

ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации

Опубликовано нами в журнале "СТА", №4, 2006 г., стр. 66-74, с продолжением в №5. Перепечатка возможна только по согласованию с редакцией журнала "СТА".

В статье сделан обзор структур и принципов построения ПИД-регуляторов, получивших распространение при решении задач автоматизации технологических процессов. Рассмотрены также регуляторы для систем с транспортной задержкой, нечеткие и нейросетевые ПИД-регуляторы.

1. Введение

ПИД-регулятор был изобретен еще в 1910 году [1]; через 32 года, в 1942 г., Зиглер и Никольс разработали методику его настройки [2], а после появления микропроцессоров в 1980-х годах развитие ПИД-регуляторов происходит нарастающими темпами. Общее количество публикаций по ПИД-регуляторам за 9 лет с 1973 по 1982 г. составило 14 шт., с 1983 по 1992 г. - 111 шт., а за период с 1998 по 2002 год (за 4 года) - 225 шт. [5]. На одном только семинаре IFAC (International Federation of Automatic Control) в 2000 г. было представлено около 90 докладов, посвященных ПИД регуляторам [4]. Количество патентов по этой теме, содержащихся в патентной базе данных [6] в январе 2006 г. составило 364 шт.

ПИД-регулятор относится к наиболее распространенному типу регуляторов. Около 90...95% [1, 3] регуляторов, находящихся в настоящее время в эксплуатации, используют ПИД алгоритм. Причиной столь высокой популярности является простота построения и промышленного использования, ясность функционирования, пригодность для решения большинства практических задач и низкая стоимость. Среди ПИД-регуляторов 64% занимают одноконтурные регуляторы и 36% - многоконтурные [7]. Контроллеры с обратной связью охватывают 85% всех приложений, контроллеры с прямой связью - 6% и контроллеры, соединенные каскадно - 9% [7].

После появления дешевых микропроцессоров и аналого-цифровых преобразователей в промышленных ПИД регуляторах используется автоматическая настройка параметров, адаптивные алгоритмы, нейронные сети, генетические алгоритмы, методы нечеткой логики. Усложнились структуры регуляторов: появились регуляторы с двумя степенями свободы, с применением принципов разомкнутого управления в сочетании с обратной связью, со встроенной моделью процесса. Кроме функции регулирования в ПИД контроллер были введены функции аварийной сигнализации, контроля разрыва контура регулирования, выхода за границы динамического диапазона и др.

Несмотря на долгую историю развития и большое количество публикаций, остаются проблемы в вопросах устранения интегрального насыщения, регулирования объектов с гистерезисом и нелинейностями, автоматической настройки и адаптации. Практические реализации ПИД контроллеров не всегда содержат антиалиасные фильтры, чрезмерный шум и внешние возмущения затрудняют настройку параметров. Проблемы усложняются тем, что в современных системах управления динамика часто неизвестна, регулируемые процессы нельзя считать независимыми, измерения сильно зашумлены, нагрузка непостоянна, технологические процессы непрерывны.

Ниже рассмотрены только регуляторы для одномерных объектов (с одним входом и одним выходом), для медленных (тепловых) процессов, которые наиболее распространены в АСУ ТП.

2. Классический ПИД регулятор

Простейшая система автоматического регулирования с обратной связью показана на рис. 2.1. В ней блок R называют регулятором, P - объектом регулирования, r - управляющим воздействием

или уставкой, e - сигналом рассогласования или ошибки, u - выходной величиной регулятора, y - регулируемой величиной.

Если выходная переменная u регулятора R описывается выражением

$$u(t) = Ke(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.1)$$

где t - время, K, T_i, T_d - пропорциональный коэффициент, постоянная интегрирования и постоянная дифференцирования, то такой регулятор называют ПИД-регулятором.

В частном случае пропорциональная, интегральная или дифференциальная компоненты могут отсутствовать и такие упрощенные регуляторы называют И, П, ПД или ПИ регуляторами.

Распространены также следующие модификации выражения (2.1):

$$u(t) = K_o \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (2.2)$$

$$u(t) = ke(t) + k_i \int_0^t e(t)dt + k_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (2.3)$$

Между параметрами, входящими в выражения (2.1) - (2.3), существует простая связь. Однако отсутствие общепринятой системы параметров часто приводит к путанице. Это нужно помнить при замене одного ПИД контроллера на другой или использовании программ настройки параметров. Мы будем пользоваться выражением (2.1).

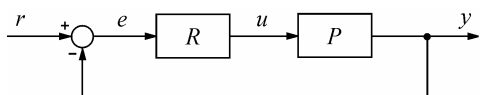


Рис. 2.1. ПИД-регулятор в системе с обратной связью

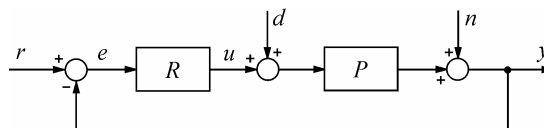


Рис. 2.2. ПИД-регулятор в системе с шумом n и внешними возмущениями d

Используя преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях, передаточную функцию ПИД-регулятора можно представить в операторной форме:

$$R(s) = K + \frac{1}{T_i s} + T_d s = K \left(1 + \frac{1}{KT_i s} + \frac{T_d}{K} s \right), \quad (2.4)$$

где s - комплексная частота.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики операторной передаточной функции (2.4) показаны на рис. 2.3. В области нижних частот АЧХ и ФЧХ определяются интегральным членом, в области средних частот - пропорциональным, в области высоких - дифференциальным.

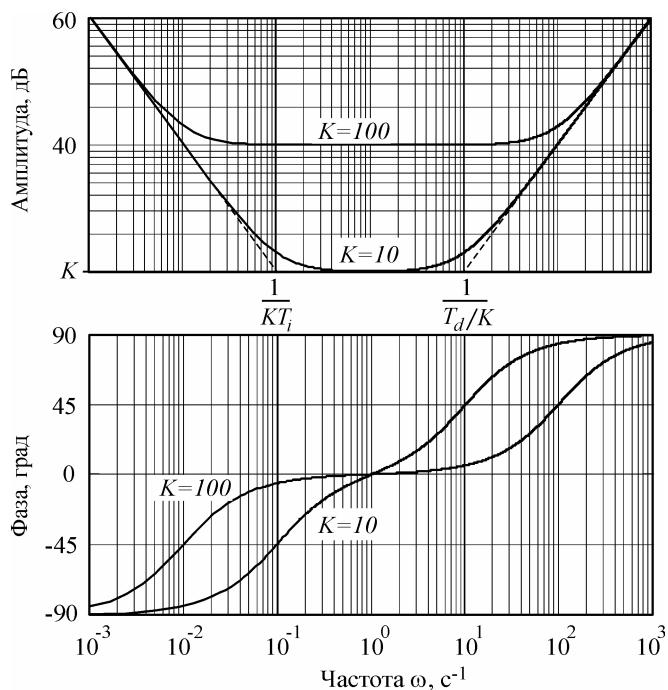


Рис. 2.3. АЧХ и ФЧХ ПИД-регулятора при $T_i=1$ с, $T_d=1$ с, $K=10$ и $K=100$

На систему автоматического регулирования могут воздействовать внешние возмущения $d = d(s)$ и шум измерений $n = n(s)$ (рис. 2.2). Внешние возмущения (влияние нагрузки, изменение температуры окружающей среды, ветер, течение воды и т.п.) обычно пространственно распределены по объекту, однако для упрощения анализа их моделируют сосредоточенным источником $d(s)$, приложенным к входу системы. Источник шума $n(s)$ моделирует погрешность измерений выходной переменной y , погрешность датчика, а также помехи (см. [8, 9]), воздействующие на канал передачи сигнала с выхода системы на ее вход.

Вид АЧХ и ФЧХ регулятора определяет точность и запас устойчивости регулятора. С уменьшением интегральной составляющей T_i , как следует из рис. 2.3, увеличивается модуль коэффициента усиления регулятора на низких частотах (т.е. при приближении к установившемуся режиму) и поэтому снижается погрешность e .

С увеличением дифференциальной составляющей T_d растет усиление на высоких частотах,

что приводит к усилению шумов измерений и внешних возмущений. Поэтому дифференциальную составляющую используют только для улучшения формы переходного процесса в системе, а ее практическая реализация обычно содержит фильтр высоких частот.

С ростом пропорционального коэффициента K увеличивается модуль петлевого усиления контура регулирования и точность во всем диапазоне частот, однако падает запас по фазе и усилению, что ухудшает робастность и качество регулирования системы, а при дальнейшем увеличении K возникают периодические колебания (система теряет устойчивость), см. рис. 2.4. Влияние шума и помех измерений n также уменьшается с ростом петлевого усиления и пропорционального коэффициента.

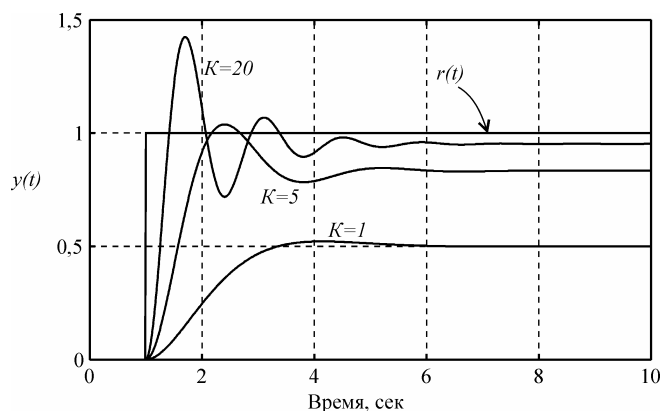


Рис. 2.4. Изменение переменной y во времени при подаче единичного скачка $r(t)$ на вход системы при разных K и $T_i = \infty$, $T_d = 0$ (П-регулятор)

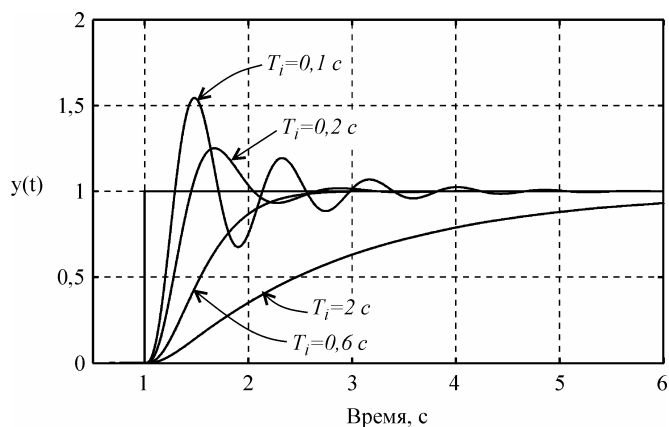


Рис. 2.5. Реакция на скачок $r(t)$ замкнутой системы 2-го порядка (2.5) с И-регулятором при $T = 0,1c$ и разных T_i

На рис. 2.5 показаны переходные характеристики замкнутой системы с И-регулятором (т.е. при $K = 0$, $T_d = 0$) и объектом второго порядка с передаточной функцией

$$P(s) = \frac{1}{(1 + sT)^2}, \quad (2.5)$$

где $T = 0,1c$. При больших постоянных интегрирования T_i переходная характеристика имеет вид, сходный с характеристикой аperiodического звена. С уменьшением T_i растет усиление регулятора и, когда на некоторой частоте петлевое усиление контура с обратной связью приближается к 1, в системе появляются колебания (рис. 2.5, кривая 4).

АЧХ ПИ-регулятора можно получить из рис. 2.3, если отбросить правую ветвь АЧХ с наклоном $+20$ дБ/дек. При этом сдвиг фаз на частотах выше 1 Гц не превысит уровень 0° . Таким образом, ПИ-регулятор имеет два существенных положительных отличия от И-регулятора: во-первых, его усиление на всех частотах не может стать меньше K , следовательно, увеличивается динамическая точность регулирования, во-вторых, по сравнению с И-регулятором, он вносит дополнительный сдвиг фаз только в области низких частот, что увеличивает запас устойчивости замкнутой системы. В то же время, как и в И-регуляторе, модуль коэффициента передачи регулятора с уменьшением частоты стремится к бесконечности, обеспечивая тем самым нулевую ошибку в установившемся режиме. Отсутствие сдвига фаз на высоких частотах позволяет увеличить скорость нарастания управляемой переменной без снижения запаса устойчивости. Однако это справедливо до тех пор, пока пропорциональный коэффициент K не станет настолько большим, что увеличит усиление контура до единицы на частоте сдвига фаз 180° (ω_{180}).

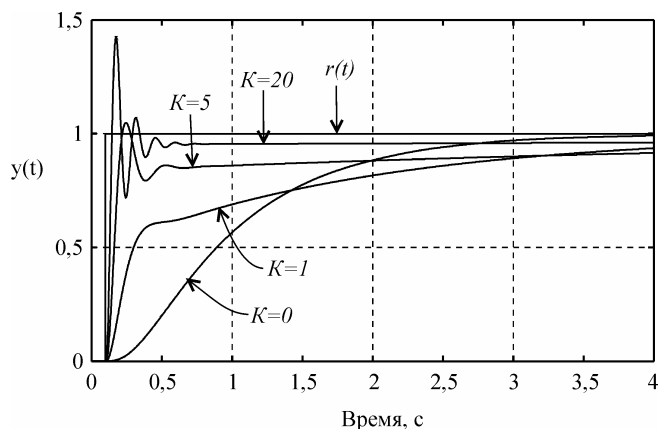


Рис. 2.6. Реакция замкнутой системы с ПИ регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 1$ с для объекта вида (2.5) при $T = 0,1$ с

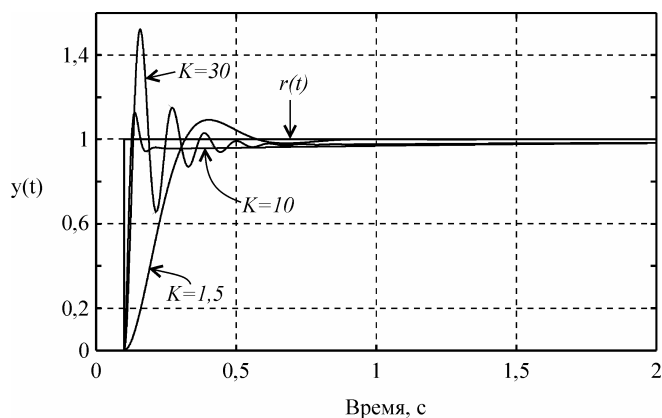


Рис. 2.7. Реакция замкнутой системы с ПИ регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,1$ с для объекта вида (2.5) при $T = 0,1$ с

Переходный процесс в ПИ-регуляторе при разных сочетаниях T_i и K показан на рис. 2.6, рис. 2.7. При $K = 0$ (рис. 2.6) получаем И-регулятор. С ростом пропорционального коэффициента K появляется дополнительная ошибка во время переходного процесса (см. также рис. 2.4), которая при дальнейшем увеличении K уменьшается, однако при этом снижается запас устойчивости системы, поскольку с ростом K увеличивается усиление на частоте ω_{180} . Это приводит к появлению затухающих колебаний в начале переходного процесса (рис. 2.6). Когда величина K становится достаточно большой для компенсации ослабления сигнала в объекте на частоте ω_{180} , в системе появляются незатухающие колебания.

Пропорциональный коэффициент приводит к затягиванию переходного процесса по сравнению с И-регулятором при тех же T_i и T , (рис. 2.6). Объясняется это тем, что в ПИ-регуляторе сигнал ошибки $\varepsilon(t)$, поступающий на вход интегратора, меньше, чем в И-регуляторе (он уменьшается

благодаря пропорциональному коэффициенту), поэтому сигнал, компенсирующий ошибку $\int_0^t \varepsilon(t) dt$

нарастает медленнее, чем в И-регуляторе. В частотной области этот процесс можно объяснить тем, что с ростом K нуль передаточной функции $1/KT_i$ смещается влево (рис. 2.3), т.е. расширяется область частот, в которой интегральная составляющая пренебрежимо мала и ПИ-регулятор вырождается в чистый П-регулятор, которому свойственна ошибка в установившемся режиме.

В ПИД-регуляторе присутствует дифференциальный член, который, как следует из рис. 2.3, вносит положительный фазовый сдвиг до 90° на частотах выше K/T_d . Это позволяет обеспечить устойчивость или улучшить качество регулирования системы в случаях, когда это невозможно сделать с помощью ПИ-регулятора. На рис. 2.8 показано влияние постоянной дифференцирования на форму отклика замкнутой системы на скачок $r(t)$. Уменьшение амплитуды колебаний и увеличение коэффициента затухания с ростом постоянной дифференцирования T_d объясняется тем, что благодаря положительному наклону АЧХ в области $\omega > K/T_d$ (см. рис. 2.3) уменьшается сдвиг фаз в контуре регулирования и петлевое усиление.

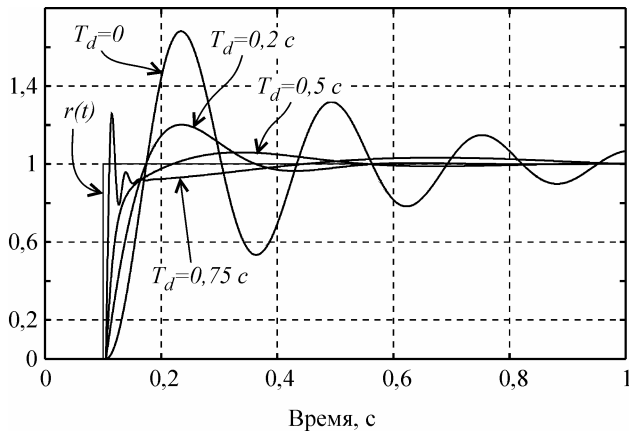


Рис. 2.8. Реакция замкнутой системы с ПИД-регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,015 \text{ c}$, $K = 6$ для объекта вида (2.5) при $T = 0,1 \text{ c}$

Дальнейшее увеличение постоянной дифференцирования (т.е. снижение частоты $\omega = K/T_d$) приводит к росту усиления ПИД-регулятора на высоких частотах, при $\omega > K/T_d$ (рис. 2.3). Поскольку фазовый сдвиг, связанный с транспортной задержкой, неограниченно увеличивается с ростом частоты, то в системе даже с небольшой транспортной задержкой при увеличении T_d всегда наступает момент, когда петлевое усиление на частоте фазового сдвига 180° превысит единицу. При этом на переходной характеристике замкнутой системы сначала появляются затухающие колебания (рис. 2.8, кривая $T_d = 0,75 \text{ c}$), затем, при дальнейшем увеличении T_d , система переходит в колебательный режим.

Таким образом, с ростом постоянной дифференцирования запас устойчивости замкнутой системы сначала увеличивается, затем падает.

3. Модификации ПИД-регуляторов

Описанный выше ПИД-регулятор и его частные случаи являются теоретическими идеализациями реальных регуляторов, поэтому для их практического воплощения необходимо учесть ограничения, накладываемые реальными условиями применения и технической реализации. Кроме этого, наличие в ПИД-регуляторе всего лишь трех регулируемых параметров (K, T_d, T_i) в ряде случаев оказывается недостаточным для получения заданного качества регулирования, особенно для систем с большой транспортной задержкой L и для систем, в которых требуется одновременно высокое качество слежения за уставкой и качество ослабления внешних возмущений.

Постоянно растущие требования рынка к качественным показателям ПИД-контроллеров инициируют появление множества новых модификаций ПИД-регуляторов.

3.1. Регулятор с весовыми коэффициентами при уставке

В классическом ПИД-регуляторе сигнал ошибки e равен разности между задающим воздействием r и выходной переменной объекта y : $e = r - y$. Однако качество регулирования можно улучшить, если ошибку вычислять отдельно для пропорциональной, дифференциальной и интегральной составляющей [3] (рис. 3.1):

$$e_p = br - y, \quad e_d = cr - \dot{y}, \quad e_i = e = r - y \quad (3.1)$$

где e_p, e_d, e_i - ошибка для пропорциональной, дифференциальной и интегральной составляющей; b, c - настроечные весовые коэффициенты.

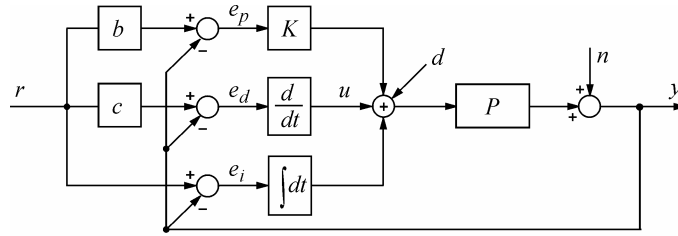


Рис. 3.1. ПИД-регулятор с весовыми коэффициентами b и c при уставке

Уравнение такого регулятора аналогично (2.1):

$$u(t) = Ke_p(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de_d(t)}{dt}. \quad (3.2)$$

Отметим, что весовой коэффициент при интегральной составляющей отсутствует, что необходимо для обеспечения нулевой ошибки в установившемся режиме.

Можно доказать, что регулятор, представленный на рис. 3.1, полностью эквивалентен регулятору, показанному на рис. 3.2, если блок $R(s)$ является классическим регулятором (2.4), а блок $F(s)$ имеет передаточную функцию вида

$$F(s) = \frac{bK + \frac{1}{sT_i} + csT_d}{K + \frac{1}{sT_i} + sT_d}. \quad (3.3)$$

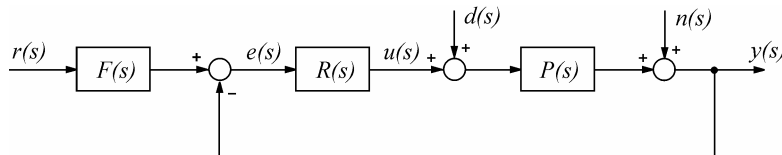


Рис. 3.2. Выделение блока $F(s)$ в структуре ПИД-регулятора

Структура полученного регулятора имеет замечательное свойство: блок $F(s)$ не входит в контур регулирования. Это означает, что робастность, качество регулирования, реакция на шумы и внешние возмущения по-прежнему будут определяться только параметрами K, T_d, T_i , т.е. параметры блоков $F(s)$ (b и c) настраиваются независимо от параметров K, T_d, T_i .

Параметры b и c определяют вид АЧХ блока $F(s)$ и позволяют улучшить качество реакции регулятора на изменение уставки $r(t)$. На рис. 3.3 показана реакция замкнутой системы с описанным регулятором при разных значениях весовых коэффициентов b и c . Как видно из рисунка, изменение параметров b и c не влияет на отклик системы на шумы $n(t)$ и внешние возмущения $d(t)$.

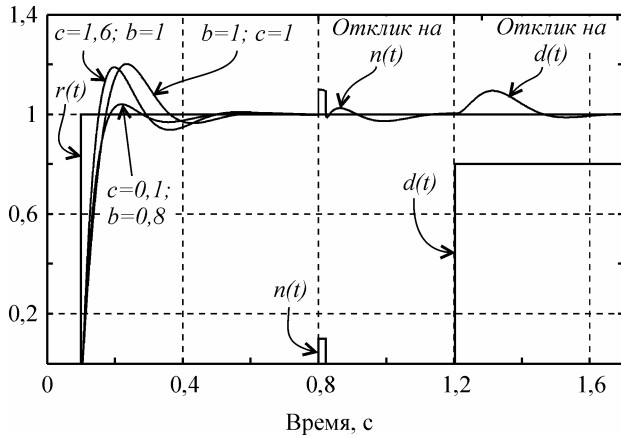


Рис. 3.3. Реакция замкнутой системы с регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,015 c$, $K = 6$, $T_d = 0,2 c$ для объекта вида (2.5) при $T = 0,1 c$, $L = 0,005 c$; обозначения соответствуют рис. 3.2

$$F(s) = \frac{bK + \frac{1}{sT_i} + csT_d}{K + \frac{1}{sT_i} + sT_d} F_r(s), \quad (3.4)$$

где

$$F_r(s) = \frac{1}{1 + sT_r}. \quad (3.5)$$

Здесь T_r - постоянная времени фильтра, которую выбирают равной

$$T_r = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{m_r^2 - 1}, \quad (3.6)$$

где m_r - показатель колебательности системы без фильтра.

Пример реакции системы с регулятором, использующим формирующий фильтр, приведен на рис. 3.4.

3.3. Принцип разомкнутого управления в ПИД-регуляторах

Регулятор можно построить и без использования обратной связи. Если известны действующие на систему возмущения и желаемая реакция на изменение управляющего воздействия, то в некоторых случаях можно найти такую передаточную функцию регулятора, при которой получается желаемая реакция системы. Достоинством такого подхода является высокая скорость реагирования системы на внешние возмущения, поскольку для выработки управляющего воздействия не нужно ждать, пока управляющий сигнал пройдет через объект и возвратится в регулятор по цепи обратной связи. Кроме того, система с разомкнутым управлением в принципе не может быть неустойчивой, поскольку в ней отсутствует обратная связь.

Недостатком является принципиальная невозможность получить высокую точность при неизвестных возмущениях и низкой точности модели объекта, а также принципиальная невозможность полной компенсации возмущений для объектов с транспортной задержкой и проблема физической реализуемости обратных операторов (п. 3.3.1).

Коэффициент c часто выбирают равным нулю, чтобы избежать дифференцирования случайных резких выбросов в управляющем сигнале $r(t)$, если они возможны.

Регулятор при $b = 0$ и $c = 0$ иногда называют И-ПД регулятором, а при $b = 1$ и $c = 0$ - ПИ-Д регулятором.

3.2. Регулятор с формирующим фильтром для сигнала уставки

Дальнейшим усовершенствованием регулятора со структурой, показанной на рис. 3.2, является применение фильтра в блоке $F(s)$, передаточная функция которого приобретает вид

В зарубежной литературе системы с разомкнутым управлением называют системами с "прямой связью". Термин "прямая связь" выбран для того, чтобы подчеркнуть отличие этого метода от метода обратной связи. Ниже оба термина будут использованы как синонимы.

Достоинства разомкнутого и замкнутого управления можно объединить в одном регуляторе. Наилучшие характеристики системы получаются, если ее проектировать по принципу разомкнутого управления, а обратную связь использовать только для дальнейшей минимизации погрешности системы.

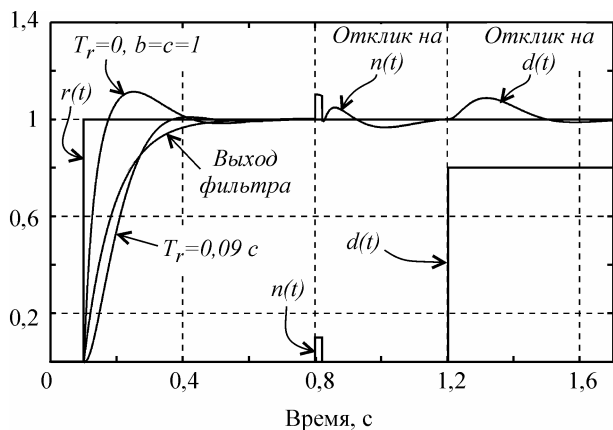


Рис. 3.4. Реакция замкнутой системы с регулятором и фильтром (3.5) при $T_r = 0,09$ с на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,015$ с, $K = 6$, $T_d = 0,3$ с для объекта вида (2.5) при $T = 0,1$ с, $L = 0,005$ с; обозначения соответствуют рис. 3.2;

В предыдущем параграфе был рассмотрен частный случай применения прямой связи, которая реализована с помощью блока $F(s)$ (рис. 3.2).

Основным принципом применения разомкнутого управления в ПИД-регуляторах является разделение задачи проектирования на две части. Первая часть - обеспечение робастности и ослабления влияния шумов и внешних возмущений - решается с помощью параметров K, T_d, T_i . Вторая часть - обеспечение заданной реакции на управляющее воздействие $r(t)$ - решается с помощью параметров регулятора с прямой связью. Регуляторы, обеспечивающие возможность независимого решения этих двух задач называют "регуляторами с двумя степенями свободы" и на их условном изображении присутствуют два входа (рис. 3.5) [11].

Структура ПИД-регулятора, использующего принцип разомкнутого управления, показана на рис. 3.6. Здесь регулятор R спроектирован как в системе с классическим ПИД-регулятором, а передаточные функции блоков M_u и M_y выбираются так, чтобы улучшить реакцию системы на входное воздействие $r(t)$.

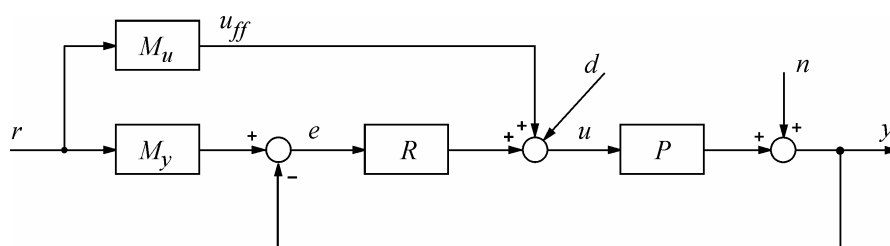
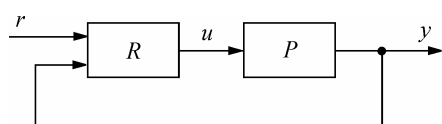


Рис. 3.5. Условное обозначение регулятора с двумя степенями свободы

Рис. 3.6. Структура регулятора с двумя степенями свободы

Принцип действия системы состоит в следующем (см. рис. 3.6). Изменение сигнала $r(t)$ поступает на вход объекта управления u через блок M_u , минуя цепь обратной связи. Передаточная функция блока M_u выбирается таким образом, чтобы выходной сигнал системы $y(t)$ в точности соответствовал входному сигналу, $y(t) = r(t)$, т.е. чтобы сигнал ошибки $e(t)$ был равен нулю. Поскольку в реальной системе при воздействии внешних возмущений или изменении уставки $e(t) \neq 0$, то во время переходного процесса вступает в действие обычный ПИД-регулятор R , который с помощью обратной связи пытается свести появившуюся ошибку к нулю.

Непосредственно по рис. 3.6 можно записать передаточную функцию системы от входа r на ее

выход $y(t)$ в виде

$$G = M_y + \frac{PM_u - M_y}{1 + PR} \quad (3.7)$$

Здесь первый член выбирают, как следует из описанного выше принципа действия системы, так, чтобы в идеальных условиях $e = 0$, и $M_y r = y$, т.е. желаемой передаточной функцией системы является $G = M_y$. Поэтому второй член в (3.7) необходимо сделать равным нулю. Этого можно достичь двумя способами. Первый из них состоит в том, чтобы сделать бесконечно большим петлевое усиление PR . Чаще используют второй путь, который состоит в выборе такой передаточной функции M_u , чтобы выполнялось соотношение $PM_u - M_y = 0$, т.е.

$$M_u = P^{-1}M_y \quad (3.8)$$

Таким образом, в отличие от регулятора с обратной связью, у которого точность обеспечивается благодаря делению сигнала ошибки на большое число (усиление интегратора), в регуляторах с прямой связью точность обеспечивается путем компенсации ошибки, т.е. с помощью операции вычитания.

Поскольку в системе, показанной на рис. 3.6, ошибка на низких частотах и в установившемся режиме равна нулю благодаря интегральному члену в ПИД-регуляторе R , высокую точность компенсации ошибки с помощью прямой связи достаточно обеспечить только на высоких частотах. Это облегчает задачу синтеза передаточной функции M_u .

3.3.1. Нахождение обратной динамики объекта

Как следует из (3.8), для нахождения передаточной функции M_u необходимо найти обратный оператор $P^{-1}(s)$. Благодаря алгебраической форме изображений операторов по Лапласу, формально сделать это достаточно просто. Например, для объекта с передаточной функцией

$$P(s) = \frac{K_p}{1 + sT} e^{-sL}$$

обратный оператор будет равен

$$P^{-1}(s) = \frac{sT + 1}{K_p} e^{+sL} \quad (3.9)$$

Однако такие операции наталкиваются на проблему физической реализуемости. Выражение (3.9) содержит член e^{+sL} , который является обратным по отношению к идеальной задержке, т.е. является изображением операции идеального предсказания. Кроме того, для реализации (3.9) необходима операция идеального дифференцирования, реализация которой также достаточно проблематична. Поэтому задача синтеза регулятора с прямой связью является задачей аппроксимации нереализуемой передаточной функции искусственно выбранной реализуемой функцией по критерию минимума погрешности.

3.3.2. Регулятор с передаточной функцией объекта

В очень простом частном случае, для систем с монотонным откликом на ступенчатое воздействие, вид передаточной функции $M_y(s)$ можно выбрать совпадающим с нормированной передаточной функцией объекта:

$$M_y(s) = \frac{P}{K_p} \quad (3.10)$$

где $K_p = P(0)$. Тогда, в соответствии с (3.8)

$$M_u(s) = P^{-1} \frac{P}{K_p} = \frac{1}{K_p}. \quad (3.11)$$

Недостатком такого подхода является медленная реакция замкнутой системы на изменение задающего воздействия. Достоинством является отсутствие каких-либо расчетов и настроек для гарантированного получения отклика без перерегулирования (рис. 3.7). Следует, однако, помнить, что отклик замкнутой системы на задающее воздействие никак не связан с откликом на внешние возмущения и шум, поэтому настройка регулятора должна быть выполнена обычными методами.

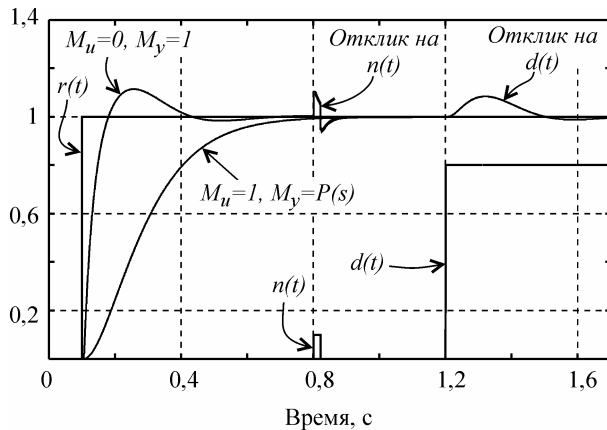


Рис. 3.7. Реакция ПИД-регулятора с прямой связью и передаточной функцией объекта (см. (3.10), (3.11)) на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,015 \text{ с}$, $K = 6$, $T_d = 0,3 \text{ с}$ для объекта вида (2.5) при $T = 0,1 \text{ с}$, $L = 0,005 \text{ с}$; обозначения соответствуют рис. 3.6.

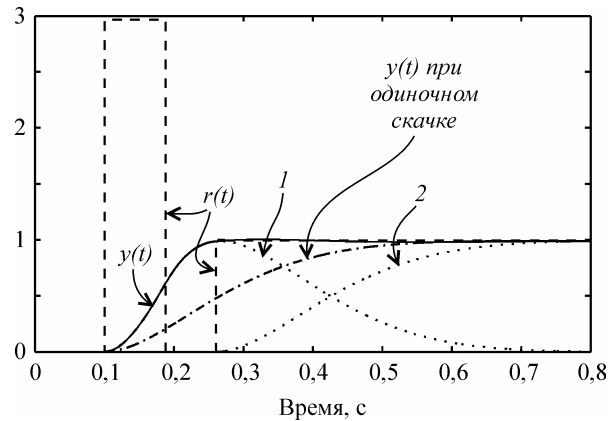


Рис. 3.8. Реакция ПИД-регулятора с прямоугольным импульсом перед сигналом уставки (п. 3.3.3) при $T_i = 0,19 \text{ с}$, $K = 0,8$, $T_d = 0$ для объекта вида (2.5) при $T = 0,1 \text{ с}$, $L = 0$; кривая 1 - реакция на прямоугольный импульс $r(t)$, 2 - реакция на скачок $r(t)$

3.3.3. Импульсное управление без обратной связи

Еще одна модификация принципа разомкнутого управления состоит в том, что перед подачей сигнала уставки на вход объекта подают прямоугольный импульс большой амплитуды (рис. 3.8). Поскольку скорость нарастания реакции на прямоугольный импульс пропорциональна его амплитуде, длительность переходного процесса можно существенно уменьшить по сравнению со случаем, когда сигнал уставки подается в форме одиночного скачка (рис. 3.8).

Реакция на прямоугольный импульс состоит из фазы нарастания сигнала и фазы спада. Амплитуду импульса выбирают максимально возможной. Обычно она ограничивается мощностью исполнительных устройств системы. Длительность импульса выбирают такой, чтобы максимум реакции на импульс был равен значению уставки (единице при уставке в форме единичного скачка). Задержку подачи ступенчатого воздействия выбирают так, чтобы она совпала с моментом появления максимума отклика на прямоугольный импульс.

В данном методе время выхода системы на режим может быть сделано как угодно малым, если использовать импульс достаточно большой амплитуды. В общем случае перед подачей ступенчатого воздействия можно подавать несколько импульсов разной амплитуды и длительности. Параметры импульсов и ступенчатого воздействия выбирают, решая численными методами задачу оптимизации, минимизируя погрешность отклонения отклика системы от требуемой формы. Для линейных систем параметры, полученные при оптимизации, остаются без изменений для любых значений уставки, если амплитуду прямоугольного импульса изменять пропорционально значению уставки.

3.3.4. Компенсация внешних возмущений с помощью прямой связи

Если внешние возмущения, воздействующие на объект управления, можно измерять до того, как они пройдут на выход системы y , то их влияние можно существенно ослабить с помощью прямой связи. Прямая связь, в отличие от обратной, позволяет скомпенсировать погрешность быстрее, чем обратная связь обнаружит ошибку как разность между управляемой величиной и управляющим воздействием.

Ранее мы предполагали, что внешние возмущения приложены ко входу системы. Такое допущение было справедливо при качественном анализе степени подавления возмущений с помощью обратной связи. Однако для компенсации возмущений необходимо идентифицировать передаточную функцию от точки приложения возмущений к выходу системы $P_d(s)$. При этом объект управления приобретает второй вход - вход возмущений и описывается функцией с двумя аргументами, $u(s)$ и $d(s)$:

$$y(s) = P(s)u(s) + P_d(s)d(s). \quad (3.12)$$

Одним из вариантов компенсации члена $P_d(s)d(s)$ является использование принципа прямой связи (разомкнутого управления), как показано на рис. 3.9. Здесь $F_d(s)$ - передаточная функция регулятора с прямой связью.

Уравнение полученной системы можно записать непосредственно по рис. 3.9 с учетом (3.12):

$$y = \frac{P_d - PF_d}{1 + PR} d + \frac{PR}{1 + PR} r. \quad (3.13)$$

Отсюда следует, что уменьшить влияние внешних возмущений можно двумя способами: увеличивая петлевое усиление контура с обратной связью PR или выбрав $P_d - PF_d = 0$, т.е.

$$F_d(s) = P^{-1}(s)P_d(s) \quad (3.14)$$

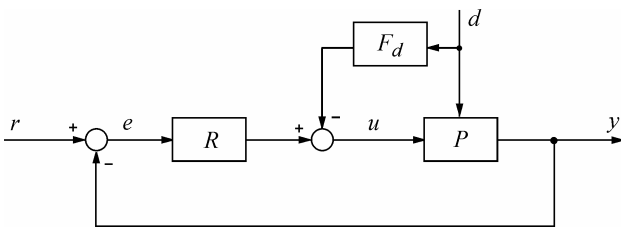


Рис. 3.9. Принцип компенсации возмущающих воздействий с помощью прямой связи

Обращение динамического оператора здесь сопряжено с проблемами, описанными в п. 3.3.1. В ряде практических случаев бывает достаточно считать, что оператор $P^{-1}(s) = P_d^{-1}(0)$ статический, что существенно упрощает его нахождение.

В частном случае, когда точка приложения возмущения совпадает со входом объекта (как на рис. 2.2), (3.12) упрощается до $y(s) = P(s)(u(s) + d(s))$ и из (3.14) получим $F_d(s) = 1$.

Метод прямой связи позволяет скомпенсировать возмущение до того, как оно пройдет через объект. Это существенно увеличивает общее быстродействие системы и исключает ее потенциальную неустойчивость.

Примером применения описанного метода является компенсация влияния погодных условий на промышленную теплицу. Для компенсации влияния температуры наружного воздуха, скорости ветра, осадков необходимо установить снаружи теплицы соответствующие датчики и выполнить идентификацию передаточной функции от каждого датчика до точки измерения температуры внутри теплицы, затем найти обратный оператор (3.14) и включить его в структуру регулятора.

Правильно настроенный контроллер с прямой и обратной связью позволяет ослабить влияние нагрузки на управляемую переменную до 10 раз [12].

Недостатком метода является невозможность достаточно точной идентификации возмущения и

точки его приложения к объекту, поскольку они распределены в пространстве, а также наличие проблемы, связанной с нахождением обратного оператора (п. 3.3.1).

3.4. Регулятор отношений

Задача регулирования отношений возникает, когда важно поддерживать не абсолютные значения параметров, а соотношение между ними. Например, если решается задача смешивания компонентов в заданных пропорциях, поддерживается горение с заданным процентным содержанием кислорода в горючей смеси и т.п.

Пример решения данной задачи представлен на рис. 3.10 [3]. Первый регулятор поддерживает выходную величину y_1 равной значению уставки r_1 . Значение уставки второго регулятора пропорционально регулируемой величине первого регулятора: $r_2(t) = ay_1(t)$. Величина отношения устанавливается блоком a на рис. 3.10 и может изменяться в соответствии с алгоритмом работы системы. Сигнал желательно брать именно с выхода системы y_1 - это повышает точность, поскольку $y_1(t)$ отличается от $r_1(t)$ на величину погрешности, которая в динамике может быть значительной. Кроме того, величина $y_1(t)$ всегда изменяется с некоторой задержкой относительно $r_1(t)$. Поэтому величина $y_2(t)$ будет отставать по времени от желаемого значения $ay_1(t)$.

Смягчить эту проблему позволяет структура, показанная на рис. 3.11. Здесь блок a имеет два входа и описывается выражением

$$r_2(t) = a[\gamma r_1(t) + (1 - \gamma)y_1(t)],$$

где γ - параметр, определяющий вклад $r_1(t)$ или $y_1(t)$ в величину $r_2(t)$. При $\gamma = 0$ эта структура идентична структуре на рис. 3.10.

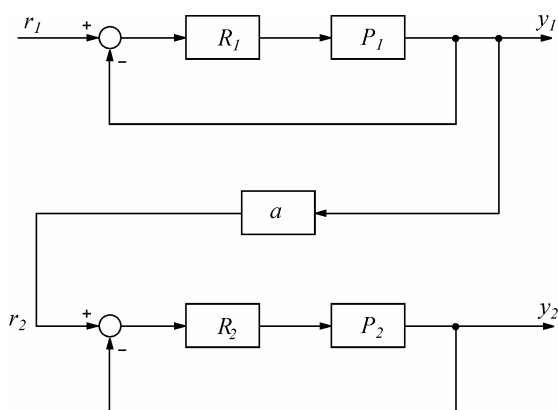


Рис. 3.10. ПИД-регулятор отношений $y_2/y_1 = a$

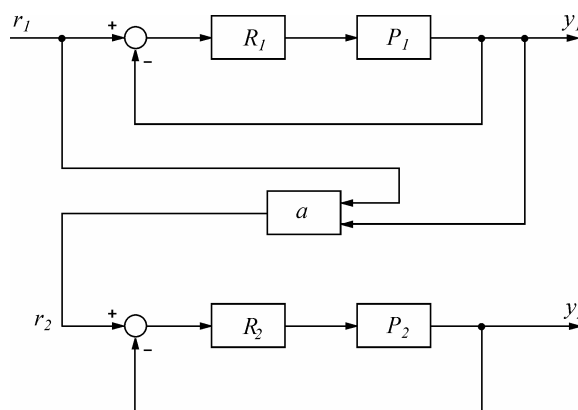


Рис. 3.11. ПИД-регулятор отношений $y_2/y_1 = a$ с увеличенным быстродействием

3.5. Регулятор с внутренней моделью

Если модель $M(s)$ объекта $P(s)$ идентифицирована, то можно не рассчитывать параметры ПИД-регулятора, а использовать регулятор с показанной на рис. 3.12 структурой [11]. Здесь $F(s)$ - фильтр, обычно выбираемый с передаточной функцией

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_F}; \tag{3.15}$$

Q - обращенная модель объекта, т.е. $Q(s) \approx M^{-1}(s)$. Знак приближенного равенства стоит потому,

что обращение модели редко можно выполнить точно, см. п. 3.3.1.

Для описания принципа действия регулятора на рис. 3.12 предположим сначала, что возмущения d и шумы измерений n отсутствуют, а модель объекта управления и обращенная модель являются точными, т.е.

$$M(s) = P(s), \quad Q(s) = M^{-1}(s). \quad (3.16)$$

Тогда разность между сигналами на выходах процесса и модели равна нулю: $\varepsilon = 0$. Но в таком случае $y = PQFr = Fr$ и, учитывая, что $QP = 1$ в силу (3.16), получим

$$y = Fr. \quad (3.17)$$

Поскольку в установившемся режиме $F(s) = 1$ (3.15), то получим $y = r$. Таким образом, регулятор с внутренней моделью точно поддерживает значение уставки в статическом режиме.

Фильтр нижних частот $F(s)$ в такой структуре с помощью настройки граничной частоты $1/T_F$ позволяет выбрать компромисс между запасом устойчивости и быстродействием замкнутой системы.

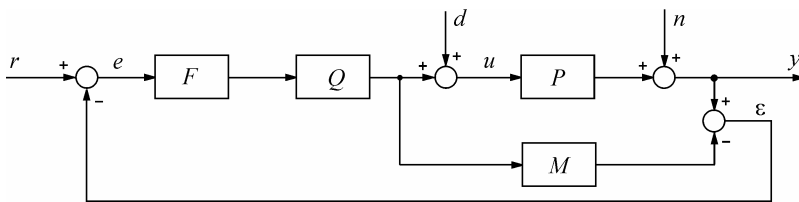


Рис. 3.12. Регулятор с внутренней моделью M

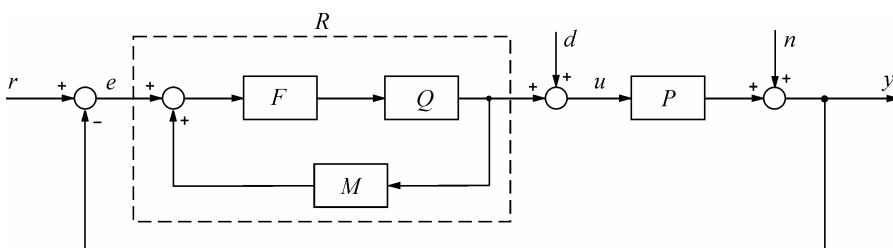


Рис. 3.13. Регулятор с внутренней моделью M в классической форме представления (с регулятором R)

Регулятор, представленный на рис. 3.12, путем переноса блока вычисления разности ε может быть преобразован в эквивалентную классическую форму ПИД-регулятора (рис. 2.2, рис. 3.13), где

$$R(s) = \frac{F(s)Q(s)}{1 - F(s)Q(s)M(s)}. \quad (3.18)$$

В общем случае регулятор (3.18) может иметь высокий порядок, который определяется порядком объекта.

Для объектов управления первого порядка регулятор с внутренней моделью полностью эквивалентен ПИД-регулятору, если задержку e^{-sL} заменить Паде-аппроксимацией первого порядка [3].

Важной особенностью регулятора с внутренней моделью является возможность настройки роба-

стности независимо от выбора остальных параметров регулятора. Для этого выбирают соответствующий фильтр F или параметр T_F для фильтра первого порядка (3.15). Регулятор с внутренней моделью может дать очень хорошую реакцию на изменение уставки, однако реакция на внешние возмущения может быть слишком замедленной, поскольку в выражении (3.18) сокращаются нули и полюса передаточной функции [13].

Проектирование регулятора с внутренней моделью происходит следующим образом [11]. Сначала находят и оптимизируют обратную модель $Q(s)$ исходя из требований к качеству переходного процесса при изменении уставки, не обращая внимания на робастность. Для получения начального приближения $Q(s)$ предполагают, что $M(s) = P(s)$ и используют методы обращения динамического оператора, описанные в п. 3.3.1. Единственным ограничением при оптимизации передаточной функции $Q(s)$ является требование ее асимптотической устойчивости. После этого выбирают структуру и параметры фильтра $F(s)$, добиваясь требуемой робастности системы при заданном быстродействии. Поскольку в идеальном случае (3.17) свойства замкнутой системы определяются характеристикой выбранного фильтра, его граничная частота в этом случае определяет быстродействие всей замкнутой системы.

Для объектов, у которых транспортная задержка L составляет менее 0,25 от доминирующей постоянной времени объекта T , постоянную времени фильтра приближенно можно выбрать из диапазона [11] от $0,1T < T_F < 0,5T$. Если $0,25 < L < 0,75$, то $T_F \approx 1,5(L + T)$. Если транспортная задержка еще больше, то постоянную времени фильтра еще более увеличивают, выбирая в качестве начального приближения $T_F = 3(L + T)$ [11].

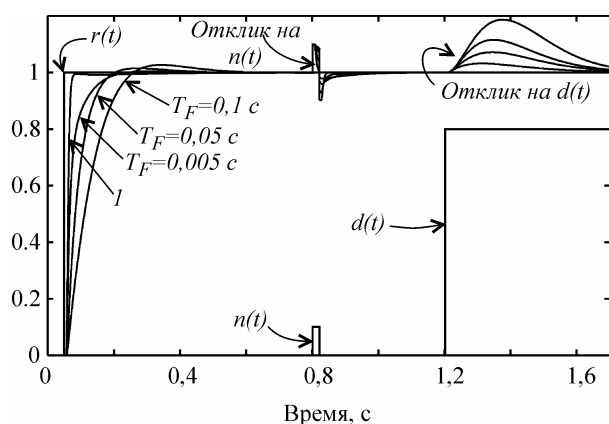


Рис. 3.14. Реакция системы со встроенной моделью на входной импульс, помеху и возмущение для разных параметров фильтра T_F

же стремится к бесконечности (см. (3.18)). На рис. 3.14 кривая 1 соответствует случаю, когда модель точно соответствует объекту, а постоянная времени фильтра $T_F = 0,05$ мс. Как видим, повышение точности модели и уменьшение постоянной времени фильтра позволяют существенно увеличить быстродействие системы, однако реакция на возмущающие воздействия при этом изменяется слабо.

3.6. ПИД-регуляторы для систем с транспортной задержкой. Предиктор Смита

Типовая переходная характеристика объекта управления, в котором происходит перенос тепла, показана на рис. 3.15. После задержки длительностью L происходит плавное нарастание температуры.

Пример реакции системы со встроенной моделью на изменение уставки $r(t)$, на импульс помехи $n(t)$ и возмущение $d(t)$ приведен на рис. 3.14. Объект описывается передаточной функцией вида $M(s) = \frac{1}{(0,1s + 1)^2} e^{-0,005s}$. Модель описывается передаточной функцией $M(s) = \frac{0,9}{(0,07s + 1)(0,1s + 1)}$, т.е. модель не точно соответствует объекту. Обратный оператор $Q(s) = \frac{0,06s + 1,111}{0,001s + 1}$. Отметим, что для обеспечения точности в установившемся режиме должно выполняться соотношение $Q(0)M(0) = 1$, поскольку коэффициент передачи регулятора в установившемся режиме должен стремиться к бесконечности (см. (3.18)).

На рис. 3.14 кривая 1 соответствует случаю, когда модель точно соответствует объекту, а постоянная времени фильтра $T_F = 0,05$ мс. Как видим, повышение точности модели и уменьшение постоянной времени фильтра позволяют существенно увеличить быстродействие системы, однако реакция на возмущающие воздействия при этом изменяется слабо.

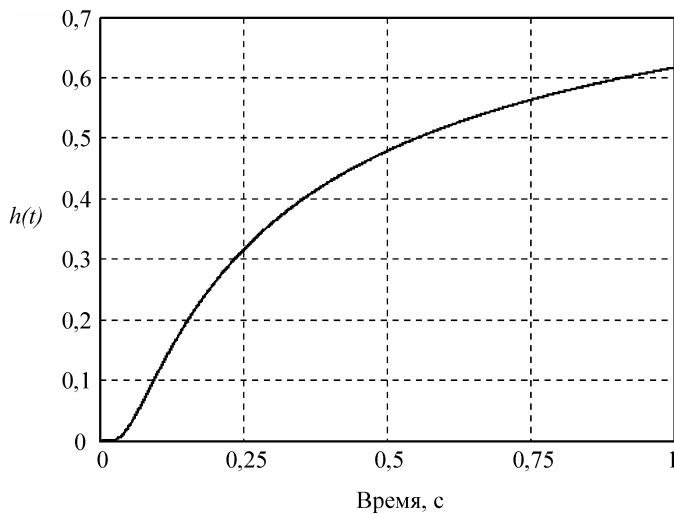


Рис. 3.15. Переходная характеристика пространственно протяженного теплового объекта

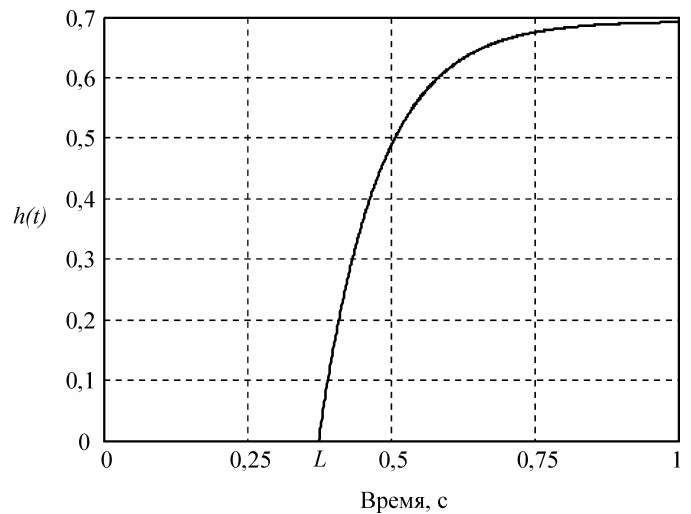


Рис. 3.16. Переходная характеристика объекта с транспортной задержкой

Существуют также объекты, в которых транспортная задержка может быть как угодно большой по сравнению с длительностью переходного процесса рис. 3.16. Примером могут служить процессы, связанные с перемещением тел в пространстве, обычно с транспортировкой по трубам и транспортными лентами.

Поскольку у звена с транспортной задержкой сдвиг фаз $\varphi = -\omega L$ увеличивается с ростом величины задержки L , а частота ω_{180} увеличивается с уменьшением длительности переходного процесса $L + T$, то отношение $\frac{L}{L + T}$ характеризует сложность управления объектом.

3.6.1. Предиктор Смита

Для управления объектами с большой транспортной задержкой, обычно при $\frac{L}{L + T} > 0,2 \dots 0,5$, используют специальные структуры ПИД-регуляторов, содержащие блоки для предсказания (предикторы - от английского "prediction") поведения объекта через время L . На рис. 3.17 показана структура такого регулятора, предложенная Смитом в 1957 году [14] и иногда называемая предиктором Смита. Предиктор Смита включен в некоторые промышленные ПИД-регуляторы.

Цель предиктора Смита - предсказать, какой сигнал должен появиться на выходе объекта до того, как он там появится на самом деле. Для предсказания можно использовать модель объекта управления, состоящую из дробно-рациональной части M_o и транспортной задержки e^{-sL} (рис. 3.17). Благодаря тому, что из модели можно исключить задержку, появляется принципиальная возможность предсказания поведения объекта до появления сигнала на его выходе.

Реализуется эта возможность системой со структурой, показанной на (рис. 3.17). Здесь R - обычный ПИД-регулятор, $P_o e^{-sL}$ - передаточная характеристика объекта управления.

Принцип работы системы состоит в следующем. Предположим, что модель абсолютна точна. Тогда разность сигналов на выходах модели и объекта будет равна нулю, $\varepsilon = 0$. Но в таком случае непосредственно из (рис. 3.17) можно получить $y = P_o e^{-sL} \left(\frac{R}{1 + R M_o} \right) r = \left(\frac{P_o R}{1 + P_o R} e^{-sL} \right) r$. В этом выражении член $\frac{P_o R}{1 + P_o R}$ представляет собой передаточную функцию системы без транспортной задержки. А это значит, что звено с транспортной задержкой не входит в контур обратной связи и не влияет на устойчивость и быстродействие системы, т.е. происходит регулирование в контуре с моделью без задержки, а транспортная задержка только добавляется к полученному результату.

Рассмотрим теперь работу предиктора Смита без предположения $\varepsilon = 0$. В этом случае рис. 3.17

Рассмотрим теперь работу предиктора Смита без предположения $\varepsilon = 0$. В этом случае рис. 3.17

Рассмотрим теперь работу предиктора Смита без предположения $\varepsilon = 0$. В этом случае рис. 3.17

можно описать следующей системой уравнений:

$$y = P_o e^{-sL} R(r - \varepsilon - M_o u), \quad \varepsilon = y - M_o e^{-sL} u, \quad y = P_o e^{-sL} u,$$

откуда можно найти

$$y = \left[\frac{P_o R}{1 + R M_o + R(P_o - M_o)e^{-sL}} r \right] e^{-sL}. \tag{3.19}$$

Как видим, с ростом точности модели разность $P_o - M_o$ в знаменателе стремится к нулю и из передаточной функции системы исключается транспортная задержка, которая только добавляется к уже полученному результату регулирования (в квадратных скобках (3.19)).

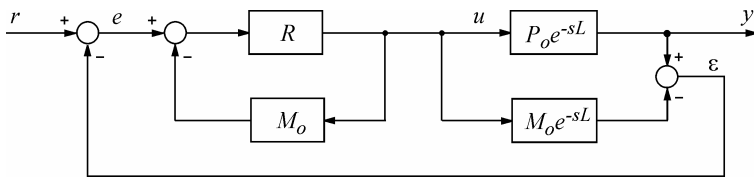


Рис. 3.17. Система управления с предиктором Смита

С помощью топологических преобразований структурных схем можно получить много эквивалентных между собой структур систем с предиктором Смита. Две из них представлены на рис. 3.18 и рис. 3.19. Можно показать, что они описываются тем же уравнением (3.19).

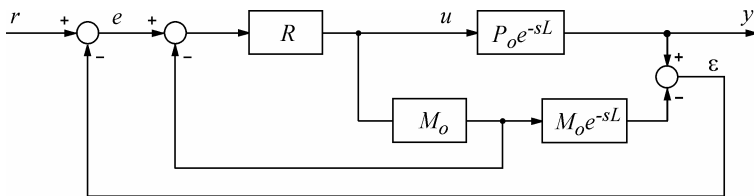


Рис. 3.18. Одна из модификаций системы управления с предиктором Смита

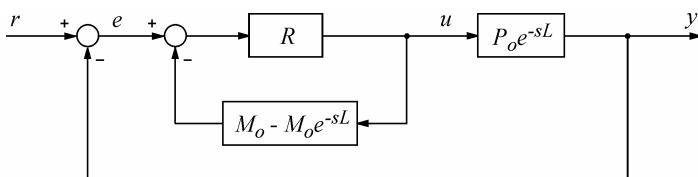


Рис. 3.19. Вторая модификация системы управления с предиктором Смита

3.6.2. ППИ-регуляторы

ППИ-регулятор (сокращение от "Предиктивный ПИ") является модификацией предиктора Смита, которая распространена в АСУ ТП более широко, чем сам предиктор Смита. Один из вариантов ППИ-регулятора представлен на рис. 3.20 [11]. Существует много модификаций структуры, изображенной на рис. 3.20, см., например [3].

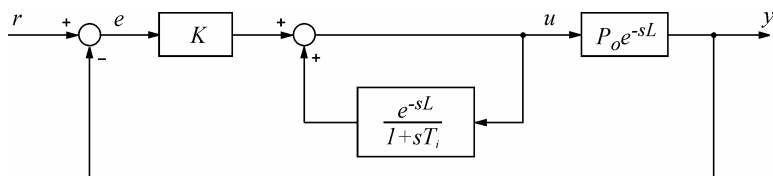


Рис. 3.20. Система управления с ППИ-регулятором

4. Нечеткая логика, нейронные сети и генетические алгоритмы

ПИД-регуляторы, описанные выше, имеют плохие показатели качества при управлении нелинейными и сложными системами, а также при недостаточной информации об объекте управления. Характеристики регуляторов в этих случаях можно улучшить с помощью методов нечеткой (фаззи-) логики, нейронных сетей и генетических алгоритмов. Перечисленные методы за рубежом называют "soft-computing", подчеркивая их отличие от "hard-computing", состоящее в возможности оперировать с неполными и неточными данными. В одном контроллере могут применяться комбинации перечисленных методов (фаззи-ПИД, нейро-ПИД, нейро-фаззи-ПИД регуляторы с генетическими алгоритмами).

Основным недостатком нечетких и нейросетевых контроллеров является сложность их настройки (составления базы правил и обучения нейронной сети).

4.1. Нечеткая логика в ПИД-регуляторах

Нечеткое управление (управление на основе методов теории нечетких множеств) [15] используется при недостаточном знании объекта управления, но наличии опыта управления им; в нелинейных системах, идентификация которых слишком трудоемка, а также в случаях, когда по условию задачи необходимо использовать знания эксперта. Примером может быть доменная печь или ректификационная колонна, математическая модель которых содержит много эмпирических коэффициентов, изменяющихся в широком диапазоне и вызывающих большие затруднения при идентификации [15]. В то же время квалифицированный оператор достаточно хорошо управляет такими объектами, пользуясь показаниями приборов и накопленным опытом.

ПИД-регуляторы с нечеткой логикой в настоящее время используются в коммерческих системах для наведения телекамер при трансляции спортивных событий, в системах кондиционирования воздуха, при управлении автомобильными двигателями, для автоматического управления двигателем пылесоса и в других областях.

Поскольку информация, полученная от оператора, выражена словесно, для ее использования в ПИД-регуляторах применяют лингвистические переменные и аппарат теории нечетких множеств, который был разработан Л. Заде в 1965 году [16]. Основная идея этой теории состоит в следующем. Если в теории четких множеств некоторый элемент (например, температура 50 град.) может принадлежать множеству (например, множеству "температура горячей воды $T_{гор}$ ") или не принадлежать ему, то в теории нечетких множеств вводится понятие функции принадлежности, которая характеризует степень принадлежности элемента множеству. При этом говорят, например, "температура 50 град. принадлежит множеству $T_{гор}$ со степенью принадлежности 0,264". Функцию принадлежности можно приближенно трактовать как вероятность того, что данный элемент принадлежит множеству [17], однако такая интерпретация, хотя и является для инженеров более понятной, не является математически строгой, поскольку существующая теория нечетких множеств не оперирует понятием вероятности.

В 1974 году Мамдани [18] показал возможность применения идей нечеткой логики для построения системы управления динамическим объектом, а годом позже вышла публикация Mamdani и Assilian, в которой описывался нечеткий ПИ-регулятор и его применение для управления парогенератором.

нератором. С тех пор область применения нечетких регуляторов постоянно расширяется, увеличивается разнообразие их структур и выполняемых функций.

Нечеткая логика в ПИД-регуляторах используется преимущественно двумя путями: для построения самого регулятора и для организации подстройки коэффициентов ПИД-регулятора. Оба пути могут использоваться в ПИД-контроллере одновременно.

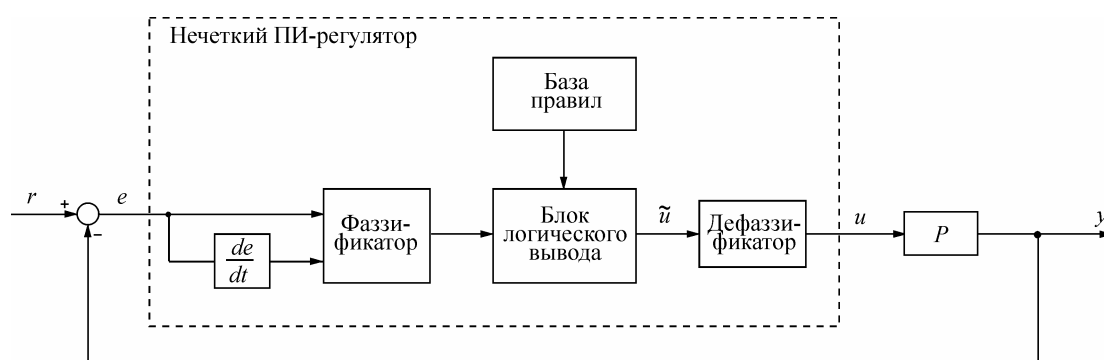


Рис. 4.1. Структура нечеткого ПИ-регулятора

Одна из наиболее распространенных структур нечеткого регулятора (нечеткого ПИ-регулятора) показана на рис. 4.1. На вход регулятора поступает ошибка e , которая используется для вычисления производной по времени de/dt . Обе величины сначала подвергаются операции фаззификации (преобразования в нечеткие переменные - от английского "fuzzy" - "нечеткий"), затем полученные нечеткие переменные используются в блоке нечеткого логического вывода для получения управляющего воздействия на объект, которое после выполнения операции дефаззификации (обратного преобразования нечетких переменных в четкие) поступает на выход регулятора в виде управляющего воздействия u .

4.1.1. Принципы построения нечеткого ПИ-регулятора

Для применения методов нечеткой логики прежде всего необходимо преобразовать обычные четкие переменные в нечеткие. Процесс фаззификации иллюстрируется рис. 4.2. Диапазон изменения переменной e разбивается на множества (подмножества) $NL, NM, NS, Z, PS, PM, PL$, в пределах каждого из которых строится функция принадлежности переменной e каждому из множеств. На рис. 4.2 функции принадлежности имеют треугольную (наиболее распространенную) форму, хотя в общем случае они могут быть любыми, исходя из смысла решаемой задачи [15]. Количество множеств также может быть произвольным.

Для нечетких множеств существует общепринятая система обозначений: N - отрицательный (Negative); Z - нулевой (Zero); P - положительный (Positive); к этим обозначениям добавляют буквы S (малый, small), M (средний, medium), L (большой, Large). Например, NL - отрицательный большой; NM - отрицательный средний (negative medium); PL - положительный большой. Количество таких переменных (термов) может быть любым, однако с увеличением их количества существенно возрастают требования к опыту эксперта, который должен сформулировать правила для всех комбинаций входных переменных.

Если величина ошибки e на входе нечеткого регулятора (рис. 4.1) равна e_1 (см. рис. 4.2), то соответствующее значение нечеткой переменной будет равно PS со степенью принадлежности подмножеству PS , равной $\mu(e_1) = 0,82$, или равно PM со степенью принадлежности $\mu(e_1) = 0,18$. Степень принадлежности ошибки e_1 другим множествам (Z, PL, NS и др.) равна нулю. Таким образом, величина ошибки e_1 оказалась преобразованной в нечеткие переменные.

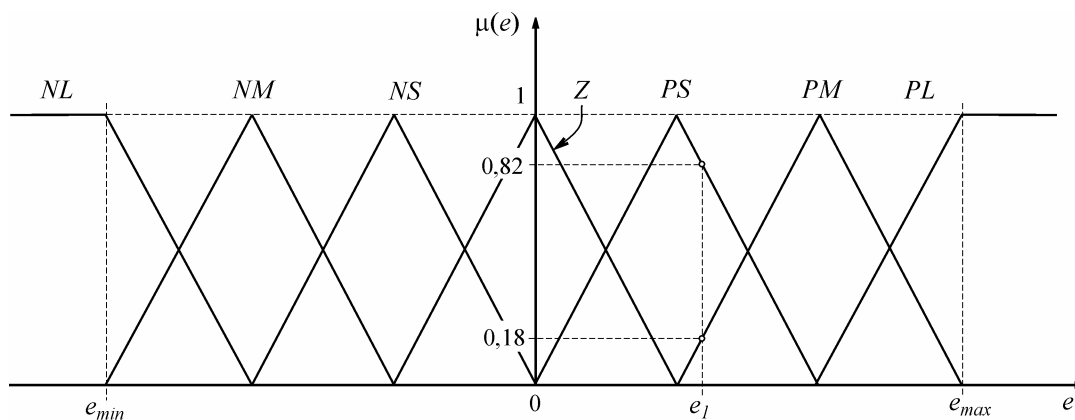


Рис. 4.2. Деление области изменения переменной e на множества NL, NM, NS и т.д. с функциями принадлежности $\mu(e)$ треугольной формы

Для выполнения функции регулирования над нечеткими переменными должны быть выполнены операции, построенные на основании высказываний оператора, сформулированных в виде нечетких правил. Совокупность нечетких правил и нечетких переменных используется для осуществления нечеткого логического вывода (см. рис. 4.1), результатом которого является управляющее воздействие на объект управления.

Нечеткий вывод выполняется следующим образом. Предположим, что область изменения ошибки e разделена на множества N, Z, P , область изменения управляющего воздействия - на множества NL, NM, Z, PM, PL и что с помощью эксперта удалось сформулировать следующие правила работы регулятора [3]:

- Правило 1: если $e = N$ и $de/dt = P$, то $\tilde{u} = Z$
- Правило 2: если $e = N$ и $de/dt = Z$, то $\tilde{u} = NM$
- Правило 3: если $e = N$ и $de/dt = N$, то $\tilde{u} = NL$
- Правило 4: если $e = Z$ и $de/dt = P$, то $\tilde{u} = PM$
- Правило 5: если $e = Z$ и $de/dt = Z$, то $\tilde{u} = Z$ (4.1)
- Правило 6: если $e = Z$ и $de/dt = N$, то $\tilde{u} = NM$
- Правило 7: если $e = P$ и $de/dt = P$, то $\tilde{u} = PL$
- Правило 8: если $e = P$ и $de/dt = Z$, то $\tilde{u} = PM$
- Правило 9: если $e = P$ и $de/dt = N$, то $\tilde{u} = Z$.

Приведенные правила часто записывают в более компактной табличной форме (рис. 4.3).

Используя правила, можно получить значение управляющей переменной \tilde{u} на выходе нечеткого регулятора. Для этого нужно найти функцию принадлежности переменной \tilde{u} множеству, образованному в результате выполнения операций вывода над множествами, входящими в систему правил (4.1).

		$\frac{de}{dt}$		
		P	Z	N
e	N	Z	NM	NL
	Z	PM	Z	NM
	P	PL	PM	Z

Рис. 4.3. Представление нечетких правил в табличной форме

Операция "И" в правилах (4.1) соответствует пересечению множеств, а результат применения всех правил соответствует операции объединения множеств [15]. Функция принадлежности для пересечения двух множеств, например, N и P (см. Правило 1) находится как [19]

$$\mu_{e \cap de/dt} = \min(\mu_e, \mu_{de/dt}), \quad (4.2)$$

т.е. каждое значение функция принадлежности пересечения множеств равна наименьшему значению из двух, стоящих в круглых скобках в (4.2).

Функция принадлежности для объединения тех же множеств имеет вид [19]

$$\mu_{e \cup de/dt} = \max(\mu_e, \mu_{de/dt}). \quad (4.3)$$

Функции принадлежности, полученные при пересечении или объединении множеств, могут быть определены различными способами, в зависимости от смысла решаемой задачи. В этом смысле сама теория нечетких множеств тоже является нечеткой. В [20] приводится 10 различных определений функции принадлежности для пересечения множеств, но не сказано, какое из них нужно выбрать для решения конкретной задачи. Используют, в частности, более понятную операцию нахождения функций принадлежности в случае пересечения и объединения множеств, имеющую аналогию с правилами умножения и сложения вероятностей:

$$\mu_{e \cap de/dt} = \mu_e \cdot \mu_{de/dt} \quad (4.4)$$

$$\mu_{e \cup de/dt} = \mu_e + \mu_{de/dt} - \mu_e \cdot \mu_{de/dt}.$$

Однако применение первый двух способов нахождения функции принадлежности обычно более предпочтительно, т.к. при этом сохраняется большинство правил, разработанных для обычных множеств [19].

Функции принадлежности для каждого из множеств NL, NM, Z, PM, PL , входящих в нечеткую переменную u в правилах (4.1), получаются в виде [20]

$$\begin{aligned} \mu_{\Pi_1}(\tilde{u}) &= \min\{\mu_{u_1}(\tilde{u}), \min(\mu_e(e), \mu_{de/dt}(de/dt))\} \\ \mu_{\Pi_2}(\tilde{u}) &= \min\{\mu_{u_2}(\tilde{u}), \min(\mu_e(e), \mu_{de/dt}(de/dt))\} \\ &\dots \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\mu_{\Pi_9}(\tilde{u}) = \min\{\mu_{u_9}(\tilde{u}), \min(\mu_e(e), \mu_{de/dt}(de/dt))\}$$

Здесь каждое из 9-ти уравнений соответствует одному из правил (4.1). Результирующая функция принадлежности управляющего воздействия u , полученная после применения всех 9-ти правил, находится как объединение (4.3) функций принадлежности всех правил (4.1):

$$\mu(\tilde{u}) = \max\{\mu_{\Pi_1}(\tilde{u}), \mu_{\Pi_2}(\tilde{u}), \dots, \mu_{\Pi_9}(\tilde{u})\}. \quad (4.6)$$

Теперь, когда получена результирующая функция принадлежности управляющего воздействия u , возникает вопрос, какое конкретно значение управляющего воздействия нужно выбрать. Если ис-

пользовать вероятностную интерпретацию теории нечетких множеств, то становится понятно, что такое значение можно получить по аналогии с математическим ожиданием управляющего воздействия в виде:

$$u = \frac{\int_{u_{\min}}^{u_{\max}} \tilde{u} \mu(\tilde{u}) d\tilde{u}}{\int_{u_{\min}}^{u_{\max}} \mu(\tilde{u}) d\tilde{u}}. \quad (4.7)$$

Такой способ дефаззификации является наиболее распространенным, но не единственным.

Для построения нечетких регуляторов обычно используют П, И, ПИ и ПД ПД+И, ПИ+Д и ПИД - законы регулирования [21]. В качестве входных сигналов для системы нечеткого вывода используют сигнал ошибки, приращение ошибки, квадрат ошибки и интеграл от ошибки [21]. Реализация нечеткого ПИД регулятора вызывает проблемы, поскольку он должен иметь трехмерную таблицу правил в соответствии с тремя слагаемыми в уравнении ПИД-регулятора, которую чрезвычайно сложно заполнить, пользуясь ответами эксперта. Большое количество структур ПИД-подобных нечетких контроллеров можно найти в статье [21].

Окончательная настройка нечеткого регулятора или настройка, близкая к оптимальной, до сих пор остается трудной задачей. Для этого используются генетические поисковые методы, требующие больших вычислительных ресурсов и времени.

4.1.2. Применение нечеткой логики для подстройки коэффициентов ПИД-регулятора

Настройка ПИД-регулятора по формулам обычно не является оптимальной и может быть улучшена с помощью дальнейшей подстройки. Подстройка может быть выполнена оператором на основании эвристических правил или автоматически, с помощью блока нечеткой логики (рис. 4.4). Блок нечеткой логики (фаззи-блок) использует базу правил и методы нечеткого вывода. Фаззи-подстройка позволяет уменьшить перерегулирование, снизить время установления и повысить робастность ПИД-регулятора [22].

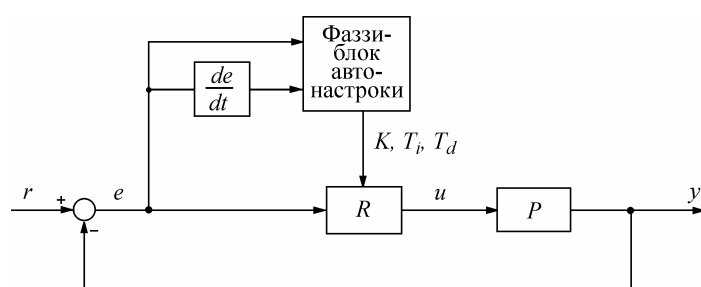


Рис. 4.4. Структура ПИД-регулятора с блоком автонастройки на основе нечеткой логики

Процесс автонастройки регулятора с помощью блока нечеткой логики начинается с поиска начальных приближений коэффициентов регулятора K, T_i, T_d . Это делается обычно методом Зиглера-Никольса, исходя из периода собственных колебаний в замкнутой системе и петлевого усиления. Далее формулируется критериальная функция, необходимая для поиска оптимальных значений параметров настройки методами оптимизации.

В процессе настройки регулятора используется несколько шагов [23]. Сначала выбираются диапазоны входных и выходных сигналов тьюнера (блока автонастройки), форма функций принадлежности искомым параметрам, правила нечеткого вывода, механизм логического вывода, метод дефаззификации и диапазоны масштабных множителей, необходимых для пересчета четких переменных в нечеткие. Поиск параметров регулятора выполняется методами оптимизации. Для этого вы-

бирается целевая функции как интеграл от суммы квадратов ошибки регулирования и времени установления. В критерий минимизации иногда добавляют скорость нарастания выходной переменной объекта.

В качестве искомым параметров (параметров, которые надо найти) выбирают положение максимумов функций принадлежности и масштабные коэффициенты на входе и выходе фаззи-блока. К задаче оптимизации добавляют ограничения на диапазон изменения позиции функций принадлежности. Оптимизация критериальной функции может быть выполнена, например, с помощью генетических алгоритмов.

Следует отметить, что в случаях, когда информации достаточно для получения точной математической модели объекта, традиционный регулятор всегда будет лучше нечеткого потому, что при синтезе нечеткого регулятора исходные данные заданы приближенно.

4.2. Искусственные нейронные сети в ПИД-регуляторах

Нейронные сети, как и нечеткая логика, используются в ПИД-регуляторах двумя путями: для построения самого регулятора и для построения блока настройки его коэффициентов. Особенностью нейронной сети является способность к "обучению", что позволяет передать нейронной сети опыт эксперта. Регулятор с нейронной сетью похож на регулятор с табличным управлением, однако отличается специальными методами настройки ("обучения"), разработанными для нейронных сетей, и методами интерполяции данных.

В отличие от нечеткого регулятора, где эксперт должен сформулировать правила настройки в лингвистических переменных, при использовании нейронной сети от эксперта не требуется формулировка правил - достаточно, чтобы он несколько раз сам настроил регулятор в процессе "обучения" нейронной сети.

Нейронные сети были предложены в 1943 г. Мак-Каллоком и Питтсом как результат изучения нервной деятельности и биологических нейронов. Искусственный нейрон представляет собой функциональный блок с одним выходом y и n входами x_1, x_2, \dots, x_n , который реализует в общем

случае нелинейное преобразование $y = F\left(\sum_{i=1}^n w_i x_i + b\right)$, где w_i - весовые коэффициенты (параметры) при входных переменных x_i ; b - постоянное смещение; $F(\bullet)$ - "функция активации" нейрона,

например, вида $F(z) = 1/(1 + \exp(-az))$ (сигмоидальная функция), где a - некоторый параметр.

Нейронная сеть (рис. 4.5) состоит из множества связанных между собой нейронов, количество связей может составлять тысячи. Благодаря нелинейности функций активации и большому количеству настраиваемых коэффициентов (в работе [24] использовано 35 нейронов во входном слое и 25 в выходном, при этом количество коэффициентов составило 1850) нейронная сеть может выполнять достаточно точно нелинейное отображение множества входных сигналов во множество выходных.

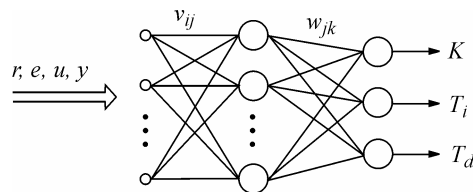


Рис. 4.5. Структура нейронной сети в блоке автонастройки

Типовая структура системы автоматического регулирования с ПИД-регулятором и нейронной сетью в качестве блока автонастройки показана на рис. 4.6 [24, 25]. Нейронная сеть NN в данной структуре выполняет роль функционального преобразователя, который для каждого набора сигналов r, e, u, y вырабатывает коэффициенты ПИД регулятора K, T_i, T_d .

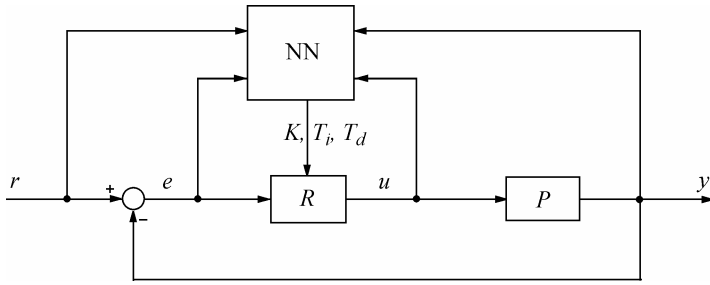


Рис. 4.6. Структура ПИД-регулятора с блоком автонастройки на основе нейронной сети NN

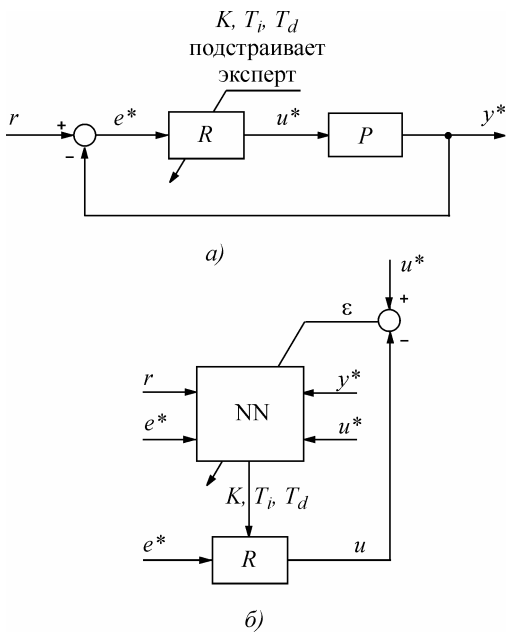


Рис. 4.7. Схема обучения нейронной сети в блоке автонастройки: а) - система управления, подстраиваемая экспертом; б) - нейронная сеть, обучаемая с помощью сигналов, полученных в системе на рис. а)

Самой сложной частью в проектировании регуляторов с нейронной сетью является процедура обучения сети. "Обучение" состоит в идентификации неизвестных параметров нейронов w_i , b и a . Для обучения нейронной сети обычно используют методы градиентного поиска минимума критериальной функции $\varepsilon = (u^* - u)^2$, зависящей от параметров нейронов. Процесс поиска является итерационным, на каждой итерации находят все коэффициенты сети, сначала для выходного слоя нейронов, затем предыдущего, и так до первого слоя (метод обратного распространения ошибки) [20]. Используются также другие методы поиска минимума, в том числе генетические алгоритмы, метод моделирования отжига, метод наименьших квадратов.

Процесс обучения нейронной сети выглядит следующим образом (рис. 4.7). Эксперту предоставляют возможность подстраивать параметры регулятора K, T_i, T_d в замкнутой системе автоматиче-

ского регулирования при различных входных воздействиях $r(t)$. Предполагается, что эксперт умеет это делать с достаточным для практики качеством. Временные диаграммы (осциллограммы) переменных r^*, e^*, u^*, y^* , полученные в системе, подстраиваемой экспертом (рис. 4.7, а), записываются в архив и затем подаются на нейронную сеть, подключенную к ПИД-регулятору (рис. 4.7, б). Нейронная сеть настраивается таким образом, чтобы минимизировать погрешность $\varepsilon = (u^* - u)^2$, между сигналом u^* , полученным с участием эксперта, и сигналом u , полученным в процессе обучения нейронной сети. После выполнения процедуры обучения параметры нейронной сети заносятся в блок автонастройки (рис. 4.6). В соответствии с теорией нейронных сетей, обученная нейронная сеть должна вести себя так же, как и эксперт, причем даже при тех входных воздействиях, которые не были включены в набор сигналов, использованных при обучении.

Длительность процесса обучения является основной преградой на пути широкого использования методов нейронных сетей в ПИД-регуляторах [19]. Другими недостатками нейронных сетей являются невозможность предсказания погрешности регулирования для воздействий, которые не входили в набор обучающих сигналов; отсутствие критериев выбора количества нейронов в сети, длительности обучения, диапазона и количества обучающих воздействий. Ни в одной из публикаций не исследовалась робастность или запас устойчивости регулятора.

4.3. Генетические алгоритмы

Генетические алгоритмы являются мощным методом оптимизации, позволяющим найти глобальный оптимум быстрее, чем другие методы случайного поиска. Существенным их достоинством является отсутствие проблем со сходимостью и устойчивостью. Эти методы используются для идентификации моделей объектов управления, для поиска оптимальных параметров регулятора, для поиска оптимальных положений функций принадлежности в фаззи-регуляторах и для обучения нейронных сетей. Чаще всего генетические алгоритмы используются совместно с нейронными сетями и регуляторами с нечеткой логикой.

Недостатком генетических алгоритмов является большое время поиска экстремума, что не позволяет их использовать в быстродействующих системах реального времени.

Генетические алгоритмы основаны на принципах естественного отбора, сформулированных Дарвиным в 1859 году. Идею генетических алгоритмов применительно к решению математических задач сформулировал Дж. Холланд в 1962 г. В генетических алгоритмах используются понятия генов, хромосом, скрещивания, мутация, селекции, репродукции. Основной идеей генетических алгоритмов является прямое подобие принципу естественного отбора, когда выживают наиболее приспособленные особи.

Для применения генетических алгоритмов необходимо преобразовать переменные, фигурирующие в условии задачи, в генетические переменные. Такое преобразование задается схемой кодирования. Переменные могут быть представлены в двоичной форме, в форме действительных десятичных чисел, или в другой форме, в зависимости от смысла решаемой задачи.

Классический генетический алгоритм состоит из следующих шагов [20]:

1. Выбор исходной популяции хромосом размера N .
2. Оценка приспособленности хромосом в популяции.
3. Проверка условия останова алгоритма.
4. Селекция хромосом.
5. Применение генетических операторов.
6. Формирование новой популяции.
7. Переход к п. 2.

Для работы алгоритма нужно задать нижнюю и верхнюю границы изменения искомым параметров, вероятность скрещивания, вероятность мутации, размер популяции и максимальное количество поколений.

Исходная популяция хромосом генерируется случайным образом. Приспособленность хромосом

оценивается с помощью целевой функции в кодированной форме. Далее, хромосомы с лучшей приспособленностью собираются в группу, в пределах которой выполняются генетические операции скрещивания или мутации. Скрещивание позволяет получить от двух родителей перспективного потомка. Оператор мутации вносит изменения в хромосомы. В случае двоичного кодирования мутация состоит в изменении случайного бита в двоичном слове.

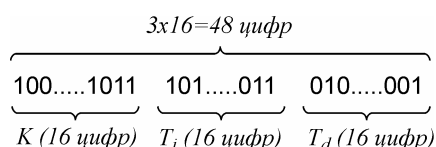


Рис. 4.8. Пример кодирования коэффициентов регулятора для использования в генетическом алгоритме

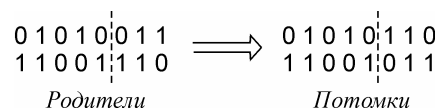


Рис. 4.9. Пример операции скрещивания

Пример кодирования трех коэффициентов ПИД-регулятора для применения в генетических алгоритмах приведен на рис. 4.8 [27]. Здесь хромосома состоит из трех параметров, общей длиной 48 бит. Операция скрещивания состоит в обмене генетическим материалом между хромосомами (родителями) для того, чтобы получить новую хромосому (потомка). Существует много различных форм операторов скрещивания. Один из них состоит в том, что в двух родительских хромосомах случайным образом выбирается некоторая позиция (рис. 4.9), затем происходит обмен генетической информацией, расположенной справа от выбранной позиции [26]. После выполнения генетического алгоритма производят декодирование генетического представления результата в инженерные величины.

Оценка приспособленности хромосом в популяции для оценки коэффициентов ПИД-регулятора может быть выбрана, к примеру, как [27]

$$J = 1 / \int_0^t |e(t)| dt,$$

где $e(t)$ - текущее значение ошибки регулирования, t - время.

Селекция хромосом осуществляется методом рулетки. На колесе рулетки имеются секторы, причем ширина сектора пропорциональна функции приспособленности. Поэтому чем больше значение этой функции, тем более вероятен отбор соответствующей ей хромосомы.

В работе [28] генетические алгоритмы используются как для идентификации объекта управления, так и для настройки параметров ПИД-регулятора. В обоих случаях схема применения алгоритма одинакова: составляется критериальная функция, зависящая в первом случае от параметров объекта управления, во втором - от параметров ПИД-регулятора K, T_d, T_i . Далее с помощью генетического алгоритма отыскивается глобальный минимум функции, координатами которого являются искомые параметры объекта или ПИД-регулятора.

В работе [27] поиск оптимальных параметров ПИД-регулятора выполнялся генетическим алгоритмом со следующими параметрами: размер популяции - 20, максимальное количество поколений - 100, вероятность скрещивания - 0,9, вероятность мутации - 0,1; диапазон изменения параметров 0...40.

5. Выводы

1. ПИД-регулятор остается основным типом регулятора в АСУ ТП.
2. Улучшить характеристики классического ПИД-регулятора может применение регулятора с двумя степенями свободы и фильтра для сигнала уставки.

3. Принцип разомкнутого управления, введенный в ПИД-регулятор, позволяет существенно уменьшить время регулирования и повысить запас устойчивости системы, а также компенсировать внешние возмущения.
4. В системах, где время регулирования является определяющим показателем, следует использовать импульсное управление без обратной связи перед включением обычного ПИД-регулятора.
5. Регулятор с точно идентифицированной внутренней моделью позволяет увеличить точность слежения за уставкой, но плохо ослабляет внешние возмущения.
6. Для систем с транспортной задержкой более чем 0,2...1 от постоянной времени объекта следует использовать предиктор Смита или ППИ-регулятор.
7. Если объект управления нелинеен, сложен и не может быть идентифицирован, но имеются эвристические правила или опыт ручного управления таким объектом, то решить задачу управления можно с помощью фаззи- или нейросетевого регулятора.
8. Для поиска оптимальных значений параметров ПИД-регуляторов и идентификации объектов управления с успехом используются генетические алгоритмы.

6. Список литературы

1. Ang K. H., Chong G., Li Y. PID control system analysis, design, and technology. IEEE Trans. on Control Syst. Tech., vol.13, No. 4, July 2005, p. 559-576.
2. Ziegler J. G., Nichols N. B., "Optimum settings for automatic controllers," Trans. ASME, vol. 64, pp. 759-768, 1942.
3. Astrorn, K.J. and Hagglund T. Advanced PID control. - ISA - The Instrumentation, Sysytem, and Automation Society, 2006, 460 p.
4. "Digital control: past, present and future of PID control", in Proc. IFAC Workshop, J. Quevedo and T. Escobet, Eds., Terrassa, Spain, Apr. 5-7, 2000.
5. O'Dwyer A. PID compensation of time delayed processes 1998-2002: a survey. Proceedings of the American Control Conference. Denver, Colorado June 4-6, 2003, p.p 1494- 1499.
6. The Patent Office - <http://gb.espacenet.com>
7. LI Y., ANG K.H, and CHONG G.C.Y. Patents, Software, and Hardware for PID control. An overview and analysis of the current art. IEEE Control Systems Magazine, Feb. 2006, p.41-54.
8. Денисенко В.В. Заземление в системах промышленной автоматизации. - СТА, № 2, 2006 г., с. 94 - 99.
9. Денисенко В.В., Халявко А.Н. Защита от помех датчиков и соединительных проводов систем промышленной автоматизации. СТА, № 1, 2001 г., ст р. 68-75.
10. Бажанов В.Л. USWO — новый способ формирования управления для замкнутых систем автоматического регулирования. - СТА, №4, 1998, с. 28 - 32.
11. Leva A., Cox C., Ruano A. Hands-on PID autotuning: a guide to better utilisation. - IFAC Professional Brief, <http://www.ifac-control.org>. - 84 p.
12. Techmation. Protuner. Application manual. www.protuner.com
13. Изерман Р. Цифровые системы управления. М.Ж Мир, 1984, 541 с.
14. Smith, O.J.M. Close Control of Loops with Dead Time. - Chemical Engineering Pro-gress, 53, 1957, pp. 217-235.
15. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления. Учебник/ Под ред. Н.Д.Егупова, изд. 2-е. М.: Изд-во МГТУ им. Бауман, 2002, 744 с.

16. Zadeh L.A. Fuzzy sets/ Information and Control. 1965, №8, p.338-353.
17. Ротач В.Я. Теория автоматического управления. М.: МЭИ, 2004, 400 с.
18. Mamdani E.H. Application of fuzzy algorithm for simple dynamic plant. - Proc. IEEE 1974, №12, p.1585-1588.
19. Усков А.А., Кузьмин А.В. Интеллектуальные технологии управления. Искусственные нейронные сети и нечеткая логика. М.: "Горячая линия-Телеком", 2004, 143 с.
20. Рутковская Д, Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия-Телеком, 1006, 383 с.
21. Mann, G.K.I.; Bao-Gang Hu; Gosine, R.G. Analysis of direct action fuzzy PID controller structures. - Systems, Man and Cybernetics, Part B, IEEE Transactions on. Volume 29, Issue 3, Date: Jun 1999, Pages: 371 - 388.
22. Yesil, E.; Guzelkaya, M.; Eksin, I. Internal model control based fuzzy gain scheduling technique of pid controllers. - World Automation Congress, 2004. Proceedings. Volume 17, Date: 28 June - 1 July 2004, Pages: 501 - 506.
23. Feng H.-M. A self-tuning fuzzy control system design. - IFSA World Congress and 20th NAFIPS International Conference, 2001. Joint 9th. Volume 1, Date: 25-28 July 2001, Pages: 209 - 214 vol.1.
24. Kato, M.; Yamamoto, T.; Fujisawa, S. A Skill-Based PID Controller Using Artificial Neural Networks. - Computational Intelligence for Modelling, Control and Automation, 2005 and International Conference on Intelligent Agents, Web Technologies and Internet Commerce, Volume 1, Date: 28-30 Nov. 2005, Pages: 702 - 707/
25. Kawafuku, R.; Sasaki, M.; Kato, S. Self-tuning PID control of a flexible micro-actuator using neural networks. - Systems, Man, and Cybernetics, 1998. 1998 IEEE International Conference on. Volume 3, Date: 11-14 Oct 1998, Pages: 3067 - 3072 vol.3.
26. Fleming P. J., R. C. Purshouse. Genetic algorithms in control systems engineering. - IFAC Professional Brief, <http://www.ifac-control.org>. - 32 p.
27. Li Jie; Xie Jian-ying; Wu Zheng-mao. Design of Disturbance Rejection PID Controllers for Time Delay System Based on Genetic Algorithms. -Neural Networks and Brain, 2005. ICNN&B '05. International Conference on. Volume 2, Date: 13-15 Oct. 2005, Pages: 876 - 880.
28. Pereira, D.S.; Pinto, J.O.P. Genetic algorithm based system identification and PID tuning for optimum adaptive control. - Advanced Intelligent Mechatronics. Proceedings, 2005 IEEE/ASME International Conference on. Date: 2005, Pages: 801 - 806.

Автор - сотрудник НИЛ АП
Тел.: (8634) 324-140, факс: 324-139
E-mail: info@RLDA.ru,
www.RealLab.ru