

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПРОЦЕССОВ

ЛЕКЦИЯ 9

10 Построение алгоритмов управления локальных систем регулирования

Основную роль в системах автоматизации производственных процессов играют локальные системы автоматического регулирования (САР). Из общего объема автоматизации современным производством доля локальных систем составляют около 80%. Качество работы локальных систем управления во многом определяет стабильность и качество выходного продукта, а следовательно и рентабельность производства. Эти системы занимают первый (датчиков и исполнительных механизмов) и второй (контроллерный) уровень технической структуры распределенной системы управления (PCY).

Все производственные процессы разворачиваются во времени, то есть они обладают динамическими свойствами. Это значит, что выходные переменные процессов зависят не только от управляющих воздействий в данный момент времени, но и от их предыдущих значений. Следовательно, регулятор такого процесса также должен формировать динамический процесс управления, в котором учитываются динамические свойства объекта управления. Неудачно спроектированный регулятор может «раскачивать» систему или вообще сделать ее неустойчивой, что равносильно отказу и аварийной ситуации. Теория управления имеет много методов для расчета хороших регуляторов, но на практике зачастую используются только простейшие из них.

При автоматизации производственных процессов с помощью цифровых устройств наибольшее применение имеют П, ПИ, ПИД алгоритмы управления. ПИД-алгоритм (ПИД расшифровывается пропорционально-интегральный-дифференциальный) был изобретен в 1910 году, тем не менее до настоящего времени он широко используется. Любой промышленный контроллер имеет в своей стандартной комплектации ПИД-алгоритм. Причина столь высокой популярности заключается в простоте построения и использования, ясности функционирования, сохранении работоспособности при отклонении характеристик объекта от расчетных значений (робастность), пригодности для построения САР большинства объектов с легко измеряемыми и хорошо управляемыми переменными.

Как правило, для каждой переменной, если это нужно по технологии, строится своя одноканальная система регулирования. Итак: *система автоматического регулирования легко измеряемой и хорошо управляемой переменной называется одноканальной локальной системой регулирования (управления) (ЛСУ)*. Конечно, при необходимости используются и многоканальные локальные системы, о них речь пойдет позже. ЛСУ являются основой любой системы автоматизации. Они стабилизируют процесс, компенсируя многие возмущения. Итак: *локальные системы регулирования стабилизируют процесс, компенсируя многие его возмущения*.

Введем определение: *пара: управляющее воздействие – регулируемая переменная в ЛСУ называется каналом управления данного объекта*.

Практически все САР построены по принципу обратной связи, этот принцип заключается в вычислении рассогласования ε управляемой переменной y от задания по формуле: $\varepsilon = y_3 - y$, и подачи этого рассогласования на регулятор $W_R(s)$, который формирует управляющее воздействие u . Однако для определения самого регулятора этот принцип ничего не дает, поэтому приходится поиск $W_R(s)$ производить методом проб и ошибок. За достаточно длинную историю разработки САР таким образом разработано много структур, ПИ и ПИД-регуляторы наиболее популярные из них.

Уравнение идеального одноканального непрерывного ПИД-регулятора во временной области, как известно, имеет вид

$$u(t) = K \left[\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right], \quad (10.1)$$

где K – коэффициент передачи; T_i – постоянная времени интегрирования; T_d – постоянная времени дифференцирования. Эти коэффициенты называются настроечными параметрами регулятора (10.1). Расчет ПИД-регулятора состоит в определении этих настроечных параметров для данного объекта управления.

Из (10.1) следует, что ПИД-алгоритм состоит из трех частей (слагаемых): пропорциональная (П) часть, интегральная (И) часть и дифференциальная (Д) часть (рисунок (10.1)). При $T_d = 0$ из ПИД получаем ПИ-регулятор.

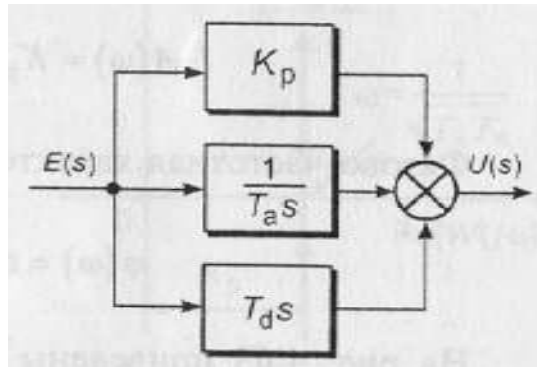


Рисунок 10.1 – Структурная схема ПИД-регулятора

Физическая интерпретация этих частей следующая: П-часть формирует быстрое (безынерционное) управляющее воздействие, пропорциональное рассогласованию, И-часть ликвидирует статическую ошибку в установившемся режиме, Д-часть производит «упреждение» (предсказывание) управления.

Такая интерпретация ПИД-регулятора наглядна и позволяет ориентироваться в выборе регулятора и качественном предсказывании его свойств, но она мало что дает для его расчета, для расчета приходится использовать методы теории автоматического регулирования (ТАР). Разработано много методов расчета ПИД-регуляторов, отличающихся сложностью и точностью. Исходными для расчета являются динамические характеристики объекта, для которого рассчитывается этот регулятор. Эти характеристики (математическая модель объекта управления) могут быть представлены таблично в виде кривой разгона, линейным дифференциальным уравнением или передаточной функцией $W_o(s)$, Эти характеристики достаточно легко могут быть пересчитаны одна в другую.

Нужно отметить, что (10.1) представляет идеальный регулятор, в нем Д-часть не может быть физически реализована. При реализации ПИД-регулятора Д-часть подвергают фильтрации, как правило, фильтром первого порядка. Тогда передаточная функция физически реализуемого регулятора имеет вид

$$W(s) = k \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + T_\phi s} \right) \quad (10.2)$$

где T_ϕ – постоянная времени фильтра перед Д-частью.

Потенциально ПИД-закон регулирования при его правильной настройке на процесс может обеспечить более высокое качество регулирования по сравнению с ПИ-законом. Однако он из-за наличия дифференцирующей части (Д-части) чувствителен к высокочастотным возмущениям в области 2 и 3 АЧХ $W_\varepsilon(\omega)$ (см. Лекцию 8), сложен в настройке (имеем 4

настроечных параметра) и в этих условиях может оказаться не лучше и даже хуже ПИ-регулятора. Высокочастотные возмущения приводят к значительным случайным колебаниям управляющего сигнала регулятора, увеличивая дисперсию ошибки регулирования и износ исполнительного механизма. Также ПИД-регулятор чувствителен к запаздываниям в ОУ, запаздывания снижают упреждающее действие его Д-части и делают ее применение неэффективным. Поэтому на практике чаще используется ПИ-закон регулирования.

При расчете регулятора нужно иметь в виду, что математические модели объектов управления неточны и неточности могут быть значительными. Регулятор, рассчитанный в этих условиях, должен быть работоспособным при управлении реальным объектом в условиях неточности или дрейфа его характеристик (говорят, регулятор должен обладать свойством робастности). Известно, что ПИ и ПИД-алгоритмы обладают таким свойством. Однако значительные неточности математической модели и метода расчета заставляют подстраивать параметры регулятора при его вводе в эксплуатацию. Вследствие этого при любом методе расчета приходится уточнять настроечные параметры при наладке системы регулирования, поэтому на практике вполне допустимы и нашли применение простейшие методы настройки ПИ и ПИД-регуляторов. Один из них – метод эмпирических формул мы коротко рассмотрим.

Определения коэффициентов регулятора по эмпирическим формулам. Динамические свойства устойчивого объекта управления с самовыравниванием здесь представлены передаточной функцией в виде последовательного соединения апериодического звена и звена чистого запаздывания

$$W_0(s) = \frac{k_0}{1 + T_0 s} e^{-\tau_0 s}, \quad (10.3)$$

где k_0 – коэффициент передачи; τ_0 – время запаздывания; T_0 – постоянная времени. Параметры k_0 , τ_0 , T_0 называются параметрами объекта управления.

Настроечные параметры П, И, Пи и ПИД-регуляторов в этом методе определяются по эмпирическим формулам, распространенный вариант таких формул представлен в таблице 10.1.

Таблица 10.1. Эмпирические формулы для определения настроечных параметров регуляторов

регулятор	Апериодический процесс	переходный процесс	Процесс с 20%-й динамической ошибкой
П	$k_p = \frac{0,3 \cdot T_0}{k_0 \tau_0}$		$k_p = \frac{0,7 \cdot T_0}{k_0 \tau_0}$
И	$\frac{1}{T_u} = \frac{1}{4,5 k_0 T_0} \quad (\tau_0 = 0)$		$\frac{1}{T_u} = \frac{1}{1,7 k_0 T_0} \quad (\tau_0 = 0)$
ПИ	$k_p = \frac{0,6 \cdot T_0}{k_0 \tau_0}, \quad T_u = 0,6 T_0,$		$k_p = \frac{0,7 \cdot T_0}{k_0 \tau_0}, \quad T_u = 0,7 T_0$
ПИД	$k_p = \frac{0,95 \cdot T_0}{k_0 \tau_0}, \quad T_u = 2,4 \tau_0, \quad T_d = 0,4 \tau_0$		$k_p = \frac{1,2 \cdot T_0}{k_0 \tau_0}, \quad T_u = 2 \tau_0, \quad T_d = 0,4 \tau_0$

Параметры объекта управления k_0 , τ_0 , T_0 для применения метода эмпирических формул часто находят графическим методом, который называется «метод касательной». Этот метод основывается на следующих соображениях. Рассмотрим кривую разгона. Если мы на вход объекта в виде (10.3) подаем ступенчатое воздействие, то получим кривую разгона в виде, показанном на рисунке 10.2. Это экспонента с постоянной времени T , сдвинутая по оси времени на τ .

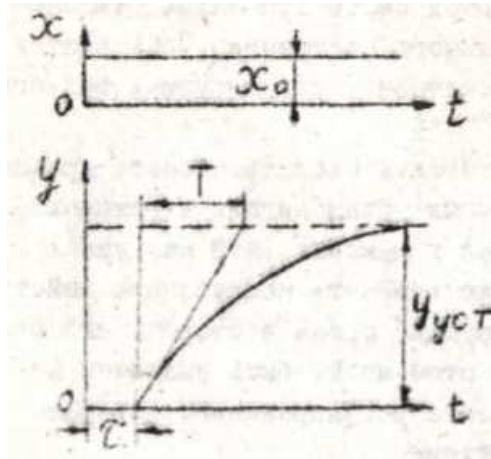


Рисунок 10.2 – Кривая разгона объекта в виде (10.3)

Отметим, что экспонента на рис. 10.2 в момент времени $T + \tau$ примерно достигает значения $y = 0,7 y_{уст}$. Однако кривая разгона реального объекта может сильно отличаться от экспоненты и тогда постоянная времени объекта T , определенное как на рисунке 10.2, будет иметь завышенное значение. Как показывает опыт, более правильно определять T , соответствующее уровню кривой разгона $y = 0,7 y_{уст}$, что и предлагается ниже. Из такого рассмотрения следует правило определения параметров объекта управления при его аппроксимации передаточной функцией (10.3) методом касательной (см. рисунок 10.3).

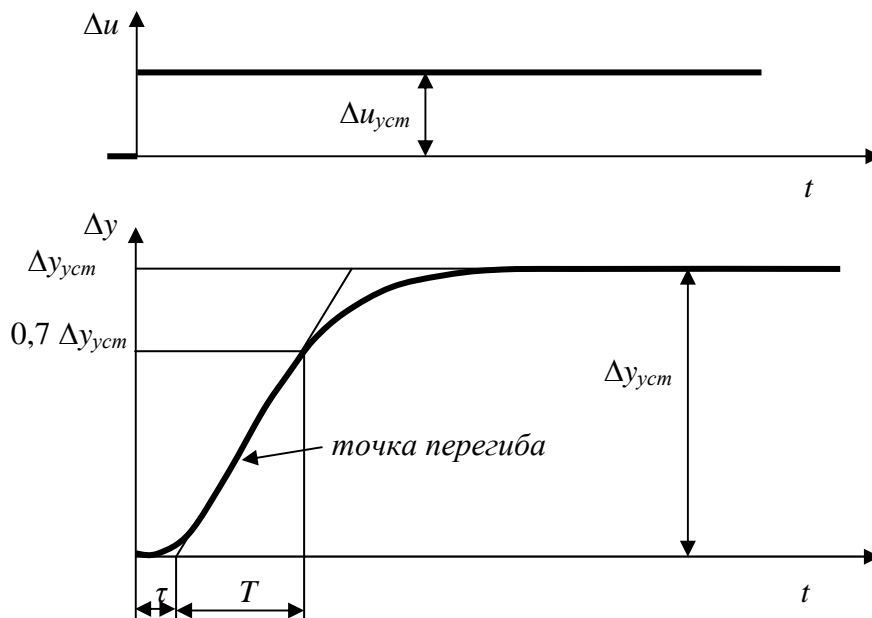


Рисунок 10.3 – Определение параметров объекта регулирования (10.3) с самовыравниванием в виде аperiodического звена с запаздыванием. T есть отрезок времени между точкой пересечения касательной с осью абсцисс и уровнем $0,7 \Delta u_{уст}$ кривой разгона

Оно заключается в выполнении следующих действий:

– по экспериментальным данным возможно точнее строятся графики управляющего воздействия Δu и кривой разгона Δu в удобном масштабе. Кривая разгона не должна иметь изломов и выбросов, при необходимости следует выполнить графическое сглаживание данных;

– на графике кривой разгона проводится линия установившегося значения выходной переменной $\Delta u_{уст}$;

– в точке максимальной скорости изменения кривой разгона (в точке перегиба) проводится касательная к кривой разгона до пересечения ее, с одной стороны, с осью абсцисс, с другой – с линией установившегося значения выходной переменной.

– τ есть отрезок времени от 0 до точки пересечения касательной с осью абсцисс;

– T есть отрезок времени между точкой пересечения касательной с осью абсцисс и уровнем $0,7\Delta u_{уст}$ кривой разгона (см. рис. 10.3);

– K определяется по формуле

$$K = \frac{\Delta u_{уст}}{\Delta u_{уст}} \quad (10.4)$$