

© 2014 г. А.Г. АЛЕКСАНДРОВ, д-р физ.-мат. наук
М.В. ПАЛЕНОВ, канд. техн. наук
(Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, Москва)

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ АДАПТИВНЫХ ПИД-РЕГУЛЯТОРОВ¹

Приводится обзор используемых на сегодня форм ПИД-регуляторов, алгоритмов их автоматической настройки и адаптивного управления. Рассмотрены различные алгоритмы автонастройки и адаптации. Подробно рассмотрен алгоритм частотного адаптивного управления.

1. Введение

Пропорционально-интегро-дифференцирующие (ПИД) регуляторы широко распространены в технических системах и используются в 90–95% регулирующих контуров [1, 2]. Они позволяют достичь цели управления для большинства технологических объектов, при этом их структура компактна и проста. За долгую историю своего использования и развития закон ПИД-управления дополнился нововведениями, призванными повысить его эффективность: это различные реализации дифференцирующей части регулятора, борьба с насыщением интегральной составляющей и упреждающее управление. Однако ключевым вопросом в использовании ПИД-регулятора был вопрос настройки его коэффициентов. Первоначально этот вопрос решался с помощью человека-оператора, который, используя свои знания и опыт, а так же интуицию, производил настройку ПИД-регулятора, опираясь на методы расчета коэффициентов регулятора, например Циглера–Никольса [3]. Впоследствии с появлением ЭВМ, а следовательно, и программируемых логических контроллеров (ПЛК), SCADA-систем и распределенных систем управления (РСУ) появились методы автоматической настройки (автонастройки) ПИД-регуляторов, реализованные в этих системах, цель которых разовая настройка или настройка по запросу оператора регулятора в автоматическом режиме с использованием испытательных воздействий. Как правило, эти испытательные воздействия нарушают нормальный режим работы объекта управления (ОУ). Поэтому автонастройка проводится в специально отведенное для этого время (при запуске процесса или когда функционирование с текущим ПИД-регулятором становится невозможным). Однако значительное количество ОУ обладает нестационарными (дрейфующими) во времени параметрами. В связи с этим один раз настроенный регулятор не может обеспечить достижение цели управления в процессе всего функционирования ОУ. Таким образом, необходимо постоянно или периодически

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 09-08-00338-а).

подстраивать коэффициенты ПИД-регулятора под изменяющиеся параметры ОУ так, чтобы достигалась цель управления. Решение этой проблемы достигается с помощью адаптивного управления, которое в зависимости от алгоритма адаптации подразумевает постоянную или периодическую корректировку коэффициентов ПИД-регулятора. Существующие алгоритмы адаптации разделяют на прямые и непрямые. Прямые алгоритмы корректируют коэффициенты ПИД-регулятора на основе анализа регулируемой переменной. Непрямые алгоритмы основываются на идентификации модели ОУ и корректировке на основе ее результатов коэффициентов ПИД-регулятора [1, 4–6].

Стоит отметить, что помимо ПИД-регуляторов в промышленности приобретают популярность альтернативные подходы к управлению: метод управления по прогнозирующей модели (МРС) и алгоритмы на нечеткой логике (fuzzy logic). Эти подходы описаны в разделах 4 и 5.

2. Разновидности ПИД-регуляторов и методы их синтеза

В области ПИД-регулирования уже более 60 лет активно ведутся исследования. Было опубликовано огромное количество статей и отчетов, а также книг, в которых обоснована необходимость различных методов синтеза и приведены простые правила расчета параметров ПИД-регуляторов. Среди книг стоит выделить пособие по настройке ПИ- и ПИД-регуляторов [7, 8], второе издание которого вышло в 2006 г., где собрано 443 метода синтеза. В 2009 г. вышло третье издание данной книги, и количество этих методов уже составило 1731, куда попали, наверное, все методы, известные со времен Циглера–Никольса.

Несмотря на простоту понятия ПИД-регулятора, выделяют несколько различных форм, реализующих ПИД-закон управления. Это связано как с историческими причинами, так и с нововведениями, пришедшими из общей теории управления. Таким образом, ПИД-регуляторы, реализованные в различных ПЛК, SCADA-системах и РСУ, отличаются по своей структуре, что, как правило, указывается в документации.

2.1. Структура и формы ПИД-регуляторов

В промышленности используются различные формы ПИД-регуляторов, количество которых больше десяти [8]. Рассмотрим наиболее популярные из них. Для упрощения записи будем использовать передаточные функции.

1) Классическая форма

$$(1) \quad w_{PID} = k_c \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = k_c + k_I \frac{1}{s} + k_D s,$$

где s – символ преобразования по Лапласу, k_c – коэффициент усиления регулятора, T_I – постоянная времени интегрирования, $k_I = \frac{k_c}{T_I}$ – коэффициент интегрирования, T_D – постоянная времени дифференцирования, $k_D = k_c T_D$ – коэффициент дифференцирования.

Эта форма используется в следующих промышленных контроллерах:

Allen Bradley PLC5; Bailey FC19; Fanuc серии 90-30 и 90-70; Intellution FIX; Honeywell TDC3000; Leeds and Northrup Electromax 5; Yokogawa Field Control Station (FCS); ОВЕН ПЛК 100, 150, 154, ТРМ10, 101, 148, 210; ТЕХНОКОНТ Р.I.D. - Expert.

- 2) *Последовательная форма*, возникшая при использовании ПИД-регуляторов в системах с пневматическими устройствами,

$$(2) \quad w_{PID} = k_c(\alpha + T_D s) \left(1 + \frac{1}{\alpha T_I s} \right), \quad T_I \geq 4T_D, \quad \alpha > 0.$$

Эта форма при $\alpha = 1$ используется в следующих промышленных контроллерах:

Turnbull TCS6000; Alfa-Laval Automation ECA400; Foxboro EXACT 760/761.

Классическая и последовательная формы ПИД-регуляторов являются «нереализуемыми», так как чистое дифференцирование невозможно реализовать. Обычно при реализации этих регуляторов используют приближенное вычисление производной:

$$\dot{u}(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta u(t)}{\Delta t} \approx \frac{\Delta u(t)}{\Delta t},$$

при малом Δt , являющимся периодом дискретности.

- 3) *ПИД-регулятор с фильтром*. Классическая и последовательная формы регуляторов содержат чистое дифференцирование, что может вызвать ряд проблем, связанных с реализацией и большим коэффициентом усиления на высоких частотах [1]. Часто используют дополнительные фильтры в двух вариациях:

1. *ПИД-регулятор с фильтром дифференциальной составляющей:*

$$(3) \quad w_{PID} = k_c \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{1 + \frac{T_D}{N} s} \right),$$

где $N = 2 \div 20$ [1].

2. *ПИД-регулятор с фильтром по входу:*

$$(4) \quad w_{PID} = k_c \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \frac{1}{(T_f s + 1)^n},$$

где T_f – постоянная фильтра, n – степень фильтра, выбираемая, как правило, $n = 1$.

Эти формы используются в следующих промышленных контроллерах:

Bailey Net 90 при $N = 10$ и FC156; Concept PIDP1 и PID1; Fischer and Porter DCU 3200 CON при $N = 8$; Foxboro EXACT I/A серии; Hartmann and Braun Freelance 2000; Modicon 984 при $2 < N < 30$; Siemens Teleperm/PSC7 ContC/PCS7 CTRL при $N = 10$ и S7 FB41 CONT_C.

- 4) *ПИД-регуляторы с модифицированной структурой.* Приведенные выше ПИД-регуляторы можно назвать стандартными. Наряду с ними существует целый ряд предложений по модификации ПИД-закона управления, основанных на так называемом упреждающем (feedforward) управлении. Следующая форма ПИД-регулятора носит название «ПИД-регулятор с весами задающего воздействия», которую удобнее записать в форме вход-выход:

$$(5) \quad u(t) = k_c(\alpha y^*(t) - y(t)) + k_I \int_0^t (y^*(\tau) - y(\tau)) d\tau + k_D \frac{d}{dt} (\beta y^*(t) - y(t)),$$

где $y^*(t)$ – задающее воздействие, $\alpha \in [0, 1]$ и $\beta \in [0, 1]$ – варьируемые параметры. В случае, если $\alpha = 1$, $\beta = 0$, регулятор называют ПИ-Д, а если $\alpha = 0$, $\beta = 0$ – И-ПД.

Более подробный обзор существующих форм ПИД-регуляторов и продуктов различных фирм, использующих эти формы, приводится в [8].

2.2. Методы расчета коэффициентов ПИД-регулятора

Существующие на сегодня методы расчета коэффициентов ПИД-регуляторов можно разделить на следующие группы.

- *Интуитивная настройка.* Способ настройки подразумевает изменение коэффициентов ПИД-регулятора независимо друг от друга по «интуиции» до тех пор, пока цель управления не будет достигнута.
- *Характеристические методы.* Эти методы появились на основе практического опыта (сюда относятся и методы Циглера–Никольса [3]) и подразумевают настройку регулятора по данным, полученным в результате испытания в разомкнутом контуре.
- *Аналитические методы (Алгебраический синтез).* Коэффициенты ПИД-регулятора вычисляются из аналитических или алгебраических зависимостей между моделью объекта и целью управления (например, метод внутренней модели (ИМС) и лямбда настройка [1]). Как правило, аналитические методы дают простые формулы и могут быть использованы в адаптивных системах, однако требуется цель управления в аналитической форме и достаточно точная модель объекта управления.
- *Частотные методы.* Частотные характеристики объекта управления используются для настройки ПИД-регулятора. Как правило, эти методы ресурсоемкие и направлены на синтез робастных ПИД-регуляторов.
- *Оптимальный синтез.* Эти методы можно рассматривать как особый вид оптимального управления, где коэффициенты ПИД-регулятора определяются с помощью численных методов оптимизации, компьютерной эвристики или эволюционных алгоритмов. Как правило, оптимизация требует значительное количество ресурсов. Существует также и аналитический подход, в котором для коэффициентов ПИД-регулятора получают аналитические выражения.

Данная классификация не является исчерпывающей и ограничивающей. Некоторые методы, используемые на практике, относятся сразу к нескольким

группам. Наиболее полный перечень существующих методов синтеза ПИ- и ПИД-регуляторов можно найти в [8].

3. Автонастройка и алгоритмы адаптации ПИД-регуляторов

Автонастройка ПИД-регуляторов распространена на сегодня в большей степени, чем адаптация. Это вызвано тем, что алгоритмы адаптации зачастую сложнее алгоритмов автонастройки и требуют большей вычислительной мощности. Кроме того, алгоритмы автонастройки прошли некий период апробации, так как идеи, заложенные в них, основаны на простых методах настройки ПИД-регуляторов, подобных методам Циглера–Никольса. Алгоритмы адаптации только проходят этот этап, и количество используемых адаптивных ПИД-регуляторов со временем растет. Ниже рассмотрены методы автонастройки и алгоритмы адаптации, применяемые в промышленных контроллерах, SCADA-системах и PCY, а также те, которые, возможно, будут широко применяться в будущем.

В табл. 1 сведены наиболее популярные на сегодняшний день ПЛК, которые реализуют алгоритмы автоматической настройки и адаптивного ПИД-управления.

Таблица 1. Промышленные контроллеры, использующие автоматическую настройку и адаптацию

Производитель	Модель промышленного контроллера	Автоматическая настройка	Адаптивное управление
1	2	3	4
ABB	Bitric P	Да	Нет
	Digitric 100	Да	Нет
	COMMANDER 100	Нет	Нет
	COMMANDER 250	Нет	Нет
	COMMANDER 310	Да	Нет
	COMMANDER 351	Да	Да
	COMMANDER 355	Да	Нет
	COMMANDER 505	Да	Нет
	COMMANDER V100	Да	Нет
	COMMANDER V250	Да	Нет
	ECA06	Да	Нет
	ECA60	Да	Нет
	ECA600	Да	Да
	MODCELL TM 2050R	Да	Нет
	53SL6000	Да	Нет
Foxboro	716C	Да	Да
	718PL, 718PR	Да	Да
	718TC, 718PR	Да	Да
	731C	Да	Да
	743C	Да	Да
	760C	Да	Да
	761C	Да	Да
	762C	Да	Да
	T630C	Да	Да

Таблица 1. (продолжение)

1	2	3	4
Honeywell	UDC100 UDC700 UDC900 UDC1000, UDC1500 UDC2300 UDC3300 UDC5000 UDC6300	Нет Да Да Да Да Да Да Да	Нет Да Да Да Да Да Да Да
Yokogawa	US1000 UT320, UT350, UT420, UT450 UT520, UT550, UT750 UP350, UP550, UP750 YS150 YS170	Да Да Да Да Да Да Да	Нет Нет Нет Нет Нет Да Да
Siemens	Simatic S7-200, S7-300, S7-1200	Да Да	Да Да
ОВЕН	ПЛК 100, 150, 154	Да	Нет

3.1. Методы автонастройки

В основе методов автонастройки лежат идеи, предложенные Циглером и Никольсом [1, 3], но претерпевшие ряд изменений. Можно выделить два подхода.

- *Автонастройка по переходной характеристике ОУ.* В данном подходе параметры ПИД-регулятора выбираются на основе анализа переходной характеристики ОУ, полученной в результате ступенчатого воздействия. Недостатком этого подхода является то, что подаваемая ступенька должна быть достаточной величины для того, чтобы на фоне помех и внешних возмущений можно было выделить составляющую переходного процесса.
- *Автонастройка с помощью автоколебаний.* Данный подход подразумевает искусственное создание автоколебаний в контуре управления, что позволяет идентифицировать так называемую крайнюю точку (точку пересечения годографа амплитудно-фазовой частотной характеристики АФЧХ замкнутой системы с отрицательной действительной осью $(-1;0j)$) путем измерения амплитуды и частоты автоколебаний, и использования формул пересчета для определения коэффициентов ПИД-регулятора. В [2] предлагается использовать П-регулятор, повышением коэффициента которого добиваться установившихся автоколебаний. В других работах [1, 9–11] для этой цели используется двухпозиционное реле либо реле с гистерезисом, что позволяет вызывать ограниченные по амплитуде автоколебания.

3.2. Алгоритмы адаптации

Существующие алгоритмы адаптации можно разделить на две группы: прямые и непрямые. Рассмотрим их подробнее.

3.2.1. Прямые адаптивные системы. В прямых алгоритмах адаптивного управления параметры регулятора обновляются непосредственно, по определенному закону, который зависит от состояния замкнутой системы. Для того чтобы оценить состояние системы, используются различные подходы.

Прямые адаптивные системы, использующие логические правила настройки регулятора (rule-based), представляют целый подкласс систем управления [1]. Принцип действия основан на имитации действий наладчика, который, анализируя состояние выхода системы при изменении задающего воздействия корректирует параметры ПИД-регулятора. Во время функционирования всегда ищется компромисс между наименьшим временем переходного процесса и запасами устойчивости. Типичные правила настройки ПИД-регулятора приведены в табл. 2. Этот метод также может применяться для автонастройки ПИД-регулятора.

Таблица 2. Влияние коэффициентов ПИД-регулятора на перерегулирование и запасы устойчивости

	Время ПП	Перерегулирование	Запасы устойчивости
Увеличение k_c	уменьшается	увеличивается	уменьшаются
Увеличение k_I	медленно уменьшается	увеличивается	уменьшаются
Увеличение k_D	медленно уменьшается	уменьшается	увеличиваются

Для управления ОУ, поведение которых описывается сложными и/или нелинейными моделями, часто используют таблицу коэффициентов (Gain scheduling). Для некоторых режимов работы ОУ (к примеру, для самолетов – высота полета, для автомобилей – скорость вращения коленчатого вала) можно найти ПИД-регулятор, обеспечивающий цель управления. Но ПИД-регулятор, приемлемый для одного режима, не подходит для другого режима. Поэтому коэффициенты ПИД-регулятора определяют в лабораторных или экспериментальных условиях при разработке системы управления. Режим работы ОУ определяется по переменным состояния, доступным измерению, или задающему воздействию, а коэффициенты ПИД-регулятора выбираются из таблицы в зависимости от текущего режима. Благодаря своей простоте, такие адаптивные системы распространены в производстве [12, 13].

Среди перспективных прямых алгоритмов адаптивного управления можно выделить следующие.

- *Алгоритм итерационной градиентной настройки* (Iterative feedback tuning) способен функционировать при непредсказуемых изменениях параметров ОУ, но при малых внешних возмущениях. Впервые метод был предложен в [13]. Основная идея заключается в вычислении градиента по коэффициентам ПИД-регулятора относительно ошибки слежения. Для вычисления градиента метод использует ступенчатые испытательные воздействия, подаваемые на вход замкнутой системы. По вычисленному градиенту корректируются коэффициенты ПИД-регулятора.
- *Метод рекуррентных целевых неравенств* [14] также относится к прямым алгоритмам адаптивного управления. Суть метода заключается в использовании целевых неравенств, зависящих от текущих и предыдущих зна-

чений измеряемых переменных, состояния ОУ и управления, построенных на основе выбранной цели управления. При функционировании алгоритма сразу все целевые неравенства не доступны, они возникают по ходу функционирования и поэтому решаются рекуррентно. Для решения рекуррентных целевых неравенств используются конечно сходящиеся алгоритмы, суть которых заключается в том, что при достижении цели управления коэффициенты закона управления перестают корректироваться.

3.2.2. Непрямые алгоритмы адаптации. Многие не прямые алгоритмы адаптации являются дальнейшим развитием алгоритмов автоматической настройки. Так, в работах [10, 11] были развиты идеи идентификации крайней точки и предложено использовать метод наименьших квадратов (МНК) для идентификации этой точки. Далее этот подход развит в [15], где предложено использовать несколько идентификаторов совместно с узкополосными фильтрами, что позволило улучшить алгоритм. Множество алгоритмов, к примеру [16, 17], используют в своей основе метод наименьших квадратов, позволяющий идентифицировать различные модели ОУ. Для синтеза ПИД-регуляторов в части работ используются алгебраические методы синтеза, в другой части — методы оптимизации.

Алгоритм адаптации по реакции системы на ступеньку развивается в [6, 18, 19]. Первоначальная настройка ПИД-регулятора осуществляется по результатам эксперимента в разомкнутом контуре, т.е. выполняется предварительная автоматическая настройка регулятора. Затем последующая коррекция коэффициентов ПИД-регулятора осуществляется по результатам анализа реакции системы на ступенчатое изменение задающего воздействия или управления, не превышающее 10% от номинального значения.

Аналогичный подход описан в [2], где предлагаются алгоритмы адаптации, использующие релейный подход. Первоначальная настройка регулятора осуществляется с помощью замыкания ОУ двухпозиционным реле. Измеряется амплитуда и период возникших автоколебаний, по значениям которых затем синтезируется ПИД-регулятор. При необходимости подстройки коэффициентов ПИД-регулятора двухпозиционное реле подключается параллельно с регулятором.

Перспективным направлением в развитии не прямых адаптивных алгоритмов управления является частотное адаптивное управление [2]. Идея данного подхода заключается в использовании полигармонического испытательного сигнала, подаваемого на вход системы управления. Такая необходимость возникает при недостаточно «богатом» гармониками задающем воздействии, например, если она постоянная величина все время. С помощью фильтра Фурье [20] можно выделить полезную составляющую, несущую информацию об ОУ, и таким образом оценить параметры модели ОУ даже при интенсивных неизвестных внешних возмущениях. Существуют некоторые вариации такого подхода. В первой вариации [2] на вход системы подается одна гармоника с частотной, равной резонансной частоте системы, и определяется амплитуда и фаза установившихся колебаний на входе и выходе ОУ, на основе которых определяются параметры модели ОУ. Для первоначального определения резонансной частоты системы предлагается возбудить автоколебания в системе

управления с помощью двухпозиционного реле или путем увеличения коэффициента усиления регулятора. Во второй вариации используется двух- и более частотный испытательный сигнал [20]. Частоты гармоник испытательного сигнала при этом должны находиться относительно «далеко» друг от друга. Этот подход позволяет оценивать параметры модели ОУ с более сложной структурой.

3.2.3. Частотный адаптивный ПИД-регулятор. Алгоритм частотного адаптивного управления развит в [20–22], где решаются ключевые вопросы выбора частот и амплитуд гармоник испытательного сигнала. Рассмотрим этот алгоритм более подробно.

Модель ОУ представляется в виде звена первого порядка с запаздыванием

$$(6) \quad T\dot{y}(t) + y(t) = k_0 u(t - \tau) + f(t),$$

где $y(t)$ – выход ОУ, $u(t)$ – вход ОУ, формируемый регулятором (сигнал управления), $f(t)$ – неизмеряемое произвольное внешнее возмущение, k_0 , T , τ – неизвестные коэффициент усиления, постоянная времени и запаздывание соответственно.

Параметры модели ОУ k_0 , T , τ изменяются в произвольные моменты времени неизвестным образом. Для функционирования адаптивного регулятора требуется, чтобы эти изменения были не слишком частыми и на незначительную величину.

Будем использовать ПИД-регулятор в форме (4):

$$(7) \quad T_f \dot{u}(t) + u(t) = k_c \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(\tilde{t}) d\tilde{t} + T_D \dot{\varepsilon}(t) \right),$$

где

$$(8) \quad \varepsilon(t) = y^*(t) - y(t) + v(t)$$

— ошибка слежения, $v(t)$ — испытательный сигнал.

Синтез ПИД-регулятора осуществляется на основе оценок параметров модели (6) с помощью метода внутренней модели (ИМС) [1, 23]:

$$(9) \quad k_c = \frac{2\hat{T} + \hat{\tau}}{2\hat{k}_o(\lambda + \hat{\tau})}, \quad T_I = \frac{2\hat{T} + \hat{\tau}}{2}, \quad T_D = \frac{\hat{T}\hat{\tau}}{2\hat{T} + \hat{\tau}}, \quad T_f = \frac{\lambda\hat{\tau}}{2(\lambda + \hat{\tau})},$$

где $\lambda = \frac{\hat{T}}{2 \pm 4}$ – параметр, характеризующий быстродействие системы, \hat{k}_o , \hat{T} , $\hat{\tau}$ – оценки параметров модели ОУ.

При таком регуляторе и при точно известных параметрах модели ОУ $\hat{k}_o = k_0$, $\hat{T} = T$ и $\hat{\tau} = \tau$ поведение замкнутой системы (при $f(t) = 0$) с точностью до аппроксимации Паде первого порядка можно описать следующим уравнением [23]:

$$(10) \quad \lambda \dot{y}(t) + y(t) = y^*(t - \tau).$$

Для предварительной настройки ПИД-регулятора необходимо знать оценки параметров модели в начальный момент времени $\hat{k}_o|_{t=0}$, $\hat{T}|_{t=0}$ и $\hat{\tau}|_{t=0}$.

Испытательный сигнал выбирается в виде суммы синусоид:

$$(11) \quad v(t) = \rho_1 \sin \omega_1 t + \rho_2 \sin \omega_2 t,$$

где ρ_1 , ρ_2 , ω_1 и ω_2 – положительные числа.

Вход $u(t)$ и выход $y(t)$ ОУ прикладывается к фильтру Фурье:

$$(12) \quad \begin{aligned} \hat{\alpha}_{yk} = \alpha_{yk}(\bar{t}) &= \int_{t_F}^{t_F+\bar{t}} y(t) \sin \omega_k t dt, & \hat{\beta}_{yk} = \beta_{yk}(\bar{t}) &= \int_{t_F}^{t_F+\bar{t}} y(t) \cos \omega_k t dt, \\ \hat{\alpha}_{uk} = \alpha_{uk}(\bar{t}) &= \int_{t_F}^{t_F+\bar{t}} u(t) \sin \omega_k t dt, & \hat{\beta}_{uk} = \beta_{uk}(\bar{t}) &= \int_{t_F}^{t_F+\bar{t}} u(t) \cos \omega_k t dt, \end{aligned} \quad k = 1, 2,$$

где t_F – время начала фильтрации, \bar{t} – длительность фильтрации.

Выходы фильтра Фурье $\alpha_{yk}(\bar{t})$, $\beta_{yk}(\bar{t})$ и $\alpha_{uk}(\bar{t})$, $\beta_{uk}(\bar{t})$ при $\bar{t} \rightarrow \infty$ сходятся к частотным параметрам системы [22]:

$$(13) \quad \begin{aligned} \alpha_{yk} + j\beta_{yk} &= \frac{w_{PID}(j\omega_k)w_o(j\omega_k)}{1 + w_{PID}(j\omega_k)w_o(j\omega_k)}, \\ \alpha_{uk} + j\beta_{uk} &= \frac{w_o(j\omega_k)}{1 + w_{PID}(j\omega_k)w_o(j\omega_k)}, \end{aligned} \quad k = 1, 2,$$

где $w_{PID}(j\omega_k)$ и $w_o(j\omega_k)$ – частотные передаточные функции ПИД-регулятора и ОУ соответственно.

Числа

$$(14) \quad \alpha_k = \operatorname{Re} w_o(j\omega_k), \quad \beta_k = \operatorname{Im} w_o(j\omega_k), \quad k = 1, 2,$$

называются *частотными параметрами* ОУ.

Оценки частотных параметров ОУ легко получить из (13):

$$(15) \quad \hat{\alpha}_k = \frac{\alpha_{yk}\alpha_{uk} + \beta_{yk}\beta_{uk}}{\alpha_{uk}^2 + \beta_{uk}^2}, \quad \hat{\beta}_k = \frac{\beta_{yk}\alpha_{uk} - \alpha_{yk}\beta_{uk}}{\alpha_{uk}^2 + \beta_{uk}^2}, \quad k = 1, 2.$$

Выражения для определения параметров модели ОУ можно получить из (14) [22]. Для этого запишем (14) в виде:

$$(16) \quad \alpha_k + j\beta_k = \frac{k_o}{T(j\omega_k) + 1} e^{-j\omega_k \tau}, \quad k = 1, 2,$$

и умножим каждое k -е выражение на комплексно сопряженное, тогда

$$(17) \quad \alpha_k^2 + \beta_k^2 = \frac{k_o^2}{T^2 \omega_k^2 + 1}, \quad k = 1, 2,$$

откуда легко получить выражения связи параметров k_o и T модели ОУ с частотными параметрами ОУ. Для получения выражения для запаздывания

запишем (16) с использованием формулы Эйлера при $k = 1$:

$$(18) \quad (\alpha_1 + j\beta_1)(T(j\omega_1) + 1) = k_o(\cos \omega_1\tau - j \sin \omega_1\tau),$$

откуда

$$(19) \quad k_o \cos \omega_1\tau = \alpha_1 - T\beta_1\omega_1, \quad k_o \sin \omega_1\tau = \beta_1 + T\alpha_1\omega_1.$$

Из последних выражений легко получить выражение связи частотных параметров модели ОУ с величиной запаздывания.

При подстановке оценок частотных параметров модели ОУ эти выражения примут вид

$$(20) \quad \hat{T}^2 = \frac{(\hat{\alpha}_2^2 + \hat{\beta}_2^2) - (\hat{\alpha}_1^2 + \hat{\beta}_1^2)}{\omega_1^2(\hat{\alpha}_1^2 + \hat{\beta}_1^2) - \omega_2^2(\hat{\alpha}_2^2 + \hat{\beta}_2^2)}, \quad \hat{k}_o^2 = (\hat{\alpha}_2^2 + \hat{\beta}_2^2)(\hat{T}^2\omega_2^2 + 1),$$

$$\hat{\tau} = -\frac{1}{\omega_1} \arctg \frac{\hat{\beta}_1 + \hat{T}\hat{\alpha}_1\omega_1}{\hat{\alpha}_1 - \hat{T}\hat{\beta}_1\omega_1}.$$

Таким образом, алгоритм адаптации следующий:

- 1) вычислить ПИД-регулятор по известным оценкам $\hat{k}_o|_{t=0}$, $\hat{T}|_{t=0}$ и $\hat{\tau}|_{t=0}$ параметров модели ОУ в начальный момент времени;
- 2) сформировать испытательный сигнал (11) и приложить его ко входу замкнутой системы (6)–(7), а вход и выход ОУ приложить к фильтру Фурье (12), чьи выходы при заданном времени фильтрации $\bar{t} = \bar{t}^*$ и подстановке их в (15) дают оценки частотных параметров модели ОУ $\hat{\alpha}_k$, $\hat{\beta}_k$, $k = 1, 2$;
- 3) подставив оценки частотных параметров модели ОУ в (20), получить оценки параметров модели ОУ и затем, подставив их в (9), вычислить коэффициенты нового ПИД-регулятора, заменить им старый, после чего перейти к этапу 2).

Общая структура системы приводится на рис. 1.

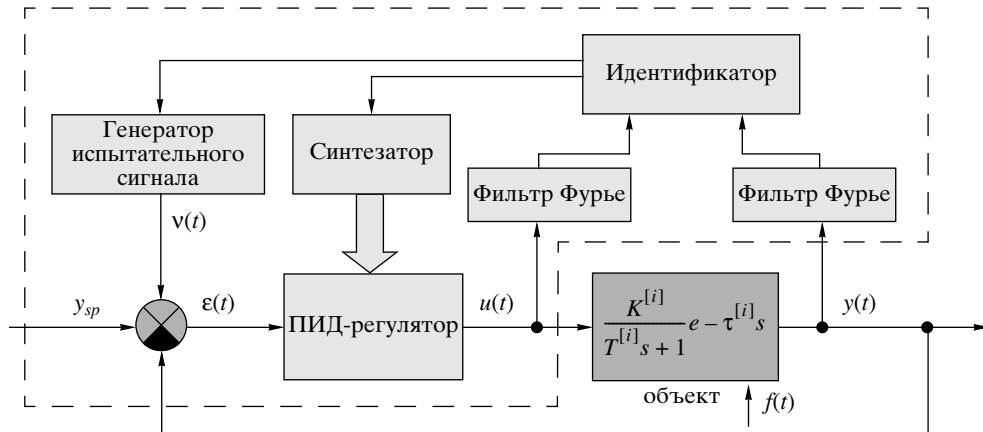


Рис. 1. Структурная схема системы с частотным адаптивным ПИД-регулятором.

4. Метод управления по прогнозирующей модели (МРС)

МРС [24–26] получил широкое распространение в химических и нефтехимических производствах, а также хорошо подходит для управления медленно текущими процессами. Идея подхода заключается в поиске оптимального управления на ограниченном интервале.

Существует большое количество МРС стратегий (DMC, PFC, PCT, SMCA, OPC, APC, GPC), но все они основываются на одной и той же идее, отличие заключается лишь в использовании различных моделей, описывающих ОУ. Наиболее общим является метод GPC, использующий разностные уравнения для описания объекта, поэтому рассмотрим его более подробно.

Предсказания выхода ОУ методом GPC основываются на модели ОУ:

$$(21) \quad A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})z^{-d}u(k-1) + C(z^{-1})\frac{e(k)}{\Delta},$$

где $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ – полиномы объекта, $y(k)$ – выход модели, $u(k-1)$ – вход модели, $e(k)$ – измеряемые внешние возмущения, $\Delta = 1 - z^{-1}$, $k = 0, 1, 2, \dots$.

Управление строится на основе минимизации функционала

$$(22) \quad J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2,$$

где N_1 , N_2 , N_u – горизонты начала предсказания, конца предсказания и управления соответственно.

Помимо функционала также задают ограничения на регулируемую переменную, рост регулируемой и управление. В случае, когда ограничения не заданы, задача оптимизации может быть решена аналитически и можно выписать явное решение, но в случае применения ограничения задача оптимизации решается только численно. В результате ее решения получают вектор параметров для каждого последующего такта времени, вплоть до горизонта управления N_u . Идея МРС заключается в том, чтобы применить только первое из этих управлений, а на следующей дискрете времени все повторить, т.е. решить задачу оптимизации снова, взяв в качестве начальных условий текущие измерения состояния объекта. Такой подход объясняется тем, что в первую дискрету времени модель дает наиболее точные предсказания.

Становится ясно, почему МРС-алгоритмы хорошо подходят к медленно текущим техническим процессам. Во-первых, в случае ограничений не доказаны условия сходимости алгоритма управления. Во-вторых, численное решение задачи оптимизации требует значительных вычислительных ресурсов. Для быстродействующих процессов задачу оптимизации пришлось бы решать очень часто, что потребовало бы очень мощного промышленного контроллера.

5. Алгоритмы управления на нечеткой логике

Нечеткое управление (управление на основе методов теории нечетких множеств) [27] используется при недостаточном знании объекта управления, но при наличии опыта управления им. Чаще всего такой подход применяется

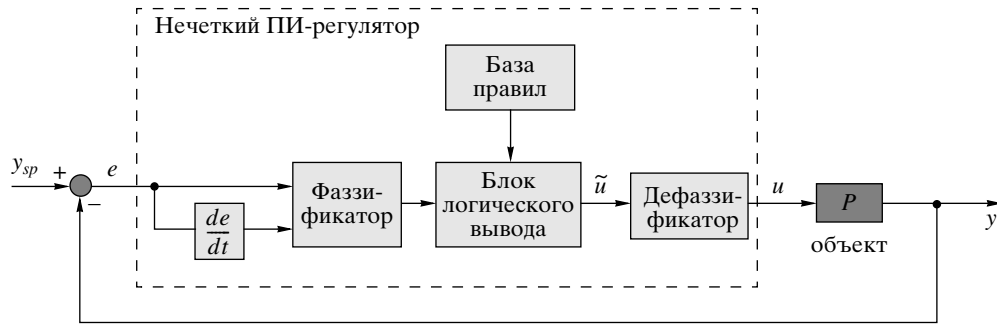


Рис. 2. Нечеткий ПИ регулятор.

для управления объектами, точные математические модели которых отсутствуют, либо настолько сложны, что их трудно линеаризовать или редуцировать для аналитического синтеза регулятора. Для формирования алгоритма управления используют знания эксперта. Примером может быть доменная печь или **ректификационная колонна**, математическая модель которых содержит много эмпирических коэффициентов, изменяющихся в широком диапазоне и вызывающих большие затруднения при идентификации. В то же время квалифицированный оператор достаточно хорошо управляет такими объектами, пользуясь показаниями приборов и накопленным опытом.

Построить нечеткий регулятор с большим набором правил является достаточно сложной задачей, поэтому чаще всего используют ПИ- или ПИД-вариацию нечеткого регулятора. ПИД-регуляторы с нечеткой логикой в настоящее время используются в коммерческих системах для наведения телекамер при трансляции спортивных событий, в системах кондиционирования воздуха, при управлении автомобильными двигателями, для автоматического управления двигателем пылесоса и в других областях.

Одна из наиболее распространенных структур нечеткого регулятора (нечеткого ПИ-регулятора) показана на рис. 2. На вход регулятора поступает ошибка e и вычисляется ее производная по времени $\frac{de}{dt}$. Далее обе величины сначала подвергаются операции фаззификации (преобразования в нечеткие переменные), затем полученные нечеткие переменные используются в блоке нечеткого логического вывода для получения управляющего воздействия на объект, которое после выполнения операции дефаззификации (обратного преобразования нечетких переменных в четкие) поступает на выход регулятора в виде управляющего воздействия u .

Вычисление управления в нечетких регуляторах осуществляется на основе правил на нечеткой логике. Например, правило: если ошибка равна нулю и производная больше нуля, то управление равно нулю.

Эти правила формируются на основе опыта оператора. Легко сформировать небольшое количество правил. Если от объекта требуется получить большую точность, то задавать придется более сложный нечеткий регулятор, что сводится к заданию большего количества правил, так как надо предусмотреть все варианты. В результате нечеткие регуляторы применяются для объектов, где не требуется большая точность регулирования.

6. Заключение

Несмотря на наличие совокупности достаточно разнообразных и неоднородных алгоритмов адаптивного управления, все еще остается достаточно большой разрыв между теорией и практикой. Во многом он связан с применением уже хорошо себя зарекомендовавших алгоритмов автоматической настройки, модифицированные версии которых используются в алгоритмах адаптации. С другой стороны, технологические объекты достаточно сложны и применение сложных алгоритмов адаптации, с большим количеством предположений затруднительно. Тем не менее потребности промышленности с каждым годом растут, что вызвано увеличением темпов производства, изменением технологии и повышением гибкости. Во многом это факторы, которые, в конечном итоге, создадут благоприятный фон для повсеместного использования адаптивных ПИД-регуляторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Astrom K., Hagglund T.* Advanced PID control. 2006.
2. *Ромач В.Я.* Теория автоматического управления: учебник для ВУЗов, 5-е издание. перераб. и доп. М.: Изд. дом МЭИ, 2008.
3. *Ziegler J.G., Nichols N.B.* Optimum settings for automatic controllers // Trans. ASME. 1942. V. 64. P. 759–768.
4. *Денисенко В.В.* ПИД-регуляторы: вопросы реализации // Современные Технологии Автоматизации. 2008. № 4. С. 86–99.
5. *Штейнберг Ш.Е., Серезжин Л.П., Залуцкий И.Е., и др.* Проблемы создания и эксплуатации эффективных систем регулирования // Промышленные АСУ и контроллеры. 2004. № 7. С. 1–7.
6. *Шубладзе А.М., Гуляев С.В., Шубладзе А.А.* Оптимальные автоматически настраивающиеся общепромышленные регуляторы // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2002. № 10. С. 30–33.
7. *Aidan O'Dwyer.* Handbook of PI and PID controller tuning rules, 2nd Edition. London: Imperial College Press, 2006.
8. *Aidan O'Dwyer.* Handbook of PI and PID controller tuning rules, 3rd Edition. London: Imperial College Press, 2009.
9. *Astrom K.J., Hagglund T., Hang C.C., Ho W.K.* Automatic tuning and adaptation for PID controllers — a survey // Control Engineer. Practic. 1993. V. 1. P. 699–714.
10. *Hagglund T., Astrom K.J.* Industrial adaptive controllers based on frequency response techniques // Automatica. 1991. V. 27. P. 599–609.
11. *Hang C.C., Astrom K.J., Ho W.* Relay auto-tuning in the presence of static load disturbance // Automatica. 1993. V. 29. P. 563–564.
12. *Blevins T.L., McMillan G.K., Wojsznis W.K.* Advanced Control Unleashed // North Carolina: ISA, Research Triangle Park, 2003.
13. *Hjalmarsson H., Geers M., Gunnarsson S., Lequin O.* Interactive feedback tuning: theory and applications // IEEE Control Syst. Magazin. 1998. V. 18. P. 26–41.
14. *Фомин В.Н., Фрадков А.Л., Якубович В.А.* Адаптивное управление динамическими объектами. М.: Наука, 1981.
15. *Ho W.K., Hang C.C., Wojsznis W., Tao Q.H.* Frequency domain approach to self-tuning PID control // Control Eng. Practice. 1996. V. 4. P. 807–813.

16. *Sato T., Kameoka K.* Self-tuning type-2 pid control system and its application // Proceeding of 17th IFAC World Congress. Seoul, Korea, 2008. P. 11287–11292.
17. *Suda N.* Pid control // Shoten Co. Ltd. Japan: Asakura, 1992.
18. *Шубладзе А.М., Гуляев С.В., Шубладзе А.А.* Адаптивные автоматически настраиваемые ПИД-регуляторы // Промышленные АСУ и контроллеры. 2003. № 6. С. 24–26.
19. *Шубладзе А.М., Кузнецов С.И.* Автоматически настраиваемые промышленные ПИ и ПИД-регуляторы // Автоматизация в промышленности. 2007. № 2. С. 15–17.
20. *Александров А.Г.* Методы построения систем автоматического управления. 2008.
21. *Александров А.Г.* Частотные регуляторы // АиТ. 1991. № 1. С. 22–33.
Aleksandrov A.G. Frequency Regulators // Autom. Remote Control. 1991. V. 52. No. 1. Part 1. P. 17–26.
22. *Александров А.Г., Паленов М.В.* Самонастраивающийся ПИД-И регулятор // АиТ. 2011. № 10. С. 4–18.
Aleksandrov A.G., Palenov M.V. Self-Tuning PID/I Controller // Autom. Remote Control. 2011. V. 72. No. 10. P. 2010–2022.
23. *Visioli A.* Improving the load disturbance rejection performances of IMC-tuned PID controllers // Preprints 18th IFAC World Congr. Barcelona, Spain, 2002.
24. *E.F. Camacho and C. Bordons.* Model Predictive Control 1999.
25. *Liuping Wang.* Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB 2009.
26. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления. Учебник. Под ред. Н.Д. Егупова, изд. 2-е. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2002.
27. *Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л.* Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия-Телеком, 2006.

Статья представлена к публикации членом редколлегии Б.Т. Поляком.

Поступила в редакцию 28.02.2013