

ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации

Часть 1

ВВЕДЕНИЕ

ПИД-регулятор был изобретён ещё в 1910 году [1]. Через 32 года, в 1942 году, Зиглер и Никольс разработали методику его настройки [2]. 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 год составило 14 шт., с 1983 по 1992 год – 111 шт., а за период с 1998 по 2002 год (всего за 4 года) – 225 шт. [3]. На одном только семинаре IFAC (International Federation of Automatic Control) в 2000 году было представлено около 90 докладов, посвящённых ПИД-регуляторам [4]. Количество патентов по этой теме, содержащихся в патентной базе данных <http://gb.espacenet.com>, в январе 2006 года составило 364 шт.

ПИД-регулятор относится к наиболее распространённому типу регуляторов. Порядка 90-95% регуляторов [1, 5], находящихся в настоящее время в эксплуатации, используют ПИД-алгоритм. Причинами столь высокой популярности являются простота построения и промышленного использования, ясность функционирования, пригодность для решения большинства практических задач и низкая стоимость. Среди ПИД-регуляторов 64% приходится на одноконтурные регуляторы и 36% – на многоконтурные [6]. Контроллеры с обратной связью охватывают 85% всех приложений, контроллеры с прямой связью – 6%, и контроллеры, соединённые каскадно, – 9% [6].

После появления дешёвых микропроцессоров и аналого-цифровых преобразователей в промышленных ПИД-регуляторах используются автоматическая настройка параметров, адаптивные алгоритмы, нейронные сети, генетические алгоритмы, методы нечёткой логики. Усложнилась структура 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.

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

Классический ПИД-регулятор

Простейшая система автоматического регулирования с обратной связью показана на рис. 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:

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

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

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

Распространены также следующие модификации выражения (1):

$$u(t) = K_o \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (2)$$

$$u(t) = ke(t) + k_i \int_0^t e(t) dt + k_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (3)$$

Между параметрами, входящими в выражения (1)–(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 (1).

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

$$R(s) = K + \frac{1}{T_i s} + T_d s = K \left(1 + \frac{1}{KT_i s} + \frac{T_d}{K} s \right), \quad (4)$$

где s – комплексная частота.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики операторной передаточной функции (4) показаны на рис. 2. В области нижних частот АЧХ и ФЧХ определяются

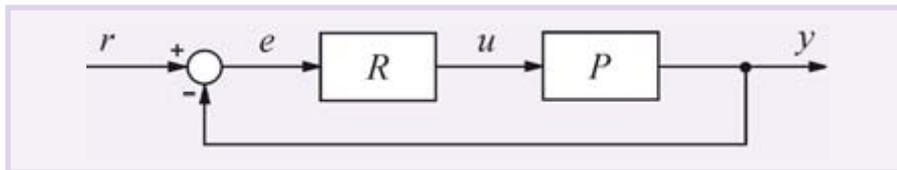


Рис. 1. ПИД-регулятор в системе с обратной связью

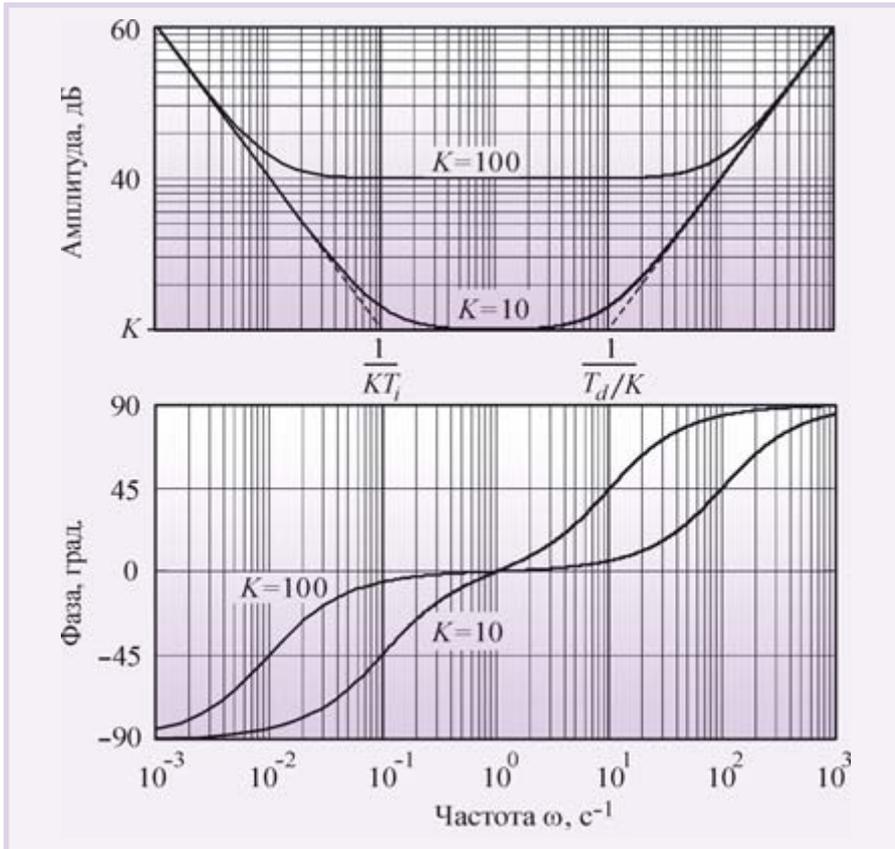


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ ПИД-регулятора при $T_i = 1$ с, $T_d = 1$ с, $K = 10$ и $K = 100$

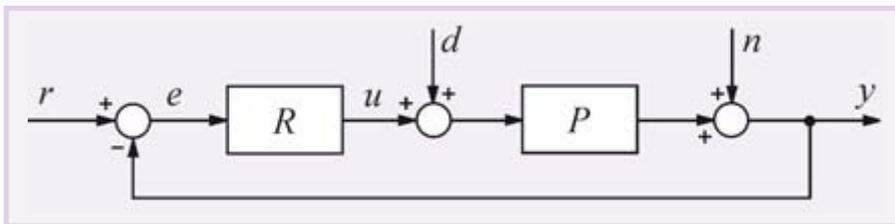


Рис. 3. ПИД-регулятор в системе с шумом n и внешними возмущениями d

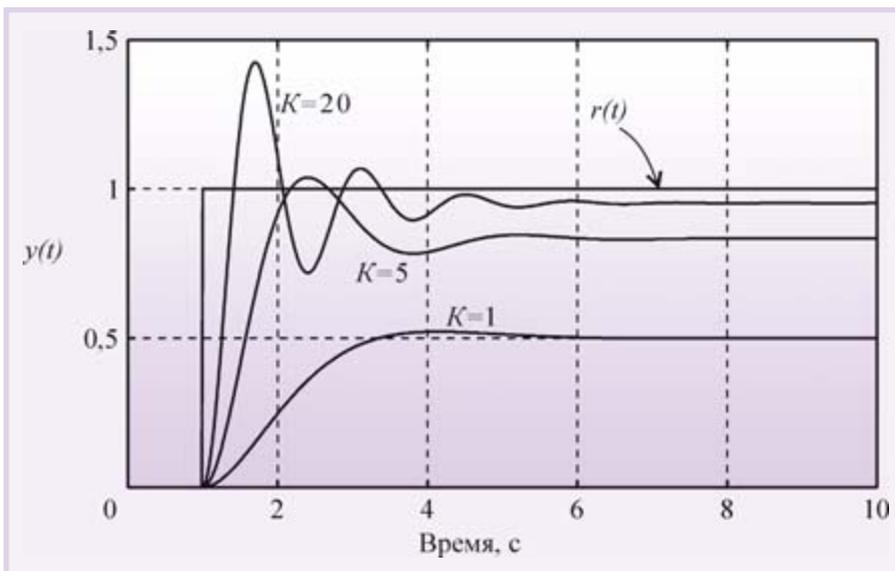


Рис. 4. Изменение переменной y во времени при подаче единичного скачка $r(t)$ на вход системы при разных K и $T_i = \infty$, $T_d = 0$ (П-регулятор)

интегральным членом, в области средних частот – пропорциональным, в области высоких – дифференциальным.

На систему автоматического регулирования могут воздействовать (рис. 3) внешние возмущения $d = d(s)$ и шум

измерений $n = n(s)$. 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 ко входу системы. Источник шума $n(s)$ моделирует погрешность измерений выходной переменной y , погрешность датчика, а также помехи [7, 8], воздействующие на канал передачи сигнала с выхода системы на её вход.

Вид АЧХ и ФЧХ регулятора определяет его точность и запас устойчивости. С уменьшением интегральной составляющей T_i , как следует из рис. 2, увеличивается модуль коэффициента усиления регулятора на низких частотах (то есть при приближении к установившемуся режиму), и поэтому снижается погрешность e .

С увеличением дифференциальной составляющей T_d растёт 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 её практическая реализация обычно содержит фильтр высоких частот.

С ростом пропорционального коэффициента K увеличиваются модуль петлевого усиления контура регулирования и точность во всём диапазоне частот, однако падает запас по фазе и усилению, что ухудшает робастность и качество регулирования системы, а при дальнейшем увеличении K (рис. 4) возникают периодические колебания (система теряет устойчивость). Влияние шума и помех измерений n также уменьшается с ростом петлевого усиления и пропорционального коэффициента.

На рис. 5 показаны переходные характеристики замкнутой системы с И-регулятором (то есть при $K = 0$, $T_d = 0$) и объектом второго порядка с передаточной функцией

$$P(s) = \frac{1}{(1+sT)^2}, \quad (5)$$

где $T = 0,1$ с. При больших постоянных интегрирования T_i переходная характеристика имеет вид, сходный с характеристикой апериодического звена. С уменьшением T_i растёт усиление регулятора, и когда на некоторой частоте петлевого усиления контура с обратной

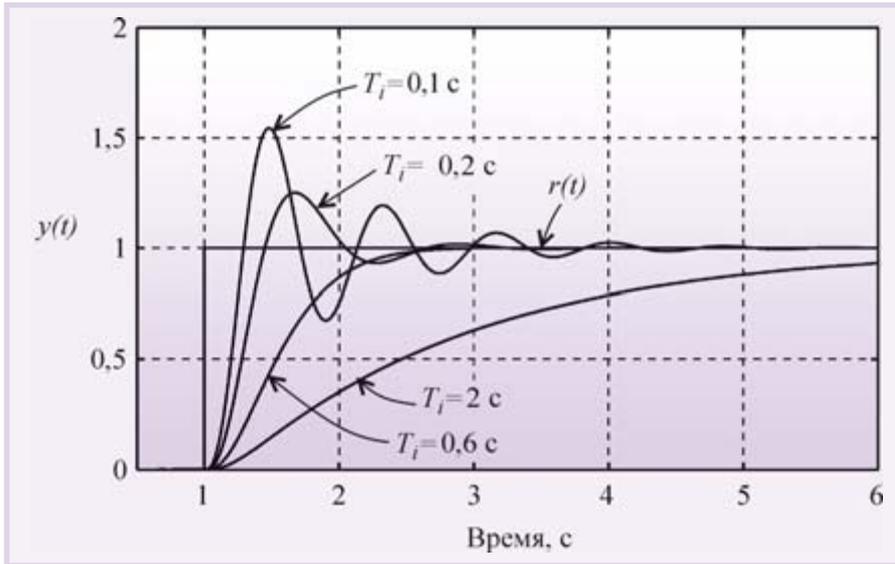


Рис. 5. Реакция на скачок $r(t)$ замкнутой системы 2-го порядка (5) с И-регулятором при $T = 0,1$ с и разных T_i

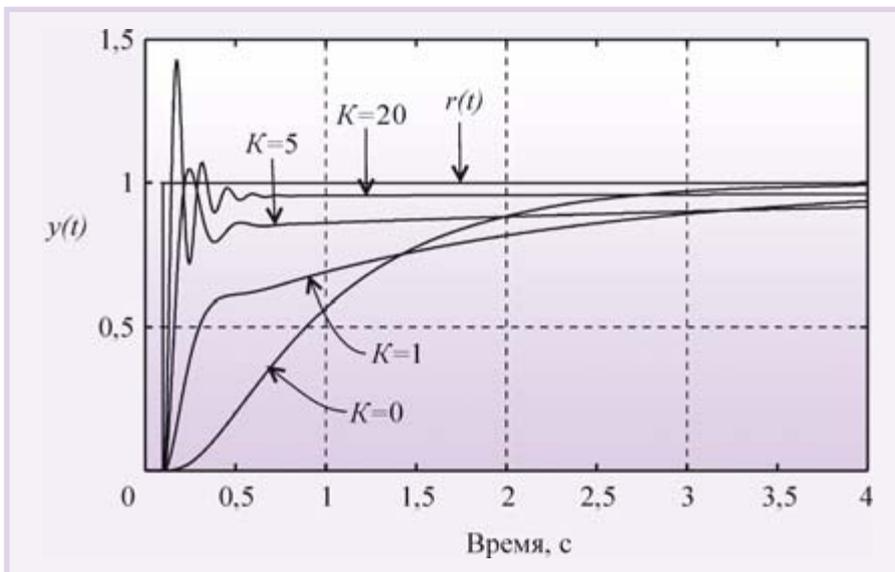


Рис. 6. Реакция замкнутой системы с ПИ-регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 1$ с для объекта вида (5) при $T = 0,1$ с

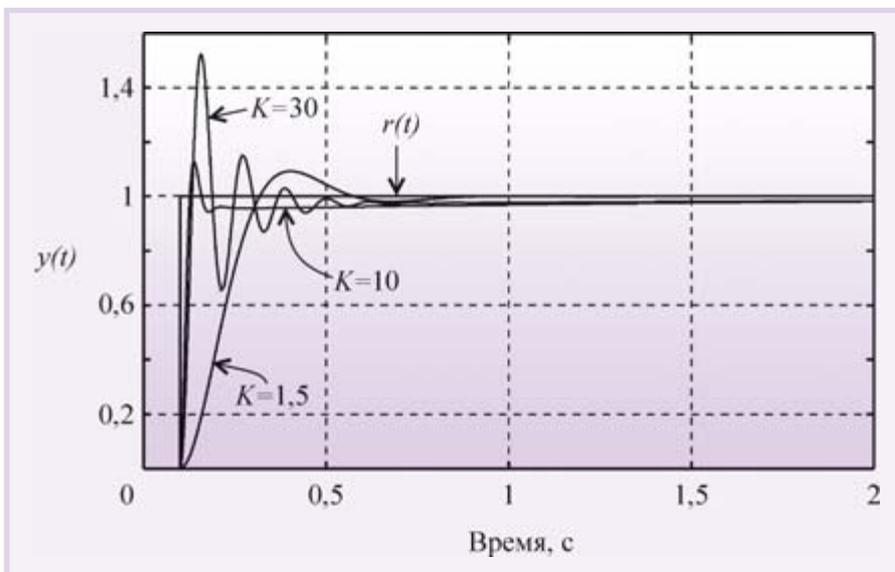


Рис. 7. Реакция замкнутой системы с ПИ-регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,1$ с для объекта вида (5) при $T = 0,1$ с

связью приближается к 1, в системе появляются колебания.

АЧХ ПИ-регулятора можно получить из рис. 2, 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}).

Переходный процесс в ПИ-регуляторе при разных сочетаниях T_i и K показан на рис. 6 и 7. При $K = 0$ (рис. 6) получаем И-регулятор. С ростом пропорционального коэффициента K появляется дополнительная ошибка во время переходного процесса (см. также рис. 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. 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 увеличению времени установления переходного процесса по уровню 0,99 по сравнению с И-регулятором при тех же T_i и T (рис. 6): с ростом K уменьшается наклон кривой $y(t)$ при больших t ; в частности, при $t = 4$ с кривая $K = 1$ проходит ниже кривой $K = 0$, а кривая $K = 5$ проходит ещё ниже. Объясняется это следующим. Уменьшение ошибки e в ПИ-регуляторе достигается действием одновремен-

но как пропорционального, так и интегрального коэффициентов. Однако пропорциональный коэффициент не может свести ошибку к нулю (рис. 4). Поэтому оставшаяся ошибка $e(t)$ уменьшается с течением времени при помощи члена $\int_0^t e(t)dt$, который нарастает тем медленнее, чем меньше $e(t)$. В итоге введение пропорционального коэффициента, уменьшающего $e(t)$, приводит к затягиванию переходного процесса.

В частотной области этот процесс можно объяснить тем, что с ростом K нуль передаточной функции $1/KT_i$ смещается влево (рис. 2), то есть расширяется область частот, где 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, 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. 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 $\omega > K/T_d$ (рис. 2) уменьшаются сдвиг фаз в контуре регулирования и петлевое усиление.

Дальнейшее увеличение постоянной дифференцирования приводит к росту усиления ПИД-регулятора на высоких частотах при $\omega > K/T_d$ (рис. 2). 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. 8, кривая $T_d = 0,75$ с), затем при дальнейшем увеличении T_d система переходит в колебательный режим.

Таким образом, с ростом постоянной дифференцирования запас устойчиво-

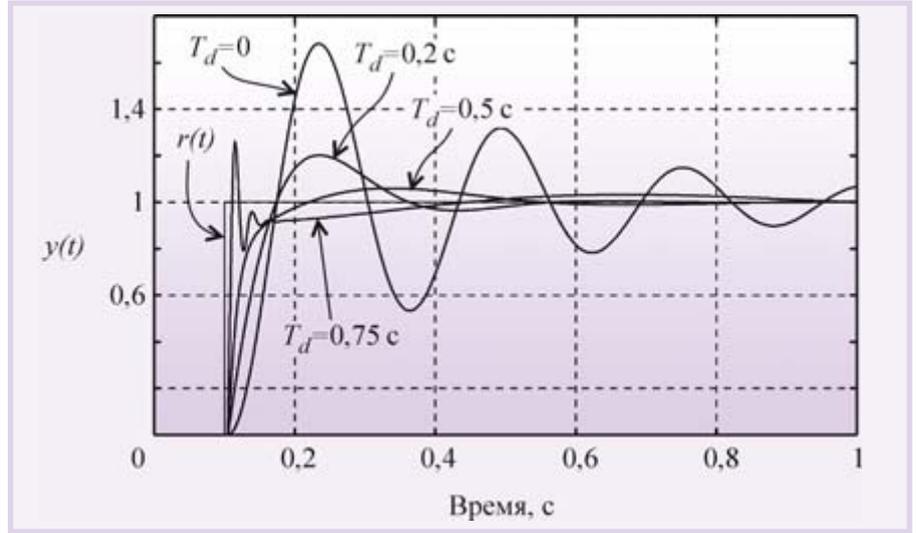


Рис. 8. Реакция замкнутой системы с ПИД-регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,015$ с, $K = 6$ для объекта вида (5) при $T = 0,1$ с

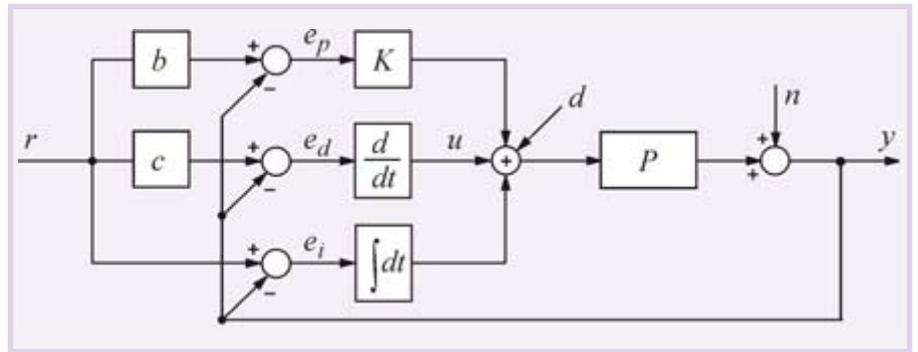


Рис. 9. Система, содержащая ПИД-регулятор с весовыми коэффициентами b и c при уставке

сти замкнутой системы сначала увеличивается, затем падает.

МОДИФИКАЦИИ ПИД-РЕГУЛЯТОРОВ

Описанный в предыдущем разделе 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 трёх регулируемых параметров (K , T_p , T_d) в ряде случаев оказывается недостаточным для получения заданного качества регулирования, особенно для систем с большой транспортной задержкой L и для систем, в которых требуются одновременно высокое качество слежения за уставкой и высокое качество ослабления внешних возмущений.

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

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 составляющих соответственно; b , c – настроечные весовые коэффициенты.

$$e_p = br - y, \quad e_d = cr - y, \quad e_i = r - y, \quad (6)$$

где e_p , e_d , e_i – ошибки для пропорциональной, дифференциальной и интегральной составляющих соответственно; b , c – настроечные весовые коэффициенты.

Уравнение такого регулятора аналогично (1):

$$u(t) = Ke_p(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e_i(t)dt + T_d \frac{de_d(t)}{dt}. \quad (7)$$

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

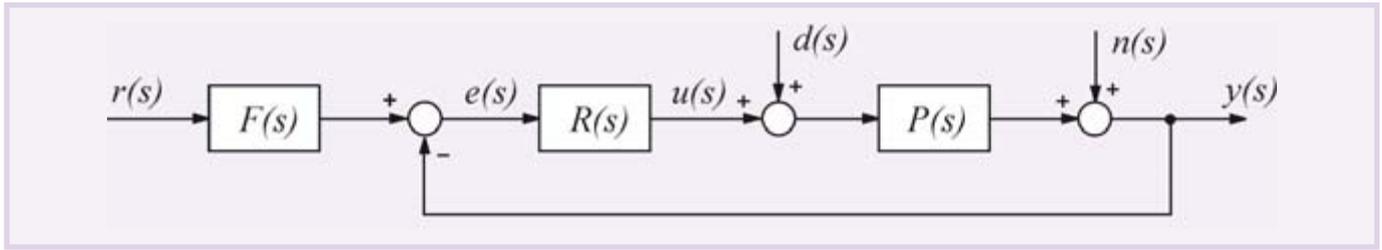


Рис. 10. Выделение блока $F(s)$ в структуре ПИД-регулятора

Можно доказать, что регулятор, представленный на рис. 9, полностью эквивалентен регулятору, показанному на рис. 10, если блок $R(s)$ является классическим регулятором (4), а блок $F(s)$ имеет передаточную функцию вида:

$$F(s) = \frac{bK + \frac{1}{sT_i} + csT_d}{K + \frac{1}{sT_i} + sT_d}. \quad (8)$$

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_i, T_d , то есть параметрами b и c блока $F(s)$ настраиваются независимо от параметров K, T_i, T_d .

Параметры b и c определяют вид АЧХ блока $F(s)$ и позволяют улучшить качество реакции регулятора на изменение уставки $r(t)$. На рис. 11 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 $d(t)$.

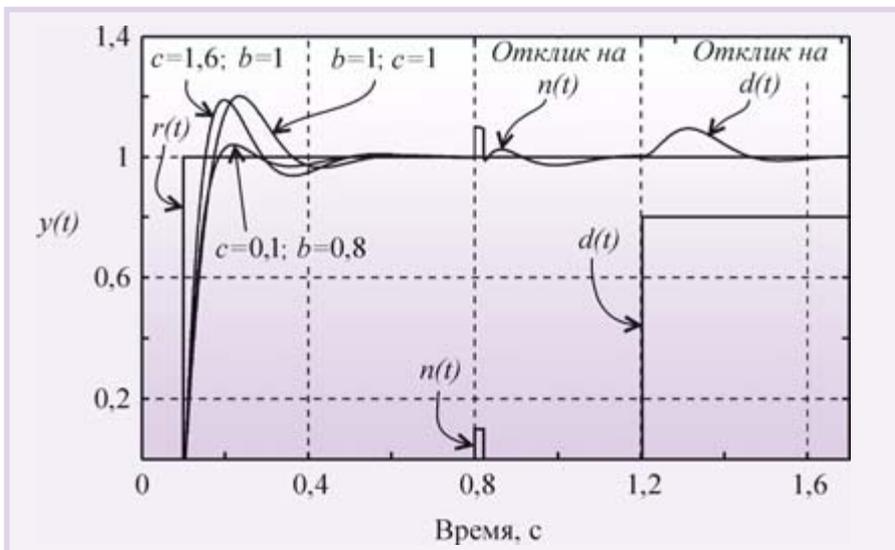


Рис. 11. Реакция замкнутой системы с регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,015$ с, $K = 6$, $T_d = 0,2$ с для объекта вида (5) при $T = 0,1$ с, $L = 0,005$ с (обозначения соответствуют рис. 10)

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.

Регулятор с формирующим фильтром для сигнала уставки

Дальнейшим совершенствованием регулятора со структурой, показанной на рис. 10, является применение фильтра в блоке $F(s)$, передаточная функция которого приобретает вид:

$$F(s) = \frac{bK + \frac{1}{sT_i} + csT_d}{K + \frac{1}{sT_i} + sT_d} F_r(s), \quad (9)$$

где

$$F_r(s) = \frac{1}{1 + sT_r}. \quad (10)$$

Здесь T_r – постоянная времени фильтра, которую выбирают равной

$$T_r = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{m_r^2 - 1}, \quad (11)$$

где m_r – показатель колебательности системы без фильтра.

Пример реакции системы с регулятором, использующим формирующий фильтр, приведен на рис. 12.

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 невозможность получить высокую точность при неизвестных возмущениях и низкой точности модели объекта, а также невозможность полной компенсации возмущений для объектов с транспортной задержкой и проблема физической реализуемости обратных операторов (см. раздел «Нахождение обратной динамики объекта»).

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. Далее оба термина будут использованы как синонимы.

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

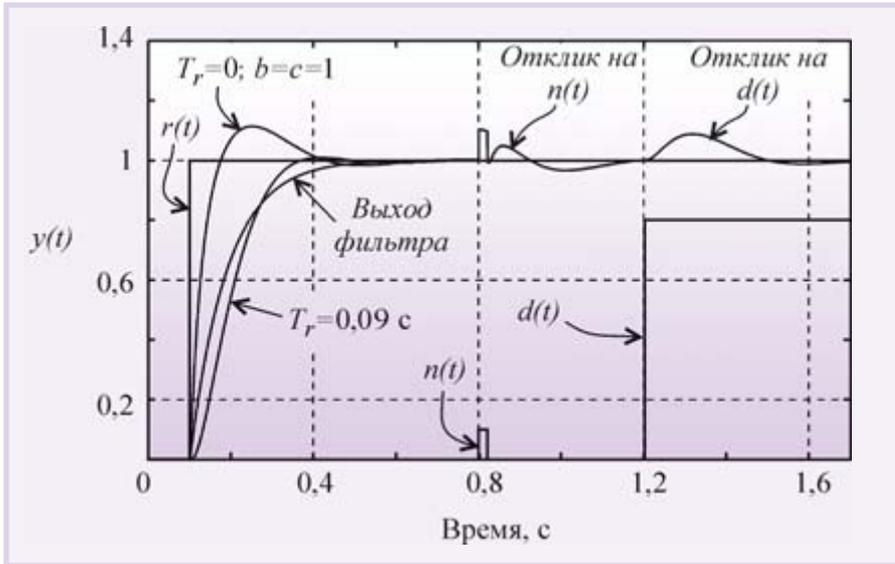


Рис. 12. Реакция системы с регулятором, использующим фильтр (9) при $T_r = 0,09$ с, на скачок $r(t)$ при $T_r = 0,015$ с, $K = 6$, $T_d = 0,3$ с для объекта вида (5) при $T = 0,1$ с, $L = 0,005$ с (обозначения соответствуют рис. 10)

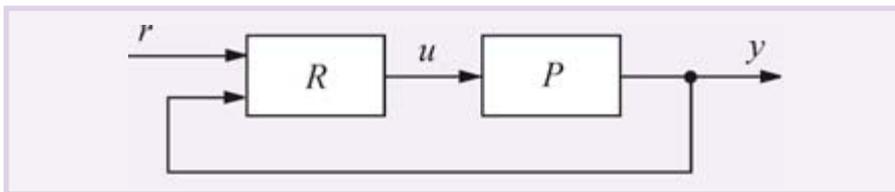


Рис. 13. Условное обозначение регулятора с двумя степенями свободы (R)

В предыдущем разделе был рассмотрен частный случай применения прямой связи (рис. 10), которая реализована с помощью блока $F(s)$.

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_i , T_d . 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 изображе-

нии присутствуют два входа (рис. 13), [9].

Структура ПИД-регулятора, использующего принцип разомкнутого управления, показана на рис. 14. 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 $r(t)$.

Принцип действия такой системы состоит в следующем. 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 $y(t) = r(t)$, то есть

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. 14 можно записать передаточную функцию системы от входа r на её выход y в виде:

$$G = M_y + \frac{PM_u - M_y}{1 + PR}. \quad (12)$$

Здесь первый член выбирают, как следует из описанного ранее принципа действия системы, так, чтобы в идеальных условиях $e = 0$ и $M_y r = y$, то есть желаемой передаточной функцией системы является $G = M_y$. Поэтому второй член в (12) 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 $PM_u - M_y = 0$, то есть

$$M_u = P^{-1}M_y. \quad (13)$$

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 путём компенсации ошибки, то есть с помощью операции вычитания.

Поскольку в системе, показанной на рис. 14, 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 об-

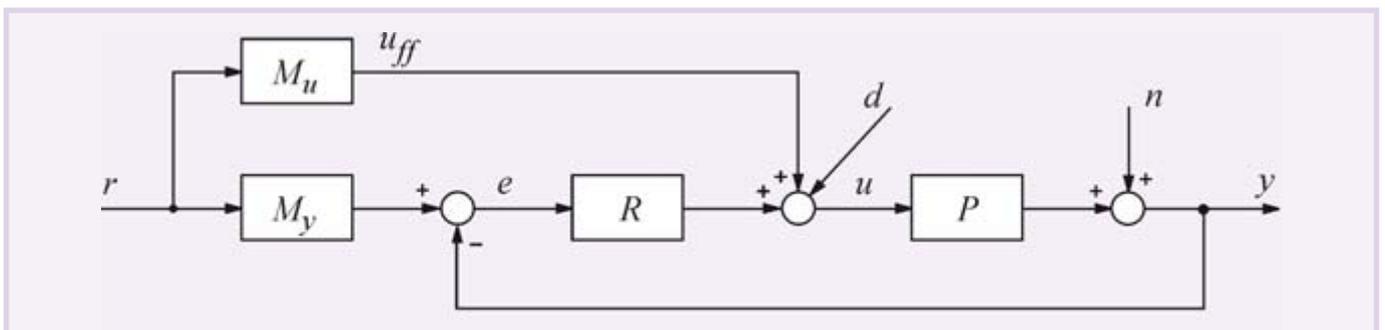


Рис. 14. Структура регулятора с двумя степенями свободы в замкнутой системе регулирования

легчает задачу синтеза передаточной функции M_u .

Нахождение обратной динамики объекта

Как следует из (13), 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

$$P^{-1}(s) = \frac{sT+1}{K_p} e^{+sL}. \quad (14)$$

Однако такие операции наталкиваются на проблему физической реализуемости. Выражение (14) содержит член e^{+sL} , который является обратным по отношению к идеальной задержке, то есть является изображением операции идеального предсказания. Кроме того, для реализации (14) 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.

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:

$$M_y(s) = \frac{P}{K_p}, \quad (15)$$

где $K_p = P(0)$. Тогда в соответствии с (13)

$$M_u(s) = P^{-1} \frac{P}{K_p} = \frac{1}{K_p}. \quad (16)$$

Недостатком такого подхода является медленная реакция замкнутой системы на изменение задающего воздействия. Достоинством является отсутствие каких-либо расчётов и настроек для гарантированного получения отклика без перерегулирования (рис. 15). Следует, однако, помнить, что отклик замкнутой системы на задающее воздействие никак не связан с откликом

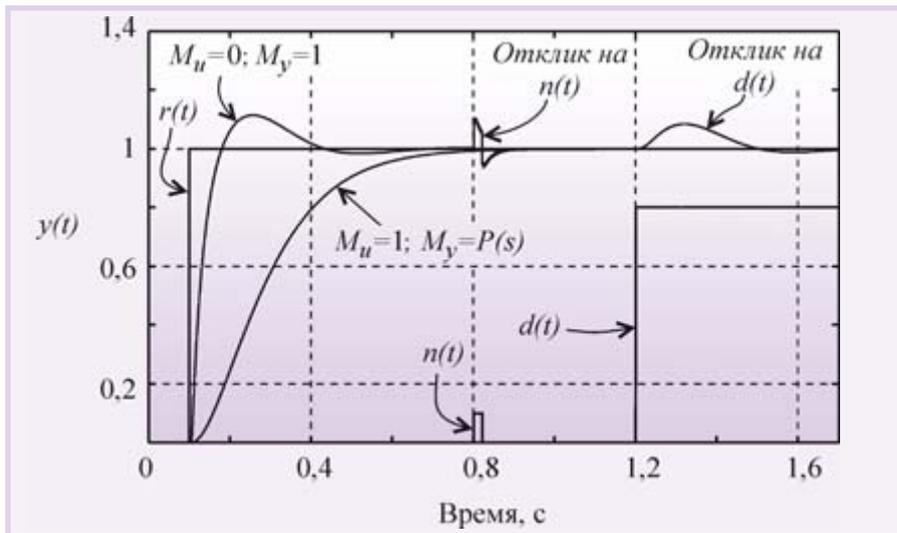


Рис. 15. Реакция системы, имеющей ПИД-регулятор с прямой связью и передаточной функцией объекта, на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,015$ с, $K = 6$, $T_d = 0,3$ с для объекта вида (5) при $T = 0,1$ с, $L = 0,005$ с (обозначения соответствуют рис. 14)

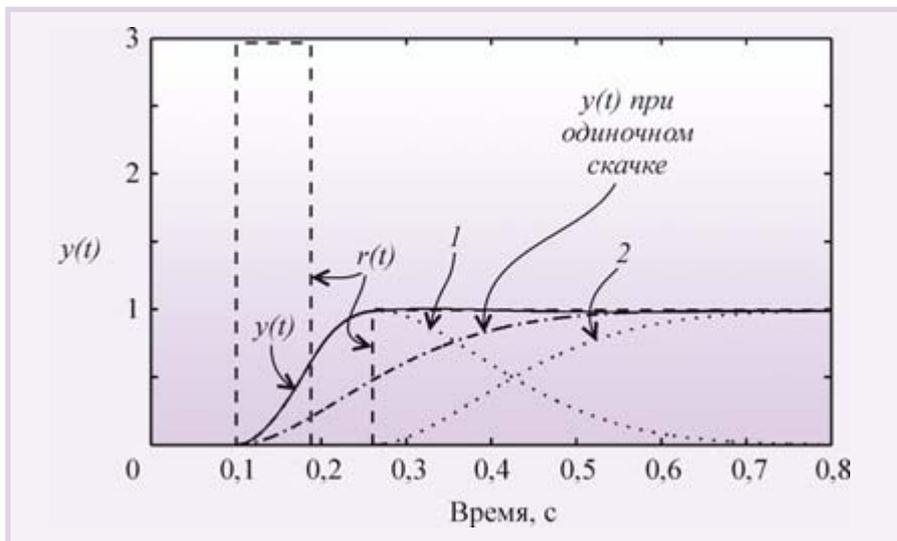


Рис. 16. Реакция системы, содержащей ПИД-регулятор с прямоугольным импульсом перед сигналом уставки (см. раздел «Импульсное управление без обратной связи»), при $T_i = 0,19$ с, $K = 0,8$, $T_d = 0$ для объекта вида (5) при $T = 0,1$ с, $L = 0$: кривая 1 — реакция на прямоугольный импульс $r(t)$; кривая 2 — реакция на скачок $r(t)$

на внешние возмущения и шум, поэтому настройка регулятора должна быть выполнена обычными методами.

Импульсное управление без обратной связи

Ещё одна модификация принципа разомкнутого управления состоит в том, что перед подачей сигнала уставки на вход объекта подают прямоугольный импульс большой амплитуды (рис. 16). Поскольку скорость нарастания реакции на прямоугольный импульс пропорциональна его амплитуде, длительность переходного процесса можно существенно уменьшить по сравнению со случаем, когда сигнал уставки подаётся в форме одиночного скачка (рис. 16).

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 ступенчатого воздействия). 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 ампли-

туды. 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 по критерию минимизации погрешности 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.

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 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 $d(s)$:

$$y(s) = P(s)u(s) + P_d(s)d(s). \quad (17)$$

Одним из вариантов компенсации члена $P_d(s)d(s)$ является использование принципа прямой связи (разомкнутого управления), как показано на рис. 17. Здесь $F_d(s)$ – передаточная функция регулятора с прямой связью.

Уравнение полученной системы можно записать непосредственно по рис. 17 с учётом (17):

$$y = \frac{P_d - PF_d}{1 + PR}d + \frac{PR}{1 + PR}r. \quad (18)$$

Отсюда следует, что уменьшить влияние внешних возмущений можно двумя способами: увеличивая петлевое

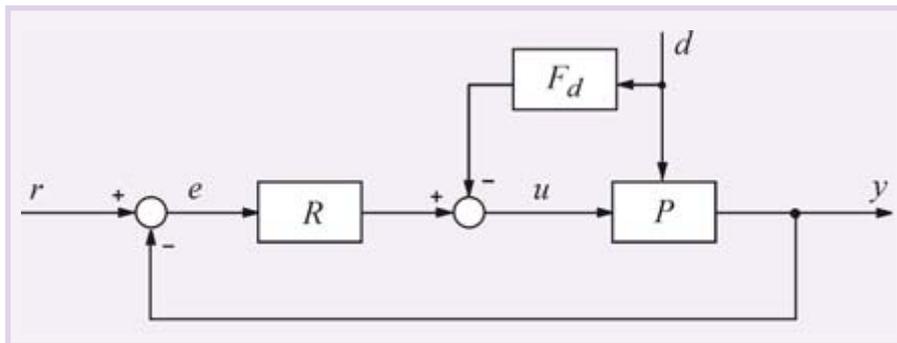


Рис. 17. Принцип компенсации возмущающих воздействий с помощью прямой связи

усиление контура с обратной связью PR или выбрав $P_d - PF_d = 0$, то есть

$$F_d(s) = P^{-1}(s)P_d(s). \quad (19)$$

Обращение динамического оператора здесь сопряжено с проблемами, описанными в разделе «Нахождение обратной динамики объекта». В ряде практических случаев бывает достаточно считать, что оператор $P^{-1}(s) = P_d^{-1}(0)$ статический, и это существенно упрощает его нахождение.

В частном случае, когда точка приложения возмущения совпадает со входом объекта (как на рис. 3), выражение (17) упрощается до $y(s) = P(s)(u(s) + d(s))$, и из (19) получим $F_d(s) = 1$.

Метод прямой связи позволяет скомпенсировать возмущение до того, как оно пройдёт через объект. Это существенно увеличивает общее быстродействие системы и исключает её 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 (19) и включить его в структуру регулятора.

Правильно настроенный контроллер с прямой и обратной связью позволяет ослабить влияние нагрузки на управляемую переменную до 10 раз (www.protuner.com, Application manual).

Недостатками метода являются невозможность достаточно точной идентификации возмущения и точки его приложения к объекту, поскольку точки распределены в пространстве, а также наличие проблемы, связанной с нахождением обратного оператора

(см. раздел «Нахождение обратной динамики объекта»). ●

Окончание следует

ЛИТЕРАТУРА

1. Ang K.H., Chong G., Li Y. PID control system analysis, design, and technology // IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2005. Vol. 13. No. 4. P. 559-576.
2. Ziegler J.G., Nichols N.B. Optimum settings for automatic controllers // Trans. ASME. 1942. Vol. 64. P. 759-768.
3. O'Dwyer A. PID compensation of time delayed processes 1998-2002: a survey // Proceedings of the American Control Conference, Denver, Colorado, 4-6 June 2003. P. 1494-1499.
4. Quevedo J., Escobet T. Digital control: past, present and future of PID control // Proceedings of the IFAC Workshop, Eds., Terrassa, Spain, 5-7 Apr. 2000.
5. Åström K.J., Hägglund T. Advanced PID control. – ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006. – 460 p.
6. Li Y., Ang K.H., 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.
7. Денисенко В.В. Заземление в системах промышленной автоматизации // Современные технологии автоматизации. 2006. № 2. С. 94-99.
8. Денисенко В.В., Халявко А.Н. Защита от помех датчиков и соединительных проводов систем промышленной автоматизации // Современные технологии автоматизации. 2001. № 1. С. 68-75.
9. 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.

**Автор — сотрудник НИЛ АП
Телефон: (8634) 324-140
Факс: (8634) 324-139
E-mail: info@RLDA.ru**