

文章编号: 1001-0920(2007)03-0341-04

# 一阶纯滞后智能非线性 PI 控制器优化设计

李春生<sup>1,2</sup>, 王耀南<sup>1</sup>, 鄂加强<sup>1</sup>

(1. 湖南大学 电气与信息工程学院, 长沙 410082; 2. 广东商学院 数学与计算科学系, 广州 510320)

**摘要:** 针对大惯性以及纯滞后严重的工业过程对象控制精度低的问题, 采用专家控制与单神经元 PI 控制相结合的算法, 并利用自适应变尺度混沌优化方法对其进行最优整定, 从而实现了智能非线性 PI 控制器的优化设计. 仿真结果表明, 该智能非线性 PI 控制器具有较高的控制精度.

**关键词:** 智能非线性 PI 控制器; 一阶纯滞后; 优化设计

**中图分类号:** TP202 **文献标识码:** A

## Optimization design of intelligent nonlinear PI controller based on one degree with time delay

LI Chun-sheng<sup>1,2</sup>, WANG Yaoran<sup>1</sup>, E Jia-qiang<sup>1</sup>

(1. College of Electrical and Informational Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China; 2. Department of Mathematic and Computational Science, Guangdong Commercial College, Guangzhou 510320, China.

Correspondent: LI Chun-sheng, E-mail: lcs5812084@sina.com)

**Abstract:** In order to solve the problem of low control precision for industrial process object with big inertia and big time delay, an algorithm through the combination of expert controller and single neural PI controller is presented and the optimal design of intelligent nonlinear PI controller is realized by optimizing the parameters of controller and using adaptive mutative scale chaos optimization algorithm. The simulation result shows high control precision for industrial process object with big inertia and big time delay.

**Key words:** Intelligent nonlinear PI controller; One degree with time delay; Optimization design

### 1 引言

常规 PID 控制算法简单实用, 其比例、积分、微分 3 项具有明确的物理意义, 是一种应用十分广泛且比较成熟的控制方法<sup>[1]</sup>. 但其参数一经整定就固定了, 很难适应工业过程对象的复杂特性. 传统 PID 控制存在的问题, 并不是 PID 本身引起的, 而是线性 PID 控制中 P, I, D 的线性组合, 系统特性变化与控制量之间的线性映射关系所造成的<sup>[1,2]</sup>. 为了突破传统 PID 控制器的线性特性对控制性能的制约, 近年来人们提出各种非线性 PID 控制器, 以提高系统的控制性能<sup>[2-6]</sup>. 本文从实用角度出发, 结合智能控制思想, 提出一种专家控制与单神经元 PI 控制相结合的算法, 并将单神经元的待定权值系数与系统的控制性能联系起来, 采用自适应变尺度混沌优化方法<sup>[7]</sup>对其进行最优整定. 该优化方法实质上是利用混沌变量在某区间内具有遍历性、随机性的特点, 对单神经元的有关权值系数进行全局寻优, 同时引

入自适应和变尺度策略, 从而实现粗搜索与细搜索相结合的功能, 加快了寻优速度. 对典型一阶惯性加纯滞后的工业过程对象进行仿真研究, 其结果表明了该算法控制效果的优越性.

### 2 传统 PID 控制器

传统 PID 调节器的控制  $u(t)$ , 其输出取决于系统参考输入  $r(t)$  和输出  $y(t)$  的偏差  $e(t)$ 、偏差积分  $\int_0^t e(t) dt$  以及偏差微分  $de(t)/dt$ , 这 3 个基本要素是一线性组合. 其中: 偏差信号的比例部分实现基本反馈控制功能; 积分部分消除稳态误差; 而微分部分则加快动态响应, 它们共同起镇定作用. 但也存在如下问题:

- 1) 快速性和超调量之间的矛盾;
- 2) 参考信号  $r(t)$  经常不可微, 甚至不连续, 输出  $y(t)$  又经常被噪声污染, 因而偏差  $e(t)$  按经典意义通常不可微, 其微分信号不能利用.

收稿日期: 2005-12-13; 修回日期: 2006-02-26.

作者简介: 李春生(1972—), 男, 江西余江人, 博士生, 从事智能控制、智能信息处理的研究; 王耀南(1957—), 男, 江西吉水人, 教授, 博士生导师, 从事智能控制、智能信息处理等研究.

连续系统 PID 控制算式为

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}]. \quad (1)$$

式中:  $K_p$  为比例增益系数,  $T_i$  为积分时间常数,  $T_d$  为微分时间常数.

$$u(n) = K_p e(n) + K_i e(n) + K_d [e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)], \quad (2)$$

$$u(n) = u(n-1) + \Delta u(n). \quad (3)$$

式中:  $e(n) = e(n) - e(n-1)$ ,  $K_i = K_p T_0 / T_i$ ,  $K_d = K_p T_d / T_0$ .  $T_0$  为采样时间.

### 3 智能非线性 PI 控制器

智能非线性 PI 控制算法的基本思路是,在 PI 算法的基础上增加非线性补偿项,形成非线性 PI 控制器,然后将比例、积分以及补偿这 3 项作为神经元的输入量,同时采用专家控制的思想,使神经元的比例系数随外界情况进行调整.

#### 3.1 PI 控制器的非线性补偿项

对于温度这样的大惯性和纯滞后对象,为了得到高精度的控制,在传统 PI 控制器的基础上加入了无记忆补偿控制项.利用误差  $e(t)$  构成的非线性函数可有多种选择,这里给出的非线性函数形式如下:

$$f[K_0, e(t)] = \frac{\exp[K_0 e(t)] + \exp[-K_0 e(t)]}{2}, \quad (4)$$

$$e(t) = \begin{cases} e_{\max} \operatorname{sgn}[e(t)], & |e(t)| \geq e_{\max}; \\ e(t), & |e(t)| < e_{\max}. \end{cases} \quad (5)$$

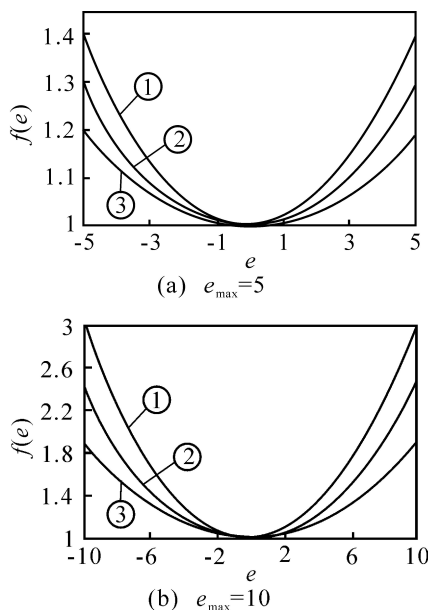


图 1 非线性函数  $f(e)$  随误差  $e$  的变化曲线

上述双曲余弦函数的值域为  $[1, \infty)$ . 如果不对其进行任何限制,在误差变化较大的区域,则可能出现非线性补偿引起系统的比例增益过大而使系统振荡的现象.为此,采用式 (5) 所示函数对其进行限

制.当双曲余弦函数的最大误差  $e_{\max}$  分别取 5 或 10,且  $K_0 = 0.125, 0.15, 0.175$  时(曲线 1, 2, 3),非线性函数  $f(e)$  随误差  $e$  的变化曲线如图 1 所示.由图 1 可知,随双曲余弦函数的最大误差  $e_{\max}$  由 5 变为 10 时,在  $[-e_{\max}, +e_{\max}]$  内非线性补偿引起系统的比例增益呈非线性递增的趋势,且最大比例增益增加近 1.1 倍;而当双曲余弦函数的指数系数  $K_0$  由小到大取 3 个值 0.125, 0.15, 0.175 时,在  $[-e_{\max}, +e_{\max}]$  内非线性补偿引起系统的比例增益呈非线性递减的趋势.为此,考虑到非线性补偿过程的稳定性,确定非线性增益的参数为  $e_{\max} = 5$ ,  $K_0 \in [0.125, 0.175]$ .

非线性 PI 控制算式为

$$u(t) = f[K_0, e(t)] + K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt]. \quad (6)$$

式中:  $K_0$  为非线性增益系数,  $K_p$  为比例增益系数,  $T_i$  为积分时间常数.写成传递函数的形式为

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{s}{s^2 - K_0^2} + K_p + K_i \frac{1}{s}. \quad (7)$$

选取较小的采样周期  $T_0$ ,式 (6) 相应的增量形式为

$$u(n) = K_0 f + K_p e(n) + K_i e(n), \quad (8)$$

$$u(n) = u(n-1) + \Delta u(n). \quad (9)$$

式中

$$f = e(n) \{ \exp[K_0 e(n)] - 1 / \exp[K_0 e(n)] \} / 2,$$

$$e(n) = e(n) - e(n-1),$$

$$K_i = K_p T_0 / T_i.$$

#### 3.2 单神经元 PI 控制器

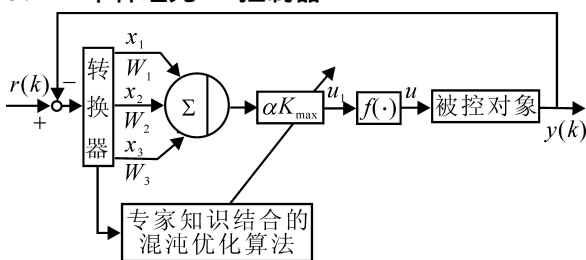


图 2 单神经元 PI 控制器结构

采用单神经元实现非线性 PI 控制的结构如图 2 所示.图中神经元有 3 个输入量  $x_i(t)$  ( $i = 1, 2, 3$ ),转换器的输入反映被控制过程及控制给定的偏差状态.若设给定  $r(n)$ ,输出为  $y(n)$ ,偏差为  $e(n)$ ,经转换器转换成神经元学习控制所需要的状态  $x_1(n), x_2(n), x_3(n)$ ,这里  $x_1(n) = f, x_2(n) = e(n), x_3(n) = e(n)$ ,  $W_i$  为对应  $x_i(n)$  的加权系数,  $W_1 = K_0, W_2 = K_p, W_3 = K_i$ ,  $K_{\max}$  和 分别为神经元最大输出增益和调节系数.显然,通过选择合适的

神经元权值系数  $W_i (i = 1, 2, 3)$  和调节系数  $\alpha$ ，可实现对系统输入信号的无偏跟踪和对外部干扰的有效抑制。可以看出， $x_1, x_2, x_3$  分别代表了非线性补偿、误差和误差积分 3 个量。此时，系统的动态性能只依赖于其误差信号，不受或少受对象模型参数的影响，于是单神经元 PI 控制算式为

$$u_1(n) = K_{\max} [W_1 f + W_2 e(n) + W_3 e(n)] / \sqrt{W_1^2 + W_2^2 + W_3^2}, \quad (10)$$

$$u(n) = u_{\max} (1 - e^{-u_1(k)}) / (1 + e^{-u_1(k)}), \quad (11)$$

式中  $u$  和  $u_{\max}$  分别为系统的控制量输入和控制量输入限幅。

#### 4 智能非线性 PI 控制器优化设计

对于不同的优化问题，其目标函数选择也不同，应根据实际问题的要求确定目标函数，这里选择 ITAE 准则。ITAE 能综合评价控制系统的动态和静态性能，如响应时间快、调节时间短、超调量小和稳态误差小等，其离散化后的计算公式为

$$J = \sum_{i=0}^m t_i e(t_i). \quad (12)$$

因此，单神经元 PI 控制器参数优化问题可归结为求一组  $W_1^*, W_2^*, W_3^*$  以及  $\alpha^*$ ，满足以下关系：

$$\begin{aligned} J_{\min} &= \sum_{i=0}^m t_i e(t_i), \\ \text{s. t. } &a_1 \leq W_1 \leq b_1, \\ &a_2 \leq W_2 \leq b_2, \\ &a_3 \leq W_3 \leq b_3, \\ &a_4 \leq \alpha \leq b_4. \end{aligned} \quad (13)$$

式中： $m$  由采样周期大小调节时间确定， $t_i$  为计算步长。

##### 4.1 自适应变尺度混沌优化算法

选择折叠次数无限一维自映射，即

$$\begin{cases} x_{n+1} = \sin(2/x_n), & n = 1, 2, \dots; \\ -1 \leq x_n \leq 1, & x_n \neq 0. \end{cases} \quad (14)$$

作为产生搜索迭代用的混沌变量的混沌模型，用  $K_1$  和  $K_2$  分别表示粗、细迭代次数。混沌优化算法的基本步骤如下：

**Step1** 算法初始化。置  $K_1 = 1, K_2 = 1$ ，并给定两个较大的正整数  $N_1$  和  $N_2$ ，用随机数产生  $x_0$ ，代入式(14)产生  $i$  个混沌变量  $x_{i,n+1} (i = 1, 2, \dots, n)$  作为产生搜索迭代用的混沌变量。

**Step2** 混沌变量在设计变量区间上的粗略转化。利用公式

$$x_{i,n+1} = a_i + (b_i - a_i) x_{i,n+1}, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (15)$$

将以上产生的第  $i$  个混沌变量由取值范围  $[-1, 1]$

变换到优化设计变量  $x_i$  与  $n$  的取值区间  $[a_i, b_i]$  上的混沌变量。

**Step3** 用混沌变量进行粗迭代搜索。令  $x_i(K_1) = x_{i,n+1}$ ，计算优化解  $f_i(K_1)$ ，令  $x_i^* = x_i(0), f_i^* = f_i(0)$ ，则：

1) 如果  $f_i(K_1) \leq f_i^*$ ，则  $f_i^* = f_i(K_1), x_i^* = x_i(K_1)$ ；

2) 如果  $f_i(K_1) > f_i^*$ ，则放弃  $x_i(K_1)$ 。

当  $K_1 \leq N_1$  时，进入下一次迭代， $K_1 := K_1 + 1$ ，当  $K_1 > N_1$  时，结束粗迭代。

**Step4** 混沌变量搜索区间的缩小。

$$\begin{cases} a_i = x_i^* - \phi(b_i - a_i), \\ b_i = x_i^* + \phi(b_i - a_i), \end{cases} \quad (16)$$

式中  $\phi$  为收缩因子， $\phi \in (0, 0.5)$ 。

为了保证新范围不至于越界，作如下处理：若  $a_i < a_i$ ，则  $a_i = a_i$ ；若  $b_i > b_i$ ，则  $b_i = b_i$ 。因此， $x_i^*$  在新区间  $[a_i, b_i]$  上作还原处理后的向量  $y_i^*$  由下式确定：

$$y_i^* = \frac{x_i^* - a_i}{b_i - a_i}. \quad (17)$$

**Step5** 混沌变量在设计变量区间上的细转化。如果经过 Step3 的若干次搜索， $f_i^*$  都保持不变，则利用下式把  $y_i^*$  与  $x_{i,n+1}$  的线性组合作为新的混沌变量，用此混沌变量进行搜索，即

$$x_{i,n+1} = (1 - \alpha_i) y_i^* + \alpha_i x_{i,n+1}, \quad (18)$$

式中  $\alpha_i$  为自适应调节系数， $0 < \alpha_i < 1$ 。

自适应调节系数  $\alpha_i$  按下式进行自适应确定：

$$\alpha_i = 1 - \left( \frac{K_2 - 1}{K_2} \right)^m, \quad (19)$$

式中  $m$  为一整数，根据优化目标函数而定，文中取  $m = 2$ 。这是因为在下面要进行细迭代搜索初期，由于  $(x_1, x_2, \dots, x_n)$  变动较大，需要较大的  $\alpha_i$ ，随着搜索的进行，逐渐接近最优点，故需选用较小的  $\alpha_i$ ，以便于在  $(x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*)$  所在的较小范围内进行搜索。

**Step6** 用混沌变量进行细迭代搜索。令  $x_i(K_2) = x_{i,n+1}$ ，计算优化解  $f_i(K_2)$ ，则：

1) 如果  $f_i(K_2) \leq f_i^*$ ，则  $f_i^* = f_i(K_2), x_i^* = x_i(K_2)$ ；

2) 如果  $f_i(K_2) > f_i^*$ ，则放弃  $x_i(K_2)$ 。

当  $K_2 \leq N_2$  时，进入下一次迭代， $K_2 := K_2 + 1$ ，当  $K_2 > N_2$  时，结束细迭代。

##### 4.2 智能非线性 PI 控制器参数优化

在  $[-e_{\max}, +e_{\max}]$  内非线性补偿引起系统的比例增益起着十分重要的作用，它的取值与系统动态响应和稳定性有密切关系。 $K_0$  值取的较小时，系统动态过程上升快，但超调量大，调节时间长； $K_0$  值取

的较大时,系统响应变慢,超调量减小.但如果  $K_0$  值取的过小,响应就跟踪不上给定信号.因此,为了提高响应速度,从  $K_0$  值的选取入手,其取值范围为  $[0.125, 0.175]$ ,利用专家知识将响应分成若干段,在每段中采用不同的  $K_0$  值.具体采用哪个  $K_0$  值需要利用对象响应信息的误差进行推理决策.响应初期(即偏差值较大时)应增加控制,提高响应速度,取较小的  $K_0$  值;接近稳态时(即偏差较小时), $K_0$  值应逐渐增大至稳态值,以保证响应不出现大的超调.故采用基于规则的产生式表示法,利用“If-Then”结构的控制规则来进行描述,即

If  $0.7 > |z(k)| > 1.0$ ,  
Then  $0.9 K_0 \quad W_1 \quad 1.2 K_0$ ;  
If  $0.3 > |z(k)| > 0.7$ ,  
Then  $0.4 K_0 \quad W_1 \quad 0.8 K_0$ ;  
If  $0 > |z(k)| > 0.3$ ,  
Then  $0 \quad W_1 \quad 0.4 K_0$ .

其中  $z(k) = [r(k) - y(k)] / r(k)$  为标准化偏差量.

给定权值  $W_1, W_2, W_3$  以及  $K_0$  的取值范围,利用自适应尺度混沌优化算法,通过对式(13)所示的全局优化问题求解.一般而言,关于智能 PI 控制器加权系数  $W_2, W_3$  的初值选取可按参数不变时常规 PI 控制器的参数来定.

## 5 仿真研究

对于可用一阶大惯性加纯滞后模型来描述的被控对象,已知时间常数  $T = 35\ 306\text{ s}$ ,纯滞后时间  $\tau = 400\text{ s}$ ,比例放大系数  $K = 469.60$ ,仿真时间为  $5\ 000\text{ s}$ ,仿真步长为  $10\text{ s}$ .根据自适应尺度混沌优化方法进行参数寻优,把经验计算得到的值作为初始值,得到最优解.作为对比,选择单纯形法对常规 PI 控制器参数进行了最佳整定,并与采用变尺度混沌优化方法优化的智能非线性 PI 控制器的仿真结果进行比较,结果如图3所示.由图3可知,自适应尺度混沌优化智能非线性 PI 控制器获得的控制结果具有稳定、无振荡、超调小、调节时间短的优点,因此,明显优于采用单纯形法最佳整定的常规 PI 控制器控制结果.

当控制对象模型参数发生变化时(开环系统的时间常数由  $T = 35\ 306\text{ s}$  变化到  $T = 30\ 000\text{ s}$ ),智能非线性 PI 控制器能够自适应混沌学习,自动调整控制参数,其闭环系统的响应曲线如图4所示.由图4可知,自适应尺度混沌优化方法获得的控制结果具有稳定、无振荡、超调小、调节时间短的优点.因此,当控制对象模型参数发生变化时,智能非线性 PI 控制器的控制结果也明显优于采用单纯形法最佳整定的常规 PI 控制器的控制结果.

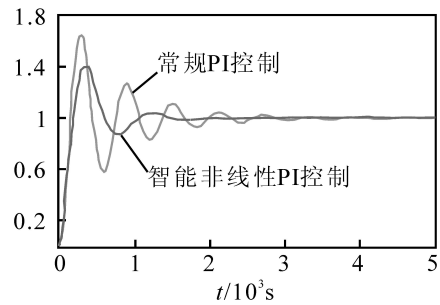


图3 系统仿真结果对比

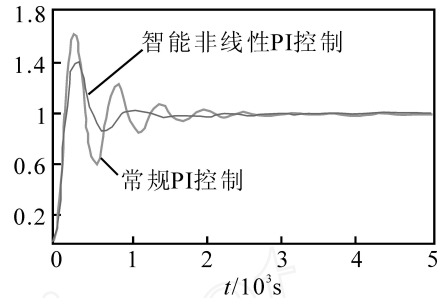


图4 控制模型参数变化下系统仿真结果对比

## 6 结论

1) 采用专家调节非线性增益和自适应尺度混沌优化方法实现了智能非线性 PI 控制器的优化设计.仿真结果表明,该算法能有效地实现智能非线性 PI 控制器参数最优整定,控制结果具有稳定、无振荡、超调小、调节时间短的优点.

2) 智能非线性 PI 控制器结构简单,整定方便,同时自适应尺度混沌优化方法计算速度快,实现简单,从而提高了智能非线性 PI 控制器的性能,为其“在线”实际应用提供了有力的支持.

## 参考文献(References)

- [1] 王伟,张晶涛,柴天佑. PID 参数先进整定方法综述[J]. 自动化学报, 2000, 26(3): 347-355.  
(Wang W, Zhang J T, Chai T Y. A survey of advanced PID parameter tuning methods [J]. Acta Automatica Sinica, 2000, 26(3): 347-355.)
- [2] 韩京清. 非线性 PID 控制器[J]. 自动化学报, 1994, 20(4): 487-490.  
(Han J Q. Nonlinear PID controller [J]. Acta Automatica Sinica, 1994, 20(4): 487-490.)
- [3] Xu Y, Hollerbach J M, Ma D. A nonlinear PD controller for force and contact transient control [J]. IEEE Control System Magazine, 1995, 15(1): 15-21.
- [4] Hom ayoun Seraji. A new class of nonlinear PID controller with robotic applications [J]. J Robotic Systems, 1998, 15(3): 161-181.
- [5] Brian Armstrong, Bruce A Wade. Nonlinear PID control with partial state knowledge: Damping without derivatives[J]. Int J Robotics Res, 2000, 19(8): 715-731.

(下转第 348 页)

- [2] Krishna K B, Kabore P. On the design of integral and proportional integral observers [C]. Proc of the American Control Conference. Chicago, 2000: 3725-3729.
- [3] Duan G R, Pattoton R J. Robust fault detection using Luenberger-type unknown input observers: A parametric approach[J]. Int J System Science, 2001, 32(4): 533-540.
- [4] Shafai B, Nork S. Simultaneous disturbance attenuation and fault detection using proportional integral observers [C]. Proc of the American Control Conf. Alaska, 2002: 1647-1649.
- [5] Chu D L. Disturbance decoupled observer design for linear time-invariant systems: A matrix pencil approach [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2000, 45(8): 1569-1575.
- [6] Magham P G. Model refinement using eigensystem assignment[J]. J of Guidance, Control and Dynamics, 2000, 23(4): 683-692.
- [7] Duan G R, Wang G S, Liu G P. Eigenstructure assignment in a class of second-order linear systems: A complete parametric approach [C]. Proc of the CACSCU K. Manchester, 2002: 89-96.
- [8] Wang G S, Duan G R. Robust pole assignment via P-D feedback in a class of second-order dynamic systems [C]. Int Conf of Automation, Robots and Computer Vision. Kunming, 2004: 1152-1156.
- [9] Wang G S, Liang B, Duan G R. Reconfiguring second-order dynamic systems via state feedback eigenstructure assignment[J]. Int J of Control, Automation, and Systems, 2005, 3(1): 109-116.
- [10] Duan G R, Wang G S. Two analytical general solutions of equation  $EVJ^2 - AVJ - CV = BW$ [J]. J of Harbin Institute of Technology, 2005, 37(1): 1-4.
- [11] Duan G R, Wang G S. Eigenstructure assignment in a class of second-order descriptor linear systems: A complete parametric approach[J]. Int J of Automation and Computing, 2005, 2(1): 1-5.

## (上接第 336 页)

- [5] 刘永清, 谢胜利. 滞后分布参数系统的稳定与变结构控制[M]. 广州: 华南理工大学出版社, 1998.  
(Liu Y Q, Xie S L. Stability and variable structure control of distributed parameter systems with time delay [M]. Guangzhou: South China University of Technology Press, 1998.)
- [6] 崔宝同, 邓飞其. 时滞分布参数系统的指数渐近稳定性[J]. 系统工程与电子技术, 2003, 25(5): 579-583.  
(Cui B T, Deng F Q. Exponential asymptotical stability for distributed parameter systems with time delays[J]. Systems Engineering and Electronics, 2003, 25(5): 579-583.)
- [7] 崔宝同, 邓飞其. 不确定时滞分布参数系统的滑动模控制[J]. 计算技术与自动化, 2003, 122(12): 21-24.  
(Cui B T, Deng F Q. Sliding mode control for uncertain distributed parameter systems with delays [J]. Computing Technology and Automation, 2003, 122(12): 21-24.)
- [8] 周国鹏, 邓飞其. 一类时滞分布参数系统的指数渐近稳定性[J]. 武汉科技大学学报, 2004, 27(2): 211-213.  
(Zhou G P, Deng F Q. Exponential asymptotical stability for a class of distributed parameter systems with time delays[J]. J of Wuhan University of Science and Technology, 2004, 27(2): 211-213.)

## (上接第 340 页)

- [10] Hafeez K, Zhang Y B, Malak N. Core competence for sustainable competitive advantage: A structured methodology for identifying core competence[J]. IEEE Trans on Engineering Management, 2002, 49(1): 28-35.
- [11] 朱剑英. 智能系统非经典数学方法[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2001.  
(Zhu J Y. Non-classical mathematics for intelligent systems[M]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology Press, 2001.)

## (上接第 344 页)

- [6] 苏玉鑫, 段宝岩. 一种新型非线性 PID 控制器[J]. 控制与决策, 2003, 18(1): 126-128.  
(Su Y X, Duan B Y. A new class of nonlinear PID controller[J]. Control and Decision, 2003, 18(1): 126-128.)
- [7] 鄂加强. 铜精炼炉操作优化与智能控制应用研究[D]. 长沙: 中南大学, 2004.  
(E J Q. Application and study on operation optimum and intelligent control of the copper refining anode furnace [D]. Changsha: Central South University, 2004.)