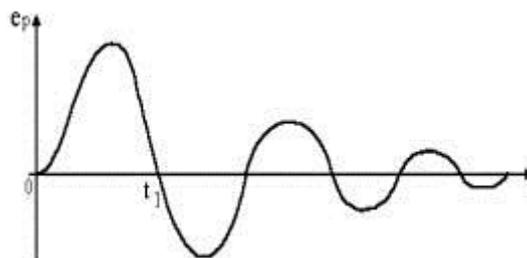


Рис.2.11. График процесса по минимуму интегрального критерия качества.

К достоинствам этого процесса можно отнести высокое быстродействие (1-й полуволны) при довольно значительной колебательности. Кроме этого, оптимизация этого критерия по параметрам настройки регулятора может быть выполнена аналитически, численно (на ЭВМ) или путем моделирования (на АВМ).

Процесс, обеспечивающий минимум интегрального критерия качества, широко применяется при настройке систем регулирования величины рН - характеризующий кислотность раствора.

Для каждого из трех видов оптимальных процессов разработаны соответствующие формулы и номограммы для настройки регуляторов на данный процесс.

2.7. Коэффициенты передачи элементов и блоков САР

Основными элементами САР являются: регулятор, исполнительный механизм, объект управления, датчик с преобразователем. Динамика такой системы во многом определяется произведением статических коэффициентов усиления этих элементов

$$K_p = K_p K_{ис} K_{оп} K_d.$$

При расчете динамики используются как размерные, так и безразмерные коэффициенты передач.

Размерные коэффициенты передач в предположении линейности статической характеристики определяются следующим образом

$$K = \frac{\Delta X_2}{\Delta X_1},$$

где ΔX_1 , ΔX_2 - приращения в окрестности точки его номинального режима работы.

Если шкала элемента линейна, то

$$K = \frac{X_{\max 2} - X_{\min 2}}{X_{\max 1} - X_{\min 1}}.$$

где $X_{\max 1}$, $X_{\min 1}$, $X_{\max 2}$, $X_{\min 2}$ - максимальные и минимальные значения входного и выходного сигналов элемента.

Более удобны в применении безразмерные коэффициенты передачи элементов. При их определении берутся относительные величины приращений

$$K = \frac{\Delta X_2 / X_{2ном}}{\Delta X_1 / X_{1ном}}.$$

Например, для нагревательной печи при $\Delta X_1 = 8\%$, в номинальной точке $X_{1ном} = 70\%$, приращение выхода в номинальной точке $\Delta X_2 = 18^\circ C$ составило $X_{2ном} = 134^\circ C$. Тогда

$$K = \frac{18 / 134}{8 / 70} = 1,17.$$

Использование номинальной величины при определении коэффициента передачи рекомендуется в случае нелинейных статических характеристик элементов систем автоматической стабилизации технологических параметров.

В системах стабилизации расхода выбор нужной расходной характеристики клапана осуществляется в зависимости от вида нелинейности объекта управления с целью линеаризации его статической характеристики.

2.8. Типовая структурная схема регулятора

Автоматический регулятор (рис. 2.12) состоит из: ЗУ - задающего устройства, СУ - сравнивающего устройства, УПУ- усилительно-преобразующего устройства, БН - блока настроек.

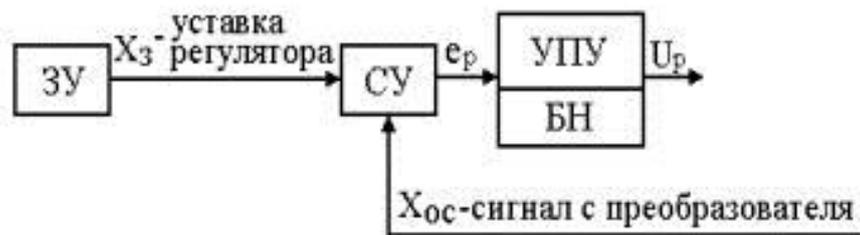


Рис. 2.12. Типовая структурная схема автоматического регулятора.

Задающее устройство должно вырабатывать высоко стабильный сигнал задания (уставку регулятора), либо изменять его по определенной программе. Сравнивающее устройство позволяет сопоставлять сигнал задания с сигналом обратной связи и, тем самым, сформировать величину ошибки регулирования e_p . Усилительно-преобразующее устройство состоит из блока формирования алгоритма регулирования, блока настройки параметров этого алгоритма и усилителя мощности. В промышленных регуляторах имеется также переключатель "Прямой - Обратный", с помощью которого может инвертироваться величина приращения сигнала управления. Выбор положения этого переключателя осуществляется таким образом, чтобы обеспечить отрицательную обратную связь в системе.

2.9. Классификация регуляторов

Автоматические регуляторы классифицируются по назначению, принципу действия, конструктивным особенностям, виду используемой

энергии, характеру изменения регулирующего воздействия и т.п. По принципу действия они подразделяются на регуляторы прямого и непрямого действия. Регуляторы прямого действия не используют внешнюю энергию для процессов управления, а используют энергию самого объекта управления (регулируемой среды). Примером таких регуляторов являются регуляторы давления. В автоматических регуляторах непрямого действия для его работы требуется внешний источник энергии.

По роду действия регуляторы делятся на непрерывные и дискретные. Дискретные регуляторы, в свою очередь, подразделяются на релейные, цифровые и импульсные.

По виду используемой энергии они подразделяются на электрические (электронные), пневматические, гидравлические, механические и комбинированные. Выбор регулятора по виду используемой энергии определяется характером объекта регулирования и особенностями автоматической системы.

По закону регулирования они делятся на двух- и трехпозиционные регуляторы, типовые регуляторы (интегральные, пропорциональные, пропорционально-дифференциальные, пропорционально-интегральные, и пропорционально-интегрально-дифференциальные регуляторы - сокращенно И, П, ПД, ПИ и ПИД - регуляторы), регуляторы с переменной структурой, адаптивные (самонастраивающиеся) и оптимальные регуляторы. Двухпозиционные регуляторы нашли широкое распространение, благодаря своей простоте и малой стоимости.

По назначению регуляторы подразделяются на специализированные (например, регуляторы уровня, давления, температуры и т.д.) и универсальные с нормированными входными и выходными сигналами и пригодные для управления различными параметрами.

По виду выполняемых функций регуляторы подразделяются на регуляторы автоматической стабилизации, программные, корректирующие, регуляторы соотношения параметров и другие.

2.10. Выбор типа регулятора

Задача проектировщика состоит в выборе такого типа регулятора, который при минимальной стоимости и максимальной надежности обеспечивал бы заданное качество регулирования.

Разработчиком могут быть выбраны релейные, непрерывные или дискретные (цифровые) типы регуляторов. Для того, чтобы выбрать тип регулятора и определить его настройки необходимо знать:

1. Статические и динамические характеристики объекта управления.
2. Требования к качеству процесса регулирования.
3. Показатели качества регулирования для серийных регуляторов.
4. Характер возмущений, действующих на процесс регулирования.

Выбор типа регулятора обычно начинается с простейших двухпозиционных регуляторов и может заканчиваться самонастраивающимися микропроцессорными регуляторами. Заметим, что по требованиям технологического регламента многие объекты не допускают применения релейного управляющего воздействия.

Рассмотрим показатели качества серийных регуляторов. В качестве серийных предполагаются непрерывные регуляторы, реализующие И, П, ПИ и ПИД - законы управления.

Теоретически, с усложнением закона регулирования качество работы системы улучшается. Известно, что на динамику регулирования наибольшее влияние оказывает величина отношения запаздывания к постоянной времени объекта τ/T . Эффективность компенсации ступенчатого возмущения регулятором достаточно точно может характеризоваться величиной динамического коэффициента регулирования R_d , а быстродействие - величиной времени регулирования.

Минимально возможное время регулирования для различных типов регуляторов при оптимальной их настройке определяется таблицей 2.1.

Таблица 2.1.

Закон регулирования	П	ПИ	ПИД
t_p/τ	6.5	12	7

где t_p - время регулирования, τ - запаздывание в объекте. Теоретически, в системе с запаздыванием, минимальное время регулирования $t_{p\min} = 2\tau$.

Руководствуясь таблицей можно утверждать, что наибольшее быстродействие обеспечивает П-закон управления. Однако, если коэффициент усиления П-регулятора K_p мал (чаще всего это наблюдается в системах с запаздыванием), то такой регулятор не обеспечивает высокой

точности регулирования, т.к. в этом случае велика величина статической ошибки. Если K_p имеет величину равную 10 и более, то П-регулятор приемлем, а если $K_p < 10$, то требуется введение в закон управления интегральной составляющей.

Наиболее распространенным на практике является ПИ-регулятор, который обладает следующими достоинствами:

1. Обеспечивает нулевую статическую ошибку регулирования.
2. Достаточно прост в настройке, т.к. настраиваются только два параметра, а именно коэффициент усиления K_p и постоянная интегрирования T_i . В таком регуляторе имеется возможность оптимизации $K_p/T_i \rightarrow \max$, что обеспечивает управление с минимально возможной средне-квадратичной ошибкой регулирования.
3. Малая чувствительность к шумам в канале измерения (в отличие от ПИД-регулятора).

Для наиболее ответственных контуров можно рекомендовать использование ПИД-регулятора, обеспечивающего наиболее высокое быстродействие в системе. Однако следует учитывать, что это условие выполняется только при его оптимальных настройках (настраиваются три параметра). С увеличением запаздывания в системе резко возрастают отрицательные фазовые сдвиги, что снижает эффект действия дифференциальной составляющей регулятора. Поэтому качество работы ПИД-регулятора для систем с большим запаздыванием становится сравнимо с качеством работы ПИ-регулятора. Кроме этого, наличие шумов в канале измерения в системе с ПИД-регулятором приводит к значительным случайным колебаниям управляющего сигнала регулятора, что увеличивает дисперсию ошибки регулирования и износ исполнительного механизма. Таким образом, ПИД-регулятор следует выбирать для систем регулирования, с относительно малым уровнем шумов и величиной запаздывания в объекте управления. Примерами таких систем являются системы регулирования температуры.

При выборе типа регулятора рекомендуется ориентироваться на величину отношения запаздывания к постоянной времени в объекте τ/T . Если $\tau/T < 0.2$, то можно выбрать релейный, непрерывный или цифровой регуляторы. Если $0.2 < \tau/T < 1$, то должен быть выбран непрерывный или цифровой, ПИ- или ПИД-регулятор. Если $\tau/T > 1$, то выбирают специальный

цифровой регулятор с упредителем, который компенсирует запаздывание в контуре управления. Однако этот же регулятор рекомендуется применять и при меньших отношениях τ/T .

2.11. Формульный метод определения настроек регулятора

Метод используется для быстрой, приближенной оценки значений параметров настройки регулятора для трех видов оптимальных типовых процессов регулирования.

Метод применим как для статических объектов с самовыравниванием (таблица 2.2), так и для объектов без самовыравнивания (таблица 2.3).

Таблица 2.2.

Регулятор	Типовой процесс регулирования		
	апериодический	с 20% перерегулированием	J_{\min}
И	$K_p = \frac{1}{4,5K_{oy}\tau}$	$K_p = \frac{1}{1,7K_{oy}\tau}$	$K_p = \frac{1}{1,7K_{oy}\tau}$
П	$K_p = \frac{0,3}{K_{oy} \tau/T}$	$K_p = \frac{0,7}{K_{oy} \tau/T}$	$K_p = \frac{0,9}{K_{oy} \tau/T}$
ПИ	$K_p = \frac{0,6}{K_{oy} \tau/T}$ $T_i = 0,6T$	$K_p = \frac{0,7}{K_{oy} \tau/T}$ $T_i = 0,7T$ ($T_i = \tau + 0,3T$)	$K_p = \frac{1}{K_{oy} \tau/T}$ $T_i = T$
ПИД	$K_p = \frac{0,95}{K_{oy} \tau/T}$ $T_i = 2,4\tau$ $T_d = 0,4\tau$	$K_p = \frac{1,2}{K_{oy} \tau/T}$ $T_i = 2\tau$ $T_d = 0,4\tau$	$K_p = \frac{1,4}{K_{oy} \tau/T}$ $T_i = 1,3\tau$ $T_d = 0,5\tau$

где T , τ , K_{oy} - постоянная времени, запаздывание и коэффициент усиления объекта.

В этих формулах предполагается, что настраивается регулятор с зависимыми настройками, передаточная функция которого имеет вид:

$$W_p(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p \right), \quad (2.18)$$

где - K_p коэффициент усиления регулятора,

T_i - время изодрома (постоянная интегрирования регулятора),

T_d - время предварения (постоянная дифференцирования).

Таблица 2.3.

Регулятор	Типовой процесс регулирования		
	апериодический	с 20% перерегулированием	$\min \int_0^{\infty} e_p^2 dt$
П	$K_p = \frac{0,4}{\tau/T}$	$K_p = \frac{0,7}{\tau/T}$	-
ПИ	$K_p = \frac{0,4}{\tau/T}$ $T_i = 6T$	$K_p = \frac{0,7}{\tau/T}$ $T_i = 3T$	$K_p = \frac{1}{\tau/T}$ $T_i = 4T$
ПИД	$K_p = \frac{0,6}{\tau/T}$ $T_i = 5\tau$ $T_d = 0,2\tau$	$K_p = \frac{1,1}{\tau/T}$ $T_i = 2\tau$ $T_d = 0,4\tau$	$K_p = \frac{1,4}{\tau/T}$ $T_i = 1,6\tau$ $T_d = 0,5\tau$

2.12. Оптимальная настройка регуляторов по номограммам

В отличие от формульного метода, метод расчета по номограммам позволяет более точно определить настройки регулятора, т.к. учитывает наличие нелинейной зависимости между параметрами настройки регулятора и величиной отношения τ/T .

Существуют номограммы для расчета настроек ПИ и ПИД-регуляторов для объектов первого и второго порядков с запаздыванием. Предположим, что объект управления описывается звеном первого порядка с запаздыванием, а оптимальный процесс регулирования - это процесс с 20%-ным перерегулированием. Соответствующая номограмма расчета настроек ПИ-регулятора приведена на рис.2.13.

Следует иметь в виду, что современные электронные и микропроцессорные регуляторы реализуют ПИ- и ПИД-законы регулирования с зависимыми настройками, а пневматические регуляторы - с независимыми настройками вида

$$W_{yn}(p) = K_p + \frac{1}{T_i p} + T_d p$$

Дифференциальная составляющая промышленных регуляторов обычно реализуется в виде

$$\frac{K_{pd} T_f p}{T_f p + 1} \rightarrow T_d p,$$

где K_{pd} - коэффициент усиления по дифференциальной составляющей (выбирается в диапазоне 1 - 10, T_f - постоянная времени фильтра). Эти параметры определяются из соотношения

$$K_{pd} T_f = T_d$$

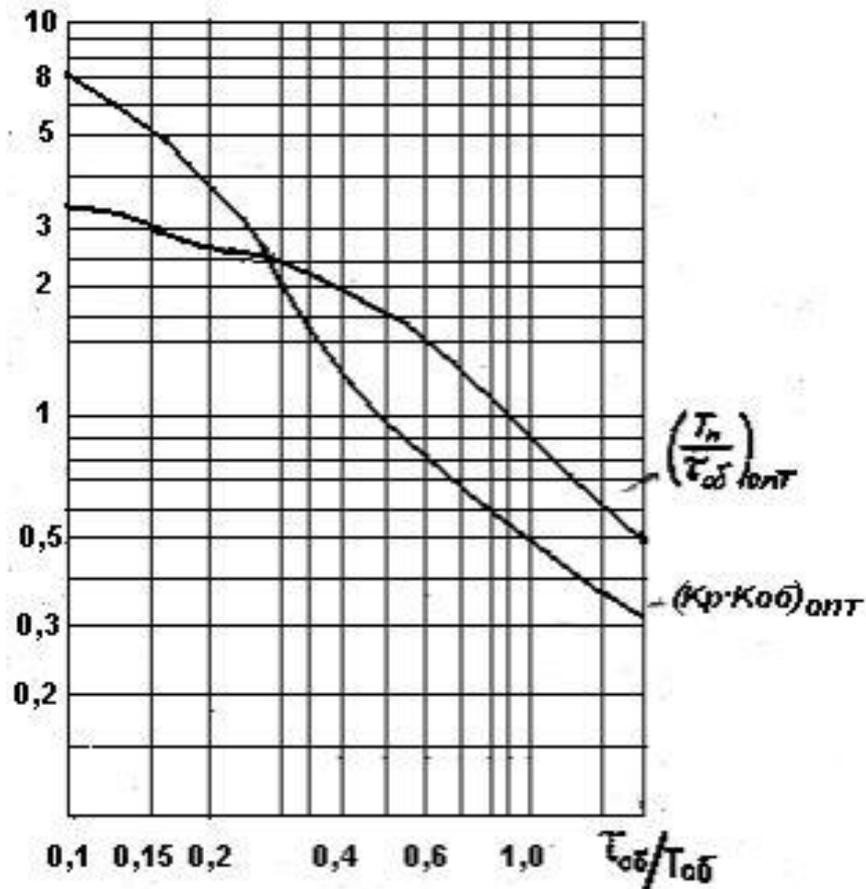


Рис.2.13. Номограмма для расчета настроек ПИ-регулятора.

Чем выше уровень помех в выходном сигнале объекта, тем меньше рекомендуется брать величину K_{pd} . Это будет способствовать уменьшению величины средней квадратичной ошибки регулирования.

2.13. Расчет настроек по частотным характеристикам объекта

Существует специальная аппаратура для экспериментального определения амплитудно-фазовой характеристики (АФХ) объекта управления: Эту характеристику можно использовать для расчета настроек ПИ-регулятора, где главным критерием является обеспечение заданных запасов устойчивости в системе.

Запасы устойчивости удобно характеризовать показателем колебательности системы M , величина которого в системе с ПИ-регулятором совпадает с максимумом амплитудно-частотной характеристики

замкнутой системы. Для того, чтобы этот максимум не превышал заданной величины, АФХ разомкнутой системы не должна заходить внутрь окружности с центром P_0 и радиусом R , где

$$P_0 = \frac{M_s^2}{1 - M_s^2}, \quad R = \left| \frac{M_s^2}{1 - M_s^2} \right|.$$

Можно доказать, что оптимальными, по минимуму среднеквадратичной ошибки регулирования настройками будут такие, при которых система с показателем колебательности $M \leq M_s$ будет иметь наибольший коэффициент при интегральной составляющей, чему соответствует условие $K_p/T_i \rightarrow \min$.

В связи с этим расчет оптимальных настроек согласно методике профессора Ротача В.Я. состоит из двух этапов:

1. Нахождение в плоскости параметров K_p и T_i , границы области, в которой система обладает заданным показателем колебательности M_s .
2. Определением на границе области точки, удовлетворяющей требованию $K_p/T_i \rightarrow \min$.

2.13.1. Методика расчета настроек ПИ регулятора по АФХ объекта

1. Строится семейство амплитудно-фазовых характеристик разомкнутой системы при $K_p = 1$ и различных значениях T_v (5-6 значений).

$$A\Phi X_c = A\Phi X_{ov} + K_p \left(1 + \frac{1}{T_v j\omega} \right)$$

2. Задаются значением показателя колебательности M , из диапазона $1,55 \leq M \leq 2,3$ (рекомендуется $M=1.6$). Из начала координат проводят прямую ОЕ под углом $\beta = \arcsin(1/M_s)$, где M_s выбранное значение показателя колебательности.

3. Строится семейство окружностей, касающихся $A\Phi X_{oj}$ и прямой ОЕ под углом β , причем центр окружностей все время лежит на отрицательной действительной оси. В результате построения определяются радиусы этих окружностей R_j .

4. Для каждой окружности вычисляют предельное значение K_p

$$K_{\text{ж}} = \frac{M_3}{(M_3^2 - 1)R_j}$$

5. По значениям $K_{\text{ж}}$ и $K_{\text{в}}$ строят границу области заданного показателя колебательности.

6. На этой границе определяют точку, для которой отношение K_p/T_i максимально.

Построение АФХ разомкнутой системы для различных значений T_i при K_p подробно описано в книге Ротача В.Я.

Профессором Ротачем В.Я. также была разработана упрощенная методика настройки ПИ-регулятора по одной точке АФХ разомкнутой системы. В основу методики положен следующий факт. В результате экспериментов и численных расчетов было установлено, что для различных типов объектов управления при оптимально настроенном ПИ-регуляторе АФХ разомкнутых систем проходят приблизительно через одну точку с амплитудой $A_p = 0,8$, фазой $\varphi_p = -2,62 \text{ рад} = -150^\circ$ и частотой ω_p .

2.14. Экспериментальные методы настройки регулятора

Для значительного числа промышленных объектов управления отсутствуют достаточно точные математические модели, описывающие их статические и динамические характеристики. В то же время, проведение экспериментов по снятию этих характеристик весьма дорого и трудоемко. Экспериментальный метод настройки регуляторов не требуют знания математической модели объекта. Однако предполагается, что система смонтирована и может быть запущена в работу, а также существует возможность изменения настроек регулятора. Таким образом, можно проводить некоторые эксперименты по анализу влияния изменения настроек на динамику системы. В конечном итоге гарантируется получение хороших настроек для данной системы регулирования.

Существуют два метода настройки - метод незатухающих колебаний и метод затухающих колебаний.

2.14. Экспериментальные методы настройки регулятора

2.14.1. Метод незатухающих колебаний

В работающей системе выключаются интегральная и дифференциальная составляющие регулятора ($T_i = \infty$, $T_d = 0$), т.е. система переводится в П-закон регулирования.

Путем последовательного увеличения K_p с одновременной подачей небольшого скачкообразного сигнала задания добиваются возникновения в системе незатухающих колебаний с периодом T_{φ} . Это соответствует выведению системы на границу колебательной устойчивости. При возникновении данного режима работы фиксируются значения критического коэффициента усиления регулятора K_{φ} и периода критических колебаний в системе T_{φ} . При появлении критических колебаний ни одна переменная системы не должна выходить на уровень ограничения. По значениям T_{φ} и K_{φ} рассчитываются параметры настройки регулятора:

$$\text{П-регулятор: } K_p = 0,55 K_{\varphi};$$

$$\text{ПИ-регулятор: } K_p = 0,45 K_{\varphi}; T_i = T_{\varphi} / 1,2;$$

$$\text{ПИД-регулятор: } K_p = 0,6 K_{\varphi}; T_i = T_{\varphi} / 2; T_d = T_{\varphi} / 8.$$

Расчет настроек регулятора можно производить по критической частоте собственно объекта управления ω_{κ} . Учитывая, что собственная частота $\omega_{\kappa\text{ОУ}}$ совпадает с критической частотой колебаний замкнутой системы с П-регулятором, величины T_{φ} и K_{φ} могут быть определены по амплитуде и периоду критических колебаний собственно объекта управления.

При выведении замкнутой системы на границу колебательной устойчивости амплитуда колебаний может превысить допустимое значение, что в свою очередь приведет к возникновению аварийной ситуации на объекте или к выпуску бракованной продукции. Поэтому не все системы управления промышленными объектами могут выводиться на критический режим работы.

2.14. Экспериментальные методы настройки регулятора

2.14.2. Метод затухающих колебаний

Применение этого метода позволяет настраивать регуляторы без выведения системы на критические режимы работы. Также, как и в предыдущем методе, для замкнутой системы с П-регулятором, путем последовательного увеличения K_p добиваются переходного процесса отработки прямоугольного импульса по сигналу задания или возмущения с декрементом затухания $D = 1/4$.

Далее определяется период этих колебаний T_k и значения постоянных интегрирования и дифференцирования регуляторов T_i, T_d .

для ПИ-регулятора: $T_i = T_k / 6$;

для ПИД-регулятора: $T_i = T_k / 6$; $T_d = T_k / 1,5$.

После установки вычисленных значений T_d и T_i на регуляторе необходимо экспериментально уточнить величину K_p для получения декремента затухания $D = 1/4$. С этой целью производится дополнительная подстройка K_p для выбранного закона регулирования, что обычно приводит к уменьшению K_p на $20 \div 30\%$. Аналогичный метод настройки используется в адаптивных регуляторах американской фирмы "Фоксборо".

Большинство промышленных систем регулирования считаются качественно настроенными, если их декремент затухания D равен $1/4$ или $1/5$. В настоящее время российскими учеными под руководством В. Я. Ротача разработан новый метод настройки замкнутых систем управления, основанный на подаче пробных синусоидальных колебаний на вход регулятора. По амплитуде и фазе колебаний выходного сигнала объекта управления осуществляется расчет настроек ПИ-регулятора, исходя из условия обеспечения заданного показателя колебательности M и максимума отношения K_p / T_i .

2.15. Регулирование при наличии шумов

Наличие высокочастотных шумовых составляющих в измерительном сигнале приводит к случайным колебаниям исполнительного механизма системы, что, в свою очередь, увеличивает дисперсию ошибки регулирования, снижает точность регулирования. В некоторых случаях сильные шумовые составляющие могут привести систему к неустойчивому режиму работы (стохастическая неустойчивость).

В промышленных системах в измерительных цепях часто присутствуют шумы, связанные с частотой питающей сети (сетевые наводки). В связи с этим важной задачей является правильная фильтрация измерительного сигнала, а также выбор нужного алгоритма и параметров работы регулятора.

Для фильтрации сигналов используются фильтры низкой частоты высокого порядка (5 - 7-й порядки), имеющие большую крутизну спада. Такие ФНЧ иногда встраиваются в нормирующие преобразователи. Кроме

этого, для подавления сетевых наводок (50 Гц в России, 60 Гц в США) используют т.н. фильтр-пробку или заграждающий фильтр. Следует учитывать, что заграждающий фильтр рекомендуется применять только для быстродействующих систем, т.е. систем, полоса пропускания которых более 50 Гц.

Таким образом, главной задачей регулятора является компенсация низкочастотных возмущений. При этом, с целью получения минимальной дисперсии ошибки регулирования, высокочастотные помехи должны быть отфильтрованы.

Однако, в общем случае, эта задача противоречивая, т.к. спектры возмущения и шума могут накладываться друг на друга. Это противоречие разрешается с помощью теории оптимального стохастического управления, которая позволяет добиться хорошего быстродействия в системе при минимально возможной дисперсии ошибки регулирования. Для уменьшения влияния помех в практических ситуациях применяются два способа, основанных на:

- 1) уменьшении коэффициента усиления регулятора K_p , т.е., фактически, переход на интегральный закон регулирования, который малочувствителен к шумам;
- 2) фильтрации измеряемого сигнала.

Так, например, в пневматической системе "СТАРТ" существует специальный прибор ПФ 3.1 (прибор функциональный), называемый блоком обратного предварения, который, фактически является настраиваемым фильтром низкой частоты. Постоянная времени T_f прибора ПФ 3.1 изменяется в диапазоне от 3 секунд до 10 минут. Передаточная функция такого фильтра имеет вид:

$$W_f(p) = \frac{1}{T_f p + 1}.$$

Постоянная времени T_f настраивается в зависимости от спектра помех. По данным одной из работ, применение блока обратного предварения позволило увеличить K_p в 6 раз при сохранении прежней дисперсии ошибки регулирования и сохранении устойчивой работе системы.

В общем случае, для многомерных систем, задача оптимальной фильтрации решается с помощью фильтра Калмана. Этот фильтр, наряду с получением оценок вектора состояния объекта, обеспечивает минимальную дисперсию всех его компонентов. Однако, для расчета параметров фильтра,

необходимо знание статистических характеристик шумов, что в реальных условиях затруднено. Несмотря на это, в современных бортовых системах управления используются специальные измерители статистических характеристик помех, что позволяет использовать и непрерывно уточнять параметры фильтра Калмана.

В общем случае, с целью снижения уровня помех, необходимо также правильно выбирать места установки датчиков и применять экранирование измерительных линий.

2.16. Методы настройки двухсвязных систем регулирования

Из общего числа систем регулирования около 15% составляют двухсвязные системы регулирования (рис. 2.14). В таких системах, даже при наличии устойчивой автономной работы двух регуляторов, вся система может стать неустойчивой, за счет действия перекрестной связи в объекте управления.

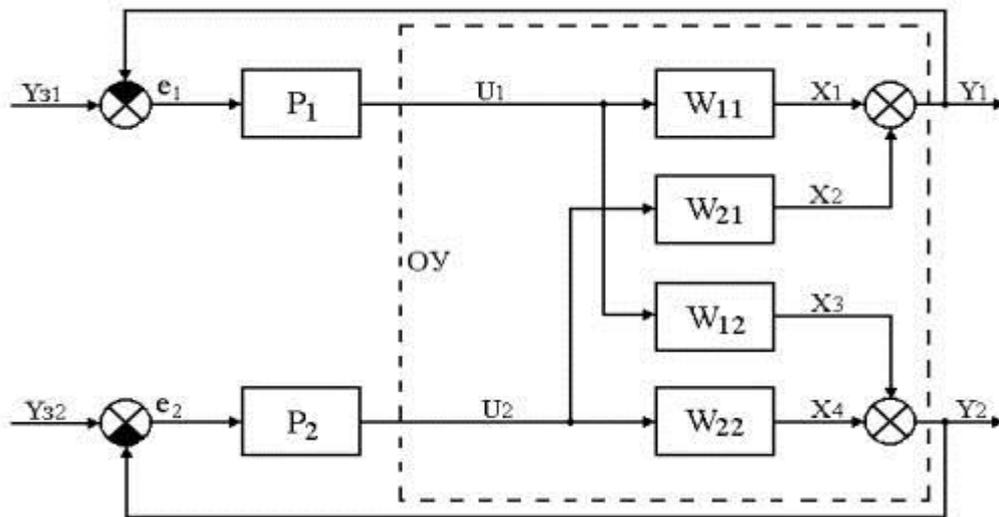


Рис. 2.14. Структурная схема двухсвязной системы.

Объект управления в двухсвязной системе представлен в Р-канонической форме. Удобство такого представления заключается в том, что путем активного эксперимента можно определить все передаточные функции по соответствующим каналам. Промежуточные сигналы x_1, x_2, x_3, x_4 обычно недоступны для измерения, поэтому управление ведется по вектору выхода Y :

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}.$$

На практике довольно большое число систем являются. Для объективной настройки регуляторов двухсвязных систем формируется критерий качества вида:

$$J_0 = \gamma_1 J_1 + \gamma_2 J_2,$$

где γ_1 и γ_2 - коэффициенты веса (штрафа),

J_1 и J_2 - критерии качества первого и второго контуров.

Путем перераспределения коэффициентов веса γ_1 и γ_2 можно выделить более важный контур, качество процессов управления в котором должно быть более высоким. Например, если первый контур должен обеспечивать более высокую точность работы, то γ_1 требуется увеличить.

Задача настройки регулятора состоит в том, чтобы при заданных γ_1 и γ_2 обеспечить минимальное значение J_0 системы, где

$$J_i = \int_0^{\infty} e_i^2(t) dt, \quad i = 1, 2.$$

Рассмотрим различные методы настройки регуляторов в двухсвязных системах.

2.16.1. Метод автономной настройки регуляторов

В этом случае настройка регуляторов Р1 и Р2 производится последовательно, пренебрегая взаимными влияниями контуров. Процедура настройки осуществляется следующим образом:

- регулятор Р2 переводится в ручной режим работы;
- настраивается регулятор Р1 так, чтобы критерий J_1 был минимален;
- отключается настроенный регулятор Р1 и включается регулятор Р2;
- настраивается Р2, обеспечивая минимум J_2 ;
- включаются оба регулятора в работу.

Такой подход рекомендуется использовать если:

- наблюдается малое взаимное влияние контуров;
- быстрое действие одного контура значительно выше другого (контурные разнесены по частотам);
- в перекрестных связях одна из передаточных функций имеет коэффициент передачи (усиления) значительно меньше, чем другая, т.е. наблюдается одностороннее влияние.

2.16.2. Метод итеративной настройки регуляторов

Этот метода аналогичен предыдущему методу, но здесь осуществляется многократная настройка регуляторов Р1 и Р2

(последовательная подстройка) с целью обеспечения минимального значения критерия качества J_0 всей системы.

Следует учитывать, что только метод итеративной настройки регуляторов обеспечивает качественную работу двухсвязной системы даже при наличии сильных перекрестных связей. Это объясняется тем, что оптимизация критерия качества J_0 системы происходит при включенных P1 и P2.

Данный метод часто применяется при аналоговом и цифровом моделировании двухсвязных систем, т.к. в реальных условиях он весьма трудоемок.

2.16.3. Метод аналитического конструирования регуляторов

Этот метод позволяет синтезировать многомерный регулятор, учитывающий в своей структуре взаимосвязь переменных в объекте управления. Синтез ведется с помощью методов теории оптимального или модального управления при описании объекта в пространстве состояний. Структурная схема оптимального регулятора состояния, содержащего наблюдающее устройство приведена на рис. 2.15. Схема содержит следующие элементы: Н - наблюдатель; ОУ - объект управления; МОУ - модель объекта управления; ОРС - оптимальный регулятор состояния, ЕН - ошибка наблюдения, ХМ - вектор состояния модели, ХЗ - вектор задания, U - вектор входа ОУ, Y - вектор выхода ОУ, YМ - вектор выхода модели.

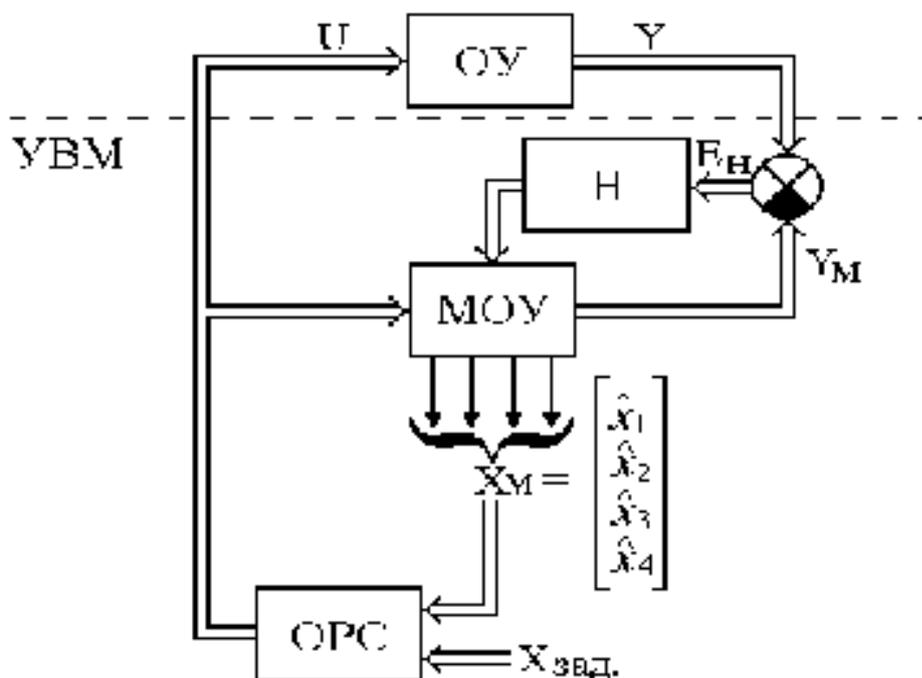


Рис. 2.15. Структурная схема оптимального регулятора состояния.

$$X_M = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \bar{x}_3 \\ \bar{x}_4 \end{bmatrix}; Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}.$$

Оптимальный регулятор состояния, являясь наиболее совершенным типом регулятора, требует измерения всех компонент вектора состояния объекта. Для получения их оценок ($\bar{x}_i, i = 1, 2, 3, 4$) используется динамическая модель объекта (цифровая или аналоговая), подключенная параллельно исходному ОУ. Для обеспечения равенства движений в реальном объекте и модели используется наблюдатель, который, сравнивая движения векторов Y и Y_M , обеспечивает их равенство ($E_H \rightarrow 0$). Параметры регулятора состояния рассчитываются методами аналитического конструирования регуляторов путем минимизации интегрального квадратичного критерия качества

$$J = \int_0^{\infty} (X'QX + U'RU)dt,$$

где Q и R - матрицы штрафов (весов) на компоненты вектора состояния и вектора управления.

Реализация оптимального регулятора состояния чаще всего производится на управляющей вычислительной машине (УВМ).

Контрольные вопросы

1. Расскажите о промышленных объектах регулирования?
2. Как выбрать канал регулирования?
3. Какие требования имеются к промышленным системам регулирования?
4. Как определяются основные показатели качества регулирования?
5. Дайте определение типовым процессам регулирования?
6. Что такое коэффициенты передачи элементов и блоков САР?
7. Начертите и дайте определение типовым структурным схемам регулятора?
8. Расскажите о классификациях регуляторов?
9. Как выбрать тип регуляторов?
10. Что означает «формульный метод» определения настроек регулятора?
11. Что такое оптимальная настройка регуляторов по номограммам?

12. Как производится расчет настроек по частотным характеристикам объекта?
13. Что такое методика расчета настроек при регуляторе по АФХ объекта?
14. В чем заключается суть экспериментального метода расчета настроек регулятора?
15. Что такое метод незатухающих колебаний?
16. Что такое метод затухающих колебаний?
17. Как производится регулирование при наличии шумов?
18. Что такое методы настройки двухсвязных систем регулирования?
19. Что такое метод автономной настройки регуляторов?
20. Что такое метод итеративной настройки регуляторов?
21. Что такое метод аналитического конструирования регуляторов?

Литература

1. Клиначёв Н. В. Теория систем автоматического регулирования и управления: Учебно-методический комплекс. - Offline версия [tau_knv.zip]. – Website: http://vissim.nm.ru/tau_lect.html, - Челябинск, 2003.
2. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. - М.: Наука, 1975.
3. Острём К., Виттенмарк Б. Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. - М.: Мир, 1987. - 480 с., ил.
4. Оппенгейм Э., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов/ Пер. с англ./ Под ред. С. Я. Шаца. - М.: Связь, 1979. - 416 с.
5. Антонио А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование/ Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1983. - 320 с.
6. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник. - М.: Радио и связь, 1985. -312 с., ил.
7. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения: В 2 т./ Пер. с англ. Ф. М. Писаренко с предисловием А. М. Яглома - М.: Мир, 1971.
8. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления/ Под редакцией В. А. Бесекерского. - М.: Наука, 1978.
9. Бронштейн И.Н., Семендяев К.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. - М.: Наука, 1986.
10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ Пер. с нем. - М.: Мир, 1982.
11. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3 т./ Пер. с англ. - М.: Мир, 1993

ЦИФРОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ И ИХ НАСТРОЙКА

ПЛАН

1. Алгоритмы цифрового ПИД регулирования.
2. Выбор периода квантования.
3. Упрощенная методика расчета настроек цифрового ПИД регулятора.
4. Расчет настроек цифрового регулятора по формулам.

Цифровые алгоритмы управления являются важнейшей составной частью программного обеспечения микропроцессорных контроллеров и управляющих вычислительных машин (УВМ). УВМ осуществляет опрос сигналов с датчиков, вычисляет значения управляющих сигналов по заданному закону регулирования, а затем выдает их на исполнительные механизмы. Период опроса (квантования) изменяется в зависимости от динамических параметров процесса от долей до нескольких десятков секунд. В настоящее время наблюдается тенденция вытеснения аналоговых систем управления цифровыми. Объясняется это широкими возможностями по реализации самых совершенных алгоритмов регулирования, что, в свою очередь, гарантирует получение высокой точности и хорошего быстродействия в замкнутой системе непосредственного цифрового управления.

3.1. Алгоритмы цифрового ПИД регулирования

Наиболее распространенными алгоритмами являются ПИ и ПИД алгоритмы цифрового управления. При правильной настройке эти алгоритмы обеспечивают достаточно хорошее качество управления для большинства объектов промышленной технологии.

Рассмотрим процедуру вывода алгоритма цифрового ПИД- регулятора из соответствующего непрерывного закона, имеющего вид

$$U(t) = K_p (e(t) + 1/T_I \int_0^t e dt + T_d \frac{de}{dt}), \quad (3.1)$$

где $e = y - y_{зад}$ -ошибка регулирования.

Запишем уравнение (3.1) в конечных разностях, путем замены $t = kT_x$

$$u(k) = K_p \left[e(k) + 1/T_N \sum_{i=0}^k e(i) T_x + T_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T_x} \right], \quad (3.2)$$

где $k=1,2,3\dots$ - номер периода квантования, T_x - величина периода квантования.

Отметим, что при достаточно малых периодах квантования цифровой ПИД закон управления обеспечивает почти такое же качество процессов управления, что и исходный непрерывный закон (3.1). На практике вместо вычислений абсолютных значений управляющего сигнала удобней вычислять его приращения $\Delta u(k)$ на каждом такте. В этом случае становится возможным использовать этот алгоритм для управления объектами, оснащенными как пропорциональным так и интегрирующими исполнительными механизмами. В результате получаем так называемый скоростной алгоритм управления, полностью эквивалентный исходному

$$\begin{aligned} \Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = & K_p [e(k) - e(k-1) + \frac{T_x}{T_N} e(k) + \\ & + \frac{T_d}{T_x} [e(k) - e(k-1) - (e(k-1) - e(k-2))]]. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Или, приведя подобные члены, получим

$$u(k) = u(k-1) + K_p (d_0 e(k) + d_1 e(k-1) + d_2 e(k-2)) \quad (3.4)$$

где обозначено

$$d_0 = 1 + \frac{T_x}{T_N} + \frac{T_d}{T_x}, \quad d_1 = -1 - 2 \frac{T_d}{T_x}, \quad d_2 = \frac{T_d}{T_x}, \quad (3.5)$$

Структурная схема цифрового ПИД регулятора приведена на рис. 3.1., где через Z^{-1} обозначен блок задержки сигнала на один период квантования.

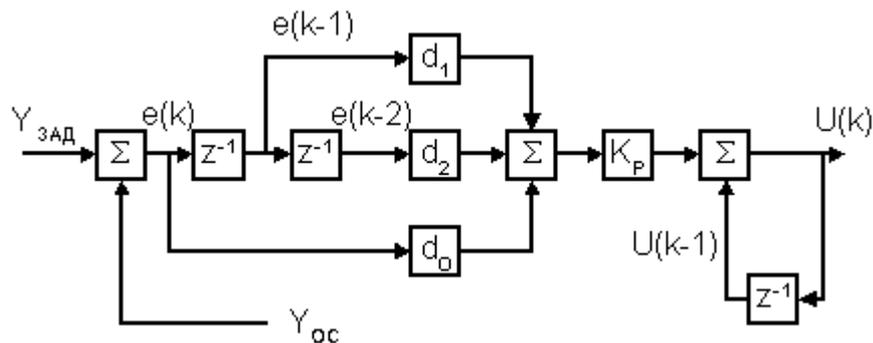


Рис. 3.1. Структурная схема скоростного ПИД-регулятора.

Алгоритм работы всей системы управления при использовании цифровой модели объекта будет иметь вид

$$\begin{aligned}
y(k) &= ay(k-1) + b_1u(k-1-M) + b_2u(k-2-M), \\
e(k) &= Y(k) - Y_{зад}, \\
u(k) &= u(k-1) + K_p [d_0e(k) + d_1e(k-1) + d_2e(k-2)], \\
y(k-1) &= y(k), \\
e(k-2) &= e(k-1), \\
e(k-1) &= e(k), \\
u(k-2-M) &= u(k-1-M), \\
&M \\
u(k-1) &= u(k)
\end{aligned}$$

При этом параметры цифровой модели объекта управления в координатах "вход - выход" находятся путем взятия модифицированного Z-преобразования от передаточной функции объекта первого порядка с запаздыванием, что приводит к следующим формулам

$$a = \exp(-T_x/T), b_1 = k(1 - a^{1-c}), \quad b_2 = k(a - a^{1-c}), \quad (3.6)$$

где $\tau / T_x = M + c$, M - целая часть отношения, c - дробная часть.

3.2. Выбор периода квантования

Для того, чтобы эффект квантования по времени мало сказывался на динамику системы цифрового регулирования, рекомендуется выбирать период квантования из соотношения:

$$T_{95} / 15 < T_x < T_{95} / 5 ;$$

где: T_{95} - это время достижения выходным сигналом уровня 95% от установившегося значения при подаче на вход объекта ступенчатого сигнала.

Если объект первого порядка, то $T_{95} \approx \tau + 3T$.

Другой подход к выбору величины периода квантования основан на рекомендациях американских ученых Зиглера и Никольса, согласно которым $T_x = 0.1T_{\varphi}$, где T_{φ} - период критических колебаний объекта управления. В реальных условиях при управлении инерционными процессами значение T_x берется от 1 секунды до нескольких минут (в газоанализаторах, например, 1 раз в час). При регулировании малоинерционных процессов (например, расхода жидкости) величина T_x может составлять десятые доли секунды. Нельзя выбирать большие периоды опроса, особенно для ответственных процессов, т.к. в этом случае аварийные ситуации будут ликвидироваться

слишком медленно. В тоже время, при слишком малом периоде опроса повышаются требования к быстродействию ЭВМ и увеличивается влияние шумов.

3.3. Упрощенная методика расчета настроек цифрового ПИД регулятора

С целью упрощения процедуры настройки цифрового ПИД-регулятора рекомендуется (согласно Зиглеру и Никольсу) выбирать следующие значения отношений

$$T_K / T_H = 0.2, \quad T_d / T_K = 1.25$$

при $T_K = 0.1 T_{\varphi}$, где T_{φ} - период критических колебаний объекта управления.

В этом случае, согласно формулами (3.4), соответствующие коэффициенты будут равны:

$$d_0 = 2.45; \quad d_1 = -3.5; \quad d_2 = 1.25.$$

Таким образом в алгоритме (3.5) настраиваемым параметром остается лишь один коэффициент усиления регулятора K_p , чем и объясняется простота и широкая распространенность этого метода настройки. Для цифрового ПИ закона управления ($T_d = 0$) получим:

$$d_0 = 1.2; \quad d_1 = -1; \quad d_2 = 0.$$

После определения периода квантования T_k , единственным настраиваемым параметром в алгоритме (3.5) является коэффициент усиления цифрового регулятора K_p . Его достаточно просто настроить экспериментально, так чтобы декремент затухания в системе был равен $D=1/4$.

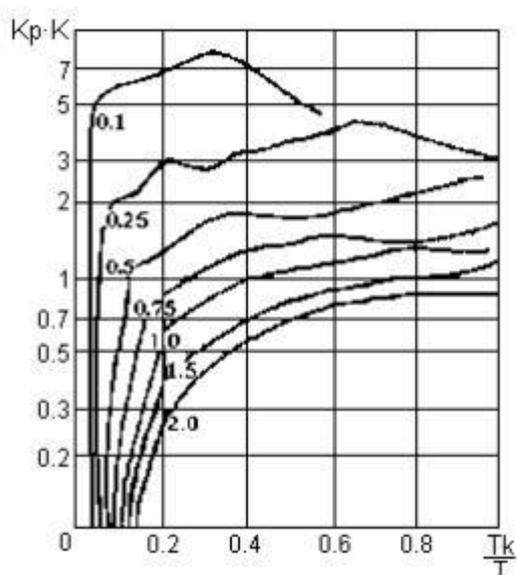


Рис. 3.2 Номограмма для ПИ -регулятора

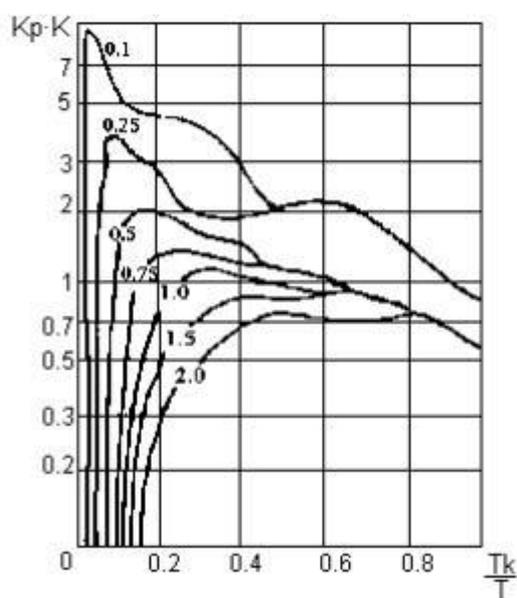


Рис. 3.3. Номограмма для ПИД-регулятора

Однако при известных параметрах объекта управления определение величины K_P возможно с помощью номограмм, приведенных на рис. 3.2 и 3.3. Эти номограммы построены с помощью ЭВМ путем минимизации критерия по величине K_P

$$J = \int_0^t |e(t)| dt \Rightarrow \min \text{ по } K_P$$

Пример. Определить настройки цифрового ПИ-регулятора для объекта первого порядка с запаздыванием, с параметрами: $K = 2,4$; $T = 612\text{с}$; $\tau = 480\text{с}$; $T_k = 120\text{с}$.

Для определения величины K_P необходимо определить отношения:

$$\tau/T = 480/612 = 0,78; \quad T_k/T = 120/612 = 0,196$$

По номограмме рис. 3.2 найдем $K K_P = 0,85$, тогда $K_P = 0,85/2,4 = 0,354$.

3.4. Расчет настроек цифрового регулятора по формулам

Здесь, как и ранее, предполагается, что переходная характеристика объекта управления аппроксимирована звеном первого порядка с запаздыванием. При этом, с целью исключения (уменьшения) бросков управляющего сигнала при ступенчатом изменении сигнала задания, используется несколько другая форма записи дискретного ПИД-закона управления, а именно

$$u(k) = u(k-1) + K_p [y(k-1) - y(k) + d_1 [Y_3 - y(k)] + d_2 (2y(k-1) - y(k-2) - y(k))]$$

Выбрав период квантования T_k , рассчитывают параметры настройки дискретного ПИ или ПИД-регулятора по формулам:
Для ПИ-регулятора:

$$K_p^* = \frac{0,9T}{\tau + T_k/2} - \frac{0,135TT_k}{(\tau + T_k/2)^2},$$

$$d_1 = \frac{0,27TT_k}{K_p^*(\tau + T_k/2)^2}, \quad d_2 = 0, \quad K_p = K_p^*/K$$

Для ПИД-регулятора:

$$K_p^* = \frac{1,2T}{\tau + T_k} - \frac{0,3TT_k}{(\tau + T_k/2)^2},$$

$$d_1 = \frac{0,6TT_k}{K_p^*(\tau + T_k/2)^2}, \quad d_2 = \frac{0,5T}{K_p^*T_k}, \quad K_p = K_p^*/K$$

В этих формулах учтено запаздывание на величину $T_x/2$, свойственное всем замкнутым цифровым системам регулирования.

Контрольные вопросы

1. Каким образом составляются алгоритмы цифрового ПИД регулирования?
2. Как выбирается период квантования.
3. Что такое упрощенная методика расчета настроек цифрового ПИД регулятора?
4. Как рассчитать настройки цифрового регулятора по формулам?

Литература

1. Клиначёв Н. В. Теория систем автоматического регулирования и управления: Учебно-методический комплекс. - Offline версия [[tau_knv.zip](#)]. – Website: http://vissim.nm.ru/tau_lec.html, - Челябинск, 2003.
2. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. - М.: Наука, 1975.
3. Острём К., Виттенмарк Б. Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. - М.: Мир, 1987. - 480 с., ил.
4. Оппенгейм Э., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов/ Пер. с англ./ Под ред. С. Я. Шаца. - М.: Связь, 1979. - 416 с.
5. Антонио А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование/ Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1983. - 320 с.
6. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник. - М.: Радио и связь, 1985. -312 с., ил.
7. Дженкинс Г., Ватс Д. Спектральный анализ и его приложения: В 2 т./ Пер. с англ. Ф. М. Писаренко с предисловием А. М. Яглома - М.: Мир, 1971.
8. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления/ Под редакцией В. А. Бесекерского. - М.: Наука, 1978.
9. Бронштейн И.Н., Семендяев К.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. - М.: Наука, 1986.
10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ Пер. с нем. - М.: Мир, 1982.
11. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3 т./ Пер. с англ. - М.: Мир, 1993

ОПТИМАЛЬНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ДЛЯ ОБЪЕКТОВ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

ПЛАН

1. Технологические объекты с запаздыванием.
2. Постановка задачи синтеза оптимального регулятора.
3. Решение задачи синтеза. Вычисление вектора Кос.
4. Нахождение выражения для $X(t+T)$.
5. Получение оптимального закона управления.
6. Реализация оптимального регулятора.

4.1. Технологические объекты с запаздыванием

Характерной особенностью большинства технологических объектов является наличие значительных запаздываний в каналах управления и измерения, что объясняется конечной скоростью распространения сигналов информации в объектах (транспортное запаздывание).

Другой особенностью большинства объектов управления является их многоемкостью (наличие каскадов или цепочек технологических объектов). Многоемкость приводит к повышению порядка дифференциального уравнения объекта т.е. к появлению множества достаточно малых постоянных времени объекта. В этом случае, с целью упрощения динамической модели объекта, вводится дополнительное звено запаздывания, величина которого примерно равна сумме отбрасываемых постоянных времени объекта. Такое запаздывание называется динамическим. Кроме этого в некоторых объектах, охваченных контуром обратной связи (объекты с рециклом) появляется дополнительное запаздывание в контуре рециркуляции (Рис.1.2).

Наличие запаздывания в технологических объектах резко ухудшает динамику замкнутой системы. Обычно при отношении $\tau/T > 0,5$ типовые законы управления не могут обеспечить высокую точность и быстродействие процесса регулирования. Главной причиной здесь является резкое снижение критического коэффициента усиления системы при увеличении запаздывания в объекте управления.

В связи с этим повысить качество управления можно либо путем уменьшения запаздывания в объекте, либо за счет применения регулятора более сложной структуры, а именно оптимального регулятора. Из теории

оптимального управления следует, что такой регулятор в своей структуре должен содержать модель объекта управления.

4.2. Постановка задачи синтеза оптимального регулятора

С целью применения метода пространства состояний и метода оптимального линейного управления перейдем от описания динамики объекта в терминах передаточной функции к описанию в пространстве состояний. Структурная схема объекта первого порядка с запаздыванием в канале управления приведена на рис 4.1, где $w(t)$ - сигнал внешнего возмущающего воздействия.

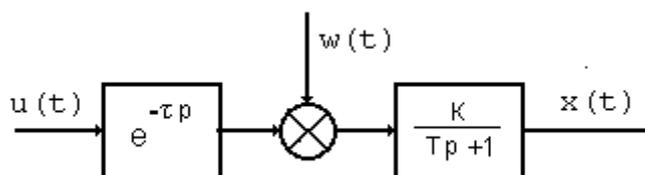


Рис. 4.1. Структурная схема объекта управления.

С целью придания астатических свойств замкнутой системе введем в структуру объекта управления интегральную составляющую оптимального регулятора (Рис.4.2).

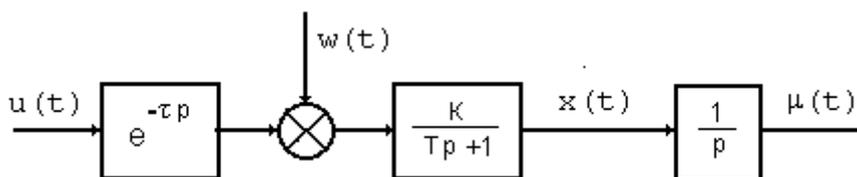


Рис. 4.2. Модифицированная структурная схема объекта управления с интегральной составляющей.

Будем осуществлять синтез регулятора, который оптимизирует только свободное движение объекта управления (т.е. движение, возникающее из-за ненулевых начальных условий). Поэтому в структурной схеме рис.4.2. возмущающий сигнал $w(t)$ положим равным нулю.

Запишем соответствующие передаточные функции

$$\frac{X(p)}{U(p)} = \frac{Ke^{-\tau p}}{Tp + 1}, \quad (4.1)$$

$$\frac{\mu(p)}{X(p)} = \frac{1}{p}. \quad (4.2)$$

или

$$TpX(p) + X(p) = Ke^{-\tau p}U(p), \quad (4.3)$$

$$p\mu(p) = X(p), \quad (4.4)$$

Переходя от операторных уравнений к дифференциальным получим

$$Tdx(t)/dt + x(t) = Ku(t - \tau), \quad x(0) = x_0, \quad u(t - \tau) = \psi(t),$$

$$d\mu(t)/dt = x(t), \quad \mu(0) = \mu_0, \quad (4.5)$$

где $-\tau \leq t \leq 0$, $\psi(t)$ - начальная функция звена запаздывания, описывающая предысторию движения объекта до момента включения в работу регулятора.

Запишем систему уравнений (4.5) в нормальной форме Коши

$$dx(t)/dt = -x(t)/T + Ku(t - \tau)/T, \quad x(0) = x_0, \quad u(t - \tau) = \psi(t),$$

$$d\mu(t)/dt = x(t), \quad \mu(0) = \mu_0, \quad (4.6)$$

где $-\tau \leq t \leq 0$.

Таким образом мы получили описание модифицированного объекта управления в пространстве состояний. Запишем систему (4.6) в матричном виде:

$$dX(t)/dt = AX(t) + BU(t - \tau)$$

$$X(0) = X_0$$

$$U(t - \tau) = \psi(t), \quad (4.7)$$

где $-\tau \leq t \leq 0$,

$$A = \begin{bmatrix} -1/T & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} K/T \\ 0 \end{bmatrix}, \quad X_0 = \begin{bmatrix} x_0 \\ \mu_0 \end{bmatrix}.$$

В качестве критерия оптимизации применяют интегральный квадратичный критерий качества, обеспечивающий получение линейного оптимального закона управления

$$J(U) = \int_0^{\infty} [X'(t)QX(t) + U'RU(t)]dt \rightarrow \min \quad (4.8)$$

Q и R это известные, выбираемые проектировщиком, матрицы штрафов на координаты векторов состояния и управления. Такая постановка задачи синтеза известна под названием аналитического конструирования регуляторов, основоположником которого является профессор Лётов А.М. Предполагается, что все компоненты вектора состояния X(t) доступны для измерения. Кроме этого матрица штрафа Q на коэффициенты вектора состояния должна быть положительно полуопределенная, т.е. $Q \geq 0$. Условие

положительной полуопределенности означает, что главный определитель и все миноры матрицы должны быть больше или равны нулю.

Для упрощения структуры критерия качества матрица Q должна иметь структуру

$$Q = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 \\ 0 & q_{22} \end{bmatrix}.$$

Матрица штрафа на координаты вектора управления R должна быть положительно определенной. Эти условия накладываются для того, чтобы задача синтеза была аналитически разрешима.

В нашем случае управление u - скаляр, поэтому $R=r$, $r>0$, $q_{11} \geq 0$, $q_{22} \geq 0$. Критерий качества при этих условиях примет вид

$$J(U) = \int_0^{\infty} [q_{11}x(t)^2 + q_{22}u(t)^2 + ru(t)^2] dt \quad (4.9)$$

При выборе численных значений коэффициентов штрафа в простейшем случае можно задаться $q_{11} = q_{22} = 0$ и в этом случае варьируется только коэффициент штрафа r . Известно что при увеличении r , динамика системы становится менее форсированной, переходные процессы затягиваются. Часто принимают $r=1$ и варьируют только q_{11} и q_{22} . При этом с увеличением коэффициента штрафа q_{11} усиливается эффект действия пропорциональной составляющей оптимального регулятора, а с увеличением штрафа q_{22} - интегральной составляющей.

4.3. Решение задачи синтеза

Решение задачи синтеза основано на формировании внутри регулятора упрежденного вектора состояния $X(t + \tau)$ модифицированного объекта управления. Формирование вектора $X(t + \tau)$ осуществляется с помощью модели объекта, входящей в структуру оптимального регулятора. Таким образом, оптимальный закон управления должен иметь вид

$$U(t) = -K_{oc} X(t + \tau) \quad (4.10)$$

или в раскрытом виде

$$U(t) = -k_1 x(t + \tau) - k_2 u(t + \tau) \quad (4.11)$$

Такой подход позволяет вычислить компоненты k_1, k_2 вектора обратных связей K_{oc} регулятора для объекта без учета запаздывания.

Задача определения оптимального управляющего сигнала распадается на две подзадачи:

- 1) Задача вычисления вектора K_{oc} для системы без запаздывания.
- 2) Задача формирования упрежденного сигнала $X(t + \tau)$.

4.4. Вычисление вектора Кос

Вычисление вектора K_{oc} осуществляется через элементы матрицы Риккати

$$K_{oc} = R^{-1}BP = 1/2 \begin{bmatrix} K/T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_3 & p_4 \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

где матрица P является единственным положительно определенным решением нелинейного матричного уравнения Риккати

$$A'P + PA - PBR^{-1}B'P + Q = 0. \quad (4.13)$$

Раскрывая уравнение Риккати, получим

$$\begin{bmatrix} -1/T & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1/T & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - \\ \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K/T \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{r} \begin{bmatrix} K/T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_{11} & 0 \\ 0 & q_{22} \end{bmatrix} = 0$$

Для упрощения записей введем обозначения $a = -1/T$, $b = K/T$.

Произведя перемножения матриц, получим

$$\begin{bmatrix} ap_1 + p_2 & ap_2 + p_3 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} ap_1 + p_2 & 0 \\ ap_2 + p_3 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} bp_1 \\ bp_2 \end{bmatrix} \frac{1}{r} \begin{bmatrix} bp_1 & bp_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_{11} & 0 \\ 0 & q_{22} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Это матричное уравнение распадается на систему алгебраических уравнений вида

$$\begin{aligned} 2ap_1 + 2p_2 - b^2 p_1^2 / r + q_{11} &= 0, \\ ap_2 + p_3 - b^2 p_1 p_2 / r &= 0, \\ ap_2 + p_3 - b^2 p_1 p_2 / r &= 0, \\ -b^2 p_2^2 / r + q_{22} &= 0. \end{aligned}$$

Из четвертого уравнения вычисляем p_2

$$p_2^2 = \frac{q_{22}r}{b^2}; p_2 = \frac{\sqrt{q_{11}r}}{K}. \quad (4.14)$$

Из первого уравнения путем решения квадратного уравнения находим P_1

$$p_1 = \frac{rT}{K^2} \left[\sqrt{1 + \frac{K^2}{r}(2p_2 + q_{11})} - 1 \right]. \quad (4.15)$$

Из второго уравнения вычисляем P_3

$$p_3 = \frac{1}{T}p_2 + \frac{K^2}{rT^2}p_1p_2. \quad (4.16)$$

Раскрыв выражения для K_{oc} (подставляя в него P_1, P_2, P_3) получим

$$k_1 = \frac{Kp_1}{rT}; k_2 = \frac{Kp_2}{rT}. \quad (4.17)$$

Знание матрицы Риккати Р позволяет наряду с получением коэффициентов вектора K_{oc} , также вычислить численное значение минимальной величины интегрального квадратичного критерия качества

$$J_{\min} = X_0^T P X_0. \quad (4.18)$$

4.5. Нахождение выражения для $X(t+\tau)$

Известно, что для объекта без запаздывания уравнение описывающее движение компонент его вектора состояния имеет вид:

$$X(t) = e^{A(t-t_0)} X(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-s)} B U(s) ds \quad (4.19)$$

Первая часть выражения является свободной составляющей, которая зависит от динамических свойств объекта управления (матрицы А) и от вектора начальных условий $X(t_0)$, который характеризует величину начального отклонения системы от положения равновесия. Интеграл является вынужденной составляющей, определяемой как динамическими свойствами объекта (матрицы А и В), так и видом управляющего сигнала $U(S)$.

При учете запаздывания в канале управления в уравнении (4.19) вместо сигнала $U(S)$ должен использоваться запаздывающий сигнал $U(S - \tau)$. Тогда уравнение (4.19) примет вид

$$X(t) = e^{A(t-t_0)} X(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-S)} BU(S-\tau) dS \quad . (4.20)$$

Из выражения (4.20) получим упрежденный сигнал вектора состояния

$$X(t + \tau) = e^{A(t+\tau-t_0)} X(t_0) + \int_{t_0}^{t+\tau} e^{A(t+\tau-S)} BU(S-\tau) dS.$$

Выделим $e^{A\tau}$, и разобьем интеграл на две части

$$X(t + \tau) = e^{A\tau} e^{A(t+\tau-t_0)} X(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t+\tau-S)} BU(S-\tau) dS + \int_t^{t+\tau} e^{A(t+\tau-S)} BU(S-\tau) dS$$

Вынесем $e^{A\tau}$ за скобки

$$X(t + \tau) = e^{A\tau} \left[e^{A(t-t_0)} X(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-S)} BU(S-\tau) dS \right] + \int_t^{t+\tau} e^{A(t+\tau-S)} BU(S-\tau) dS$$

Заменив выражение в квадратных скобках на $X(t)$ получим формулу для упрежденного вектора состояния

$$X(t + \tau) = e^{A\tau} X(t) + \int_t^{t+\tau} e^{A(t+\tau-S)} BU(S-\tau) dS \quad . (4.21)$$

Сделав замену переменной в выражении (4.21)

$$r = t + \tau - S; \rightarrow dS = -dr, \quad (4.22)$$

окончательно получим

$$X(t + \tau) = e^{A\tau} X(t) + \int_0^\tau e^{A\tau} BU(t-r) dr \quad . (4.23)$$

4.6. Получение оптимального закона управления

С учетом полученного выражения (4.23) оптимальный закон управления будет иметь вид

$$U(t) = -K_{oc} X(t + \tau) = -\frac{K}{rT} [p_1 \quad p_2] \left[e^{A\tau} X(t) + \int_0^\tau e^{A\tau} BU(t-r) dr \right]. \quad (4.24)$$

Как видно, закон управления наряду с пропорциональной составляющей содержит и функциональную составляющую. Очевидно, что для формирования оптимального закона управления необходимо знание структуры и параметров объекта управления, т.е. его математической модели. Из этого следует вывод, что оптимальный регулятор в своей структуре должен содержать модель объекта управления, с помощью которой будет реализовываться функциональная составляющая алгоритма. Для получения оптимального выражения в раскрытом виде найдем

матричные экспоненты, входящие выражение (4.24), используя теорему Сильвестра

$$e^{Ar} = \sum_{i=1}^2 e^{\lambda_i r} Z(\lambda_i), \quad (4.25)$$

где λ_i - собственные значения матрицы A , которые находятся из характеристического уравнения $|Ar - \lambda I| = 0$.

Или

$$\begin{vmatrix} -\frac{r}{T} - \lambda & 0 \\ r & -\lambda \end{vmatrix} = 0. \quad (4.26)$$

Откуда $\lambda_1 = -1/T$, $\lambda_2 = 0$.

Опуская промежуточные выкладки из формулы (4.25) найдем

$$e^{Ar} = \begin{bmatrix} e^{-r/T} & 0 \\ T(1 - e^{-r/T}) & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

Матричная экспонента e^{Ar} выглядит аналогично (при замене всех r на r). После проделанных преобразования оптимальный закон управления примет вид

$$U(t) = -\frac{K}{RT} [p_1 \quad p_2] * \left[\begin{bmatrix} e^{-r/T} & 0 \\ T(1 - e^{-r/T}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \end{bmatrix} + \int_0^r \begin{bmatrix} e^{-r/T} & 0 \\ T(1 - e^{-r/T}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K/T \\ 0 \end{bmatrix} * U(t-r) dr \right] \quad (4.28)$$

Перемножив матрицы, получим

$$U(t) = -\frac{1}{R} \left\{ K_n x(t) + K_u u(t) + a \int_0^r e^{-r/T} U(t-r) dr + b \int_0^r U(t-r) dr \right\}, \quad (4.29)$$

где коэффициенты усиления по пропорциональной K_n , интегральной K_u составляющим и коэффициенты a и b равны

$$K_n = \frac{K}{T} [p_1 e^{-r/T} + p_2 T(1 - e^{-r/T})], \quad (4.30)$$

$$K_u = \frac{K}{T} p_2, \quad (4.31)$$

$$a = \frac{K}{T} \left[p_1 \frac{K}{T} - p_2 K \right]; \quad b = \frac{K^2}{T} p_2. \quad (4.32)$$

Полученный оптимальный закон управления содержит пропорциональную и интегральную составляющие (т.е ПИ- регулятор) и две функциональные составляющие, соответствующие аperiodическому и

интегрирующему звеньям модифицированного объекта управления с запаздыванием.

4.7. Реализация оптимального регулятора

Реализация оптимального закона управления (4.29) затрудняется наличием функциональных составляющих в его структуре. С целью упрощения реализации полученного закона найдем его изображение по Лапласу от всех составляющих

$$U(p) = -\frac{1}{R} \left\{ K_{\Pi} X(p) + K_{\mu} \mu(p) + aL \left[\int_0^t e^{-rT} U(t-r) dr \right] + bL \left[\int_0^t U(t-r) dr \right] \right\} \quad (4.33)$$

где $L[\]$ - символ преобразования по Лапласу.

Для нахождения изображений по Лапласу функциональных составляющих воспользуемся формулой свертки, согласно которой свертыванию оригиналов во временной области соответствует произведение их изображений

$$L[f(t)*\varphi(t)] = F(p)\Phi(p), \quad (4.34)$$

Здесь знак $(*)$ - означает операцию свертывания оригиналов. В раскрытом виде формула свертки (4.34) записывается в виде

$$L \left[\int_0^t f(r)\varphi(t-r) dr \right] = F(p)\Phi(p) \quad (4.35)$$

Сравнивая первый интеграл в выражении для оптимального закона управления (4.33) с интегралом в выражении (4.35) получим

$$f(r) = e^{-rT} \quad \text{и} \quad \varphi(t-r) = U(t-r). \quad (4.36)$$

Однако, в интеграле свертки и интегралах для функциональных составляющих закона (4.29) не совпадают верхние пределы интегрирования, поэтому прямо воспользоваться формулой свертки нельзя. Очевидно, что интеграл свертки необходимо привести к виду, обеспечивающему равенство

$$\int_0^t f(r)\varphi(t-r) dr = \int_0^t e^{-rT} U(t-r) dr \quad (4.37)$$

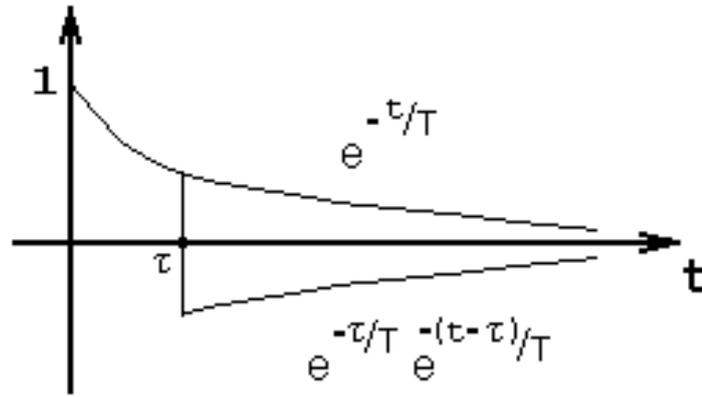


Рис. 4.3.

Это можно достичь, если одну из функций в исходном интеграле искусственно сделать нулевой на интервале времени $t > \tau$, т.е. $e^{-r/T} = 0$ при $r > \tau$, что иллюстрируется рис.4.3.

Функция, существующая на интервале и равная нулю вне этого интервала $t = 0 - \tau$ в соответствии с рис.4.3, имеет вид: $e^{-r/T} - e^{-\tau/T} e^{-(r-\tau)/T}$. Тогда L - изображения от первой функциональной составляющей можно записать в виде

$$\begin{aligned} L\left[\int_0^{\tau} e^{-r/T} U(t-r) dr\right] &= L\left[\int_0^t (e^{-r/T} - e^{-\tau/T} e^{-(r-\tau)/T}) U(t-r) dr\right] = \\ &= L\left[\int_0^t e^{-r/T} U(t-r) dr\right] - e^{-\tau/T} L\left[\int_0^t e^{-(r-\tau)/T} U(t-r) dr\right]. \end{aligned}$$

$$L[e^{-r/T}] = \frac{1}{p + \frac{1}{T}} \quad L[e^{-(r-\tau)/T}] = \frac{1}{p + \frac{1}{T}} e^{-\tau p}$$

Учитывая, что , получим:

$$L\left[\int_0^{\tau} e^{-r/T} U(t-r) dr\right] = \frac{1}{p + \frac{1}{T}} U(p) - e^{-\tau p} \frac{1}{p + \frac{1}{T}} e^{-\tau p} U(p) \quad . (4.38)$$

Аналогично найдем L-изображение для второй функциональной составляющей в выражении для оптимального закона управления

$$\begin{aligned} L\left[\int_0^{\tau} U(t-r) dr\right] &= L\left[\int_0^t (\mathbf{1}(r) - \mathbf{1}(r-\tau)) U(t-r) dr\right] = \\ &= L\left[\int_0^t \mathbf{1}(r) U(t-r) dr\right] - L\left[\int_0^t \mathbf{1}(r-\tau) U(t-r) dr\right] = \frac{1}{p} U(p) - \frac{1}{p} e^{-\tau p} U(p) \quad . (4.39) \end{aligned}$$

Исходя из полученных результатов, оптимальный закон управления примет вид(4.40).

Знание операторной формы записи оптимального закона позволяет разработать структурную схему оптимального астатического регулятора для объекта первого порядка с запаздыванием (Рис.4.4).

Связь, обозначенная пунктиром, соответствует точному, теоретическому алгоритму управления (4.40). Однако на практике в объекте управления трудно выделить этот сигнал, поэтому его моделируют в регуляторе с помощью звена с чистым запаздыванием. Как видно из структурной схемы, оптимальный регулятор для объекта первого порядка с запаздыванием состоит из типового ПИ-регулятора и корректирующего устройства, в структуре которого содержится модель объекта управления.

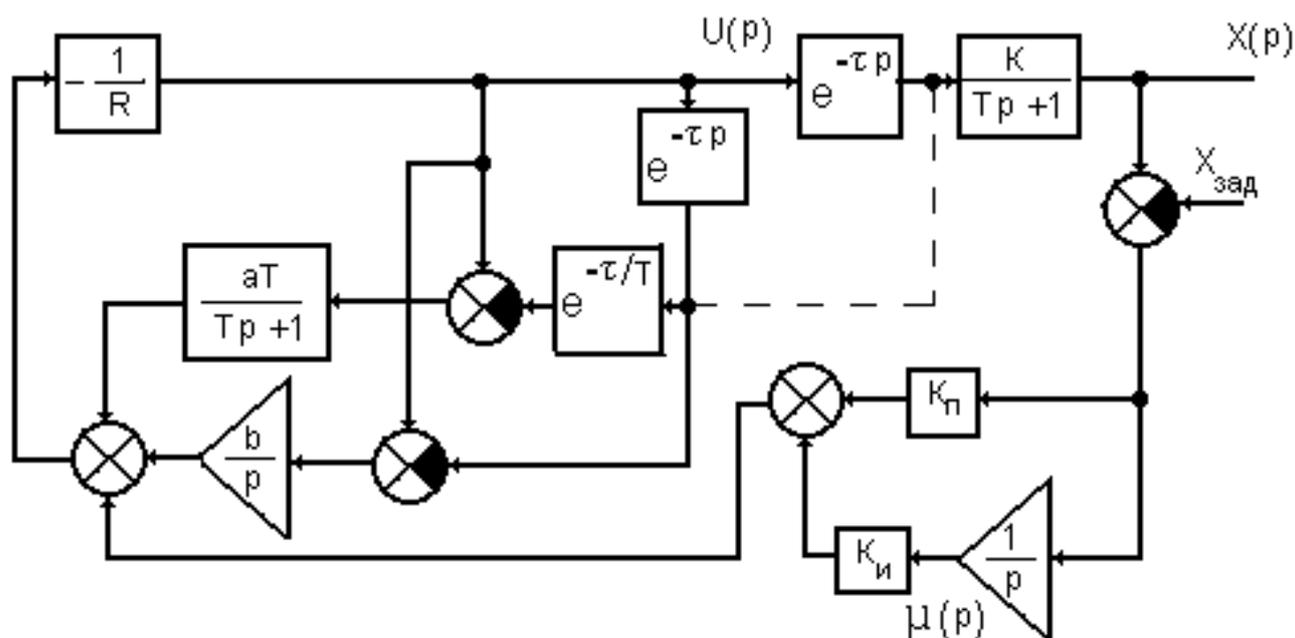


Рис.4.4. Структурная схема оптимальной системы управления.

Данный регулятор особенно эффективен для управления объектами, в которых отношение $\tau/T > 0,5$. На рис.4.5 приведены графики отработки единичного возмущающего воздействия в оптимальной системе управления объектом первого порядка.

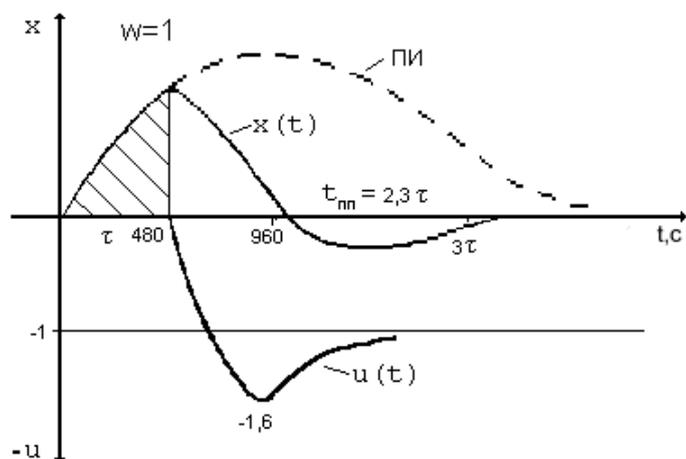


Рис. 4.5. Переходный процесс в системе с оптимальным регулятором.

Параметры объекта управления были равны $K_{об} = 2,4$; $T=612$ сек; $\tau = 480$ сек. При этом коэффициенты закона (4.40) имели следующие значения $K_H = 0,01$; $K_I = 4,18$; $a = -0,0166$; $b = 0,024$, при $R=1$, $q_{11} = q_{22} = 0,0001$. По аналогичной методике может быть получена структура оптимального регулятора для объекта второго порядка с запаздыванием. В этом случае оптимальный регулятор состоит из типового ПИД-регулятора и корректирующего устройства, в структуре которого содержится два инерционных звена и одно интегрирующее.

Контрольные вопросы

1. Что подразумевается под понятием технологические объекты с запаздыванием и дайте ему определение?
2. Как определяется постановки задачи синтеза оптимального регулятора?
3. Как решается задачи синтеза?
4. Как вычисляется вектор Коса.
5. Как находится выражение для $X(t+\tau)$?
6. Как определяется оптимальный закон управления?
7. Как реализуется оптимальный регулятор?

Литература

1. Клиначёв Н. В. Теория систем автоматического регулирования и управления: Учебно-методический комплекс. - Offline версия [[tau_knv.zip](#)]. – Website: http://vissim.nm.ru/tau_lec.html, - Челябинск, 2003.
2. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. - М.: Наука, 1975.

3. Острём К., Виттенмарк Б. Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. - М.: Мир, 1987. - 480 с., ил.
4. Оппенгейм Э., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов/ Пер. с англ./ Под ред. С. Я. Шаца. - М.: Связь, 1979. - 416 с.
5. Антонию А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование/ Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1983. - 320 с.
6. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник. - М.: Радио и связь, 1985. -312 с., ил.
7. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения: В 2 т./ Пер. с англ. Ф. М. Писаренко с предисловием А. М. Яглома - М.: Мир, 1971.
8. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления/ Под редакцией В. А. Бесекерского. - М.: Наука, 1978.
9. Бронштейн И.Н., Семендяев К.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. - М.: Наука, 1986.
10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ Пер. с нем. - М.: Мир, 1982.
11. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3 т./ Пер. с англ. - М.: Мир, 1993

ЛЕКЦИЯ №5

МОДАЛЬНЫЕ ЦИФРОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ДЛЯ ОБЪЕКТОВ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ПЛАН

1. Модальный цифровой регулятор для объекта первого порядка с запаздыванием.
2. Модальный цифровой регулятор для объекта второго порядка с запаздыванием.

Широкое развитие цифровых управляющих устройств, обладающих большими возможностями требует разработки новых, более эффективных алгоритмов дискретного управления технологическими объектами. Модальные цифровые алгоритмы управления реализуют наиболее совершенную структуру астатического регулятора состояния. Для компенсации запаздывания в эту структуру вводится упредитель выходных сигналов объекта управления. Использование теории модального цифрового управления позволяет существенно упростить расчет параметров астатического регулятора состояния.

Поставим задачу разработки методики расчета астатического модального регулятора с упредителем, обеспечивающую получение таких

параметров настройки регулятора, которые дадут выбранное расположение корней характеристического уравнения замкнутой системы.

5.1. Модальный цифровой регулятор для объекта первого порядка с запаздыванием

Рассмотрим наиболее общий случай, когда выбранный период квантования T_k не кратен величине запаздывания, а объект управления описывается передаточной функцией

$$W(p) = \frac{Ke^{-\tau}}{Tp + 1}$$

Тогда (см. раздел 3) цифровая модель объекта в координатах "вход $u(k)$ - выход $y(k)$ " будет иметь вид

$$y(k) = ay(k-1) + b_1u(k-1-M) + b_2u(k-2-M); \quad (5.1)$$

где коэффициенты вычисляются согласно формулам (3.6).

В системе пространства состояний это уравнение выглядит так

$$x(k+1) = ax(k) + b_1u(k-M) + b_2u(k-1-M), \quad (5.2)$$

Для придания астатизма модальному регулятору добавим в уравнение объекта уравнение дискретного интегратора, а дополнительный запаздывающий сигнал управления $u(k-1-M)$ учтем в виде новой координаты состояния $u_1(k)$.

Тогда получим

$$\left. \begin{aligned} x(k+1) &= ax(k) + b_1u(k-M) + b_2u_1(k), \\ u_1(k+1) &= u(k-M), \\ \mu(k+1) &= \mu(k) + x(k). \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

Запишем уравнения (5.3) в матричном виде

$$X(k+1) = \Phi X(k) + GU(k-M), \quad (5.4)$$

где

$$\Phi = \begin{bmatrix} a & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} b_1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} x \\ u_1 \\ \mu \end{bmatrix}.$$

Уравнение регулятора состояния с упредителем для объекта (5.4) имеет вид

$$u(k) = -K_{oc} X(k+M) = -K_{01}x(k+M) - K_1u(k-1) - K_{02}u(k+M) \quad (5.5)$$

Таким образом необходимо решить две задачи:

1) Вычислить вектор обратных связей K_{oc} для объекта без запаздывания.

2) Сформировать упрежденный вектор состояния $X(k+M)$.

1) Вычисления вектора.

Для вычисления вектора K_{oc} запишем уравнение замкнутой системы без запаздывания ($M=0$)

$$X(k+1) = \Phi X(k) - GK_{oc} X(k) = [\Phi - GK_{oc}] X(k), \quad (5.6)$$

где матрица замкнутой системы равна

$$\Phi_3 = \Phi - GK_{oc}. \quad (5.7)$$

Запишем характеристическое уравнение запаздывающей системы: $|\Phi_3 - \lambda I| = 0$, но потребуем, чтобы это уравнение имело заданное расположение корней. Причем для удобства расчета коэффициентов вектора обратных связей поместим все три корня в одну точку $b_p = \lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3$. Тогда характеристический полином системы будет иметь вид

$$|\Phi_3 - \lambda I| = (b_p - \lambda)^3. \quad (5.8)$$

Это уравнение распадается на систему трех линейных алгебраических уравнений, получаемых путем сравнения коэффициентов при соответствующих степенях переменной λ . Решая систему трех уравнений определим коэффициенты вектора обратных связей $K_{oc} = [K_{01} K_1 K_{02}]$

$$\begin{aligned} K_{02} &= \frac{(1-b_p)^3}{b_1+b_2}, \\ K_{01} &= \frac{b_2 K_{02} - 3ab_p + a + a^2 + b_p^3}{ab_1+b_2}, \\ K_1 &= 1 + a - b_1 K_{01} - 3b_p. \end{aligned} \quad (5.9)$$

При выборе величины b_p следует иметь в виду, что при уменьшении его значения, быстродействие системы возрастает, но возрастает и амплитуда управляющего сигнала.

2) Формирование упрежденного вектора состояния $X(k+M)$.

Такое формирование осуществляется путем последовательного (для $M = 1, 2, \dots$) нахождения выражений $X(k + M)$ по уравнению (5.4)

$$M = 1: X(k + 1) = \Phi X(k) + Gu(k - M);$$

$$M = 2: X(k + 2) = \Phi(k + 1) + Gu(k - M + 1) = \Phi^2 X(k) + \Phi Gu(k - M) - GX(k - M + 1);$$

$$M = 3: X(k + 3) = \Phi(k + 2) + Gu(k - M + 2) = \Phi^3 X(k) + \Phi^2 Gu(k - M) + \Phi Gu(k - M + 1) + Gu(k - M + 2);$$

$$M = j: X(k + j) = \Phi^j X(k) + \sum_{i=0}^{j-1} \Phi^{j-i-1} Gu(k - M + i).$$

Тогда модальный закон управления с упредителем примет вид

$$u(k) = -K_{oc} X(k + M) = -K_{oc} \left[\Phi^M X(k) + \sum_{i=0}^{M-1} \Phi^{M-1-i} Gu(k - M + i) \right]. \quad (5.10)$$

Раскрывая выражение (5.10) получим формулы для вычисления упрежденных сигналов

$$x(k + M) = a^M x(k) + a^{M-1} b_2 u(k - 1) + \sum_{i=1}^{M-1} (a^n b_1 + a^{n-1} b_2) u(k + i - M),$$

$$u(k + M) = \sum_{r=0}^{M-1} a^r x(k) + b_2 \sum_{r=0}^{M-1} a^r u(k - 1) + \sum_{i=0}^{M-1} (b_1 \sum_{r=0}^{n-1} a^r + b_2 \sum_{r=0}^{n-2} a^r) u(k - i - M), \quad (5.11)$$

где $n = M - i - 1$.

По полученным формулам работает блок упреждения, введенный в структуру модальной цифровой системы регулирования, показанной на рис 5.1.

В этой системе введен элемент сравнения, формирующий сигнал ошибки $e(k) = x(k) - x_{зд}$, поступающий далее на блок упреждения. Сигнал $u(k - 1)$ можно получить минуя блок упреждения, путем пропуска сигнала управления через звено задержки Z^{-1} на один период квантования.

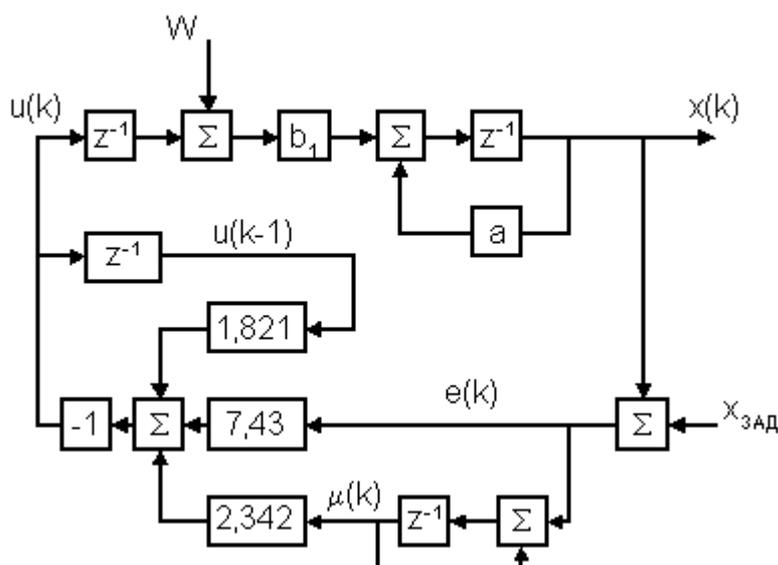


Рис. 5.2. Структурная схема цифровой системы управления.

Таблица.5.1.

k	e(k)	u(k)	x(k+1)	m(k+1)
0	-1	7.43	0	0
1	-1	-3.758	0	-1
2	2.173	-4.168	3.173	-2
3	0	0.416	1	0.173
4	0	0.416	1	0.173

5.2. Модальный цифровой регулятор для объекта второго порядка с запаздыванием

Для значительного числа объектов управления, в частности для тепловых объектов, более точным является описание динамики с помощью передаточной функции второго порядка с запаздыванием (1.7). Для синтеза модального алгоритмы управления необходимо получить дискретное описание этого объекта при заданном периоде квантования T_x . Воспользуемся модифицированным Z-преобразованием от передаточной функции (1.7).

Опуская промежуточные выкладки получим

$$y(k) = a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + b_1 u(k-1-M) + b_2 u(k-2-M) + b_3 u(k-3-M); \quad (5.12)$$

Вычисление коэффициентов проводим по формулам

$$\begin{aligned}
S_1 &= e^{-T_k/T_1}; & S_2 &= e^{-T_k/T_2}; \\
a_1 &= S_1 + S_2; & a_2 &= -S_1 \cdot S_2; \\
b_1 &= \frac{K}{T_1 - T_2} [T_1(1 - S_1^{1-c}) - T_2(1 - S_2^{1-c})]; \\
b_2 &= -\frac{K}{T_1 - T_2} [a_1(T_1 - T_2) + T_2 S_2^{1-c}(1 + S_1) - T_1 S_1^{1-c}(1 + S_2)]; \\
b_3 &= -\frac{K S_1 S_2}{T_1 - T_2} [T_2(1 - S_2^{-c}) - T_1(1 - S_1^{-c})];
\end{aligned} \tag{5.13}$$

где $\tau / T_k = M + c$.

Заметим, что описание в виде (5.12) носит общий и универсальный характер, т.к. оно охватывает и объекты с колебательным переходным процессом и минимально-фазовые объекты.

Используя рассмотренный ранее подход, модальное управление объектом (5.12) должно осуществляться по закону

$$u(k) = K_{01}e(k + M) + K_{02}e(k + M - 1) + K_{03}\mu(k + M) + K_1u(k - 1) + K_2u(k - 2) \tag{5.14}$$

где коэффициенты вектора обратных связей вычисляются по следующим формулам

$$\begin{aligned}
K_{03} &= -\frac{(1 - b_p)^5}{b_1 + b_2 + b_3}, \\
K_{01} &= (AF - CE) / G, \\
K_{02} &= (DE - BF) / G, \\
K_1 &= 5b_p - 1 - a_1 - b_1K_{01}, \\
K_2 &= (b_p^5 + b_3K_{02}) / a_2,
\end{aligned} \tag{5.15}$$

где вспомогательные коэффициенты A, B, C, D, E, F, G вычисляются по формулам

$$\begin{aligned}
A &= b_3 / a_2 + b_1, & B &= a_1 b_1 + b_2, & C &= b_2 - b_1 - b_3(a_1 + 1) / a_2 \\
D &= b_3 - b_2 - b_1(a_1 - a_2), \\
E &= 5b_p(1 + a_1) - 10b_p^2 - b_p^5 / a_2 - a_2 - a_1^2 - 1 - a_1 - b_1K_{03}, \\
F &= 5b_p(a_2 - a_1) + 10b_p^3 + b_p^5(1 + a_1) / a_2 + a_1(1 + a_1 - a_2) - b_2K_{03}, & G &= AD - BC.
\end{aligned}$$

На рис.5.3. приведена упрощенная структурная схема модальной цифровой системы управления объектом второго порядка для случая $M = 0$, что соответствует условию $\tau < T_k$.

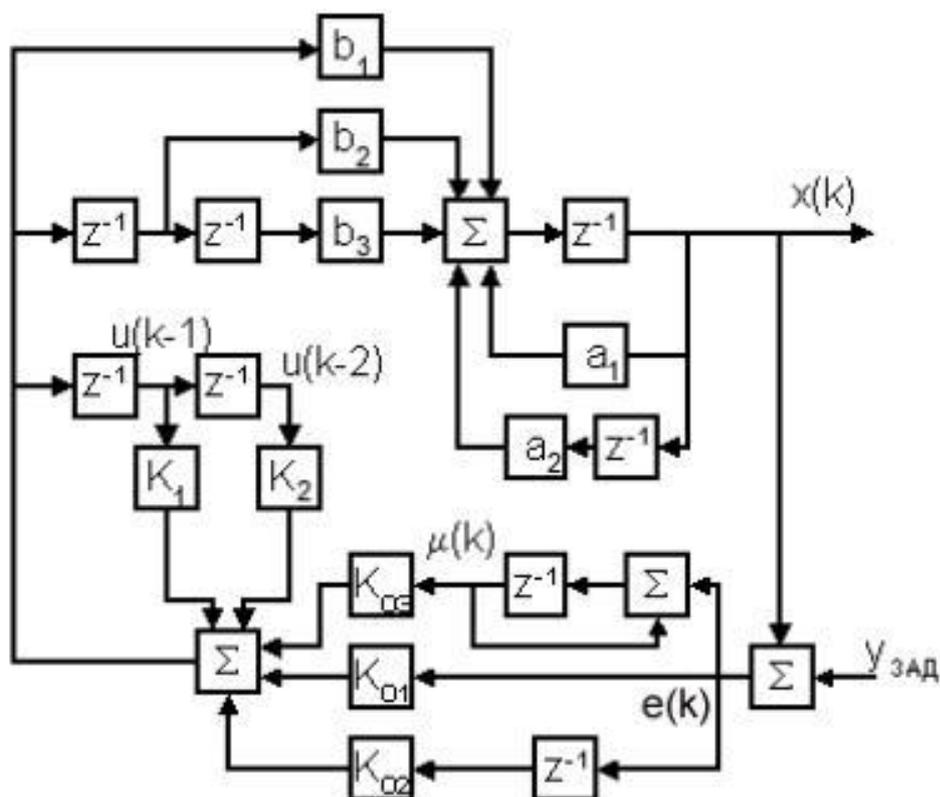


Рис. 5.3. Структурная схема цифровой системы управления объектом второго порядка.

При наличии запаздывания ($M > 0$) в эту схему необходимо ввести цифровой упредитель сигналов $e(k)$ и $\mu(k)$.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение цифровому регулятору?
2. Дайте определение модальному цифровому регулятору?
3. Опишите объект первого порядка с запаздыванием?
4. Опишите объект второго порядка с запаздыванием?
5. Как применять модальный цифровой регулятор к объектам первого порядка с запаздыванием?
6. Как применять модальный цифровой регулятор к объектам второго порядка с запаздыванием?

Литература

1. Клиначёв Н. В. Теория систем автоматического регулирования и управления: Учебно-методический комплекс. - Offline версия [[tau_knv.zip](#)]. - Website: http://vissim.nm.ru/tau_lec.html, - Челябинск, 2003.

2. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. - М.: Наука, 1975.
3. Острём К., Виттенмарк Б. Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. - М.: Мир, 1987. - 480 с., ил.
4. Оппенгейм Э., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов/ Пер. с англ./ Под ред. С. Я. Шаца. - М.: Связь, 1979. - 416 с.
5. Антонио А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование/ Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1983. - 320 с.
6. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник. - М.: Радио и связь, 1985. -312 с., ил.
7. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения: В 2 т./ Пер. с англ. Ф. М. Писаренко с предисловием А. М. Яглома - М.: Мир, 1971.
8. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления/ Под редакцией В. А. Бесекерского. - М.: Наука, 1978.
9. Бронштейн И.Н., Семендяев К.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. - М.: Наука, 1986.
10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ Пер. с нем. - М.: Мир, 1982.
11. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3 т./ Пер. с англ. - М.: Мир, 1993

ЛЕКЦИЯ №6

АДАПТИВНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

ПЛАН

1. Адаптивные регулирующие контроллеры.
2. Адаптивный ПИД регулятор с частотным разделением каналов управления и самонастройки.
3. Адаптивный ПИ регулятор с настройкой по АФХ разомкнутой системы.

6.1. Адаптивные регулирующие контроллеры

В конце 70-х годов разработки систем автоматического управления получили средства микропроцессорной техники с их поистине безграничными возможностями. Тогда казалось, что наконец-то будут реализованы многообещающие идеи теории автоматического управления, в частности идеология оптимального адаптивного управления, позволяющая радикально повысить качество управления при априори неизвестной и к тому же непредвиденно меняющейся математической модели объекта. Последнее

обстоятельство особенно радовало потребителей средств управления, поскольку оно, по существу, обещало устранение сложных и трудоемких работ по динамической настройке систем во время пуска, а затем по периодической подстройке в процессе эксплуатации.

И действительно, в первых серийных микропроцессорных системах управления технологическими процессами, примером которых может служить система <Novatune> (на рынке появилась в 1981 г.) шведской фирмы ASEA, были использованы модифицированные оптимальные адаптивные алгоритмы типа с цифровой моделью объекта. Согласно материалам фирмы эта система получила широкое распространение, правда, преимущественно в странах Северной Европы. Однако спустя некоторое время комментарии стали более сдержанными и даже скептическими а затем практически во всех появившихся на международном рынке микропроцессорных системах и индивидуальных контроллерах произошел возврат к традиционным ПИД алгоритмам регулирования. Принципиально новым в этих системах было появление модулей автоматизированной настройки; однако заложенные в этих модулях алгоритмы кардинально отличались от предсказывавшихся теорией адаптации. Создается впечатление, что разработчики новых микропроцессорных систем, разочаровавшись в теории, обратились к чисто прагматическим методам, взятым из опыта работы квалифицированных наладчиков систем автоматического регулирования. К настоящему времени господствующее положение заняли два подобных метода.

1. Экспертные методы автоматизированной настройки (например, EXACT алгоритм американской фирмы Foxboro и сходные алгоритмы контроллеров японских фирм Yokogawa и Hitachi), учитывающие рекомендации опытных экспертов-наладчиков, осуществляющих настройку подачей на действующую систему автоматического регулирования ступенчатых воздействий и анализирующих затем характер получаемой реакции на такие воздействия.

2. Автоматизированный вариант полувековой давности эмпирического метода настройки Зиглера - Никольса, основанный на выводе действующей системы с П регулятором на границу устойчивости и расчете по критическим периодам колебаний и коэффициенту передачи регулятора оптимальных параметров настройки ПИД регулятора с использованием для этого простых эмпирических формул. Автоматизация метода состоит в замене настраиваемого регулятора двухпозиционным реле, что приводит к возникновению установившихся автоколебаний в контуре регулирования. На

таким принципе работают блоки автонастройки контроллеров типа "Ремиконт" и "Протар".

В обоих методах не удалось реализовать адаптивное управление, которое, по самому определению этого термина, должно обеспечить слежение параметров настройки за непрерывно меняющимися свойствами объекта; успешно реализована лишь автоматизированная настройка параметров регулятора, осуществляемая только при практически неизменных во время настройки свойствах объекта.

Наиболее важной особенностью реализованных методов настройки является то, что последние выполняются с использованием тех или иных активных воздействий на систему: в первом случае - подачей ступенчатых идентифицирующих воздействий, во втором - изменением алгоритма регулирования. Правда, в материалах фирмы Foxboro утверждается, что в качестве ступенчатых идентифицирующих воздействий могут использоваться и ступенчатые изменения возмущений, и задания, возникающие в процессе нормальной эксплуатации системы. Однако анализ заложенных в контроллеры логических алгоритмов распознавания таких ситуаций показывает, что это возможно только при исключительно благоприятных для настройки условиях работы объекта, когда значение амплитуды отклонения регулируемой величины значительно превосходит средний уровень ее случайных изменений в процессе нормальной работы, на которые налагается отклонение, вызванное априори известными ступенчатыми возмущениями. Работоспособность EXACT- алгоритма в обычно существующих системах с относительно высоким уровнем случайных возмущений можно, по-видимому, объяснить только тем, что, в соответствии с инструкцией фирмы, включение контроллера в работу должна предшествовать настройка по экспериментальной переходной характеристике объектов (кривой разгона), а хаотическое изменение параметров, осуществляем EXACT- алгоритмом относительно этой настройки, не приводит к возникновению аварийных ситуаций только потому, что это изменение ограничивается заранее устанавливаемыми в контроллере пределами.

Таким образом, мировой опыт подтверждает сформулированную в СССР (В.Я. Ротач) более четверти века назад концепцию построения САУ на базе типовых ПИД регуляторов с применением алгоритмов автоматизированной настройки, базирующейся на периодически вводимом в систему активном воздействии (сигнальном, алгоритмическом, структурном).

При этом было показано, что ПИД алгоритмы в большинстве случаев достаточно близки к оптимальным, а поиск улучшения качества управления следует искать на пути усложнения информационных структур систем управления (переходом к многоконтурным, каскадным схемам и схемам с компенсацией возмущений).

Было также отмечено, что попытки реализовать адаптацию по данным нормального функционирования объекта без активного вмешательства в процесс регулирования из-за ряда причин системного характера обречены на неудачу. Реально существующая проблема состоит не в том, чтобы изобрести систему адаптации, функционирующую без вызванных идентифицирующими воздействиями добавочных отклонений регулируемой величины, а в том, чтобы сделать эти отклонения достаточно малыми, приемлемыми для практики. Соответственно одной из главных проблем в задаче адаптации становится оптимизация самого процесса настройки, т.е. достижение оптимума настройки при минимуме потерь. Этого можно добиться декомпозицией процедуры поиска с использованием в алгоритмах настройки нижнего уровня специально разработанных не экстремальных критериев. Эта процедура основана на использовании активных частотных методов идентификации объектов и расчета оптимальной настройки регулятора. Применение частотных методов позволяет обеспечить помехозащищенность алгоритма, а также рационально организовать активный эксперимент на действующей системе в плане минимизации вмешательства в ее работу. Это связано с тем, что системы регулирования технологических процессов при оптимальной настройке обычно имеют частотные характеристики с одним резонансным пиком. При этом для точной настройки системы достаточно определить комплексную частотную характеристику объекта в узком диапазоне - в окрестности частоты резонанса. Так как резонансная частота системы остается неизвестной до окончания расчета ее оптимальной настройки, то разрешение этого противоречия достигается с помощью итерационной процедуры, на каждом шаге которой оценивается по возможности минимальное число точек частотной характеристики системы с использованием для расчета оптимальной настройки достаточно простой аппроксимирующей модели объекта, уточняющейся в процессе настройки системы.

Для реализации этого подхода рекомендуется алгоритм со структурой вида цикл в цикле. Во внутреннем цикле на каждом шаге оценивается вектор комплексной частотной характеристики системы лишь на одной частоте и

рассчитывается оптимум настройки по модели объекта с двумя свободными коэффициентами. По окончании внутреннего цикла выполняется внешний цикл итерационной процедуры, в котором оцениваются векторы частотной характеристики на добавочных частотах. Это позволяет уточнить структуру модели объекта и численные значения ее коэффициентов, фиксируемых во внутреннем цикле.

На практике оказывается достаточным выполнить внешний цикл лишь при первоначальной настройке системы, а в дальнейшем можно ограничиться выполнением внутреннего цикла итерационной процедуры с контролем частотной характеристики системы на одной частоте. Настроенная по этому методу система с ПИД регулятором удовлетворяет с достаточной для практики точностью следующим условиям оптимальности: обеспечивается достаточно интенсивное затухание собственных колебаний системы благодаря ограничению частотного показателя колебательности M ; минимизируется линейный интегральный критерий, т. е. площадь под графиком ошибки регулирования при ступенчатом возмущении, а также среднее квадратическое отклонение регулируемой величины при воздействии низкочастотных случайных возмущений. Автоматическая настройка осуществляется без участия оператора.

Рассмотренный алгоритм настройки - лишь один из возможных. Он удобен в том отношении, что он самостоятельно выбирает частоту колебаний, заведомо принадлежащую существенному для каждого конкретного объекта диапазону частот, в пределах которого будет протекать процесс регулирования. Этот алгоритм относительно прост и позволяет оптимизировать параметры настройки регулятора независимо друг от друга. Практически очень важным его свойством является невозможность потери системой устойчивости при любых начальных параметрах настройки регулятора. Недостатки же этого алгоритма состоят в его относительно слабой помехозащищенности, возможности ошибок в оценке параметров при сильных возмущениях, действующих на объект во время выполнения настройки. Наладчик должен уметь правильно выбрать целесообразный в каждой конкретной ситуации алгоритм или оптимальную последовательность применения различных алгоритмов.

6.2. Адаптивный ПИД регулятор с частотным разделением каналов управления и самонастройки

Предложен новый принцип построения адаптивных систем управления с частотным разделением каналов управления и самонастройки. В таких системах осуществляется непрерывный процесс подстройки параметров регулятора под изменяющиеся свойства объекта управления при минимальной величине пробного гармонического сигнала.

Согласно предложенному принципу разделение каналов осуществляется путем включения заграждающего (режекторного) фильтра в обратную связь основного контура управления. Заграждающий фильтр разрывает цепь обратной связи на частоте критических колебаний объекта, что позволяет использовать метод Зиглера - Никольса для расчета настроек регулятора.

Структурная схема системы управления с адаптивным ПИД-регулятором приведена на рис.6.1.

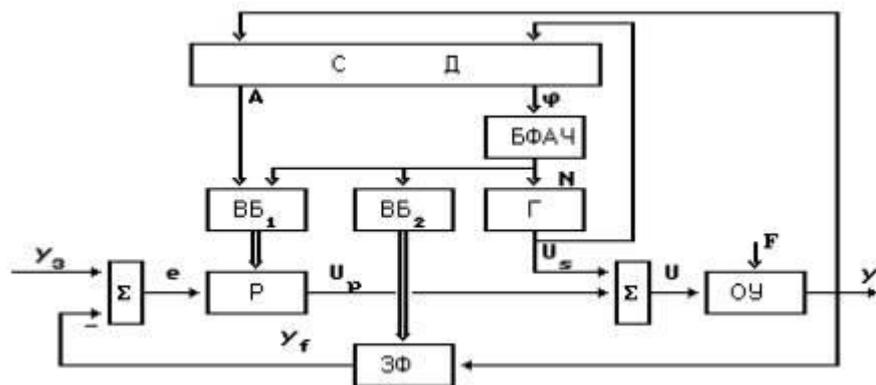


Рис. 6.1. Структурная схема системы управления с адаптивным ПИД-регулятором.

Отслеживание критической частоты объекта, на которой фазовый сдвиг между входом и выходом равен $-3,14$ рад, осуществляется блоком фазовой автоподстройки частоты (БФАЧ). Блок изменяет частоту генератора синусоидальных колебаний (Г) таким образом, чтобы обеспечить этот фазовый сдвиг между входом и выходом. С помощью блока синхронного детектирования (СД) осуществляется выделение установившихся значений амплитуды и фазы пробных колебаний в выходном сигнале U объекта управления (ОУ). Первый и второй вычислительные блоки (ВБ 1,2) производят расчет настроек ПИД-регулятора и коэффициентов заграждающего фильтра.

Включение заграждающего фильтра последовательно с объектом приводит к сдвигу критической частоты колебаний и изменению

параметры настройки непрерывного ПИД-регулятора, которые определяются вычислительным блоком ВБ1 по формулам (6.1).

Частотное разделение каналов управления и самонастройки осуществляется путем включения точно настроенного на частоту пробных колебаний заграждающего фильтра в главный контур системы, что позволяет исключить влияние регулятора на гармоническую составляющую выходного сигнала объекта управления, подаваемых на его вход. Это обеспечивает быстрое отслеживание критической частоты колебаний объекта. Уравнение динамики цифрового заграждающего фильтра второго порядка в координатах вход - выход имеет вид

$$y_f(k) = -cy_f(k-2) + b[y(k-1) - y_f(k-1)] + a[y(k-2) + y(k)], \quad (6.2)$$

где $y(k)$ - сигнал на входе фильтра, $y_f(k)$ - сигнал на его выходе, a, b, c - коэффициенты ЗФ, расчет которых осуществляется в вычислительном блоке ВБ2 по формулам

$$\begin{aligned} f &= 1 + w / D + w^2, \\ a &= (1 + w^2) / f, \\ b &= 2(1 - w^2) / f, \\ c &= (1 - w / D + w^2) / f, \end{aligned}$$

где D - добротность заграждающего фильтра, N - нормированный период пробных колебаний, равный отношению периода пробных колебаний к величине периода квантования. Величину добротности заграждающего фильтра рекомендуется выбирается в диапазоне 2...10. Причём чем больше значение D , тем меньше влияние заграждающего фильтра на динамику системы, но при этом уменьшается скорость затухания пробной составляющей в заграждающем фильтре, что приводит к увеличению времени самонастройки в системе.

Рассмотрим алгоритм работы блока синхронного детектирования. Его задача состоит в определении текущего значения амплитуды и фазы пробных колебаний в выходном сигнале объекта. Это осуществляется через вычисление синусной A_s и косинусной A_c составляющих вектора АФХ объекта на текущей (j -той) частоте пробных колебаний. Для каждого значения нормированного периода колебаний N_j эти составляющие вычисляются по формулам

$$A_s(j) = \frac{\sum_{i=0}^{nN_j} Y(i) \sin(\alpha_i)}{nN_j},$$

$$A_c(j) = \frac{\sum_{i=0}^{nN_j} Y(i) \cos(\alpha_i)}{nN_j},$$

где $Y(i)$ - значение сигнала на входе синхронного детектора в i -момент квантования, n - число анализируемых (усредняемых) периодов пробных колебаний. Дискретный аргумент тригонометрических функций изменяется в диапазоне от 0 до 2π и вычисляется по формуле $\alpha_{i+1} = \alpha_i + 2\pi / N_j$.

Текущие значения амплитуды и фазы пробных колебаний определяются по формулам

$$A_T(j) = 2\sqrt{A_s^2(j) + A_c^2(j)}$$

$$\varphi_T(j) = \arctg \frac{A_c(j)}{A_s(j)}$$

Учитывая, что почти все промышленные объекты управления вносят отрицательные фазовые сдвиги с увеличением частоты пробных колебаний, производится уточнение текущего значения фазы по условиям:

если $A_s < 0$, то $\varphi_T(j) = \varphi_T(j) - \pi$,

если $A_s >= 0$ и $A_c >= 0$, то $\varphi_T(j) = \varphi_T(j) - 2\pi$.

Для уменьшения дисперсии оценок амплитуды и фазы в блоке СД используется фильтр скользящего среднего по 2 - 5 текущим значениям величин $A_T(j)$ и $\varphi_T(j)$. Выходными величинами этих фильтров являются переменные A и φ , приведенные на рис.6.1.

Для оценки установившихся значений амплитуды и фазы в блоке СД измеряются также величины их на каждом анализируемом интервале

$$\delta A(j) = \left| \frac{A(j) - A(j-1)}{A(j)} \right|;$$

$$\delta \varphi(j) = \left| \frac{\varphi(j) - \varphi(j-1)}{\varphi(j)} \right|.$$

Если эти величины находятся в определенном поле допуска, то логический блок разрешает работу вычислительных блоков ВБ1 и ВБ2. Блок фазовой автоподстройки частоты БФАЧ, работая по интегральному закону управления, изменяет нормированный период колебаний N цифрового генератора синусоидальных колебаний таким образом, чтобы

поддерживать текущий фазовый сдвиг на заданном уровне $\varphi_3 = -\pi$, используя закон регулирования:

$$N(j+1) = N(j)(b \varphi(j) / \varphi_3 + (1-b)),$$

где коэффициент усиления закона регулирования $b = 0,5 \dots 1,5$.

При этом, под значением $\varphi(j)$ понимается установившееся значение фазового сдвига на j -м периоде пробных колебаний.

На рис 6.3 показаны графики процессов самонастройки в рассматриваемой адаптивной системе управления, полученные путем моделирования ее динамики на ЭВМ. В качестве модели объекта управления бралась передаточная функция, состоящая из трех последовательно включенных инерционных звеньев с постоянными времени 59 с, 100 с, 257 с и звена запаздывания в 30 с. Коэффициент усиления объекта был равен 1. Период квантования был принят равным 20 с. На рис. 6.3 обозначены: U, Y, - графики входного и выходного сигналов объекта, N, Q, M - графики нормированного периода, фазы и амплитуды пробных колебаний в выходном сигнале Y. Установившиеся значения параметров настройки приведены на графике. В момент времени $t = 260 \text{ мин}$ процесс самонастройки прекращался и на систему подавались скачки по сигналам возмущения и задания. Видно, что полученные настройки ПИ-регулятора обеспечивают высокое качество отработки этих сигналов. Время выхода на первые настройки составило 140 минут.

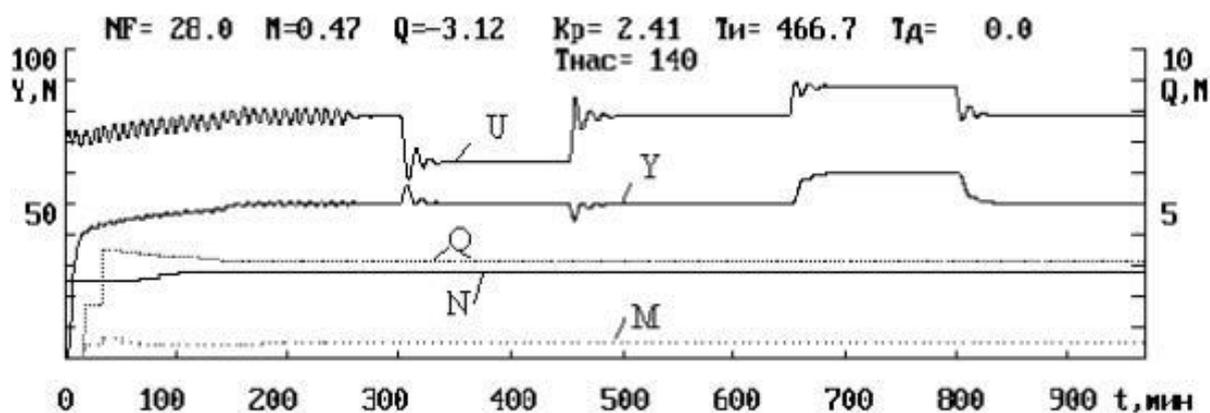


Рис. 6.3. Графики процессов самонастройки

Для квазистационарных объектов управления можно лишь периодически включать контур самонастройки. Периодичность включения

контура будет определяться скоростью дрейфа параметров объекта. Для нестационарных объектов необходима непрерывная работа контура адаптации и расчёт настроек регулятора по скорректированным формулам Циглера-Никольса.

6.3. Адаптивный ПИ регулятор с настройкой по АФХ разомкнутой системы

Показано, что при оптимальных по точности (в смысле минимума средне-квадратичной ошибки регулирования) настройках ПИ-регулятора для различных типов объектов управления годографы АФХ их разомкнутых систем будут проходить через одну общую точку, в которой длина вектора АФХ $A_c = 0,8$, а угол $\varphi_c = -2,62$ рад. Ниже показана возможность построения оптимальной по точности системы регулирования путем использования принципа частотного разделения каналов управления и самонастройки. Для решения этой задачи предлагается включить заграждающий фильтр за ПИ-регулятором, что обеспечивает разрыв контура главной обратной связи и дает возможность контролировать положение вектора АФХ разомкнутой системы.

На рис. 6.4 изображена структурная схема адаптивной системы управления, с настройкой по одной точке амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой системы. На этой схеме приняты те же обозначения блоков и сигналов, что и на рис. 6.1.

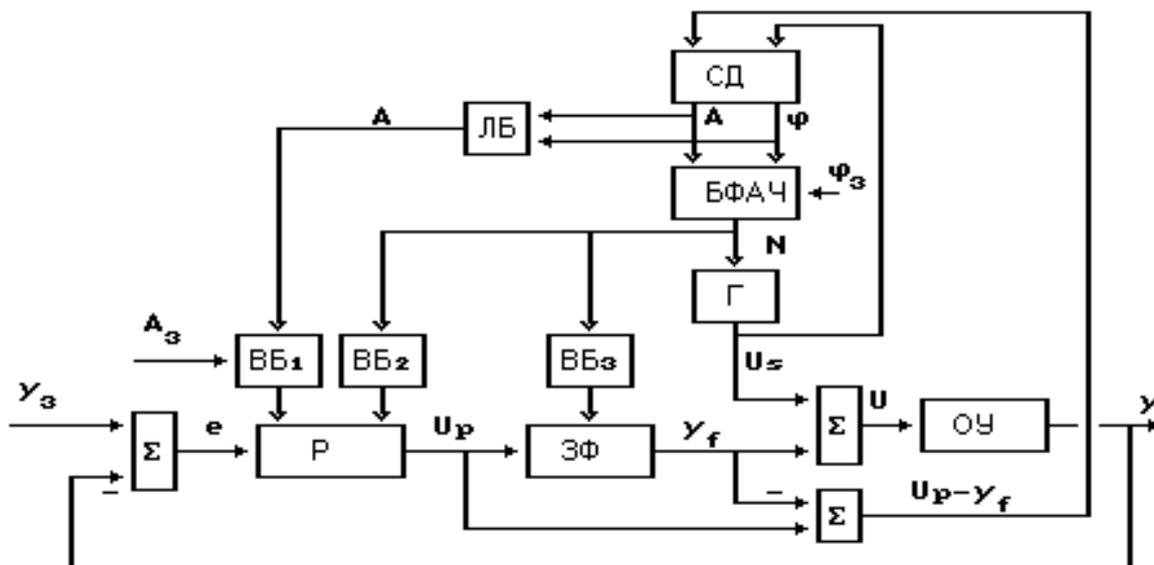


Рис. 6.4. Структурная схема адаптивной системы управления

Вновь введенный вычислительный блок ВБ 2 осуществляет пересчет постоянной интегрирования регулятора при смене нормированного периода колебаний по формуле

$$T_M = N / 3,5,$$

где T_M - нормированное, по периоду квантования, значение постоянной интегрирования.

Логический блок ЛБ определяет момент достижения установившемся значением фазового сдвига величины $\varphi_3 = -2,62$ рад., разрешая работу вычислительного блока ВБ1, который производит расчет коэффициента усиления регулятора, обеспечивающего заданный модуль вектора разомкнутой системы

$$K_{opt} = K_{p0} * A_3 / A_c,$$

где K_{opt} - оптимальный коэффициент усиления регулятора, K_{p0} - начальное (текущее) значение коэффициента, обеспечивающее устойчивую работу системы в процессе самонастройки, $A_3 = 0,8$ - заданная длина вектора разомкнутой системы, A_c - длина вектора разомкнутой системы в момент достижения фазовым сдвигом значения $-2,62$ рад.

После расчета оптимального коэффициента усиления регулятора происходит отключение контура самонастройки, заграждающего фильтра и генератора синусоидальных колебаний.

На рис.6.5 показаны графики процессов самонастройки в рассматриваемой адаптивной системе управления, полученные путем моделирования ее динамики на ЭВМ. В качестве модели объекта управления бралась та же передаточная функция, что и ранее. Обозначения на этом рисунке соответствуют рис.6.3. Установившиеся значения параметров настройки приведены на графике. В момент времени $t = 600$ мин процесс самонастройки прекращался и на систему подавались скачки по сигналам возмущения и задания. Видно, что полученные настройки ПИ-регулятора обеспечивают еще более высокое качество отработки этих сигналов по сравнению с рис. 6.3. Однако время выхода на первые настройки больше, чем в предыдущем случае и составило 350 минут.

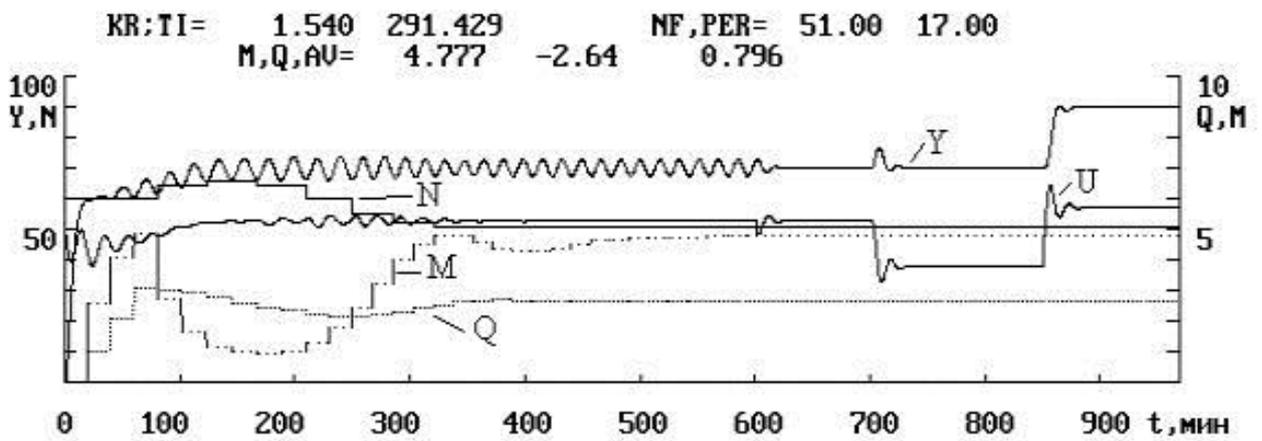


Рис.6.5. Графики процессов самонастройки

Главным достоинством предложенного алгоритма адаптации по сравнению с предыдущим можно считать возможность оптимальной по минимуму СКО настройки регулятора для различных видов передаточной функции объектов с запаздыванием при наличии шумов в канале измерения. В то же время, работа системы на более низких частотах пробного сигнала, чем в предыдущем случае затрудняет организацию процедуры непрерывного отслеживания изменяющихся параметров объекта управления.

Контрольные вопросы

1. Что такое адаптивное регулирование?
2. Расскажите о регулирующих контроллерах?
3. Задачи адаптивных регулирующих контроллеров в системе?
4. Что подразумевается под понятием адаптивный ПИД регулятор с частотным разделением каналов управления и самонастройки?
5. Что подразумевается под понятием адаптивный ПИ регулятор с настройкой по АФХ разомкнутой системы?

Литература

1. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
2. Солодовников В.В., Плотников В.Н., Яковлев А.В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. Учебное пособие для вузов. – М.: Машиностроение, 1985. – 536 с.
3. Сборник задач по теории автоматического регулирования / Под ред. В.А. Бессекерского. – М.: Наука, 1972. – 588 с.

4. Егоров К.В. Основы теории автоматического регулирования, учебное пособие для вузов, изд. 2-е, перераб. и доп., - М.: "Энергия", 1967. - 648с., ил. Куропаткин П.В. Теория автоматического управления. Учеб. пособие для электротехн. спец. вузов. - М.: "Высшая школа", 1973. - 528с., ил.
5. Основы линейной теории автоматического управления в задачах электроэнергетики: Учебное пособие к компьютерным лабораторным практикумом АОС-ТАУ/ В.Ф. Коротков; Иван. гос. энерг. ун-т. - Иваново, 1994. - 392с.
6. Интернет ресурс: <http://elib.ispu.ru/library/lessons/faleev/>
7. Интернет ресурс: <http://ahtp.rusoil.net/tau.htm>
8. Интернет ресурс: <http://kiryushin.boom.ru/uts/plit.htm>
9. Интернет ресурс: http://vissim.nm.ru/auto_reg.html

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА И ВЫРАЖЕНИЯ

1. **Автоматическое регулирование** - поддержание постоянной (стабилизация) или меняющейся во времени по некоторому закону (слежение) величины, характеризующей объект управления.
2. **Автоматическое управление** - это подача на объект управления совокупности воздействий с целью обеспечения оптимального, в некотором определенном смысле, функционирования объекта. совокупность воздействий выбирается из множества возможных.
3. **Адекватность модели** - соответствие модели реальной системе. достигается только с некоторой точностью.
4. **Астатическая САР** - САР с управлением по отклонению, в контуре которой находится по крайней мере один интегратор, не охваченный обратными связями. Такая САР отслеживает безошибочно по крайней мере постоянный сигнал.
5. **Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)** - зависимость модуля комплексного коэффициента передачи некоторого звена от частоты. другими словами, это зависимость величины усиления звеном синусоидального сигнала от частоты этого сигнала.
6. **Анализ системы управления** - изучение ее структуры, свойств и характеристик. осуществляется на основе построения моделей системы управления.
7. **Апериодическое (инерционное) звено** - это звено - простейшее из моделей линейных систем, обладающих инерционностью. функционально звено содержит один накапливающий (реактивный) элемент и хотя бы один рассеивающий (активный).
8. **АЧХ - амплитудно-частотная характеристика** - зависимость коэффициента усиления линейным звеном синусоидального сигнала, т.е. модуля комплексного коэффициента передачи, от частоты.
9. **Весовая функция** - реакция линейной системы или звена на дельта-функцию дирака (на практике - на достаточно короткий импульс).
10. **Возмущение** - это воздействие (помеха), поступающее на объект управления и препятствующее его требуемому поведению.
11. **Динамический режим работы САР** - это работа САР при изменяющихся во времени задании и возмущении. В динамическом режиме проявляются инерционные свойства САР. Частные случаи динамического режима: переходный и установившийся режимы.
12. **Задающая величина** - величина, подаваемая на вход системы регулирования. в соответствии с задающей величиной должна изменяться выходная, управляемая величина объекта управления.
13. **Замкнутая САР с управлением по отклонению** - система управления, в которой регулятор вырабатывает управляющие воздействия на объект на основе определения отклонения управляемой величины от задающей.

14. **Звено запаздывания** - устройство, выходной сигнал которого, оставаясь неизменным по форме и масштабу, отстает по времени от входного на некоторую величину.
15. **Интегратор** - звено, выходной сигнал которого пропорционален интегралу по времени от входного. Например, емкость, в которую поступает жидкость, или вал двигателя.
16. **Качество САР** - мера способности САР решать поставленные перед ней задачи: осуществлять слежение и стабилизацию. Характеризуется точностью и быстродействием в переходном и установившемся режимах.
17. **Кибернетика** - наука об управлении. Основывается на изучении процессов протекающих в объектах управления, на изучении того, как эти объекты реагируют на внешние воздействия и определении способов воздействия на объект с тем, чтобы оптимизировать его состояние и поведение.
18. **Колебательное звено** - простейшая из линейных систем, обладающих колебательностью, т.е. способностью колебательно возвращаться в исходное состояние после прекращения воздействия. Состоит из двух реактивных элементов, способных накапливать энергию разного вида (кинетическую и потенциальную, электрическую и магнитную) и хотя бы одного активного элемента, способного ее рассеивать.
19. **Комплексный коэффициент передачи** - функция мнимого аргумента, связывающая спектры входного и выходного сигналов линейного звена.
20. **Критерии устойчивости** - это правила, в соответствии с которыми можно установить факт устойчивости или неустойчивости системы и даже судить о степени ее устойчивости по косвенным признакам: виду ЛАЧХ и ЛФЧХ, соотношению между коэффициентами характеристического полинома и др.
21. **Контролируемая величина** - величина, характеризующая объект управления и измеряемая в процессе управления объектом. Неконтролируемая величина - не измеряется.
22. **ЛАЧХ (логарифмическая амплитудно-частотная характеристика)** - это АЧХ, построенная в логарифмическом масштабе.
23. **ЛФЧХ (логарифмическая фазочастотная характеристика)** - ФЧХ, построенная в полулогарифмическом масштабе (т.е. только частота откладывается в логарифмическом масштабе).
24. **Линейная система** - это такая, в которой сумме воздействий соответствует реакция, равная сумме реакций на каждое из них, а некоторому изменению воздействия соответствует пропорциональное изменение реакции, т.е. любая линейная система подчиняется принципу суперпозиции. Большинство систем и объектов при достаточно малых воздействиях можно считать линейными.
25. **Модель линейной системы** - совокупность структурно-алгоритмической схемы и передаточных функций ее звеньев или передаточная функция всей системы.

26. **Начальные условия** - значения величины и младших производных решения дифференциального уравнения в нулевой момент времени (сигналов на выходах интеграторов в момент начала моделирования в VisSim'e). Физически это может быть ток в катушке или напряжение на конденсаторе к моменту коммутации цепи, или уровень (объем) воды в водохранилище к моменту начала сброса.
27. **Нелинейная САР** - САР, в которой хотя бы один элемент является нелинейным.
28. **Нелинейный элемент САР** - звено, статическая характеристика которого нелинейная, т.е. величина выходного сигнала такого элемента нелинейно зависит от величины входного сигнала.
29. **ОС - обратная связь** - связывает выход элемента или некоторой совокупности элементов с их входом.
30. **ООС - отрицательная обратная связь** - входной сигнал охватываемого ей звена получается вычитанием из входного воздействия выходного сигнала звена или его части. ООС может повысить стабильность системы регулирования.
31. **Объект управления** - машина, механизм, устройство и т.п., способные воспринимать внешние воздействия и реагировать на них изменением некоторой величины, характеризующей объект, например, температуры, напряжения, пространственной координаты и др.
32. **ПАРАМЕТР** - численная величина, характеризующая систему или ее элемент, например, коэффициент усиления, постоянная времени.
33. **Передаточная функция** - функция комплексного аргумента, связывающая изображения Лапласа входного и выходного сигналов линейного звена.
34. **Переходная функция** - реакция (отклик) линейного звена на ступенчатое единичное воздействие. По экспериментальной переходной характеристике объекта или системы можно количественно оценить их устойчивость, колебательность, инерционность, способность к накоплению, усиление. Это позволяет построить модель САР или объекта.
35. **Программное управление** - осуществление воздействия на объект таким образом, чтобы величина, его характеризующая изменялась во времени в соответствии с заранее известным законом (программой).
36. **ПОС - положительная обратная связь** - входной сигнал охватываемого ей звена получается сложением с воздействием выходного сигнала этого звена или части выходного сигнала. В ТАУ, ПОС зачастую нежелательна, поскольку может привести к потере системой устойчивости.
37. **Разомкнутая САР с управлением по возмущению** - система управления, в которой регулятор вырабатывает управляющие воздействия на объект на основе задания и возмущений, действующих на объект. Информация о реальном значении управляемой величины в регулятор не поступает.

38. Регулирование - поддержание постоянной (стабилизация) или изменяющейся по некоторому закону (программное управление или слежение) величины, характеризующей объект управления.

39. Синтез системы - построение теоретической модели проектируемой САР, соответствующей требуемым критериям ее качества.

40. Система - совокупность элементов (звеньев), взаимодействующих между собой и предназначенная для выполнения функций управления техническим объектом, в частности, регулирования: слежения и стабилизации. Главный элемент - объект управления. Важный элемент - регулятор.

41. Слежение - поддержание с требуемой точностью управляемой, выходной величины объекта управления пропорциональной задающей величине, подаваемой на САР. Пример: слежение оптической оси телескопа за спутником.

42. Стабилизация:

1. Одна из задач регулирования. Поддержание постоянной некоторой величины, характеризующей объект управления, т.е. его управляемой величины, например, температуры в печи.

2. Приведение неустойчивой САР в устойчивое состояние.

43. Статическая САР - САР с управлением по отклонению, в контуре которой отсутствуют интеграторы. Ошибка слежения такой САР в статическом режиме пропорциональна отслеживаемой величине.

44. Статический режим работы САР - это работа САР при постоянных задающих и возмущающих воздействиях. В таком режиме инерционность САР не проявляется.

45. Статическая характеристика объекта управления - зависимость выходной величины объекта y , т.е. величины характеризующей объект управления, от величины подаваемого на его вход воздействия x , при условии, что подаваемое воздействие постоянно, т.е. $x = \text{const}$.

46. Структурная схема (структурно-алгоритмическая схема) - теоретическая модель реальной системы, представляющая собой блок-схему, в которой звенья соответствуют математическим операциям преобразования сигналов, а стрелки указывают направление передачи информации. Для одной системы может быть построено несколько эквивалентных и адекватных структурных схем.

47. Устойчивость системы - способность системы возвращаться в исходное состояние по окончании воздействия. Устойчивая САР может выполнять задачи слежения и стабилизации лучше или хуже, в то время как неустойчивая САР просто вредна.

48. Управляемая величина - величина, характеризующая объект управления и изменяющаяся под воздействием на объект управляющей величины.

49. **Управляющая величина** - величина, поступающая на вход объекта управления. Под воздействием на объект управляющей величины изменяется его управляемая величина.

50. **Функциональная схема** - блок-схема, состоящая из блоков, соответствующим функциональным, физическим элементам системы управления. Стрелки на схеме указывают направление передачи энергии.

51. **ФЧХ - фазочастотная характеристика** - Зависимость аргумента комплексного коэффициента передачи некоторого звена от частоты. Другими словами, это зависимость фазовой задержки синусоидального сигнала при прохождении им линейного звена, от частоты.

52. **Экстремальное управление** - поддержание на оптимальном, в определенном смысле, уровне значения величины, характеризующей объект управления. Например, обеспечение максимальной скорости бурения или минимального расхода топлива.

СОДЕРЖАНИЕ	Стр
Лекция №1. Промышленные объекты управления	
Введение	6
Классификация промышленных объектов управления	7
Методы получения математического описания	9
Аналитические методы	10
Методы экспериментального определения динамических характеристик объектов управления	12
Определение динамических характеристик объектов управления по его кривой разгона	14
Метод Орманса	17
Частотные методы определения динамических характеристик	17
Определение параметров объекта управления методом наименьших квадратов	19
Понятие о статистических методах определения динамических характеристик объекта	22
Контрольные вопросы	23
Литература	23
Лекция №2. Автоматические регуляторы и их настройка	
Общие сведения о промышленных объектах регулирования	25
Выбор канала регулирования	27
Требования к промышленным системам регулирования	27
Возмущения в технологическом процессе	28
Основные показатели качества регулирования	29
Типовые процессы регулирования	32
Коэффициенты передачи элементов и блоков САР	34
Типовая структурная схема регулятора	35
Классификация регуляторов	35
Выбор типа регулятора	36
Формульный метод определения настроек регулятора	39
Оптимальная настройка регуляторов по номограммам	40
Расчет настроек по частотным характеристикам объекта	41
Методика расчета настроек ПИ регулятора по АФХ объекта	42
Экспериментальные методы расчета настроек регулятора	43
Метод незатухающих колебаний	43
Метод затухающих колебаний	44
Регулирование при наличии шумов	45
Методы настройки двухсвязных систем регулирования	47
Метод автономной настройки регуляторов	48
Метод итеративной настройки регуляторов	48
Метод аналитического конструирования регуляторов	49
Контрольные вопросы	50
Литература	51
Лекция №3. Цифровые регуляторы и их настройка	
Алгоритмы цифрового ПИД регулирования	52

Выбор периода квантования	54
Упрощенная методика расчета настроек цифрового ПИД регулятора	55
Расчет настроек цифрового регулятора по формулам	56
Контрольные вопросы	57
Литература	58
Лекция №4. Оптимальные регуляторы для объектов с запаздыванием	
Технологические объекты с запаздыванием	58
Постановка задачи синтеза оптимального регулятора	59
Решение задачи синтеза	61
Вычисление вектора Кос	62
Нахождение выражения для $X(t+t)$	63
Получение оптимального закона управления	64
Реализация оптимального регулятора	65
Контрольные вопросы	69
Литература	69
Лекция №5. Модальные цифровые регуляторы для объектов с запаздыванием	
Модальный цифровой регулятор для объекта первого порядка с запаздыванием	71
Модальный цифровой регулятор для объекта второго порядка с запаздыванием	75
Контрольные вопросы	77
Литература	77
Лекция №6. Адаптивные регуляторы и системы управления	
Адаптивные регулирующие контроллеры	78
Адаптивный ПИД регулятор с частотным разделением каналов управления и самонастройки	83
Адаптивный ПИ регулятор с настройкой по АФХ разомкнутой системы	88
Контрольные вопросы	90
Литература	90
Ключевые слова и выражения	92
Содержание	98

