

## РАЗНОВИДНОСТИ ПИД-РЕГУЛЯТОРОВ

В.В. Денисенко (НИЛ АП)

Предлагается обзор разновидностей ПИД-регуляторов, нашедших применение в промышленной автоматизации. Выявлены их преимущества и недостатки.

После изобретения ПИД-регулятора в 1910 г. и разработки Зиглером и Никольсом в 1942 г. методики его настройки [1], долгое время наиболее совершенные типы ПИД-регуляторов не могли быть технически реализованы по причине отсутствия на рынке микропроцессоров. И только с 80-х годов XX века ПИД-регуляторы начали развиваться и внедряться в промышленность нарастающими темпами. Общее число публикаций по ПИД-регуляторам за 9 лет с 1973 по 1982 гг. составило 14 ед., с 1983 по 1992 гг. – 111 ед., а за период с 1998 по 2002 год (за 4 года) – 225 ед. [2]. На одном только семинаре IFAC (International Federation of Automatic Control) в 2000 г. было представлено около 90 докладов, посвященных ПИД-регуляторам [3]. Число патентов по этой теме, содержащихся в патентной БД (gb.espacenet.com) в январе 2006 г. составило 364 ед.

ПИД-регулятор относится к наиболее распространенному типу регуляторов. Около 90...95% [4, 5] регуляторов, находящихся в настоящее время в эксплуатации, используют ПИД алгоритм. Среди них 64% занимают одноконтурные регуляторы и 36% – многоконтурные. Контроллеры с обратной связью охватывают 85% всех приложений, контроллеры с прямой связью – 6%, контроллеры, соединенные каскадно – 9% [6].

ПИД-регулятор, воплощенный в виде технического устройства, называют ПИД-контроллером. Он обычно имеет дополнительные сервисные свойства: автоматическую настройку, сигнализацию, самодиагностику, программирование, безударное переключение режимов, дистанционное управление, возможность работы в промышленной сети и т. д. После появления дешевых микропроцессоров и аналого-цифровых преобразователей в ПИД-регуляторах стали использоваться автоматическая настройка параметров, адаптивные алгоритмы, методы нечеткой логики, генетические алгоритмы. Усложнились структуры регуляторов: появились регуляторы с двумя степенями свободы, с применением принципов разомкнутого управления в сочетании с обратной связью, со встроенной моделью процесса.

На российском рынке ПИД контроллеры наиболее хорошо представлены продукцией фирм ABB, Foxboro, Honeywell, Yokogawa, Toshiba, Siemens, Omron, Контравт, Овен, Текон, НИЛ АП и др.

Постоянно растущие требования рынка к снижению времени регулирования, к качеству переходного процесса, к степени ослабления влияния внешних возмущений и шумов, к упрощению процедуры настройки, а также необходимость управления объектами с большой транспортной задержкой инициировали появление множества модификаций ПИД-регуляторов.

В статье приводится обзор структур ПИД-регуляторов [1-13].

### 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 [5] (рис. 1):

$$e_p = br - y, e_d = cr - y, e_i = e = r - y, \quad (1)$$

где  $e_p, e_d, e_i$  – ошибка для пропорциональной, дифференциальной и интегральной составляющей;  $b, c$  – настроечные (весовые) коэффициенты.

Уравнение такого регулятора имеет вид:

$$u(t) = Ke_p(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de_d(t)}{dt}. \quad (2)$$

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

Пользуясь выражениями (1, 2), а также рис. 1 и переходя к изображениям по Лапласу, уравнение регулятора можно записать в виде:

$$u(s) = \left( bK + \frac{1}{sT_i} + csT_d \right) r(s) - \left( K + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) y(s). \quad (3)$$

Заметим, что второе слагаемое здесь содержит передаточную функцию классического ПИД-регулятора. Поэтому регулятор, представленный на рис. 1, можно заменить эквивалентным ему регулятором (рис. 2), если блок  $R(s)$  останется классическим регулятором, а блок  $F(s)$  будет иметь передаточную функцию вида:

$$F(s) = \left( bK + \frac{1}{sT_i} + csT_d \right) / \left( K + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right). \quad (4)$$

Структура полученного регулятора имеет замечательное свойство: блок  $F(s)$  не входит в контур регулирования. Это означает, что робастность, качество регу-

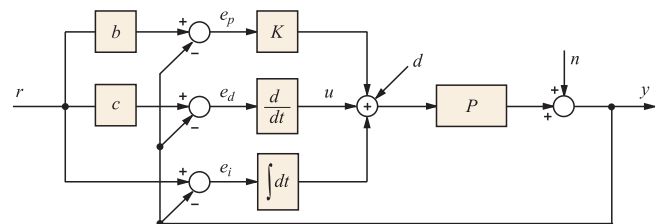


Рис. 1. ПИД-регулятор с весовыми коэффициентами  $b$  и  $c$  при уставке;  $d$  – внешние возмущения;  $n$  – шум измерений

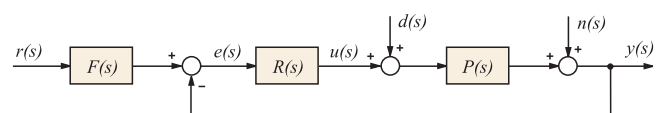


Рис. 2. Выделение блока  $F(s)$  в структуре ПИД-регулятора

Http://www.avtprom.ru

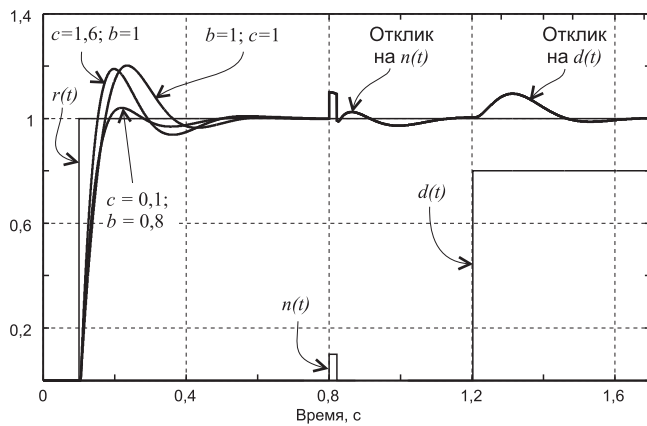


Рис. 3. Реакция замкнутой системы (рис. 2) с регулятора на скачок  $r(t)$

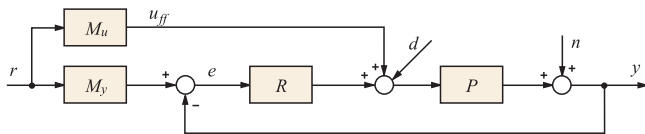


Рис. 4. Регулятор, комбинирующий принцип разомкнутого управления и принцип обратной связи

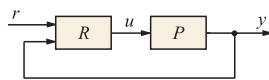


Рис. 5. Регулятор с двумя степенями свободы — обобщение классического ПИД-регулятора

лирования, реакция на шумы и внешние возмущения по-прежнему будут определяться только параметрами  $K$ ,  $T_d$ ,  $T_r$ , то есть параметры блоков  $F(s)$  ( $b$  и  $c$ ) настраиваются независимо от параметров  $K$ ,  $T_d$ ,  $T_r$ .

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

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 усовершенствованием регулятора со структурой, показанной на рис. 2, является применение фильтра в блоке  $F(s)$ , передаточная функция которого приобретает вид:

$$F(s) = F_r(s) \left( bK + \frac{1}{sT_i} + cT_d \right) / \left( K + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right), \quad (5)$$

где  $F_r(s) = 1/(1 + sT_r)$ .

Здесь  $T_r$  — постоянная времени фильтра, которую можно найти следующим образом. Предположим, что модуль передаточной функции  $F(s)$  при  $F_r(s) = 1$  имеет выброс. Величина такого выброса на АЧХ замкнутой системы характеризуется параметром "колебательность"  $m_r$ ,

который равен отношению коэффициента передачи в точке максимума  $\omega$ , к коэффициенту передачи на нулевой частоте. Этот максимум можно убрать, если потребовать, чтобы на частоте  $\omega$ , модуль коэффициента передачи фильтра был равен  $1/m_r$ . Из этого условия можно получить значение постоянной времени фильтра  $T_r$ :

$$T_r = 1/\omega_r \sqrt{m_r^2 - 1}. \quad (6)$$

#### 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 получения высокой точности при неизвестных возмущениях и низкой точности модели объекта, невозможность полной компенсации возмущений для объектов с транспортной задержкой и проблема физической реализуемости обратных операторов. В зарубежной литературе системы с разомкнутым управлением называют системами с "прямой связью".

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.

Выше был рассмотрен частный случай прямой связи, которая реализована с помощью блока  $F(s)$  (рис. 2). Основной принцип применения разомкнутого управления в ПИД-регуляторах состоит в следующем. Задача проектирования делится на две части. Первая часть — обеспечение робастности и ослабления влияния шумов и внешних возмущений — решается с помощью параметров  $K$ ,  $T_d$ ,  $T_r$ . 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. 5).

Структура ПИД-регулятора, использующего принцип разомкнутого управления, показана на рис. 4. 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 системы состоит в следующем. Изменение сигнала  $r(t)$  поступает на вход объекта управления и 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  $e(t) = 0$ . Поскольку в реальной системе при воздействии внешних возмущений или изменении уставки  $e(t) \neq 0$ , то вступает в действие обычный ПИД-регулятор  $R$ , который с помощью обратной связи пытается свести появившуюся ошибку к нулю.

Непосредственно по рис. 4 можно записать передаточную функцию системы от входа  $r$  к ее выходу  $y(t)$  (для начала положим  $d = n = 0$ ):

$$y = P[M_u r + R(M_y r - y)], \quad (7)$$

откуда передаточную функцию замкнутой системы можно записать в виде:

$$G = M_y + \frac{PM_u - M_y}{1 + PR}. \quad (8)$$

Здесь первый член выбирают, 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 (8) необходимо сделать равным нулю. Этого можно достичь, сделав бесконечно большим петлевое усиление  $PR$ . Но чаще используют другой путь, состоящий в выборе такой передаточной функции  $M_u$ , чтобы выполнялось соотношение  $PM_u - M_y = 0$ , то есть  $M_u = P^{-1}M_y$ .

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, то есть с помощью операции вычитания.

Поскольку в системе (рис. 4) 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, что облегчает задачу синтеза передаточной функции  $M_u$ .

#### Нахождение обратной динамики объекта

Как следует из изложенного, для нахождения передаточной функции  $M_u$  необходимо найти обратный оператор  $P^{-1}(s)$ . Благодаря алгебраической форме изображений операторов по Лапласу формально сделать это просто, однако трудно обеспечить физическую реализуемость оператора. Для решения этой проблемы можно наложить ограничения на вид передаточной функции  $M_y(s)$ . При этом соотношения  $e = 0$  и  $M_y r = y$  уже не будут выполняться точно, однако появляется возможность физической реализации обратного оператора.

Во-первых, необходимо потребовать, чтобы транспортная задержка блока  $M_y$  была не менее транспорт-

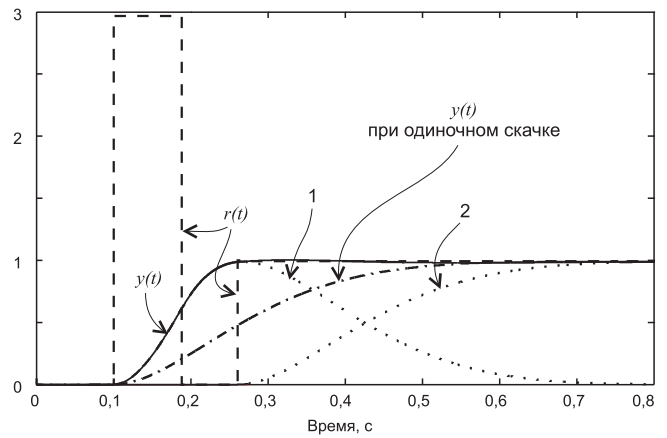


Рис. 6. Реакция замкнутой системы с ПИД-регулятором с прямоугольным импульсом перед сигналом уставки

ной задержки объекта  $P$ . Это исключает необходимость предсказания. Во-вторых, если  $P(s)$  имеет полюса в правой полуплоскости, то они должны совпадать с полюсами  $M_y(s)$ . Это обеспечивает устойчивость обратного оператора. В-третьих, чтобы исключить необходимость дифференцирования, порядок знаменателя  $M_y(s)$  должен быть не ниже порядка знаменателя  $P(s)$ . Таким образом, задача синтеза регулятора с прямой связью является задачей аппроксимации нереализуемой передаточной функцией искусственно выбранной реализуемой функцией по критерию минимума погрешности [13].

#### 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:

$$M_y(s) = P/K_p, \text{ где } K_p = P(0).$$

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

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. 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.

#### Импульсное управление без обратной связи

Еще одна модификация принципа разомкнутого управления состоит в том, что перед тем, как подать сигнал уставки, подают прямоугольный импульс большой амплитуды (рис. 6). 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. 6).

Реакция на прямоугольный импульс состоит из фазы нарастания сигнала и фазы спада. Амплитуду им-

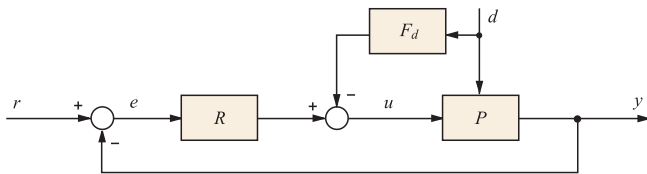


Рис. 7. Принцип компенсации возмущающих воздействий с помощью прямой связи

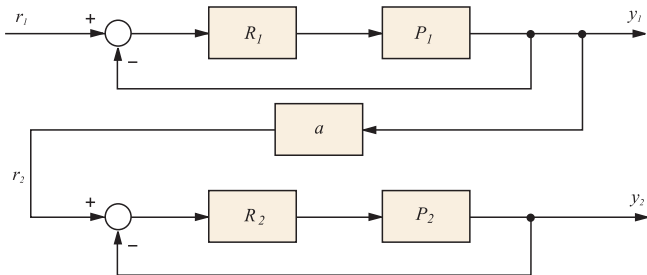


Рис. 8. ПИД-регулятор отношений  $y_2/y_1 = a$

пульса 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 сигнала уставки 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.

#### 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 к 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  $d(s)$ :

$$y(s) = P(s)u(s) + P_d(s)d(s). \quad (9)$$

Одним из вариантов компенсации члена  $P_d(s)d(s)$  является использование принципа прямой связи (разомкнутого управления) (рис. 7). Здесь  $F_d = F_d(s)$  – передаточная функция регулятора с прямой связью.

Уравнение полученной системы можно записать непосредственно по рис. 7 с учетом (9):

$$Y = P_d d + P[-F_d d + R(r - y)],$$

$$\text{или } y = \frac{P_d - P F_d}{1 + P R} d + \frac{P R}{1 + P R} r. \quad (10)$$

Отсюда следует, что уменьшить влияние внешних возмущений можно увеличивая петлевое усиление контура с обратной связью  $PR$  или выбрав  $P_d - P F_d = 0$ , то есть

$$F_d(s) = P^{-1}(s) P_d(s). \quad (11)$$

Обращение динамического оператора здесь сопряжено с проблемами, описанными выше. В ряде практических случаев бывает достаточно считать, что оператор  $P^{-1}(s) = P_d^{-1}(0)$  – статический, что существенно упрощает его нахождение. Статические операторы используют, в частности, для компенсации влияния скорости ветра или температуры наружного воздуха для стабилизации температуры в промышленных теплицах.

В частном случае, когда точка приложения возмущения совпадает с входом объекта, (9) упрощается до  $y(s) = P(s)(u(s) + d(s))$ , и из (11) получим  $F_d(s) = 1$ .

Правильно настроенный контроллер с прямой и обратной связью позволяет ослабить влияние нагрузки на управляемую переменную до 10 раз ([www.protuner.com](http://www.protuner.com)). Недостатком метода является невозможность точной идентификации возмущения и точки его приложения к объекту, поскольку они распределены в пространстве, а также проблемы, связанные с нахождением обратного оператора.

#### Регулятор отношений

Задача регулировки отношений возникает, когда важно поддерживать не абсолютные значения параметров, а соотношение между ними. Пример решения данной задачи представлен на рис. 8. Первый регулятор поддерживает выходную величину  $y_1$ , равной значению уставки  $r_1$ . Значение уставки второго регулятора пропорционально регулируемой величине первого регулятора:  $r_2(t) = a y_1(t)$ . Величина отношения устанавливается блоком  $a$  на рис. 8 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  $a y_1(t)$ .

Смягчить эту проблему позволяет структура, показанная на рис. 9. Здесь блок  $a$  имеет два входа и описывается выражением:

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

где  $\gamma$  – параметр, определяющий вклад  $r_1(t)$  или  $y_1(t)$  в величину  $r_2(t)$ . При  $\gamma = 0$  эта структура идентична структуре на рис. 8.

#### Регулятор с внутренней моделью

Если модель  $M(s)$  объекта  $P(s)$  идентифицирована, то можно не рассчитывать параметры ПИД-регулято-

ра, если использовать регулятор с показанной на рис. 10 структурой [7-10]. Здесь  $F(s)$  – фильтр, обычно выбираемый с передаточной функцией

$$F(s) = 1/(1 + sT_F); \quad (12)$$

$Q$  – обращенная модель объекта, то есть  $Q(s) \approx M^{-1}(s)$ . Знак приближенного равенства стоит потому, что обращение модели редко можно выполнить точно.

Предположим, что возмущения  $d$  и шумы измерений  $n$  отсутствуют, а модель объекта управления и обращенная модель являются точными:  $M(s) = P(s)$ ,  $Q(s) = M^{-1}(s)$ .

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 (12), получим  $y = Fr$ .

Поскольку в установившемся режиме  $F(s) = 1$  (12), 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.

Регулятор, представленный на рис. 10, путем переноса блока вычисления разности  $\varepsilon$  может быть преобразован в классическую форму ПИД-регулятора (рис. 11), где

$$R(s) = F(s)Q(s)/[1 - F(s)Q(s)M(s)]. \quad (13)$$

В общем случае регулятор (13) может иметь высокий порядок, который определяется порядком объекта. Однако в частном случае описанная структура вырождается в обычный ПИ- или ПИД-регулятор [11]. Предположим, что модель объекта описывается передаточной функцией  $M(s) = K_p/(1 + sT) e^{-sL}$ . Приближенная обратная функция будет иметь вид  $Q(s) = (1 + sT)/K_p$ . Используем аппроксимацию задержки  $e^{-sL}$  линейным членом ряда Тейлора:  $e^{-sL} = 1 - sL$ ,  $M(s) = K_p(1 - sT)/(1 + sT)$ .

С учетом приведенных выражений для  $F(s)$ ,  $Q(s)$  и  $M(s)$  уравнение регулятора (13) примет вид:

$$R(s) = \frac{1 + sT}{K_p s(T_F + L)} = \frac{T}{K_p(T_F + L)} + \frac{1}{sK_p(T_F + L)}. \quad (14)$$

Это уравнение ПИ-регулятора, в котором пропорциональный коэффициент равен  $T/K_p(T_F + L)$ , а постоянная интегрирования –  $K_p(T_F + L)$ .

ПИД-регулятор можно получить из регулятора с внутренней моделью, если задержку  $e^{-sL}$  заменить Паде-аппроксимацией первого порядка [5]  $e^{-sL} = (1 - sL/2)/(1 + sL/2)$ . При этом уравнение (13) преобразуется к виду:

$$R(s) = \frac{2 + s(L + 2T) + s^2TL}{(2L + 2T_F + T_F sL)K_p s}. \quad (15)$$

В знаменателе этого выражения для частот ниже  $2/T_F$  и  $2/L$  можно пренебречь членом  $T_F sL$  по сравнению с  $2L + 2T_F$ :

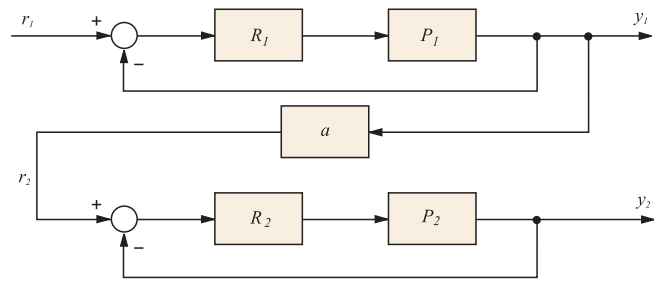


Рис. 9. ПИД-регулятор отношений  $y_2/y_1 = a$  с увеличенным быстродействием

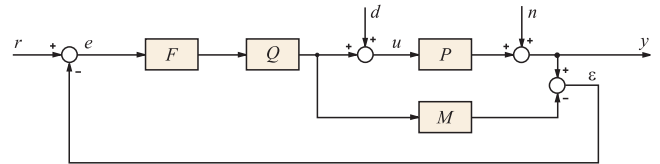


Рис. 10. Регулятор с внутренней моделью M

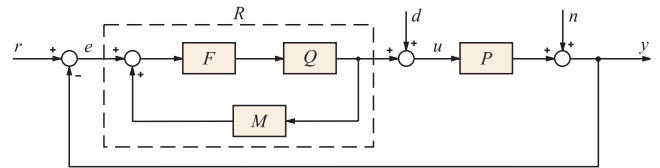


Рис. 11. Регулятор с внутренней моделью M в классической форме представления (с регулятором R)

$$R(s) \approx \frac{2 + s(L + 2T) + s^2TL}{(2L + 2T_F)K_p s} = \frac{L + 2T}{2K_p(L + T_F)} + \frac{1}{sK_p(L + T_F)} + s \frac{TL}{2K_p(L + T_F)}. \quad (16)$$

Получилась передаточная функция классического ПИД-регулятора.

Таким образом, для объектов управления первого порядка регулятор с внутренней моделью при указанных допущениях эквивалентен ПИ- или ПИД-регулятору.

Важной особенностью регулятора с внутренней моделью является возможность настройки робастности независимо от выбора остальных параметров регулятора. Для этого выбирают соответствующий фильтр  $F$  или параметр  $T_F$  для фильтра первого порядка (12). Регулятор с внутренней моделью может дать очень хорошую реакцию на изменение уставки, однако реакция на внешние возмущения может быть слишком замедленной, поскольку в выражении (13) сокращаются нули и полюса передаточной функции.

Проектирование регулятора с внутренней моделью происходит следующим образом. 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 приближенного обращения динамического оператора. Единственным ограничением при опти-

мизации 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 свойства замкнутой системы определяются характеристикой выбранного фильтра, его граничная частота определяет быстродействие всей замкнутой системы.

Для объектов, у которых транспортная задержка  $L < 0,25$  от доминирующей постоянной времени объекта  $T$ , постоянную времени фильтра приближенно можно выбрать из диапазона  $0,1T < T_F < 0,5T$ . 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  $TF = 3(L + T)$  (<http://www.ifac-control.org>).

#### Заключение

Регуляторы с двумя степенями свободы, в том числе регуляторы с весовыми коэффициентами при уставке, позволяют настраивать регулятор по реакции системы на изменение уставки независимо от реакции на внешние возмущения, с помощью взаимно независимых систем параметров. Принцип разомкнутого управления в последние годы считается очень эффективным средством повышения быстродействия и робастности систем автоматического регулирования. Его недостатком является необходимость знания обратной динамики объекта, что часто требует применения численных методов оптимизации. Многие структуры регуляторов могут быть преобразованы одна в другую путем эквивалентных преобразований.

**Виктор Васильевич Денисенко** — канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник, директор НИЛ АП.

Контактный телефон (8634) 324-140. E-mail: [victor@rlda.ru](mailto:victor@rlda.ru) [Http://www.rlda.ru](http://www.rlda.ru)

#### Список литературы

1. Ziegler J.G., Nichols N.B. Optimum settings for automatic controllers. Trans. ASME, vol. 64. 1942.
2. O'Dwyer A. PID compensation of time delayed processes 1998-2002: a survey. Proceedings of the American Control Conference. Denver, Colorado June 4-6. ZW3.
3. 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.
4. Ang K.H., Chong G., Li Y. PID control system analysis, design, and technology. IEEE Trans. on Control Syst. Tech., vol.13, N 4, July 2005.
5. Astrom, K.J. and T. Hagglund. Advanced PID control. — ISA — The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.
6. 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.
7. Ho, W.K.; Lee, T.H.; Han, H.P.; Hong, Y. Self-tuning IMC-PID control with interval gain and phase margins assignment. — Control Systems Technology, IEEE Transactions on. Volume 9, Issue 3, Date: May 2001.
8. Tamayo, E. Industrial implementation of a predictive IMC controller. — Electrical and Computer Engineering, 1999 IEEE Canadian Conference on. Volume 3, Date: 1999. vol.3.
9. Karakawa, K.; Abe, N.; Ichihara, H. Joint design method of closed-loop identification and IMC structure for temperature control system with time delay. — SICE 2002. Proceedings of the 41st SICE Annual Conference. Volume 3, Date: 5-7 Aug. 2002. vol.3.
10. Lee, W.S., Shi, J. Modified IMC-PID controllers and generalised PID controllers for first-order plus dead-time processes. — Control, Automation, Robotics and Vision, 2002. ICARCV 2002. 7th International Conference on. Volume 2, Date: 2-5 Dec. 2002. vol.2.
11. Leva, A. and Colombo A.M. IMC-based Synthesis of the Feedback Block of ISA-PID Regulators. Proc. ECC 2001, Porto (P).
12. Smith, O.J.M. Close Control of Loops with Dead Time. — Chemical Engineering Progress, 53, 1957.
13. Денисенко В.В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. Часть 1, 2 // СТА. №4. 2006; №1. 2007.