# ПИД-регуляторы: вопросы реализации

Эта статья опубликована нами в журнале "Современные технологии автоматизации", N24, 2007 г., с. 86-97 с продолжение в N21, 2008 г. Перепечатка возможна только с разрешения редакции журнала "CTA".

1. ОГРАНИЧЕНИЯ, НАКЛАДЫВАЕМЫЕ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИЕЙ	2
1.1. Погрешность дифференцирования и шум	
1.1. ПОГРЕШНОСТВ ДИФФЕГЕНЦИГОВАНИЯ И ШУМ	
1.2.1. Ограничение скорости нарастания входного воздействия	
1.2.2. Алгоритмический запрет интегрирования	
1.2.3. Компенсация насыщения с помощью дополнительной обратной связи	
1.2.4. Условное интегрирование	
1.2.5. Интегратор с ограничением	
1.3. ЗАПАС УСТОЙЧИВОСТИ И РОБАСТНОСТЬ	
1.3.1. Критерий Найквиста	
1.3.2. Частотный критерий устойчивости	
1.3.3. Функции чувствительности	
1.3.4. Робастность	
1.4. Сокращение нулей и полюсов	
1.5. Безударное переключение режимов регулирования	
1.6. ДИСКРЕТНАЯ ФОРМА РЕГУЛЯТОРА	
1.6.1. Переход к конечно-разностным уравнениям	16
1.6.2. Уравнение цифрового ПИД-регулятора	
1.6.3. Инкрементная форма цифрового ПИД-регулятора	
2. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА	19
2.1. КАЧЕСТВО РЕГУЛИРОВАНИЯ	
2.1.1. Ослабление влияния внешних возмущений	
2.1.2. Ослабление влияния шумов измерений	20
2.1.3. Робастность к вариации параметров объекта	
2.1.4. Критерии качества во временной области	
2.1.5. Частотные критерии качества	
2.2. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА	23
2.2.1. Настройка параметров регулятор по методу Зиглера и Никольса	23
2.2.2. Memoд CHR	25
2.3. РУЧНАЯ НАСТРОЙКА ПИД-РЕГУЛЯТОРА, ОСНОВАННАЯ НА ПРАВИЛАХ	
2.4. Численные методы оптимизации для настройки ПИД-регуляторов	26
3. АВТОМАТИЧЕСКАЯ НАСТРОЙКА И АДАПТАЦИЯ	27
3.1. Основные принципы	27
3.2. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ	
3.2.1. Модели объектов управления	
3.2.2. Выбор тестовых сигналов и измерение динамических характеристик	
3.2.3. Частотная идентификация в режиме релейного регулирования	
3.3. ТАБЛИЧНОЕ УПРАВЛЕНИЕ	
3.4. ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА ДЛЯ НАСТРОЙКИ ПИД-РЕГУЛЯТОРОВ	38
4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ	39
4.1. Обзор публикаций	40
5. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	41

В предыдущих номерах журнала ("СТА", №4 и №5 за 2006 г.) были изложены принципы построения и описаны модификации ПИД-регуляторов. В предлагаемой статье мы продолжаем начатую тему и приводим обзор методов ручного расчета параметров, автоматической настройки и адаптации.

## 1. Ограничения, накладываемые технической реализацией

Описанный в [1] ПИД-регулятор и его модификации являются теоретическими идеализациями реальных регуляторов, поэтому для их практического воплощения необходимо учесть особенности, порождаемые реальными условиями применения и технической реализации. К таким особенностям относятся:

- конечный динамический диапазон изменений физических переменных в системе (например, ограниченная мощность нагревателя, ограниченная пропускная способность клапана);
- невозможность в некоторых случаях изменения знака управляющего воздействия (например, в системе поддержания температуры часто отсутствует холодильник, двигатель может не иметь реверсивного хода, самолет часто не имеет системы отрицательной тяги);
- ограниченная точность измерений, из-за которой требуются специальные меры для выполнения операции дифференцирования с приемлемой погрешностью;
- наличие практически во всех системах типовых нелинейностей: насыщение (ограничение динамического диапазона изменения переменных), ограничение скорости нарастания, гистерезис и люфт;
- технологический разброс и случайные вариации параметров регулятора и объекта;
- дискретная реализация регулятора;
- необходимость плавного (безударного) переключение режимов регулирования.

Ниже описываются методы решения перечисленных проблем.

### 1.1. Погрешность дифференцирования и шум

Проблема численного дифференцирования является достаточно старой и общей как в цифровых, так и в аналоговых регуляторах. Суть ее заключается в том, что производная вычисляется обычно как разность двух близких по величине переменных, поэтому относительная погрешность производной всегда оказывается больше, чем относительная погрешность численного представления дифференцируемой переменной.

В частности, если на вход дифференциатора поступает синусоидальный сигнал  $A\sin(wt)$ , то на выходе получим  $Aw\cos(wt)$ , т.е. с ростом частоты w увеличивается амплитуда сигнала на выходе дифференциатора. Иначе говоря, дифференциатор усиливает высокочастотные помехи, короткие выбросы и шум.

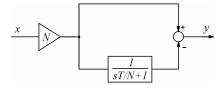


Рис. 1.1. Структурная реализация дифференциального члена ПИД-регулятора

Если помехи, усиленные дифференциатором, лежат за границей диапазона рабочих частот ПИД-регулятора, то их можно ослабить с помощью фильтра верхних частот. Структурная реализация

дифференциатора с фильтром показана на рис. 1.1. Здесь 
$$y = Nx \left(1 - \frac{1}{sT/N + 1}\right) = \left(\frac{sT}{sT/N + 1}\right)x$$
,

т.е. передаточная функция полученного дифференциатора D(s) может быть представлена в виде произведения передаточной функции идеального дифференциатора и передаточной функции

фильтра первого порядка:  $D(s) = \left(sT\right)\left(\frac{1}{sT/N+1}\right)$ , где коэффициент N задает граничную частоту

фильтра и обычно выбирается равным 2...20 [2], T/N - постоянная времени фильтра, s - комплексная частота.

Большее ослабление высокочастотных шумов можно получить с помощью отдельного фильтра, который включается последовательно с ПИД-регулятором. Обычно используют фильтр второго порядка [2] с передаточной функцией

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_F + s^2 T_F^2 / 2}.$$

Постоянную времени фильтра выбирают равной  $T_F = T_i/N$ , где N = 2...20 [2],  $T_i$  - постоянная интегрирования ПИД-регулятора. Граничную частоту фильтра желательно не выбирать ниже частоты  $1/T_i$ , т.к. это усложняет расчет параметров регулятора и запас устойчивости.

Кроме шумов дифференцирования на характеристики ПИД-регулятора влияют шумы измерений. Через цепь обратной связи эти шумы поступают на вход системы и затем проявляются как дисперсия управляющей переменной u. Высокочастотные шумы вредны тем, что вызывают ускоренный износ трубопроводной арматуры и электродвигателей.

Поскольку объект управления обычно является низкочастотным фильтром, шумы измерений редко проникают по контуру регулирования на выход системы. Однако они увеличивают погрешность измерений y(t) и снижают точность регулирования.

В ПИД регуляторах различают шум со спектром в области низких частот, вызванный внешними воздействиями на объект управления, и высокочастотный шум, связанный с электромагнитными наводками, помехами по шинам питания и земли, с дискретизацией измеряемого сигнала и другими причинами [3, 4]. Низкочастотный шум моделируют как внешнее возмущение (d(s)), высокочастотный - как шумы измерений (n(s)).

### 1.2. Интегральное насыщение

В установившемся режиме работы и при малых возмущениях большинство систем с ПИД-регуляторами являются линейными. Однако процесс выхода на режим практически всегда требует учета нелинейности типа "ограничение". Эта нелинейность связана с естественными ограничениями на мощность, скорость, частоту вращения, угол поворота, площадь поперечного сечения клапана, динамический диапазон, и т. п. Контур регулирования в системе, находящейся в насыщении (когда переменная достигла ограничения), оказывается разомкнутым, поскольку при изменении переменной на входе звена с ограничением его выходная переменная остается без изменений. Наиболее типовым проявлением режима ограничения является так называемое "интегральное насыщение", которое возникает в процессе выхода системы на режим в регуляторах с ненулевой постоянной интегрирования  $T_i \neq 0$ . Интегральное насыщение приводит к затягиванию переходного процесса (рис. 1.2 - рис. 1.3). Аналогичный эффект возникает вследствие ограничения пропорционального и интегрального члена ПИД-регулятора (рис. 1.4 - рис. 1.5)). Однако часто под интегральным насыщением понимают совокупность эффектов, связанных с нелинейностью типа "ограничение".

Здесь и ниже используются модели объектов управления первого

$$W(s) = \frac{K_p}{(sT+1)} e^{-sL}$$
 (1.1)

и второго порядка:

$$W(s) = \frac{K_p}{(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)}e^{-sL}$$
(1.2)

где  $K_p$  - коэффициент передачи в установившемся режиме;  $T, T_1, T_2$  - постоянные времени; L - транспортная задержка.

Суть проблемы интегрального насыщения состоит в том, что если сигнал на входе объекта управления u(t) вошел в зону насыщения (ограничения), а сигнал рассогласования  $r(t) - y(t) \neq 0$  не равен нулю, интегратор продолжает интегрировать, т. е. сигнал на его выходе растет, но этот сигнал не участвует в процессе регулирования и не воздействует на объект вследствие эффекта насыщения. Система управления в этом случае становится эквивалентной разомкнутой системе, сигнал на входе которой равен уровню насыщения управляющего сигнала u(t).

Для тепловых систем ограничением снизу обычно является нулевая мощность нагрева, в то время как ПИД-регулятор требует подачи на объект "отрицательной мощности нагрева", т.е. охлаждения объекта.

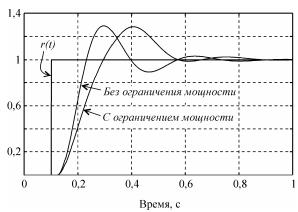


Рис. 1.2. Реакция выходной переменной y(t) на скачок входного воздействия r(t) для ПИрегулятора при условии ограничения мощности на входе объекта u(t) и без ограничения. Объект - второго порядка,  $T_1=0,1c$ ,  $T_2=0,05c$ , L=0,02c. Параметры регулятора: K=2,  $T_i=0,06c$ ,  $T_d=0$ 

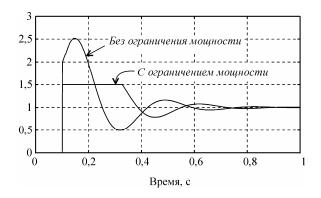


Рис. 1.3. Сигнал на входе объекта u(t) при условии ограничения мощности и без. Объект второго порядка,  $T_1=0,1c$ ,  $T_2=0,05c$ , L=0,02c. Параметры регулятора: K=2,  $T_i=0,06c$ ,  $T_d=0$ 

Эффект интегрального насыщения известен давно. В аналоговых регуляторах его устранение было достаточно сложным, поскольку в них проблема не могла быть решена алгоритмически, а только аппаратными средствами. С появлением микропроцессоров проблему удается решить гораздо эффективнее. Методы устранения интегрального насыщения обычно являются предметом изобретений, относятся к коммерческой тайне фирм-производителей и защищаются патентами. Ниже рассмотрены несколько таких идей, описанных в литературе [2].

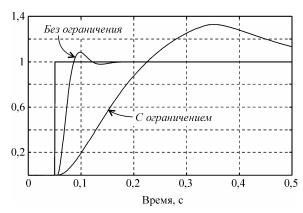


Рис. 1.4. Реакция выходной переменной y(t) на скачок входного воздействия r(t) для ПИД-регулятора при условии ограничения мощности на входе объекта u(t) и без ограничения. Объект - второго порядка,  $T_1=0,1c$ ,  $T_2=0,05c$ , L=0,02c. Параметры регулятора: K=10,  $T_i=0,014c$ ,  $T_d=0,3c$ .

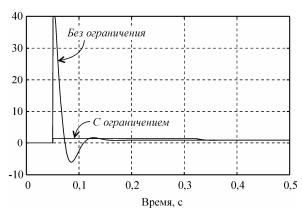


Рис. 1.5. Сигнал на входе объекта u(t) в контуре с ПИД-регулятором при условии ограничения мощности и без. Объект - второго порядка,  $T_1=0,1c$ ,  $T_2=0,05c$ , L=0,02c. Параметры регулятора: K=10,  $T_i=0,014c$ ,  $T_d=0,3c$ .

### 1.2.1. Ограничение скорости нарастания входного воздействия

Поскольку максимальное значение входного воздействия на объект управления u(t) снижается с уменьшением разности r(t)-y(t), то для устранения эффекта ограничения можно просто снизить скорость нарастания сигнала уставки r(t), например, с помощью фильтра. Недостатком такого способа является снижение быстродействия системы, а также невозможность устранить интегральное насыщение, вызванное внешними возмущениями, а не сигналом уставки.

#### 1.2.2. Алгоритмический запрет интегрирования

Когда управляющее воздействие на объект достигает насыщения, обратная связь разрывается и интегральная составляющая продолжает расти, даже если при отсутствии насыщения она должна была бы падать. Поэтому один из методов устранения интегрального насыщения состоит в том, что контроллер следит за величиной управляющего воздействия на объект, и как только оно достигает насыщения, контроллер вводит программный запрет интегрирования для интегральной составляющей.

#### 1.2.3. Компенсация насыщения с помощью дополнительной обратной связи

Эффект интегрального насыщения можно ослабить, отслеживая состояние исполнительного устройства, входящего в насыщение, и компенсируя сигнал, подаваемый на вход интегратора [2]. Структура системы с таким компенсатором показана на рис. 1.6.

Принцип ее работы состоит в следующем. В системе вырабатывается сигнал рассогласования между входом и выходом исполнительного устройства  $e_s = u - v$ . Сигнал на выходе исполнительного устройства либо измеряют, либо вычисляют, используя математическую модель (рис. 1.6). Если  $e_s = 0$ , это эквивалентно отсутствию компенсатора и получаем обычный ПИД-регулятор. Если же исполнительное устройство входит в насыщение, то v > u и  $e_s < 0$ . При этом сигнал на входе интегратора уменьшается на величину ошибки  $e_s$ , что приводит к замедлению роста сигнала на выходе интегратора, уменьшению сигнала рассогласования и величины выброса на переходной характеристике системы (рис. 1.7). Постоянная времени  $T_s$  определяет степень компенсации сигнала

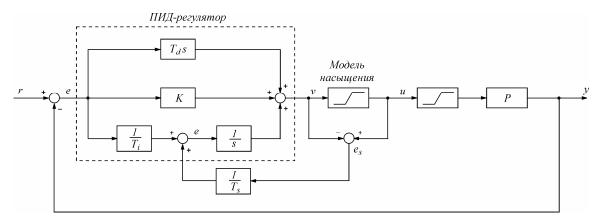


Рис. 1.6. Компенсация эффекта интегрального насыщения с помощью дополнительной обратной связи для передачи сигнала ошибки  $e_s$  на вход интегратора

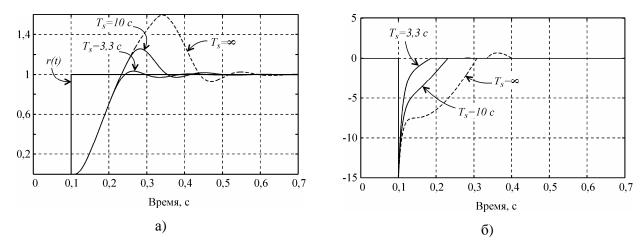


Рис. 1.7. Отклик системы, показанной на рис. 1.6, на единичный скачок r(t) при различных значениях постоянной времени  $T_s$  (а) и сигнал рассогласования  $e_s$  (б). Объект - второго порядка,  $T_1=0,1c$ ,  $T_2=0,05c$ , L=0,01c. Параметры регулятора: K=7,  $T_i=0,01c$ ,  $T_d=0,1c$ 

В некоторых регуляторах вход u устройства сравнения  $e_s$  выделяют как отдельный вход "вход слежения", что бывает удобно при построении сложных систем управления и при каскадном соединении нескольких регуляторов.

#### 1.2.4. Условное интегрирование

Этот способ является обобщением алгоритмического запрета интегрирования. После наступления запрета интегральная составляющая остается постоянной, на том же уровне, который она имела в момент появления запрета интегрирования. Обобщение состоит в том, что запрет интегрирования наступает не только при достижении насыщения, но и при некоторых других условиях.

Такими условиями могут быть, например, достижение сигналом ошибки e или выходной переменной y некоторого заданного значения. При выключении процесса интегрирования нужно следить, в каком состоянии в момент выключения находится интегратор. Если он накапливает ошибку и степень насыщения возрастает, то интегрирование выключают. Если же в момент выключе-

ния степень насыщения понижается, то интегратор оставляют включенным [2].

На рис. 1.8 показан пример переходного процесса в системе с отключением интегратора при достижении выходной величины y(t) заданного значения (y = 0, y = 0.2, y = 0.8).

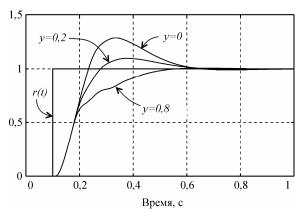


Рис. 1.8. Отклик на единичный скачок r(t) системы с насыщением исполнительного устройства, при различных уровнях отключения интегратора y. Объект - второго порядка,  $T_1=0,1c$ ,  $T_2=0,05c$ , L=0,01c. Параметры регулятора: K=6,  $T_i=0,02c$ ,  $T_d=0,3c$ 

### 1.2.5. Интегратор с ограничением

В [1] был представлен вариант реализации ПИ-регулятора с помощью интегратора в цепи обратной связи. Если эту схему дополнить ограничителем (рис. 1.9,а), то сигнал u на выходе никогда не выйдет за границы, установленные порогами ограничителя, что уменьшает выброс на переходной характеристике системы (рис. 1.10). На рис. 1.9,б представлена модификация такого ограничителя. Модель эффекта ограничения можно улучшить, если после превышении уровня, при котором на-

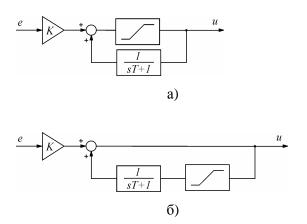


Рис. 1.9. Две модификации интеграторов с ограничителем

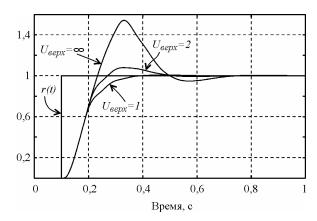


Рис. 1.10. Отклик на единичный скачок r(t) системы, содержащей интегратор с ограничением (рис. 1.9). Объект - второго порядка,  $T_1=0.1c$ ,  $T_2=0.05c$ , L=0.01c. Параметры регулятора: K=7,  $T_i=0.01c$ ,  $T_d=0.3c$ 

ступает ограничение, уменьшить сигнал на выходе модели (рис. 1.11) [2]. Это ускоряет выход системы из режима насыщения.

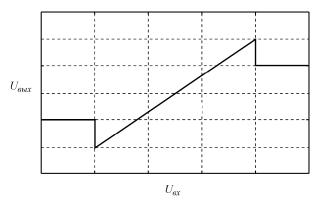


Рис. 1.11. Улучшенная передаточная функция модели эффекта насыщения

### 1.3. Запас устойчивости и робастность

Возможность потери устойчивости является основным недостатком систем с обратной связью. Поэтому обеспечение необходимого запаса устойчивости являются самым важным этапом при разработке и настройке ПИД-регулятора.

Vcmoйчивость системы с ПИД-регулятором - это способность системы возвращаться к слежению за уставкой после прекращения действия внешних воздействий. В контексте данного определения под внешними воздействиями понимаются не только внешние возмущения, действующие на объект, но любые возмущения, действующие на любую часть замкнутой системы, в том числе шумы измерений, временная нестабильность уставки, шумы дискретизации и квантования, шумы и погрешность вычислений. Все эти возмущения вызывают отклонения системы от положения равновесия. Если после прекращения воздействия система возвращается в положение равновесия, то она считается устойчивой. При анализе устойчивости ПИД-регуляторов обычно ограничиваются исследованием реакции системы на ступенчатое изменение уставки r(t), шум измерений n(t) и внешние возмущения d(t). Потеря устойчивости проявляется как неограниченное возрастание управляемой переменной объекта или как ее колебание с нарастающей амплитудой.

В производственных условиях попытки добиться устойчивости системы с ПИД-регулятором опытным путем, без ее идентификации, не всегда приводят к успеху (например, для систем с объектом высокого порядка, для систем с большой транспортной задержкой или для объектов, которые трудно идентифицировать). Это создает впечатление, что устойчивость - мистическое свойство, которым не всегда можно управлять. Однако, если процесс идентифицирован достаточно точно, то мистика исчезает и анализ устойчивости сводится к анализу дифференциального уравнения, описывающего замкнутый контур с обратной связью.

Практически интерес представляет анализ *запаса устойчивости*, т. е. определение численных значений критериев, которые позволяют указать, как далеко находится система от состояния неустойчивости.

Наиболее полную информацию о запасе устойчивости системы можно получить, решив дифференциальное уравнение, описывающее замкнутую систему при внешних возмущениях. Однако этот процесс слишком трудоемок, поэтому для линейных систем используют упрощенные методы, позволяющие дать оценку запаса устойчивости без решения уравнений [5]. Мы рассмотрим два метода: оценку с помощью годографа комплексной частотной характеристики разомкнутого контура (критерий Найквиста) и с помощью логарифмических АЧХ и ФЧХ (диаграмм Боде).

Устойчивая система может стать неустойчивой при небольших изменениях ее параметров, например, вследствие их технологического разброса. Поэтому ниже мы проанализируем функцию чувствительности системы с ПИД-регулятором, которая позволяет выявить условия, при которых система становится грубой (мало чувствительной к изменению ее параметров).

Система, которая сохраняет заданный запас устойчивости во всем диапазоне изменений параметров вследствие их технологического разброса, старения, условий эксплуатации, во всем диапазоне изменений параметров нагрузки, а также во всем диапазоне действующих на систему возмущений в реальных условиях эксплуатации, называют робастной. Иногда робастность и грубость используют как эквивалентные понятия.

#### 1.3.1. Критерий Найквиста

Рассмотрим систему, состоящую из контроллера R и объекта управления P (рис. 1.12), которая получена путем исключения цепи сигнала уставки из классической системы с ПИД-регулятором [1]. Будем считать, что обратная связь разомкнута, а для ее замыкания достаточно соединить точки x и y. Предположим теперь, что на вход x подан сигнал

$$x(t) = \sin(\mathbf{w}_{o}t). \tag{1.3}$$

Тогда, пройдя через регулятор и объект управления, этот сигнал появится на выходе y с измененной амплитудой и фазой, в виде

$$y(t) = -|G(j\mathbf{w}_o)|\sin(\mathbf{w}_o t + \mathbf{j}), \tag{1.4}$$

где G(jw) = R(jw)P(jw) - комплексная частотная характеристика (КЧХ) системы,  $j = \arg G(jw_o)$  - аргумент КЧХ, |G(jw)| - модуль КЧХ. Таким образом, при прохождении через регулятор и объект амплитуда сигнала изменится пропорционально модулю, а фаза - на величину аргумента КЧХ. Если теперь замкнуть точки x и y, то сигнал будет циркулировать по замкнутому контуру, причем будет выполняться условие y(t) = x(t). Если при этом  $|G(jw_o)| \ge 1$  и  $j = 180^o$ , т.е. после прохождения по контуру сигнал попадает на вход регулятора в той же фазе, что и на предыдущем цикле, то после каждого прохождения по контуру амплитуда синусоидального сигнала будет возрастать, пока не достигнет границы диапазона линейности системы, после чего форма колебаний станет отличаться от синусоидальной. В этом случае для анализа устойчивости можно использовать метод гармонической линеаризации, когда рассматривают только первую гармонику искаженного сигнала. В установившемся режиме после наступления ограничения амплитуды колебаний в силу равенства y(t) = x(t) будет выполняться условие

$$|G(jW_o)| = 1, j = 180^{\circ}, \text{ T. e. } G(jW_o) = -1.$$
 (1.5)

Решив уравнение  $G(jw_a) = -1$ , можно найти частоту колебаний  $w_a$  в замкнутой системе.

Комплексную частотную характеристику G(jw) графически изображают в виде годографа (диаграммы Найквиста) - графика в координатах  $\operatorname{Re}[G(jw)]$  и  $\operatorname{Im}[G(jw)]$  (рис. 1.13). Стрелка на линии годографа указывает направление движения "карандаша" при возрастании частоты. Точка  $G(jw_o) = -1$ , которая соответствует условию существования незатухающих колебаний в системе, на этом графике имеет координаты  $\operatorname{Re}[G(jw)] = -1$  и  $\operatorname{Im}[G(jw)] = 0$ . Поэтому критерий устойчивости Найквиста формулируется следующим образом [6]: контур, устойчивый в разомкнутом состоянии, сохранит устойчивость и после его замыкания, если его КЧХ в разомкнутом состоянии не охватывает точку с координатами [-1, j0]. Более строго, при движении вдоль траектории годографа в направлении увеличения частоты точка [-1, j0] должна оставаться слева [2], чтобы замкнутый контур был устойчив.

На рис. 1.14 показаны реакции замкнутой системы с тремя различными годографами (рис. 1.13) на единичный скачок уставки. Во всех трех случаях система устойчива, однако скорость затухания

колебаний и форма переходного процесса различная. Интуитивно понятно, что система с параметрами  $T_i = 0.01c$ ,  $T_d = 0.1c$  наиболее близка к тому, чтобы перейти в состояние незатухающих колебаний при небольшом изменении ее параметров. Поэтому при проектировании ПИД-регулятора важно обеспечить не столько устойчивость, сколько ее запас, необходимый для нормального функционирования системы в реальных условиях.

Запас устойчивости оценивают как степень удаленности КЧХ от критической точки [-1, j0]. Если  $|G(jw_o)| < 1$ , то можно найти, во сколько раз осталось увеличить передаточную функцию, чтобы результирующее усиление вывело систему в колебательный режим:  $g_m|G(jw_o)| = 1$ , откуда

$$g_m = \frac{1}{|G(j\mathbf{w}_o)|}. ag{1.6}$$

Запасом по усилению  $g_m$  называется величина, на которую нужно умножить передаточную функцию разомкнутой системы  $G(jw_{180})$ , чтобы ее модуль на частоте сдвига фаз  $180^\circ~w_{180}$  стал равен 1.

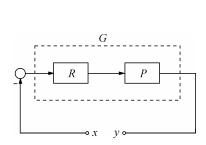


Рис. 1.12. Структура разомкнутой системы управления с ПИД-регулятором для анализа устойчивости

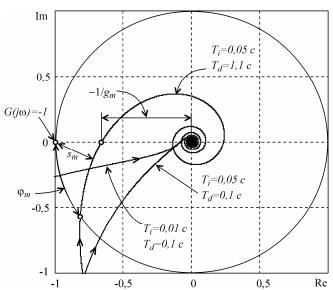


Рис. 1.13. Три годографа КЧХ разомкнутой системы G(jw) для объекта второго порядка при  $T_1=T_2=0.1c$  , L=0.01c и пропорциональном коэффициенте регулятора K=6

Если на частоте сдвига фаз  $180^\circ$   $w_{180}$  коэффициент усиления разомкнутого контура равен  $G(jw_{180}) = -1/g_m$  (рис. 1.13), то дополнительное усиление величиной  $g_m$  переведет систему в точку [-1, j0], поскольку  $(-1/g_m)g_m = -1$ .

Аналогично вводится понятие запаса по фазе: это минимальная величина  $j_m$ , на которую нужно увеличить фазовый сдвиг в разомкнутой системе  $\arg G(jw)$ , чтобы суммарный фазовый сдвиг достиг  $180^\circ$ , т.е.

$$j_m = 180^\circ + \arg G(jW_1).$$
 (1.7)

Знак "+" перед  $\arg G(jw_1)$  стоит потому, что  $\arg G(jw_1) < 0$ .

Для оценки запаса устойчивости используют также минимальное расстояние  $s_m$  от кривой годографа до точки [-1, j0] (рис. 1.13).

На практике считаются приемлемыми значения  $g_m = 2...5$ ,  $j_m = 30^\circ...60^\circ$ ,  $s_m = 0,5...0,8$  [2].

Для графика на рис. 1.13 эти критерии имеют следующие значения:

- для случая  $T_i = 0.01c$  ,  $T_d = 0.1c$   $g_{m1} = 12.1$ ;  $j_{m1} = 15^\circ$ ;  $s_{m1} = 0.303$ .
- для случая  $T_i = 0.05c$  ,  $T_d = 0.1c$   $g_{m2} = 11.8$ ;  $\boldsymbol{j}_{m2} = 47.6$ ;  $s_{m2} = 0.663$ .
- для случая  $T_i = 0.05c$  ,  $T_d = 1.1c$   $g_{m3} = 1.5$ ;  $\boldsymbol{j}_{m3} = 35.2$ ;  $s_{m3} = 0.251$ .

Если кривая годографа пересекает действительную ось в нескольких точках, то для оценки запаса устойчивости берут ту из них, которая наиболее близка к точке [-1, j0]. При более сложном годографе может быть использована оценка запаса устойчивости как запас по задержке [2]. Запас по задержке - это минимальная задержка, при добавлении которой в контур он теряет устойчивость. Наиболее часто этот критерий используется для оценки запаса устойчивости систем с предиктором Смита.

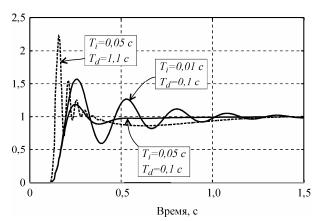


Рис. 1.14. Переходная характеристика замкнутой системы, которая имеет годографы, показанные на рис. 1.13

#### 1.3.2. Частотный критерий устойчивости

Для графического представления передаточной функции разомкнутой системы и оценки запаса устойчивости могут быть использованы логарифмические АЧХ и ФЧХ (рис. 1.15). Для оценки запаса по фазе сначала с помощью АЧХ находят частоту  $w_1$  ("частота среза" или "частота единичного усиления"), при которой |G(w)|=1, затем по ФЧХ находят соответствующий запас по фазе. Для оценки запаса по усилению сначала с помощью ФЧХ находят частоту  $w_{180}$ , на которой фазовый сдвиг равен  $180^\circ$ , затем по АЧХ находят запас по усилению. На (рис. 1.15) приведены примеры графических построений для оценки запаса по фазе и усилению для системы, годограф которой показан на рис. 1.13.

Если запас по фазе разомкнутого контура равен  $0^{\circ}$  или запас по усилению равен 1, после замыкания контура обратной связи система окажется неустойчивой.

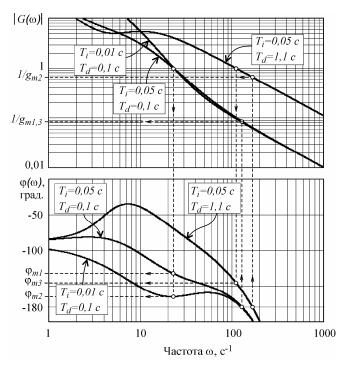


Рис. 1.15. Оценка запаса по фазе и усилению для системы с годографом, показанным на рис. 1.13

#### 1.3.3. Функции чувствительности

Передаточная функция реального объекта P(s) может изменяться в процессе функционирования на величину  $\Delta P(s)$ , например, вследствие изменения нагрузки на валу двигателя, числа яиц в инкубаторе, уровня или состава жидкости в автоклаве, вследствие старения и износа материала, появления люфта, изменения смазки и т.п. Правильно спроектированная система автоматического регулирования должна сохранять свои показатели качества не только в идеальных условиях, но и при наличии перечисленных вредных факторов. Для оценки влияния относительного изменения передаточной функции объекта  $\Delta P/P$  на передаточную функция замкнутой системы  $G_{cl}$  [1]

$$y(s) = \frac{P(s)R(s)}{1 + P(s)R(s)} r(s)$$
, или  $G_{cl}(s) = \frac{P(s)R(s)}{1 + P(s)R(s)}$ , (1.8)

найдем дифференциал  $dG_{cl}$ :

$$dG_{cl} = \frac{d}{dP} \left( \frac{PR}{1 + PR} \right) dP = \frac{R}{(1 + PR)^2} dP = \frac{RP}{(1 + PR)^2} \frac{dP}{P}.$$
 (1.9)

Поделив обе части этого равенства на  $G_{cl}$  и подставив в правую часть  $G_{cl} = \frac{PR}{1 + PR}$  , получим

$$\frac{dG_{cl}}{G_{cl}} = \frac{1}{\left(1 + PR\right)} \frac{dP}{P} = S \frac{dP}{P}.$$
(1.10)

Из последнего соотношения виден смысл коэффициента S - он характеризует степень влияния относительного изменения передаточной функции объекта на относительное изменение передаточной функции замкнутого контура, то есть S является коэффициентом чувствительности замкнутого контура к вариации передаточной функции объекта. Поскольку коэффициент S = S(jw) является частотозависимым, его называют функцией чувствительности [2].

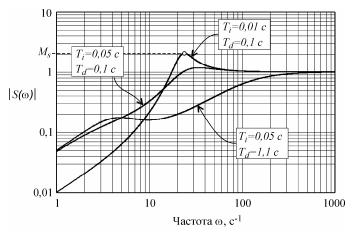


Рис. 1.16. Функции чувствительности для системы с годографом, показанным на рис. 1.13

Как следует из (1.10),

$$S = \frac{1}{\left(1 + PR\right)} \tag{1.11}$$

Введем обозначение

$$T = 1 - S = \frac{PR}{1 + PR} \,. \tag{1.12}$$

Величина T называется комплементарной (дополнительной) функцией чувствительности [2], поскольку S+T=1.

Функция чувствительности позволяет оценить изменение свойств системы после замыкания обратной связи. Поскольку передаточная функция разомкнутой системы равна G = PR, а замкнутой  $G_{cl} = PR/(1+PR)$ , то их отношение  $G_{cl}/G = S$ . Аналогично, для разомкнутой системы передаточ-

ная функция от входа возмущений d на выход замкнутой системы равна  $\frac{P(s)}{1+P(s)R(s)}$  (см. [1]), а

разомкнутой - P(s), следовательно, их отношение также равно S. Для передаточной функции от входа шума измерений n на выход системы можно получить то же отношение S.

Таким образом, зная вид функции S(jw) (см, например, рис. 1.16), можно сказать, как изменится подавление внешних воздействий на систему для разных частот после замыкания цепи обратной связи. Очевидно, шумы, лежащие в диапазоне частот, в котором |S(jw)| > 1, после замыкания обратной связи будут усиливаться, а шумы с частотами, на которых |S(jw)| < 1, после замыкания обратной связи будут ослаблены.

Наихудший случай (наибольшее усиление внешних воздействий) будет наблюдаться на частоте максимума  $M_s$  модуля функции чувствительности (рис. 1.16):

$$M_s = \max_{w} |S(jw)| = \max_{w} \left| \frac{1}{1 + G(jw)} \right|.$$
 (1.13)

Максимум функции чувствительности можно связать с запасом устойчивости  $s_m$  (рис. 1.13). Для этого обратим внимание, что |1+G(jw)| представляет собой расстояние от точки (-1, j0) до текущей точки на годографе функции G(jw). Следовательно, минимальное расстояние от точки (-1, j0) до функции G(jw) равно

$$s_m = \min_{w} |1 + G(jw)|. \tag{1.14}$$

Сопоставляя (1.13) и (1.14), можно заключить, что  $s_m = 1/M_s$ .

Если с ростом частоты модуль G(jw) уменьшается, то, как видно из (рис. 1.13),  $1-s_m \ge 1/g_m$ . Подставляя сюда соотношение  $s_m = 1/M_s$ , получим оценку запаса по усилению, выраженную через максимум функции чувствительности:

$$g_m \ge \frac{M_s}{M_s - 1}. \tag{1.15}$$

Аналогично, но с более грубыми допущениями можно записать оценку запаса по фазе через максимум функции чувствительности [2]:

$$j_m \ge 2\arcsin\left(\frac{1}{2M_s}\right). \tag{1.16}$$

Например, при  $M_s = 2$  получим  $g_m \ge 2$  и  $j_m \ge 29^\circ$ .

#### 1.3.4. Робастность

Робастность - это способность системы сохранять заданный запас устойчивости при вариациях ее параметров, вызванных изменением нагрузки (например, при изменении загрузки печи меняются ее постоянные времени), технологическим разбросом параметров и их старением, внешними воздействиями, погрешностями вычислений и погрешностью модели объекта. Используя понятие чувствительности, можно сказать, что робастность - это низкая чувствительность запаса устойчивости к вариации параметров объекта.

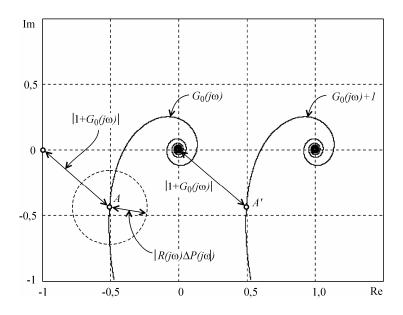


Рис. 1.17. Пояснение к выводу соотношения (1.18)

Если параметры объекта изменяются в небольших пределах, когда можно использовать замену дифференциала конечным приращением, влияние изменений параметров объекта на передаточ-

ную функцию замкнутой системы можно оценить с помощью функции чувствительности (1.10). В частности, можно сделать вывод, что на тех частотах, где модуль функции чувствительности мал, будет мало и влияние изменений параметров объекта на передаточную функцию замкнутой системы и, соответственно, на запас устойчивости.

Для оценки влияния больших изменений параметров объекта представим передаточную функцию объекта в виде двух слагаемых

$$P = P_o + \Delta P, \tag{1.17}$$

где  $P_o$  - расчетная передаточная функция,  $\Delta P$  - величина отклонения от  $P_o$ , которая должна быть устойчивой передаточной функцией. Тогда петлевое усиление разомкнутой системы можно представить в виде  $G=RP_o+R\Delta P=G_o+R\Delta P$ . Поскольку расстояние от точки (-1, j0) до текущей точки A на годографе невозмущенной системы (для которой  $\Delta P=0$ ) равно  $\left|1+G_o\right|$  (см. рис. 1.17), условие устойчивости системы с отклонением петлевого усиления  $R\Delta P$  можно представить в виде  $\left|R\Delta P\right|<\left|1+G_o\right|$ ,

откуда

$$\left|\Delta P\right| < \left|\frac{1+G_o}{R}\right|, \text{ или } \left|\frac{\Delta P}{P_o}\right| < \left|\frac{1+G_o}{RP_o}\right| = \left|\frac{1+G_o}{G_o}\right| = \frac{1}{|T|},$$

где T - дополнительная функция чувствительности (1.12). Окончательно можно записать соотношение

$$\left| \frac{\Delta P(jw)}{P_o(jw)} \right| < \frac{1}{|T(jw)|},\tag{1.18}$$

которое должно выполняться, чтобы система сохраняла устойчивость при изменении параметров процесса на величину  $\Delta P(jw)$ .

### 1.4. Сокращение нулей и полюсов

Поскольку передаточная функция разомкнутой системы G = RP является произведением двух передаточных функций, которые в общем случае имеют и числитель, и знаменатель, то возможно сокращение полюсов, которые лежат в правой полуплоскости или близки к ней. Поскольку в реальных условиях, когда существует разброс параметров, такое сокращение выполняется неточно, то может возникнуть ситуация, когда теоретический анализ приводит к выводу, что система устойчива, хотя на самом деле при небольшом отклонении параметров процесса от расчетных значений она становится неустойчивой.

Поэтому каждый раз, когда происходит сокращение полюсов, необходимо проверять устойчивость системы при реальном разбросе параметров объекта.

Вторым эффектом сокращения полюсов является появление существенного различия между временем установления переходного процесса в замкнутой системе при воздействии сигнала уставки и внешних возмущений. Поэтому необходимо проверять реакцию синтезированного регулятора при воздействии не только сигнала уставки, но и внешних возмущений.

#### 1.5. Безударное переключение режимов регулирования

В ПИД-регуляторах могут существовать режимы, когда их параметры изменяются скачком. Например, когда в работающей системе потребовалось изменить постоянную интегрирования или если после ручного управления системой необходимо перейти на автоматический режим. В опи-

санных случаях могут появиться нежелательные выбросы регулируемой величины, если не принять специальных мер. Поэтому возникает задача плавного ("безударного") переключения режимов работы или параметров регулятора.

Основной метод решения проблемы заключается в построении такой структуры регулятора, когда изменение параметра выполнятся до этапа интегрирования. Например, при изменяющемся параметре  $T_i = T_i(t)$  интегральный член можно записать в двух формах:

$$I(t) = \frac{1}{T_i(t)} \int e(t) dt$$
 или  $I(t) = \int \frac{1}{T_i(t)} e(t) dt$ .

В первом случае при скачкообразном изменении  $T_i(t)$  интегральный член будет меняться скачком, во втором случае - плавно, поскольку  $T_i(t)$  находится под знаком интеграла, значение которого не может изменяться скачком.

Аналогичный метод реализуется в инкрементной форме ПИД-регулятора (см. п. 1.6.3) и в последовательной форме ПИД-регулятора (см. [1]), где интегрирование выполняется на заключительной стадии вычисления управляющего воздействия.

### 1.6. Дискретная форма регулятора

Непрерывные переменные удобно использовать для анализа и синтеза ПИД-регуляторов. Для технического воплощения необходимо перейти к дискретной форме уравнений, поскольку основой всех регуляторов является микроконтроллер, контроллер или компьютер, которые оперируют с переменными, полученными из аналоговых сигналов после их дискретизации по времени и квантования по уровню.

Вследствие конечного времени вычисления управляющего воздействия в микроконтроллере и задержки аналого-цифрового преобразования между моментом поступления аналогового сигнала на вход регулятора и появлением управляющего воздействия на его выходе появляется нежелательная задержка, которая увеличивает общую задержку в контуре регулирования и снижает запас устойчивости.

Основным эффектом, который появляется при дискретизации и который часто "открывают заново", является появление алиасных частот в спектре квантованного сигнала в случае, когда частота квантования недостаточно высока. Аналогичный эффект возникает при киносъемке вращающегося колеса автомобиля. Частота алиасного сигнала равна разности между частотой помехи и частотой квантования. При этом высокочастотный сигнал помехи смещается в низкочастотную область, где накладывается на полезный сигнал и создает большие проблемы, поскольку отфильтровать его на этой стадии невозможно.

Для устранения алиасного эффекта перед входом аналого-цифрового преобразователя необходимо установить аналоговый фильтр, который бы ослаблял помеху по крайне мере на порядок на частоте, равной половине частоты квантования. Обычно используют фильтр Баттерворта второго или более высокого порядка. Вторым вариантом решения проблемы является увеличение частоты квантования так, чтобы она по крайней мере в 2 раза (согласно теореме Котельникова) была выше максимальной частоты спектра помехи. Это позволяет применить после квантования цифровой фильтр нижних частот. При такой частоте дискретизации полученный цифровой сигнал с точки зрения количества информации полностью эквивалентен аналоговому и все свойства аналогового регулятора можно распространить на цифровой.

#### 1.6.1. Переход к конечно-разностным уравнениям

Переход к дискретным переменным в уравнениях аналогового регулятора выполняется путем замены производных и интегралов их дискретными аналогами. Если уравнение записано в операторной форме, то сначала выполняют переход из области изображений в область оригиналов. При этом оператор дифференцирования заменяют производной, оператор интегрирования - интегралом

Существует множество способов аппроксимации производных и интегралов их дискретными ана-

логами, которые изложены в курсах численных методов решения дифференциальных уравнений. В ПИД-регуляторах наиболее распространенными являются простейшая аппроксимация производной конечной разностью и интеграла - конечной суммой.

Рассмотрим интегральный член ПИД-регулятора:  $I(t) = \frac{1}{T_i} \int\limits_0^t e(t) dt$ . Продифференцировав обе части

по времени, получим  $\frac{dI(t)}{dt} = \frac{1}{T_i} e(t)$ . Заменяя дифференциалы в этом выражении конечными раз-

ностями (левыми разностями), получим  $\frac{I_{i+1}-I_i}{\Delta t}=\frac{1}{T_i}e_i$ , где индекс i обозначает, что данная вели-

чина взята в момент времени  $t_i$ . Из последнего выражения получим

$$I_{i+1} = I_i + \frac{\Delta t}{T_i} e_i. \tag{1.19}$$

Таким образом, очередное значение интеграла можно вычислить, зная предыдущее и значение ошибки в предыдущий момент времени. Однако такая форма имеет свойство накапливать ошибку вычислений с течением времени, если отношение  $\Delta t/T_i$  недостаточно мало. Более устойчива другая формула интегрирования - с правыми разностями, когда значение ошибки берется в тот же момент времени, что и вычисляемый интеграл:

$$I_{i+1} = I_i + \frac{\Delta t}{T_i} e_{i+1} \,. \tag{1.20}$$

Рассмотрим дифференциальный член ПИД-регулятора с фильтром  $u_D(s) = \left(sT_d\right)\left(\frac{1}{sT_d/N+1}\right)e(s)$  (см. п.

1.1). Переходя в этой формуле от изображений к оригиналам, получим  $\frac{T_d}{N} \frac{du_D(t)}{dt} + u_D(t) = T_d \frac{de(t)}{dt}$ . Заменяя дифференциалы конечными приращениями, получим разностное уравнение

$$u_{D_{i+1}} = \left(1 - \frac{N\Delta t}{T_d}\right) u_{D_i} + N(e_{i+1} - e_i). \tag{1.21}$$

Отметим, что для сходимости итерационного процесса (1.21) необходимо, чтобы  $\left|1 - \frac{N\Delta t}{T_d}\right| < 1$ , т.е.

$$\Delta t < 2T_d/N \ . \tag{1.22}$$

При  $\Delta t > T_d/N$  итерационный процесс (1.21) становится колебательным, что недопустимо для ПИД-регулятора.

Лучшими характеристиками обладает разностное уравнение, полученное при использовании правых разностей:

$$u_{D_{i+1}} = \left(\frac{T_d}{T_d + N\Delta t}\right) u_{D_i} + \frac{NT_d}{T_d + N\Delta t} (e_{i+1} - e_i). \tag{1.23}$$

Здесь условие сходимости  $\left| \frac{T_d}{T_d + N \Delta t} \right| < 1$  выполняется для всех  $\Delta t$  и ни при каких значениях пара-

метров не возникает колебаний. Кроме того, последняя формула позволяет "отключить" дифференциальную составляющую в ПИД регуляторе путем назначения  $T_d = 0$ , чего нельзя сделать в выражении (1.21), поскольку при этом возникает деление на ноль.

Можно использовать еще более точные формулы численного дифференцирования и интегрирования, известные из курса численных методов решения уравнений.

Величина такта квантования  $\Delta t$  выбирается как можно меньше, это улучшает качество регулирования. Для обеспечения хорошего качества регулирования он не должен быть больше чем 1/15...1/6 от времени установления переходной характеристики объекта по уровню 0,95 или 1/4...1/6 от величины транспортной задержки [7]. Однако при увеличении частоты квантования более чем в 2 раза по сравнению с верхней частотой спектра возмущающих сигналов (по теореме Котельникова) дальнейшего улучшения качества регулирования не происходит.

Если на входе регулятора нет антиалиасного фильтра, то частоту квантования выбирают в 2 раза выше верхней граничной частоты спектра помехи, чтобы использовать цифровую фильтрацию. Необходимо учитывать также, что исполнительное устройство должно успеть отработать за время  $\Delta t$ .

Если контроллер используется не только для регулирования, но и для аварийной сигнализации, то такт квантования не может быть меньше, чем допустимая задержка срабатывания сигнала аварии.

При малом такте квантования увеличивается погрешность вычисления производной. Для ее снижения можно использовать сглаживание получаемых данных по нескольким собранным точкам перед этапом дифференцирования.

#### 1.6.2. Уравнение цифрового ПИД-регулятора

Основываясь на изложенном выше, уравнение дискретного ПИД-регулятора можно записать в виде

$$u_{i+1} = Ke_i + I_i + \frac{\Delta t}{T_i} e_{i+1} + \left(\frac{T_d}{T_d + N\Delta t}\right) u_{D_i} + \frac{NT_d}{T_d + N\Delta t} (e_{i+1} - e_i), \tag{1.24}$$

где i - номер временного такта. Для начала работы алгоритма выбирают обычно  $u_{D_0} = 0$ ,  $I_0 = 0$ ,  $e_0 = 0$ , однако могут быть и другие начальные условия, в зависимости от смысла конкретной задачи регулирования.

Отметим, что алгоритм, полученный путем простой замены операторов дифференцирования и интегрирования в классическом уравнении ПИД-регулятора

$$u(t) = Ke(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt},$$
(1.25)

конечными разностями и конечными суммами

$$u_{i+1} = Ke_i + \frac{1}{T_i} \sum_{k=0}^{i} e_i + T_d \frac{e_{i+1} - e_i}{\Delta t}$$
(1.26)

(здесь k - индекс суммирования отсчетов от начала процесса до текущего i-того временного такта) обладает плохой устойчивостью и низкой точностью, как это было показано выше. Однако с ростом частоты дискретизации различие между приведенными двумя алгоритмами стирается.

#### 1.6.3. Инкрементная форма цифрового ПИД-регулятора

Довольно часто, особенно в нейросетевых и фаззи-регуляторах, используют уравнение ПИД-регулятора в виде зависимости приращения управляющей величины от ошибки регулирования и ее производных (без интегрального члена). Такое представление удобно, когда роль интегратора выполняет внешнее устройство, например, обычный или шаговый двигатель. Угол поворота его оси пропорционален значению управляющего сигнала и времени. В фаззи-регуляторах при формулировке нечетких правил эксперт может сформулировать зависимость управляющей величины от величины производной, но не может - от величины интеграла, поскольку интеграл "запоминает" всю предысторию изменения ошибки, которую человек помнить не может.

Инкрементная форма ПИД-регулятора получается путем дифференцирования уравнения (1.25):

$$\Delta u(t) = K \frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T_i} e(t) + T_d \frac{d^2 e(t)}{dt^2}.$$

Для получения нулевой ошибки регулирования на выходе инкрементного регулятора должен стоять интегратор (рис. 1.18):

$$u(t) = \int_{0}^{t} \Delta u(t) dt$$

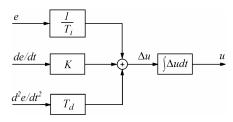


Рис. 1.18. Инкрементная форма ПИД-регулятора

Переходя в полученных выражениях к конченым разностям, получим дискретную форму инкрементного ПИД-регулятора:

$$\Delta u_{i+1} = \frac{1}{T_i} e_i + K \frac{\Delta e_i}{\Delta t} + T_d \frac{\Delta e_i - \Delta e_{i-1}}{\Delta t}$$
(1.27)

где 
$$\Delta u_{i+1} = u_{i+1} - u_i$$
,  $\Delta e_i = e_i - e_{i-1}$ .

Более устойчивое и точное разностное уравнение можно получить, подставив в формулу  $\Delta u_{i+1} = u_{i+1} - u_i$  выражения для  $u_{i+1}$  и  $u_i$  из (1.24).

Инкрементная форма регулятора удобна для применения в микроконтроллерах, поскольку в ней основная часть вычислений выполняется с приращениями, для представления которых можно использовать слово с малым количеством двоичных разрядов. Для получения значения управляющей величины можно выполнить накопительное суммирование на финальной стадии вычислений:

$$u_{i+1} = u_i + \Delta u_{i+1}.$$

## 2. Расчет параметров регулятора

Перед тем, как рассчитывать параметры регулятора, необходимо сформулировать цель и критерии качества регулирования, а также ограничения на величины и скорости изменения переменных в системе. Традиционно основные качественные показатели формулируются исходя из требований к форме реакции замкнутой системы на ступенчатое изменение уставки. Однако такой критерий очень ограничен. В частности, он ничего не говорит о величине ослабления шумов измерений или влияния внешних возмущений, может дать ошибочное представление о робастности системы.

Поэтому для полного описания или тестирования системы с ПИД-регулятором нужен ряд дополнительных показателей качества, о которых речь пойдет ниже.

В общем случае выбор показателей качества не может быть формализован полностью и должен осуществляться исходя из смысла решаемой задачи.

### 2.1. Качество регулирования

Выбор критерия качества регулирования зависит от цели, для которой используется регулятор. Целью может быть:

- поддержание постоянного значения параметра (например, температуры);
- слежение за изменением уставки или программное управление;
- управление демпфером в резервуаре с жидкостью и т.д.

Для той или иной задачи наиболее важным фактором может быть:

- форма отклика на внешние возмущения (время установления, перерегулирование, время отклика и др.);
- форма отклика на шумы измерений;
- форма отклика на сигнал уставки;
- робастность по отношению к разбросу параметров объекта управления;
- требования к экономии энергии в управляемой системе;
- минимум шумов измерений.

Для классического ПИД-регулятора параметры, которые являются наилучшими для слежения за уставкой, в общем случае отличаются от параметров, наилучших для ослабления влияния внешних возмущений. Для того, чтобы оба параметра одновременно были оптимальными, необходимо использовать ПИД-регуляторы с двумя степенями свободы (см. [1]).

Например, точного слежение за изменением уставки необходимо в системах управления движением, в робототехнике. В системах управления технологическими процессами, где уставка обычно остается длительное время без изменений, требуется максимальное ослабление влияния нагрузки (внешних возмущений). В системах управления резервуарами с жидкостью требуется обеспечение ламинарности потока (минимизация дисперсии выходной переменной регулятора).

#### 2.1.1. Ослабление влияния внешних возмущений

Как было показано в п. 1.3.3, обратная связь ослабляет влияние внешних возмущений в |S(jw)| раз за исключением тех частот, на которых |S(jw)| > 1. Внешние возмущения могут быть приложены к объекту в самых разных его частях, однако, когда конкретное место неизвестно, считают, что возмущение воздействует на вход объекта. В этом случае отклик системы на внешние возмущения определяется передаточной функцией со входа внешних возмущений на выход системы

$$G_{yd} = \frac{P}{1 + PR} = PS = \frac{T}{R}$$
 (2.1)

Поскольку внешние возмущения обычно лежат в низкочастотной части спектра, где |S(jw)| < 1, и, следовательно,  $T \approx 1$ , то предыдущее выражение можно упростить:

$$G_{yd} = \frac{T}{R} \approx \frac{1}{R} \approx sT_i. \tag{2.2}$$

Таким образом, для ослабления влияния внешних возмущений (в частности, влияния нагрузки) можно уменьшить постоянную интегрирований  $T_i$ .

Во временной области реакцию на внешние возмущения оценивают по отклику на единичный скачок d(t).

#### 2.1.2. Ослабление влияния шумов измерений

Передаточная функция от точки приложения шума на выход системы имеет вид [1]

$$G_{yn} = \frac{1}{1 + PR} = S. (2.3)$$

Благодаря спаду АЧХ объекта на высоких частотах функция чувствительности стремится к 1 (см. рис. 1.16). Поэтому ослабить влияние шумов измерений с помощью обратной связи невозможно. Однако эти шумы легко устраняются применением фильтров нижних частот, а также правильным экранированием и заземлением [3, 4].

#### 2.1.3. Робастность к вариации параметров объекта

Замкнутая система остается устойчивой при изменении параметров объекта на величину  $\Delta P(jw)$ , если выполняется условие (1.18).

#### 2.1.4. Критерии качества во временной области

Для оценки качества регулирования в замкнутой системе с ПИД-регулятором обычно используют ступенчатое входное воздействие и ряд критериев для описания формы переходного процесса (рис. 2.1):

• максимум ошибки регулирования:

$$e_{\max} = \max_{0 \le t < \infty} |e(t)|$$
 и момент времени  $T_{\max}$  , при котором ошибка достигает этого максимума; (2.4)

• интегрированная абсолютная ошибка

$$e_{IAE} = \int_0^\infty |e(t)| dt ; \qquad (2.5)$$

• интеграл от квадрата ошибки

$$e_{IAE} = \int_0^\infty e(t)^2 dt; \qquad (2.6)$$

• декремент затухания d - отношение первого максимума ко второму (рис. 2.1), типовое значение d=4 и более:

$$d = \frac{a}{b}. (2.7)$$

Отметим, что в литературе встречаются и другие определения декремента затухания, в частности, как b/a или как коэффициент в показателе степени экспоненты, описывающей огибающую затухающих колебаний;

- статическая ошибка  $e_o$ ;
- статическая ошибка  $e_o$  постоянная ошибка в равновесном (установившемся, статическом) режиме системы;
- время установления  $T_e$  с заданной погрешностью  $e_s$  (время, по истечении которого погрешность регулирования не превышает заданного значения  $e_s$ ). Обычно  $e_s$ =1%, реже 2%, 5%. Соответственно, время установления обозначают  $T_{0,01}$   $T_{0,02}$   $T_{0,05}$ ;
- перерегулирование  $e_{\rm max}$  превышение первого выброса над установившемся значением переменной. Обычно выражается в процентах от установившегося значения;
- время нарастания  $T_r$  интервал времени, в течение которого выходная переменная нарастает от 10% до 90% от своего установившегося значения;
- период затухающих колебаний  $T_{cl}$ . Строго говоря, затухающие колебания не являются пе-

риодическими, поэтому здесь под периодом понимается расстояние между двумя соседними максимумами переходной характеристики.

Для систем управления движением в качестве тестового сигнала чаще используют не функцию скачка, а линейно нарастающий сигнал, поскольку электромеханические системы обычно имеют ограниченную скорость нарастания выходной величины.

Приведенные выше критерии используются как для оценки качества реакции на изменение уставки, так и на воздействие внешних возмущений и шумов измерений.

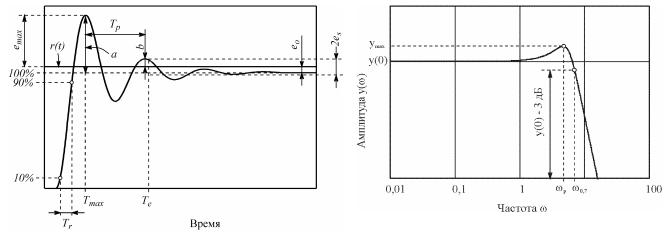


Рис. 2.1. Критерии качества регулирования во временной области

Рис. 2.2. Критерии качества регулирования в частотной области

### 2.1.5. Частотные критерии качества

В частотной области обычно используются следующие критерии, получаемые из графика амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы y(w) (см. рис. 2.2):

- полоса пропускания  $w_{-3\partial E}$  или  $w_{0,7}$  по уровню -3 дБ или по уровню  $1/\sqrt{2} = 0,7$  полоса частот от 0 до  $w_{-3\partial E} = w_{0,7}$ , в пределах которой кривая АЧХ снижается не более чем на 3 дБ;
- колебательность M отношение максимального (пикового) значения AЧХ  $y_{\text{max}}$  к ее значению на нулевой частоте y(0), т.е. в установившемся режиме:

$$M = \frac{\Delta y_{\text{max}}}{y(0)},\tag{2.8}$$

типовыми значениями являются M = 1,5...1,6;

• резонансная частота системы  $w_p$  - частота, на которой АЧХ достигает максимума:  $y_{\max} = y(w_p)$  .

Частотные критерии у реальных регуляторов не могут быть однозначно связаны с временными критериями из-за нелинейностей (обычно это нелинейности типа ограничений) и алгоритмов устранения эффекта интегрального насыщения. Однако приближенно можно установить следующие зависимости между критериями в частотной и временной области:

• 
$$T_r W_{0,7} \approx 2$$
 [2];

- частота максимума передаточной характеристики замкнутой системы, которая приблизительно соответствует периоду затухающих колебаний отклика на ступенчатое входное воздействие:  $w_{_3} \approx 2p/T_{_p}$ ;
- $\bullet$  чем медленнее затухают колебания, там больше показатель колебательности M .

### 2.2. Выбор параметров регулятора

В общей теории автоматического управления структура регулятора выбирается исходя из модели объекта управления. При этом более сложным объектам управления соответствуют более сложные регуляторы. В нашем же случае структура регулятора уже задана - мы рассматриваем ПИД-регулятор, причем эта структура очень простая. Поэтому ПИД-регулятор не всегда может дать хорошее качество регулирования, хотя в подавляющем большинстве приложений в промышленности применяются именно ПИД-регуляторы.

Впервые методику расчета параметров ПИД-регуляторы предложили Зиглер и Никольс в 1942 году [8]. Эта методика очень проста и дает не очень хорошие результаты. Тем не менее, она до сих пор часто используется на практике, хотя до настоящего времени появилось множество более точных методов.

После расчета параметров регулятора обычно требуется его ручная подстройка для улучшения качества регулирования. Для этого используется ряд правил, хорошо обоснованных теоретически.

Для настройки ПИД-регуляторов можно использовать и общие методы теории автоматического управления, такие, как метод назначения полюсов и алгебраические методы. В литературе опубликовано и множество других методов, которые имеют преимущества в конкретных применениях. Мы приводим ниже только самые распространенные из них.

Все аналитические (формульные) методы настройки регуляторов основаны на аппроксимации динамики объекта моделью первого или второго порядка с задержкой. Причиной этого является невозможность аналитического решения систем уравнений, которое необходимо при использовании моделей более высокого порядка. Поэтому в последние годы, в связи с появлением мощных контроллеров и персональных компьютеров, получили развитие и распространение численные методы оптимизации. Они являются гибким инструментом для оптимальной настройки параметров регулятора для моделей любой сложности и легко учитывают нелинейности объекта управления и требования к робастности.

#### 2.2.1. Настройка параметров регулятор по методу Зиглера и Никольса

Зиглер и Никольс предложили два метода настройки ПИД-регуляторов [8]. Один из них основан на параметрах отклика объекта на единичный скачок; второй метод основан на частотных характеристиках объекта управления.

Для расчета параметров ПИД-регулятора по первому методу Зиглера-Никольса используются всего два параметра: a и L (см. рис. 2.3 и пояснения к нему в тексте). Формулы для расчета коэффициентов ПИД-регулятора сведены в табл. 1.

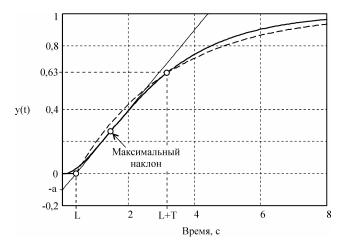


Рис. 2.3. Переходная характеристика объекта второго порядка (сплошная линия) и его аппроксимация моделью (1.1) (штриховая линия)

В качестве примера на рис. 2.4 приведен отклик на единичный скачок системы с объектом второго

порядка и ПИД-регулятором, настроенным по табл. 1 и переходная характеристика самого объекта управления. Из характеристики объекта получены значения a=0,135 и L=0,035c. По табл.1 для этих значений a и L можно найти коэффициенты ПИД регулятора: K=8,9,  $T_i=0,00796c$ ,  $T_d=0,156c$ . На рис. 2.4 приведен также отклик на единичный скачок той же системы при параметрах K=15,  $T_i=0,013c$ ,  $T_d=0,525c$ , полученных путем ручной подстройки. Как видим, метод Зиглера-Никольса дает параметры, далекие от оптимальных. Это объясняется не только упрощенностью самого метода (он использует только 2 параметра для описания объекта), но и тем, что параметры регулятора в этом методе определялись Зиглером и Никольсом исходя из требования к декременту затухания, равному 4, что и дает медленное затухание процесса колебаний.

Метод Зиглера-Никольса никак не учитывает требования к запасу устойчивости системы, что является вторым его недостатком. Судя по медленному затуханию переходного процесса в системе, этот метод дает слишком малый запас устойчивости.

Табл. 1. Формулы для расчета коэффициентов регулятора по методу Зиглера-Никольса

	Расчет по отклику на скачок		Расчет по частотным параметрам			
Регулятор	K	$T_{i}$	$T_d$	K	$T_{i}$	$T_d$
П	1/ <i>a</i>			$0,5/K_{180}$		
ПИ	0,9/a	3L/K		$0,4/K_{180}$	$0.8T_{180} / K$	
ПИД	1,2 / a	0,9L/K	0,5L/K	$0,6/K_{180}$	$0,5T_{180}/K$	0,125 <i>T</i> <sub>180</sub> / <i>K</i>

Примечание. Система обозначений параметров регулятора соответствует уравнению (1.25).

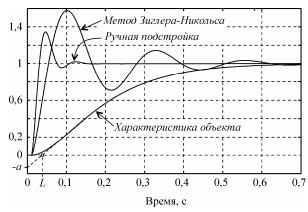


Рис. 2.4. Результат настройки ПИД-регулятора по методу Зиглера-Никольса для объекта второго порядка с задержкой:  $T_1 = T_2 = 0,1c$ , L = 0,01c.

Второй метод Зиглера-Никольса (частотный метод) в качестве исходных данных для расчета использует частоту  $w_{180}$ , на которой сдвиг фаз в разомкнутом контуре достигает  $180^\circ$ , и модуль коэффициента петлевого усиления на этой частоте  $K_{180}$ . Зная параметр  $w_{180}$ , сначала находят период собственных колебаний системы  $T_{180}=2p/w_{180}$ , затем по табл.1 определяют параметры регулятора. Точность настройки регулятора и недостатки обоих методов Зиглера-Никольса одинаковы.

#### 2.2.2. Memod CHR

В отличие от Зиглера и Никольса, которые использовали в качестве критерия качества настройки декремент затухания, равный 4, Chien, Hrones и Reswick (CHR) [9] использовали критерий максимальной скорости нарастания при отсутствии перерегулирования или при наличии не более чем 20%-ного перерегулирования. Такой критерий позволяет получить больший запас устойчивости, чем в методе Зиглера-Никольса.

СНК метод дает две разные системы параметров регулятора. Одна из них получена при наблюдении отклика на изменение уставки, вторая - при наблюдении отклика на внешние возмущения. Какую систему параметров выбирать - зависит от того, что важнее для конкретного регулятора: качество регулирования при изменении уставки, или ослабление внешних воздействий. Если же важно и то, и другое, то необходимо использовать регуляторы с двумя степенями свободы [1]. Метод СНК использует аппроксимацию объекта моделью первого порядка с задержкой (1.1).

Табл. 2. Формулы для расчета коэффициентов регулятора по методу CHR, по отклику *на изменение уставки* 

	Без перерегулирования		С 20%-ным перерегулированием			
Регулятор	K	$T_{i}$	$T_d$	K	$T_{i}$	$T_d$
П	0,3 / a			0,7/a		
ПИ	0,35 / a	1,2 <i>L</i> / <i>K</i>		0,6/a	1,0 <i>L</i> / <i>K</i>	
пид	0,6/a	1,0 <i>L</i> / <i>K</i>	0,5L/K	0,95 / a	1,4 <i>L</i> / <i>K</i>	0,47 <i>L</i> / <i>K</i>

Табл. 3. Формулы для расчета коэффициентов регулятора по методу CHR, по отклику *на внешние* возмущения

	Без перерегулирования		С 20%-ным перерегулированием			
Регулятор	K	$T_{i}$	$T_d$	K	$T_{i}$	$T_d$
П	0,3/a			0,7/a		
ПИ	0,6/a	4L/K		0,7 / a	2,3L/K	
ПИД	0,95 / a	2,4 <i>L</i> / <i>K</i>	0,42L/K	1,2/a	2,0L/K	0,42L/K

В методе CHR используются те же исходные параметры a и L, что и в методе Зиглера-Никольса. Обратим внимание, что пропорциональный коэффициент в методе CHR меньше, чем в методе Зиглера-Никольса.

### 2.3. Ручная настройка ПИД-регулятора, основанная на правилах

Расчет параметров по формулам не может дать оптимальной настройки регулятора, поскольку аналитически полученные результаты основываются на сильно упрощенных моделях объекта. В частности, в них не учитывается всегда присутствующая нелинейность типа "ограничение" для управляющего воздействия (см. п. 1.2 "Интегральное насыщение"). Кроме того, модели используют параметры, идентифицированные с некоторой погрешностью. Поэтому после расчета параметров регулятора желательно сделать его подстройку. Подстройку можно выполнить на основе правил, которые используются для ручной настройки. Эти правила получены из опыта, теоретическо-

го анализа и численных экспериментов. Они сводятся к следующему [2]:

- увеличение пропорционального коэффициента увеличивает быстродействие и снижает запас устойчивости;
- с уменьшением интегральной составляющей ошибка регулирования с течением времени уменьшается быстрее;
- уменьшение постоянной интегрирования уменьшает запас устойчивости;
- увеличение дифференциальной составляющей увеличивает запас устойчивости и быстродействие.

Перечисленные правила применяются также для регуляторов, использующих методы экспертных систем и нечеткой логики.

Ручную настройку с помощью правил удобно выполнять с применением интерактивного программного обеспечения на компьютере, временно включенном в контур управления. Для оценки реакции системы на изменение уставки, внешние воздействия или шумы измерений подают искусственные воздействия и наблюдают реакцию на них. После выполнения настройки значения коэффициентов регулятора записывают в память ПИД-контроллера, а компьютер удаляют.

Отметим, что применение правил возможно только после предварительной настройки регулятора по формулам. Попытки настроить регулятор без начального приближенного расчета коэффициентов могут быть безуспешными.

При регулировке тепловых процессов настройка по правилам может занять недопустимо много времени.

Сформулированные правила справедливы только в окрестности оптимальной настройки регулятора. Вдали от нее эффекты могут быть иными.

### 2.4. Численные методы оптимизации для настройки ПИД-регуляторов

Методы оптимизации для нахождения параметров регулятора концептуально очень просты. Выбирается критерий минимизации, в качестве которого может быть один из показателей качества (п. 2.1.4, 2.1.5) или комплексный критерий, составленный из нескольких показателей с разными весовыми коэффициентами. К критерию добавляются ограничения, накладываемые требованиями робастности. Таким путем получается критериальная функция, зависящая от параметров ПИД-регулятора. Далее используются численные методы минимизации критериальной функции с заданными ограничениями, которые и позволяют найти искомые параметры ПИД-регулятора.

Методы, основанные на оптимизации, имеют следующие достоинства:

- позволяют получить оптимальные значения параметров, не требующие дальнейшей подстройки;
- не требуют упрощения модели объекта, модель может быть как угодно сложной;
- позволяют быстро достичь конечного результата (избежать процедуры длительной подстройки параметров).

Однако реализация данного подхода связана с большими проблемами, которые не один десяток лет являются предметов научных исследований. К этим проблемам относится:

- длительность процесса поиска минимума;
- низкая надежность метода (во многих случаях вычислительный процесс может расходиться и искомые коэффициенты не будут найдены);
- низкая скорость поиска минимума для овражных функций и функций с несколькими минимумами.

Тем не менее, методы оптимизации являются мощным средством настройки ПИД-регуляторов с помощью специально разработанных для этого компьютерных программ (п. 3.4).

## 3. Автоматическая настройка и адаптация

Естественным направлением развития коммерческих ПИД-регуляторов является разработка методов, позволяющих снизить затраты человеческого труда на инсталляцию, настройку и обслуживание. Несмотря на то, что многие методы автоматической настройки и адаптации ПИД-регуляторов, используемые в настоящее время, были разработаны еще в 60-х годах [10], в промышленных контроллерах адаптивная техника начала использоваться только с середины 80-х. Это связано с технической сложностью реализации адаптивных алгоритмов на элементной базе, которая существовала до появления микроконтроллеров.

Настройка может выполняться *вручную или автоматически*, без участия человека (*автонастрой-ка*).

Автонастройка может выполняться *полностью автоматически* и "*по требованию*", когда человек является инициатором настройки. Полностью автоматическая настройка может инициироваться при наступлении заранее заданного условия, например, при изменении нагрузки, при изменении внешних воздействий, при изменении погрешности регулирования, или непрерывно во времени. Автоматическая настройка, инициируемая без участия человека, называется *адаптацией*. Примером адаптации может быть автонастройка при изменении числа яиц в инкубаторе или нагрузки на валу двигателя. Иногда термин "адаптация" трактуют более широко, как приспособление регулятора к реальному объекту на стадии ввода системы в эксплуатацию [10].

Разновидностью адаптации является *разомкнутое управление параметрами* регулятора (табличная автонастройка), когда заранее найденные параметры регулятора для разных условий работы системы заносятся в таблицу, из которой они извлекаются при наступлении условий, по которым инициируется адаптация.

Отметим, что адаптация в принципе является медленным процессом, поэтому ее нельзя рассматривать как непрерывное слежение параметров регулятора за изменяющимися параметрами объекта.

Отметим, что регуляторы, настроенные в атоматическом режиме, чаще настроены хуже, чем настроенные в ручном режиме [11]. Объясняется это философским рассуждением, что компьютер не может выполнять сложные и плохо формализуемые задачи лучше человека.

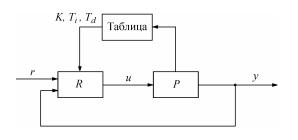
В настоящий момент отсутствуют простые, надежные и общепринятые методы автоматической настройки.

#### 3.1. Основные принципы

Все виды автоматической настройки используют три принципиально важных этапа: идентификация, расчет параметров регулятора, настройка регулятора [7]. Часто конечный этап включает этап подстройки (заключительная оптимизации настройки). Оптимизация настройки необходима в связи с тем, что методы расчета параметров регулятора по формулам не учитывают нелинейности объекта, в частности, всегда присутствующую нелинейность типа "ограничение", а идентификация параметров объекта выполняется с некоторой погрешностью. Подстройка регулятора может быть поисковой (без идентификации объекта, путем поиска оптимальных параметров) и беспоисковой (с идентификацией). Поисковая идентификация базируется обычно на правилах (п. 2.3) или на итерационных алгоритмах поиска минимума критериальной функции. Наиболее распространен поиск оптимальных параметров с помощью градиентного метода поиска. Для этого находят производные от критериальной функции по параметрам ПИД-регулятора, которые являются компонентами вектора градиента. Далее производится изменение параметров в соответствии с направлением градиента.

Важно подчеркнуть, что несмотря на наличие "автоматической" подстройки, контроллер может не дать требуемого качества регулирования по причинам, не зависящим от качества заложенных в него алгоритмов. Например, объект управления может быть плохо спроектирован (зависимые контуры регулирования, большая задержка, высокий порядок объекта); объект может быть нелинейным; датчики могут быть расположены не в том месте, где нужно и иметь плохой контакт с объектом, уровень помех в канале измерения может быть недопустимо большим; разрешающая способ-

ность датчика может быть недостаточно высокой; источник входного воздействия на объект может иметь слишком большую инерционность или гистерезис; могут быть также ошибки в монтаже системы, плохое заземление, обрывы проводников и т. д. Поэтому прежде чем начинать автоматическую настройку, необходимо убедиться в отсутствии перечисленных проблем. Например, если вследствие износа механической системы появился непредусмотренный проектом гистерезис и поэтому система находится в режиме колебаний, подстройка регулятора может не дать желаемого результата, пока не устранена причина проблемы.



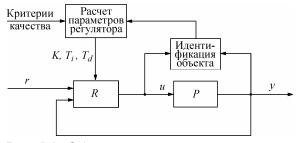


Рис. 3.1. Адаптивное управление с помощью параметров, заранее записанных в таблицу

Рис. 3.2. Общая структура системы с автоматической настройкой

Структурная схема самонастраивающейся системы приведена на рис. 3.2. Автонастройка практически не имеет никаких особенностей по сравнению с описанными ранее методами, за исключением того, что она выполняется в автоматическом режиме. Основным этапом автоматической настройки и адаптации является идентификация модели объекта. Она выполняется в автоматическом режиме обычными методами идентификации параметров моделей объектов управления []. Автоматическая настройка может выполняться и без идентификации объекта, основываясь на правилах (см. п. 2.3) или поисковых методах.

### 3.2. Идентификация объекта управления

Для выполнения качественного регулирования, в том числе после автоматической настройки ПИД-регулятора, необходимы знания о динамическом поведении объекта управления. Процесс получения (синтеза) математического описания объекта на основе экспериментально полученных сигналов на его входе и выходе называется идентификацией объекта. Математическое описание может быть представлено в табличной форме или в форме уравнений. Идентификация может быть структурной, когда ищется структура математического описания объекта, или параметрической, когда для известной структуры находят величины параметров, входящих в уравнения модели. Когда ищутся параметры модели с известной структурой, то говорят об идентификации параметров модели, а не объекта.

Результатом идентификации может быть *импульсная* или *переходная характеристика* объекта, а также соответствующие им спектральные характеристики, которые могут быть представляются в виде таблицы (массива), а не в форме математических зависимостей. Табличные характеристики могут использоваться в дальнейшем для структурной и параметрической идентификации математической модели объекта регулирования или непосредственно для определения параметров ПИД-регулятора (как, например, в методе Зиглера-Никольса, см. п. 2.2.1).

Несмотря на разнообразие и сложность реальных объектов управления, в ПИД-регуляторах используются, как правило, только две структуры математических моделей: модель первого порядка с задержкой и модель второго порядка с задержкой (см. п. 3.2.1). Гораздо реже используются модели более высоких порядков, хотя они могут более точно соответствовать объекту. Существуют две причины, ограничивающие применение точных моделей. Первой из них является невозможность аналитического решения системы уравнений, описывающих ПИД регулятор с моделью высокого порядка (а именно аналитические решения получили наибольшее распространение в ПИД-регуляторах с автоматической настройкой). Вторая причина состоит в том, что при большом числе параметров и высоком уровне шума измерений количество информации, полученной в экспери-

менте, оказывается недостаточным для идентификации тонких особенностей поведения объекта.

Выбор оптимальной модели обычно основан на критерии достаточности качества регулирования при минимальной сложности модели. Для нелинейных процессов и при повышенных требованиях к качеству регулирования разрабатывают модели с индивидуальной структурой, основываясь на физике процессов, протекающих в объекте управления.

Если процесс любой сложности аппроксимировать моделью первого порядка с транспортной задержкой (рис. 3.3), то полученные таким способом постоянная времени T и задержка L называются "эффективной постоянной времени" и "эффективной задержкой".

Идентификация может выполняться *с участием оператора*, или в *автоматическом режиме*, а также *непрерывно* (*в реальном времени*) - в адаптивных регуляторах, либо *по требованию* оператора (в регуляторах с самонастройкой), подробнее см. п. 3.

Теория ПИД-регуляторов хорошо развита для линейных объектов управления. Однако практически все реальные объекты имеют нелинейность типа ограничения управляющего воздействия. Ограничение может быть связано, например, с ограниченной мощностью нагревателя при регулировании тепловых процессов, с ограничением площади сечения перепускного клапана, с ограничением скорости потока жидкости, и т.п. Ограничение "снизу" в тепловых системах связано с тем, что источник тепла не может, как правило, работать в режиме холодильника, когда этого требует закон регулирования.

Для минимизации нелинейных эффектов при идентификации объекта в рабочей точке ("в малом") используют малые изменения управляющего воздействия, когда нелинейности системы можно не учитывать. При этом процесс вывода системы в зону линейности является предметом отдельного рассмотрения.

Различают *активную* идентификацию (с помощью воздействия на систему, которое подается специально с целью идентификации) и *пассивную* - когда в качестве воздействий используют сигналы, имеющиеся в системе в процессе ее нормального функционирования. В пассивном эксперименте производят только наблюдение за поведением системы в нормальном режиме ее функционирования, пытаясь извлечь из этого наблюдения информацию, достаточную для настройки регулятора.

#### 3.2.1. Модели объектов управления

Существует два способа получения модели объекта управления: формальный и физический. При формальном подходе используют модель типа "черный ящик", в которой не содержится информация о физических процессах, происходящих в объекте, или о его структуре. Синтез формальной модели сводится к выбору одной из небольшого числа моделей, описанных ниже, и идентификации ее параметров.

#### Модель первого порядка

Наиболее распространенными объектами управления являются системы, описываемые уравнениями тепломассопереноса. Реакция таких объектов (при условии, что они являются линейными по входному воздействию) на ступенчатое входное воздействие имеет задержку L и точку перегиба рис. 3.3. Точное решение этих уравнений осуществляется численными методами и в теории автоматического управления не используется. Используют достаточно простое выражение передаточной функции объекта управления (модель первого порядка с транспортной задержкой) [6]

$$W(s) = \frac{K_p}{(sT+1)} e^{-sL}$$
 (3.1)

где s - комплексная частота,  $K_p$  - коэффициент передачи в установившемся режиме, T - постоянная времени, L - транспортная задержка.

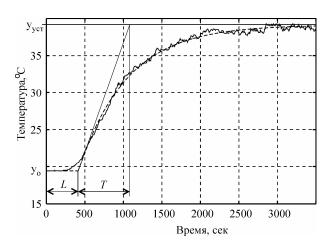
Как видим, модель первого порядка описывается тремя параметрами:  $K_p$ , T, L, которые должны быть найдены в процессе идентификации.

Модель второго порядка

Если описанная модель первого порядка оказывается слишком грубой, используют модель второго порядка:

$$W(s) = \frac{K_p}{(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)}e^{-sL},$$
(3.2)

где  $T_1$ ,  $T_2$  - две постоянные времени объекта управления. Модель второго порядка имеет характерную точку перегиба на передаточной характеристике.



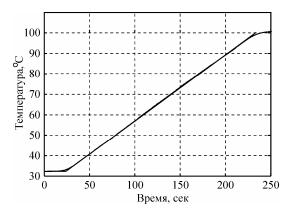


Рис. 3.3. Температура трубы отопления здания после включения клапана подачи теплоносителя. Аппроксимировано моделью первого порядка. Измерено в НИЛ АП приборами серии "RealLab!"

Рис. 3.4. Переходная характеристика чайника "Philips" с мощностью нагревателя 2 кВт: пример интегрирующего процесса первого порядка. Измерено в НИЛ АП приборами серии "RealLab!"

На рис. 3.3 приведена переходная характеристика реального объекта, измеренная в производственном цехе с помощью модуля NL-4RTD (НИЛ АП), датчика TCM-50, OPC сервера NLорс и программы MS Excel. Погрешность измерений составляет 1 градус, разрешающая способность - 0,01 градус. Экспериментально снятые точки (несколько тысяч) образуют на рисунках сплошную линию, кривая аппроксимирующей модели показана штриховой линией.

### Модели интегрирующих процессов

Выходная величина некоторых объектов управления при подаче на вход ступенчатого воздействия не стремится к установившемуся значению, как на рис. 3.3, а продолжает изменяться в установившемся режиме. Такие переходные процессы называют интегрирующими. Пример интегрирующего процесса приведен на рис. 3.4. Это зависимость температуры в чайнике мощностью  $2\ \mathrm{kBT}$  от времени после включения нагрева. Поскольку мощность нагревателя очень высока, то чайник успевает закипеть за время t << T. Передаточная функция такого процесса имеет вид

$$W(s) = \frac{K_p}{s} e^{-sL}, \qquad (3.3)$$

Другими примерами интегрирующих процессов могут быть: перемещение ленты транспортера; поворот оси двигателя, налив жидкости в емкость, рост давления в замкнутом сосуде.

Применение более сложных моделей позволяет улучшить качество регулирования, однако делает невозможным простой аналитический расчет параметров регулятора на основании параметров модели. Для сложных моделей качество регулирования ограничивается не точностью модели, а воз-

можностями ПИД-регулятора. Поэтому наибольшее распространение в ПИД-регуляторах нашли простейшие линейные модели первого и второго порядка.

#### 3.2.2. Выбор тестовых сигналов и измерение динамических характеристик

Для идентификации объекта управления необходимо измерять сигнал на его входе u(t) и реакцию y(t) на выходе. Если входной сигнал подается с целью идентификации, то такой эксперимент называется активным. Если же идентификация выполняется путем измерения входных и выходных воздействий в системе в нормальном режиме ее функционирования, такой эксперимент называется пассивным. Идентификацию можно выполнить, подавая тестовый сигнал не только на вход системы, но и в виде изменения нагрузки (например, нагрузки на валу двигателя), а также параметров объекта (например, количества яиц в инкубаторе).

Идентификация в пассивном эксперименте привлекательна тем, что не вносит погрешность в нормальное течение технологического процесса, однако ее достоверность крайне низка в принципе [6] и может привести не к настройке, а расстройке ПИД-регулятора. Тем не менее, число патентов по ПИД-регуляторам с пассивной идентификацией равно числу патентов с активной идентификацией [12].

При проведении активного эксперимента возникает задача выбора формы тестового воздействия. Используют сигналы в форме ступеньки (скачка), в форме прямоугольного импульса, линейно нарастающего сигнала, треугольного импульса, псевдослучайного двоичного сигнала (ПСДС), шума, синусоидальных воздействий (частотный метод). Наиболее часто для настройки ПИД-регуляторов используют скачок и двойной прямоугольный импульс (первый импульс - вверх, второй - вниз относительно установившегося значения).

Тестовое воздействие должно иметь достаточно малую амплитуду, чтобы переходный процесс в объекте оставался в границах линейности. В то же время оно должно быть достаточно большим, чтобы увеличить отношение сигнала к шуму и внешним возмущениям.

Объект должен находиться в установившемся состоянии перед подачей тестового сигнала и быть устойчивым.

Граничная частота спектра тестового сигнала должна быть выше наибольшего по абсолютной величине полюса передаточной функции объекта [10]. Точнее, выше, чем частота единичного усиления  $w_1$  разомкнутого контура с обратной связью. До настройки регулятора, когда частота  $w_1$  еще не известна, верхнюю граничную частоту спектра тестового сигнала выбирают выше частоты  $w_{180}$ , на которой фазовый сдвиг выходного синусоидального сигнала объекта относительно входного составляет -180°. Указанный диапазон частот важен потому, что именно на частоте  $w_{180}$  возникают колебания, когда объект находится на границе устойчивости в замкнутом контуре с релейным регулятором или П-регулятором. В контуре с ПИ-регулятором частота затухающих колебаний может быть ниже, и соответствовать точке, где сдвиг фаз в объекте составляет около -145° [2] вследствие дополнительного фазового сдвига, вносимого интегратором. В ПИД-регуляторах дифференцирующее звено может скомпенсировать этот фазовый сдвиг и колебания возникнут на частоте  $w_{180}$ .

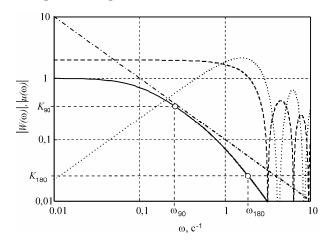
Нижняя граница диапазона, в котором необходимо достаточно точно идентифицировать передаточную функцию, должна быть примерно в 10 раз ниже частоты единичного усиления  $w_1$ . Более точно нижнюю границу диапазона можно определить только после настройки ПИД-регулятора.

В качестве иллюстрации к сказанному на рис. 3.5, рис. 3.6 сплошной жирной линией показана амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристика объекта с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{e^{-sL}}{(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)},$$
(3.4)

где s = jw,  $T_1 = 1$ ,  $T_2 = 10$ , L = 0.3. Для получения хорошего отношения сигнал/шум зависимость модуля спектральной функции тестового воздействия от частоты не должна иметь сильных прова-

лов в интересующей области частот, чтобы обеспечить достаточно большое отношение сигнала к шуму. Этому условию, в частности удовлетворяют сигналы, показанные штриховой и пунктирной линиями на рис. 3.5. Желательно также, чтобы порядок функции, описывающей спектральную функцию тестового сигнала (т.е. порядок многочлена в знаменателе функции), был не ниже порядка объекта управления, поскольку крутизна спада АЧХ в области верхних частот увеличивается с ростом порядка.



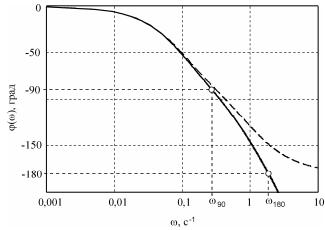


Рис. 3.5. Модуль передаточной функции объекта 2-го порядка |W(jw)| (сплошная линия) и различных тестовых воздействий |u(jw)|: прямоугольного импульса (штриховая линия); двойного импульса (пунктирная линия); скачка (штрих-пунктирная)

Рис. 3.6. Фазо-частотная характеристика объекта управления 2-го порядка: штриховая линия - без транспортной задержки; сплошная линия - с задержкой.

Ширина спектра и мощность тестового сигнала существенно влияют на точность идентификации. В общем случае более мощные и широкополосные сигналы позволяют определить большее число параметров передаточной функции.

Если идентификация выполняется без остановки технологического процесса (а это наиболее важный для практики случай), то могут существовать ограничения на максимальную мощность, длительность или энергию тестового сигнала, чтобы не нарушать нормальный ход технологического процесса. Например, в инкубаторе допускается подать импульс, кратковременно (на 5 мин.) повышающий температуру до 50°С, однако повышение температуры даже на 1°С в течение нескольких часов приводит к гибели зародыша. Поэтому возникает задача выбора тестового сигнала с требуемым спектром при ограничении на его мощность, длительность или энергию.

Наилучшую спектральную характеристику можно получить, усложняя форму сигнала и увеличивая общее время идентификации. Для идентификации быстрых процессов (например, в электромеханических системах) получил широкое распространение псевдослучайный двоичный сигнал, имеющий равномерный спектр в ограниченной полосе частот. Однако при управлении тепловыми процессами для ПИД-регуляторов наиболее критическим параметром является быстрота идентификации. Поэтому здесь чаще используют простые сигналы, которые, кроме быстроты идентификации, позволяют использовать простые расчеты по формулам вместо численных методов минимизации функционала ошибки. Конечно, достоверность результата при этом падает.

Даже тщательно выполненная идентификация может не дать положительного результата, если окажется, что объект существенно нелинеен. Для тестирования на линейность объект возбуждают серией тестовых воздействий разной амплитуды. Полученные реакции объекта нормируют на амплитуду тестового сигнала и сравнивают между собой. Для линейных объектов полученные кривые должны совпадать. Если различие между кривыми существенно превышает оценку погрешности идентификации, то объект следует рассматривать как нелинейный и использовать для него ме-

тоды теории автоматического управления нелинейными системами.

#### 3.2.3. Частотная идентификация в режиме релейного регулирования

Идентификация с помощью широкополосных сигналов, к которым относятся единичный скачок и прямоугольный импульс, не позволяет получить достаточно достоверные результаты в условиях сильных шумов и жестких ограничений на энергию сигнала. Гораздо более высокую точность при малой амплитуде позволяет получить воздействие узкополосным сигналом, в качестве которого используют отрезок синусоидального сигнала. С ростом числа периодов сужается ширина спектра и растет спектральная плотность такого сигнала на частоте колебаний. Благодаря этому появляется возможность использовать узкополосный фильтр для выделения сигнала на фоне помех, что резко повышает достоверность идентификации. Однако при использовании фильтра перед измерением необходимо дождаться окончания переходного процесса, который тем длиннее, чем выше добротность фильтра. Это существенно увеличивает время идентификации. Идентификацию выполняют для нескольких разных частот. Для ускорения процесса можно использовать тестовое воздействие в виде суммы гармонических колебаний с разными частотами, которые затем выделяют несколькими узкополосными фильтрами.

Существенным недостатком этого метода является большое время идентификации. Поэтому его чаще используют только для измерения коэффициента передачи и фазового сдвига на частоте  $w_{180}$ , а для идентификации других параметров объекта используют широкополосные тестовые сигналы.

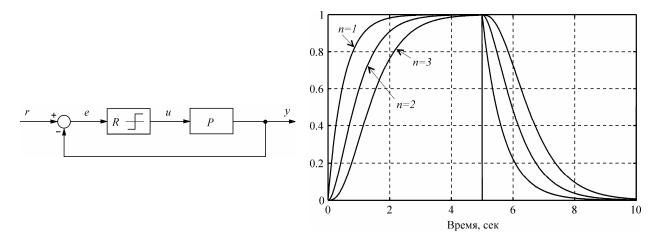
Метод частотной (релейной) идентификации в замкнутом контуре с релейным регулятором является самым распространенным в коммерческих ПИД-регуляторах с автонастройкой [28, 2]. Этот метод очень давно известен в микроэлектронике как метод кольцевого генератора. Он использует свойство замкнутой динамической системы с отрицательной обратной связью генерировать незатухающие колебания на частоте фазового сдвига -180° при петлевом усилении  $K_{180} \ge 1$ .

#### Основная идея метода

Рассмотрим систему с отрицательной обратной связью, состоящую из релейного регулятора R и объекта управления P (рис. 3.7). Здесь регулятор R имеет два значения выходной величины u:

$$u = \begin{cases} u_{\text{max}} & npu \ e \ge 0 \\ u_{\text{min}} & npu \ e < 0 \end{cases}$$
 (3.5)

Гармонический сигнал, проходя через объект управления, изменяет свою амплитуду и фазу (рис. 3.5, рис. 3.6). Поскольку на входе объекта присутствует шум, в его спектре всегда найдутся такие гармонические составляющие с частотой  $W_{180}$ , которые, пройдя через объект управления, появятся на его выходе с той же частотой  $W_{180}$ , но с отставанием по фазе на  $180^\circ$  от соответствующей входной составляющей. Если этот сигнал с выхода объекта опять подать на его вход с помощью отрицательной обратной связи, то общий фазовый сдвиг в петле с обратной связью составит уже  $360^\circ$ , т.е. на частоте  $W_{180}$  обратная связь в системе из отрицательной превращается в положительную. Это приводит к нарастанию циркулирующего по петле сигнала при петлевом усилении  $K_n > 1$  или его затуханию при  $K_n < 1$ . Нарастание сигнала в некоторый момент начинает ограничиваться, например, нелинейностью типа насыщения, и тогда в системе устанавливаются стационарные колебания. При этом эффективный коэффициент усиления, найденный по первой гармонике колебаний на частоте  $W_{180}$ , становится равным единице:  $K_n = 1$  (т. к. после установления стационарных колебаний сигнал больше не усиливается).



в контуре регулирования для оценки параметров  $W_{180}$  и  $K_{180}$ 

Рис. 3.7. Система с релейным регулятором Рис. 3.8. Переходная характеристика объектов первого (1), второго (2) и третьего (3) порядка с передаточной функцией вида  $1/(1+sT)^n$ 

Таким образом, в рассмотренной системе возникают незатухающие колебания, когда усиление по контуру с обратной связью (петлевое усиление) равно единице на частоте фазового сдвига в объекте 180°. В нелинейной системе петлевое усиление на малом сигнале может быть больше единицы до момента, когда колебания установятся. В контуре регулирования с идеальным релейным регулятором (рис. 3.7) усиление до начала колебаний равно бесконечности. Поэтому колебания возникают всегда, если фазо-частотная характеристика включает в себя точку со сдвигом фазы 180°.

Обычно АЧХ строят в логарифмическом масштабе по обеим координатным осям и называют диаграммами Боде. При этом наклон линейных участков АЧХ измеряют в децибелах на декаду (дБ/дек). Например, объект первого порядка (1.1) имеет наклон АЧХ -20 дБ/дек (рис. 3.9) и при L = 0 этому наклону взаимно однозначно соответствует максимальный фазовый сдвиг -90° при  $w \to \infty$  (рис. 3.10, пунктирная линия). Объект второго порядка (1.2) имеет наклон АЧХ -40 дБ/дек и ему соответствует максимальный фазовый сдвиг -180° при  $w \to \infty$  (рис. 3.5). Для объекта третьего порядка наклон AЧX равен -60 дБ/дек и фазовый сдвиг -270°.

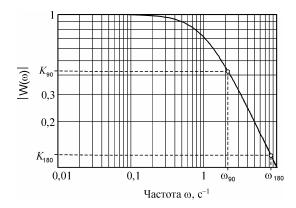
Из изложенного следует, что система регулирования с объектом первого порядка без транспортной задержки всегда устойчива, даже в контуре с релейным регулятором. Система с объектом второго порядка может быть неустойчивой при  $w \to \infty$ . Система с объектом третьего порядка и система любого порядка с транспортной задержкой в контуре с релейным регулятором всегда находится в режиме автоколебаний.

Поэтому качество системы управления в первую очередь нужно обеспечивать путем проектирования объекта управления с минимальным порядком (если это возможно) и только после этого проектировать регулятор для него. Например, некоторые системы термостатирования используют нагревательный элемент в виде тонкой проволочки, через которую продувается воздух. Такая система имеет первый порядок передаточной функции и даже релейный регулятор для нее дает хорошее качество регулирования.

Система с объектом первого порядка перестает быть устойчивой, если в передаточную функцию добавляется транспортная задержка. При этом объект перестает быть минимально-фазовым и, несмотря на то, что наклон АЧХ остается равным -20 дБ/дек (рис. 3.9), в системе возникают колебания, поскольку фазовый сдвиг транспортной задержки j = Lw растет неограниченно с ростом частоты w и на частоте  $w_{190}$  достигает -180° (рис. 3.10, сплошная линия).

Поскольку в реальном объекте вследствие его пространственной протяженности всегда появляется

(небольшая) транспортная задержка, в любой системе с релейным регулятором возникают колебания, однако их амплитуда на выходе объекта может быть пренебрежимо малой вследствие резкого снижения коэффициента передачи объекта с ростом частоты (см. рис. 3.9).



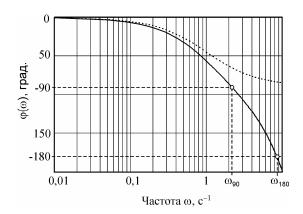


Рис. 3.9. Логарифмическая амплитудно-частотная Рис. 3.10. Фазо-частотная характеристика характеристика объекта первого порядка, T=1L = 0.2

объекта первого порядка без транспортной задержки (штриховая линия) и с ней (сплошная линия)

Таким образом, замкнутый контур с объектом управления и релейным регулятором позволяет найти частоту  $\mathbf{w}_{180}$ . Найдем теперь коэффициент передачи объекта на этой частоте. К сожалению, его можно найти только приближенно, поскольку на вход объекта в системе с релейным регулятором воздействует последовательность прямоугольных импульсов, которая получается после прохождения сигнала обратной связи y(t) через релейный регулятор. Приближенный метод расчета основан на разложении входной последовательности прямоугольных импульсов в ряд Фурье с отбрасыванием всех гармоник, кроме первой. Возможность замены последовательности прямоугольных импульсов их первой гармоникой основана на том, что объекты с передаточными функциями вида (1.2) являются фильтрами, ослабляющими высшие гармоники. Серия прямоугольных импульсов, пройдя через такой объект, становится очень близкой к синусоидальному сигналу (рис. 3.11). Поэтому после разложения входного сигнала в ряд Фурье можно считать, что через объект проходит только первая гармоника, а остальные подавляются.

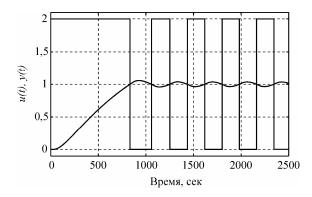
Если размах прямоугольных импульсов на входе объекта равен  $2U_{\mathrm{max}}$ , тот амплитуда первой гармоники этих импульсов, как известно из курса радиотехники, равна  $4U_{
m max}/p$  . Если обозначить амплитуду первой гармоники сигнала на выходе объекта через  $Y_{\scriptscriptstyle ext{max}}$ , то искомый коэффициент передачи системы на частоте  $w_{180}$  будет равен отношению амплитуды на выходе к амплитуде на входе:

$$K_{180} = \frac{p}{4} \frac{Y_{\text{max}}}{U_{\text{max}}}.$$
 (3.6)

Пример. Рассмотрим АЧХ (рис. 3.5) и ФЧХ (рис. 3.6) объекта второго порядка вида (3.4). Из графика на рис. 3.6 можно найти частоту  $w_{180} = 1,84$ , а по рис. 3.5 - коэффициент передачи объекта на этой частоте  $K_{180} = 0.026$ . Т. е. при включении такого объекта в контур с релейным регулятором получим колебания с частотой  $w_{180} = 1,84$  при усилении  $K_{180} = 0,026$ .

Примерно эти же значения можно получить из эксперимента с релейным регулятором, по формуле (3.6), если из графиков на рис. 3.11 найти значения амплитуды на выходе  $Y_{\max} = 0.035$  и входе  $U_{\rm max}=1$ , а затем по формуле (3.6) рассчитать значение  $K_{\rm 180}=0{,}027$ . Значение частоты  $W_{\rm 180}=1{,}8$ 

можно найти непосредственно по графику на рис. 3.11. Т.о., приближенная формула в данном случае дает достаточно низкую погрешность (около 4%).



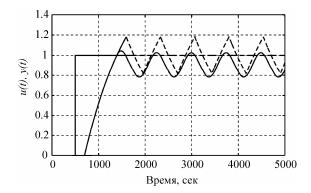


Рис. 3.11. Сигнал на входе (прямоугольные импульсы) объекта с передаточной функцией, показанной на рис. 3.5, рис. 3.6, и на его выходе (сплошная линия)

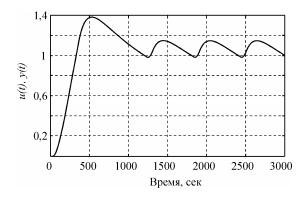
Рис. 3.12. Задающее воздействие (скачок) и форма сигнала на выходе замкнутой системы первого порядка в линейном режиме (сплошная линия) и с релейным регулятором (штриховая линия)

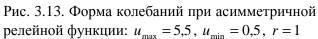
Для объекта первого порядка с транспортной задержкой L=0,2 и постоянной времени T=1 (w=2p/T) из рис. 3.10 можно найти  $w_{180}=8,44$ , из рис. 3.9 -  $K_{180}=0,118$ . Форма колебаний в системе с релейным регулятором показана на рис. 3.12, штриховая линия. Особенностью объекта первого порядка является существенное отличие формы колебаний от синусоидальной, что делает слишком грубым ее аппроксимацию первой гармоникой ряда Фурье, которая была использована при получении формулы (3.6). Для устранения этой проблемы вместо релейного регулятора можно использовать линейный усилитель, чтобы не искажать форму сигнала в системе. Тогда форма колебаний становится близкой к синусоидальной (рис. 3.12), сплошная линия. Такая колебательная система дает довольно точные значения  $w_{180}=8,49$  и  $K_{180}=0,096$ . Однако для обеспечения режима, близкого к линейному, петлевое усиление должно быть равно 1, т.е. усилитель должен обеспечит усиление в  $1/K_{180}$  раз, где параметр  $K_{180}$  априори неизвестен. Это является основным недостатком метода колебаний в линейном режиме.

Важным условием, которое нужно соблюдать при использовании идентификации в режиме релейного регулирования, является симметричность уровней  $u_{\max}$  и  $u_{\min}$  относительно уровня сигнала  $u_r$ , при котором y=r, т.е. должно выполняться условие

$$u_{\max} - u_r = u_r - u_{\min} \,. \tag{3.7}$$

В противном случае скорости нарастания сигнала выше уставки и спада ниже нее будут сильно различаться, а форма колебаний в системе будет существенно отличаться от синусоидальной (рис. 3.13), что приведет к высокой погрешности данного метода.





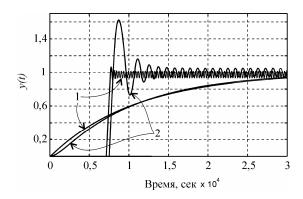


Рис. 3.14. Сравнение различий между переходными характеристиками и колебаниями в двух системах второго порядка с параметрами  $T_1=10.9$ ,  $T_2=0.1$ , L=0.02 (кривые 1) и  $T_1=10$ ,  $T_2=1$ , L=0.02 (кривые 2)

Аналогичный эффект возникает и в системах более высокого порядка, если транспортная задержка превышает наибольшую постоянную времени. С ростом задержки колебания становятся сначала треугольными, затем приближаются к трапецеидальным и прямоугольным. Это объясняется тем, что с ростом транспортной задержки реакция объекта на каждый из фронтов сигнала на выходе реле приближается к форме реакции на функцию единичного скачка (рис. 3.8). В частотной области указанный эффект объясняется тем, что с ростом задержки точка  $\mathbf{w}_{180}$  на рис. 3.9 и рис. 3.10) смещается влево, т.е. фильтрующие свойства объекта ухудшаются и он транслирует прямоугольный входной сигнал на свой выход с меньшими искажениями.

Для иллюстрации высокой разрешающей способности описанного метода на рис. 3.14 приведены процессы в двух моделях, у которых переходные характеристики различаются слабо, однако частоты колебаний в контуре с релейным регулятором отличаются в 4 раза. Благодаря узкой полосе сигнала он может быть эффективно выделен на фоне шумов, например, методом наименьших квадратов.

Описанный метод позволяет получить только одну точку передаточной функции объекта, т.е. два параметра, которых недостаточно для нахождения трех параметров ПИД-регулятора. Поэтому используют дополнительное соотношение  $T_i = \frac{4}{K^2} T_d$ , которое позволяет найти третий параметр.

Чтобы получить и другие точки AЧX, можно использовать реле с гистерезисом или фильтры, сдвигающие точку  $\mathbf{w}_{180}$  в сторону более низких частот.

Описанный метод релейной идентификации является в настоящее время самым распространенным в ПИД регуляторах с автоматической настройкой. Это объясняется следующим достоинствами метода:

- всегда дает результат;
- имеет высокую разрешающую способность;
- не требует сложных вычислений;
- дает результат в рабочей точке;

Метод обладает следующими недостатками:

- не справедлив для большой задержки, когда метод расчета коэффициента передачи дает большую ошибку;
- самостоятельно может использовать только для очень грубой настройки. В общем случае должен комбинироваться с другими методами идентификации;

#### Идентификация в замкнутом и разомкнутом контуре

Идентификацию можно выполнять *в замкнутом контуре* с обратной связью, или *в разомкнутом*. Идентификация в замкнутом контуре может быть *прямой* и *косвенной*. При косвенной идентификации измеряется тестовый сигнал и отклик на него системы с обратной связью, затем путем вычислений по уравнениям системы находится передаточная функция объекта управления. При прямой идентификации передаточная функция объекта находится по измерениям сигналов непосредственно на его входе и выходе.

Если в качестве идентифицирующих воздействий выбирают искусственно созданные возмущения, то такая идентификация называется *активной*. Если используют сигналы, которые всегда существуют в системе в нормальном режиме ее функционирования, такая идентификация называется *пассивной*.

### 3.3. Табличное управление

Наиболее простым методом адаптации ПИД-регулятора к изменяющимся свойствам объекта управления является табличное управление коэффициентами регулятора. Он может быть использован не только для адаптивного управления, но и для управления нелинейными объектами, нестационарными процессами, при необходимости изменять параметры в зависимости от некоторых условий.

Принцип табличного управления очень прост (рис. 3.1). Зная заранее возможные изменения режима работы системы (например, возможные варианты загрузки инкубатора яйцами), выполняют идентификацию объекта для нескольких разных режимов и для каждого из них находят параметры регулятора. Значения этих параметров записывают в таблицу. В процессе функционирования системы измеряют величину, которая характеризует режим работы системы (например, вес яиц - с помощью датчика веса, или уровень жидкости в автоклаве с помощью датчика уровня) и в зависимости от ее значений выбирают из таблицы значения коэффициентов ПИД-регулятора.

Описанную систему можно рассматривать как систему с двумя контурами регулирования. Однако контур, служащий для адаптации, в нашем примере с уровнем жидкости в автоклаве или весом яиц в инкубаторе является разомкнутым. По этой причине табличное управление характеризуется высоким быстродействием, отсутствием ложного срабатывания или расхождения алгоритмов адаптации.

В общем случае таблица может быть многомерной; для снижения необходимой размерности таблицы можно использовать интерполяцию данных с помощью сплайна.

Недостатком этого метода являются большие затраты на предварительную идентификацию, необходимую для составления таблицы. Однако эту проблему частично можно решить применением специальных программных средств для автоматической идентификации и адаптации регулятора, после выполнения которых полученные параметры заносятся в таблицу.

Табличное управление коэффициентами регулятора целесообразно использовать в тех случаях, когда заранее известны виды и величины дестабилизирующих факторов, которые к тому же можно измерить.

### 3.4. Программные средства для настройки ПИД-регуляторов

Типовая система для настройки ПИД-регуляторов состоит из компьютера с программным обеспечением под Windows, комплекта модулей ввода-вывода и соединительных кабелей. Объект включается в контур регулирования, система настраивается желаемым способом, затем полученный коэффициенты регулятора записываются в ПИД-контроллер. Благодаря удобному пользовательскому интерфейсу, большой производительности компьютера и отсутствию ограничений на алгоритмы идентификации системы, удается получить параметры регулятора, близкие к оптимальным. В настоящее время имеется около полусотни коммерческих продуктов [12] для настройки ПИД-регуляторов.

Среди аналитических методов настройки в этих программах наиболее распространены Lambda-

тьюнинг [2] или метод регулятора с внутренней моделью [1]. Подавляющее большинство программ использует модель первого порядка с задержкой для описания объекта регулирования.

Связь с оборудованием выполняется с применением OPC сервера, DDE, COM или DCOM технологии, среди которых только OPC сервер является средством, основанным на международном стандарте.

Развитие описываемых средств идет в направлении расширения диапазона поддерживаемых ПИДрегуляторов, применения методов искусственного интеллекта и методов диагностики, развития пользовательского интерфейса. Современные средства настройки позволяют анализировать износ клапанов, делать оценку робастности, автоматически генерировать отчет с параметрами контура регулирования, строить графики спектральной плотности мощности и функций авто- и взаимной корреляции, делать оптимизацию инверсной модели объекта управления и т. п.

В качестве примера рассмотрим один из коммерческих продуктов - систему для настройки ПИДрегуляторов Protuner [13] фирмы Techmation Inc. Система отображает графики переходного процесса, выполняет преобразование экспериментальных характеристик из временной области в частотную и вычисляет параметры регулятора, используя несколько различных методов настройки.

Перед началом работы системы пользователю предлагается меню для ввода априорной информации об объекте регулирования:

- диапазон изменения входного и выходного сигналов объекта;
- тип процесса в объекте управления: интегрирующий или нет;
- желаемые единицы измерения;
- структура контроллера (идеальная, последовательная или параллельная);
- частота дискретизации;
- постоянная времени фильтра в измерительном канале.

Идентификация выполняется с помощью анализа реакции на входной скачок, в замкнутом или разомкнутом контуре, по выбору пользователя. Рекомендуется вариант в разомкнутом контуре. После того, как пользователь нажимает кнопку "Старт", входной и выходной сигнал отображаются на экране компьютера.

Имеется некоторые возможности предварительной обработки собранных данных. К ним относится удаление грубых ошибок измерений и выбросов, связанных с импульсными помехами, а также цифровая фильтрация. Это позволяет выполнять эксперименты в реальных условиях индустриального окружения.

После предварительной обработки данных Protuner выполняет расчет частотной характеристики объекта, которая может быть отображена в виде диаграммы Боде, Найквиста или Никольса. Отображаются также статический коэффициент передачи, постоянные времени и транспортная задержка, частота  $w_{180}$  и период  $T_{180}$ .

Параметры ПИД-регулятора вычисляются по частотным характеристикам. Сначала вычисляются постоянная интегрирования и постоянная дифференцирования, затем, на основе заданного запаса по фазе и усилению вычисляется пропорциональный коэффициент регулятора.

Качество регулирования задается в виде понятий "сильно демпфированная" переходная характеристика, "слабо демпфированная" и "быстрая" (с коэффициентом затухания 1/0,38).

Protuner дает разные коэффициенты регулятора для реакции на изменение уставки и нагрузки.

Имеются средства для моделирования системы до записи параметров в ПИД-контроллер. Могут быть также построены частотные характеристики замкнутой системы, которые позволяют оценить полученный запас по фазе и усилению.

### 4. Заключение

Дифференциальный член в ПИД-регуляторах всегда реализуется совместно с фильтром, иначе

вместо производной на выходе дифференциатора получаются только шумы. Интегральное насыщение является одной из причин ухудшения качества переходного процесса, сильно отличающегося от расчета по линейной модели регулятора. Запас устойчивости и робастность являются параметрами, о которых часто забывают, однако построение регулятора для ответственных применений невозможно без детального анализа этих параметров, что можно выполнить с помощью коммерческих программных пакетов для настройки ПИД-регуляторов.

При формулировании критериев настройки ПИД-регулятора необходимо принимать во внимание реакцию не только на изменение уставки, но и на внешние возмущения. Выбор критериев качества регулирования должен исходить из смысла решаемой задачи. Несмотря на свой возраст, множество недостатков и наличие большого количества новых методов настройки, по-прежнему наиболее популярным является метод Зиглера-Никольса. Однако часто он используется только для генерации начальных приближений параметров, которые затем уточняются методами оптимизации и с помощью нечетких правил.

Автоматическая настройка и адаптация являются самыми актуальными задачами при построении ПИД-регуляторов. Несмотря на большое количество коммерческих продуктов, остается много нерешенных проблем, связанных с качеством настройки, влиянием нелинейностей объекта управления и внешних возмущений в процессе идентификации. При автоматической настройке и адаптации используются те же методы идентификации и расчета параметров регулятора, что и при ручной настройке, однако они выполняются в автоматическом режиме. Наиболее эффективны методы автоматической настройки с применением компьютера, временно включенного в контур регулирования. Благодаря большой мощности процессора и отсутствию ограничений на объем программы появляется возможность создания программного средства с широкими сервисными свойствами и качественной математической обработкой.

### 4.1. Обзор публикаций

Методы оценки запаса устойчивости и робастности для нескольких наиболее популярных методик настройки ПИД-регуляторов с объектом первого порядка с задержкой описаны в работе [14]; в [15, 16] предложен метод расчета параметров для объекта произвольного порядка при заданной робастности и устойчивости системы; в [17] использованы генетические алгоритмы для расчета параметров ПИД-регулятора при заданных робастности и запасе устойчивости. В [18] дан обзор методов, а в [19] - новый метод предотвращения интегрального насыщения; в работе [20] исследована причина плохой робастности предиктора Смита к разбросу транспортной задержки и предложены методы ее улучшения.

Методика настройки ПИД-регулятора для системы второго порядка с помощью методов оптимизации и с учетом ограничений в виде заданной робастности и полосы пропускания системы, предложена в работе [21]. В [22] предложен метод расчета параметров ПИД-регулятора как для устойчивых, так и неустойчивых объектов после идентификации в разомкнутом контуре. В [23] - для регулятора с внутренней моделью; в [18] дана классификация методов настройки и получен новый метод для систем с транспортной задержкой. В [24] изложен новый метод настройки ПИД-регулятора, в котором вместо модели объекта управления используется интеграл Боде. При настройке учитывается запас по фазе и усилению.

Большинство методов настройки ПИД-регуляторов описаны в работах по адаптивным и самонастраивающимся регуляторам.

Программные средства настройки ПИД-регуляторов с помощью компьютера описаны в следующих работах: в [25] - программа для идентификации линейных систем, которая включает в себя обработку сигналов, построение графиков и идентификацию; в [26, 27] - системы для идентификации моделей и настройки параметров ПИД-регулятора, включающие устройства ввода-вывода и компьютер; в [13] - система для автоматической настройки ПИД-регуляторов; в [28] дан обзор коммерческих программных продуктов.

Большое число публикаций посвящено методам автоматической настройки ПИД-регуляторов. В работе [29] предложен процесс автоматической настройки, нацеленный на получение эффективного ослабления внешних возмущений; в [30] - метод автонастройки для нелинейных систем, осно-

ванный на запоминании истории процесса и построении локальных моделей на основе накопленных данных о сигналах на входе и выходе системы.

Некоторые методы используют автоматическую настройку с идентификацией в замкнутом контуре регулирования в процессе нормального функционирования системы ([31, 32]); в [33] предложен итерационный метод для автоматической настройки ПИД-регулятора, не требующий идентификации модели. В работах [34, 35] для автоматической настройки используется методы оптимизации.

Адаптивная настройка предиктора Смита описана в работе [36]; с применением базы нечетких правил - в [37] и для систем с неизвестной транспортной задержкой - в [38]. Большое количество методов автоматической настройки используют нечеткую логику, нейронные сети и генетические алгоритмы [39, 36, 40].

## 5. Список литературы

- 1. Денисенко В.В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. СТА, № 4, 2006, с. 66-74, продолжение в №5, с.
- 2. Astrom, K.J. and T. Hagglund. Advanced PID control. ISA The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006, 460 p.
- 3. Денисенко В.В. Заземление в системах промышленной автоматизации. СТА, № 2, 2006, с. 94 99 и №3, 2006, с. 76-92.
- 4. Денисенко В.В., Халявко А.Н. Защита от помех датчиков и соединительных проводов систем промышленной автоматизации. СТА, № 1, 2001, стр. 68-75.
- 5. Воронов А.А. Устойчивость, управляемость, наблюдаемость. М.: Наука, 1979, 336 с.
- 6. Ротач В.Я. Теория автоматического управления. М.: МЭИ, 2004, 400 с.
- 7. Изерман Р. Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984, 541 с.
- 8. Ziegler J. G., Nichols N. B., "Optimum settings for automatic controllers," Trans. ASME, vol. 64, pp. 759–768, 1942.
- 9. Chien K. L., Hrones J. A., Reswick J. B. On automatic control of generalized passive systems. Trans. ASME, 74, p.p. 175-185.
- 10. Справочник по теории автоматического управления. Под ред. А.А. Красовского. М.: Наука, 712 с.
- 11. 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 p.p 1494- 1499.
- 12 . 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.
- 13. Techmation. Protuner. Application manual. www.protuner.com
- 14. Silva G. J., Datta A., Bhattacharyya S. P. On the Stability and Controller Robustness of Some Popular PID Tuning Rules. IEEE Trans. on Automatic Control, v. 48, № 9, Sept. 2003, p.1638-1641.
- 15. Ho M.-T. and Lin C.-Y. PID Controller Design for Robust Performance. IEEE Trans. on Automatic Control, v. 48, № 8, Aug. 2003, p.1404-1409.
- 16. Keel L. H., Rego J. I., and Bhattacharyya S. P. A New Approach to Digital PID Controller Design. IEEE Trans. on Automatic Control, v. 48, NO. 4, APRIL 2003. p. 687 692.
- 17. Obika, M.; Yamamoto, T. An evolutionary design of robust PID controllers. Mechatronics and Automation, 2005 IEEE International Conference. Volume 1, Date: 29 July-1 Aug. 2005, Pages: 101 106 Vol. 1.
- 18. Moradi M. H. New techniques for PID Controller Design. CCA 2003. Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications. Vol. 2, 23-25 June 2003 p. 903 908.
- 19. Hodel A. S., Hall C. E. Variable-Structure PID Control to Prevent Integrator Windup. IEEE Trans.

- on Industrial Electroniсы, v. 48, № 2, 2001, p. 442-451.
- 20. Shouli Wu; Watanabe, K.; Muramatsu, E.; Ariga, Y.; Endo, S. Robust stability of approximate Smith predictor control systems. SICE 2004 Annual Conference. Volume 2, Date: 4-6 Aug. 2004, Pages: 1522 1527 vol. 2.
- 21. Jing-Chung Shen; Huann-Keng Chiang. PID tuning rules for second order systems. Control Conference, 2004. 5th Asian. Volume 1, Date: 20-23 July 2004, Pages: 472 477 Vol.1.
- 22. Silva, G.J.; Datta, A.; Bhattacharyya, S.P. New results on the synthesis of PID controllers. Automatic Control, IEEE Transactions on. Volume 47, Issue 2, Date: Feb 2002, Pages: 241 252.
- 23. Skoczowski, S.; Domek, S.; Pietrusewicz, K.; Broel-Plater, B. A method for improving the robustness of PID control. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 52, Issue 6, Date: Dec. 2005, Pages: 1669 1676.
- 24. Karimi, A.; Garcia, D.; Longchamp, R. PID controller tuning using Bode's integrals. Control Systems Technology, IEEE Transactions on, Volume 11, Issue 6, Date: Nov. 2003, p.: 812 821.
- 25. Sanchez-Gasca, J.J.; Clark, K.; Miller, N.W.; Okamoto, H.; Kurita, A.; Chow, J.H. Identifying linear models from time domain simulations. Computer Applications in Power, IEEE. Volume 10, Issue 2, Date: Apr 1997, Pages: 26 30.
- 26. Hemerly, E.E. PC-based packages for identification, optimization, and adaptive control. Control Systems Magazine, IEEE. Volume 11, Issue 2, Date: Feb 1991, Pages: 37 43.
- 27. Oviedo, J.J.E.; Boelen, T.; van Overschee, P. Robust advanced PID control (RaPID): PID tuning based on engineering specifications. Control Systems Magazine, IEEE. Volume 26, Issue 1, Date: Feb. 2006, Pages: 15 19.
- 28. 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.
- 29. Leva, A. Autotuning process controller with enhanced load disturbance rejection. American Control Conference, 2004. Proceedings of the 2004. Volume 2, Date: 30 June-2 July 2004, Pages: 1400 1405 vol.2.
- 30. Takao, K.; Yamamoto, T.; Hinamoto, T. Design of a memory-based self-timing PID controller. Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on. Volume 2, Date: 14-17 Dec. 2004, Pages: 1598 1603 Vol.2.
- 31. Qiwen Yang; Yuncan Xue; Jiao Huang. Simultaneous PID self-tuning and control. Intelligent Control, 2004. Proceedings of the 2004 IEEE International Symposium on. Date: 2-4 Sept. 2004, Pages: 363 367.
- 32. Ho H.F., Wong Y.K., Rad A.B. Adaptive PID controller for nonlinear system with  $H^{\infty}$  tracking performance. Physics and Control, 2003. Proceedings. 2003 International Conference. Vol. 4, 20-22 Aug. 2003, p. 1315 1319.
- 33. Calcev, G.; Gorez, R. Iterative technique for PID controller tuning. Decision and Control, 1995., Proceedings of the 34th IEEE Conference on. Volume 3, Date: 13-15 Dec 1995, Pages: 3209 3210 vol.3.
- 34. Glickman S., Kulessky R., Nudelman G. Identification-Based PID Control Tuning for Power Station Processes. IEEE Trans. on Control System Technology, v. 12, № 1, 2004 p.123 132.
- 35. Rad A. B., Lo W. L. Tsang K.M. Self-tuning PID controller using Newton-Raphson search method. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 44, Issue 5, Date: Oct 1997, Pages: 717 725.
- 36. Jih-Jenn Huang; DeBra, D.B. Automatic Smith-predictor tuning using optimal parameter mismatch. Control Systems Technology, IEEE Transactions on. Volume 10, Issue 3, Date: May 2002, Pages: 447 459.
- 37. Ivanova, E.; Hadjiski, M. Rules based adaptation of Smith predictor. Intelligent Systems, 2002. Proceedings. 2002 First International IEEE Symposium. Volume 3, Date: 2002, Pages: 26 30 vol.3.
- 38. Ren, X.M.; Rad, A.B.; Lo, W.L.; Chan, P.T. Adaptive H/sub 2/ optimal control based on Smith predictor for continuous-time systems with unknown time delay. Control and Automation, 2005. ICCA '05.

International Conference on. Volume 1, Date: 26-29 June 2005, Pages: 159 - 164 Vol. 1.

- 39. Hsuan-Ming Feng. 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.
- 40. Pin-Yan Tsai; Huang-Chu Huang; Shang-Jen Chuang; Yu-Ju Chen; Rey-Chue Hwang. The model reference control by adaptive PID-like fuzzy-neural controller. Systems, Man and Cybernetics, 2005 IEEE International Conference on. Volume 1, Date: 10-12 Oct. 2005, Pages: 239 244 Vol. 1.

Автор - сотрудник НИЛ АП

Тел.: (8634) 324-140, факс: 324-139

E-mail: info@RLDA.ru,

www.RealLab.ru