

文章编号: 1001-0920(2005)05-0575-04

化工不稳定时滞过程鲁棒控制的解析设计

刘涛, 张卫东, 顾诞英

(上海交通大学自动化系, 上海 200030)

摘要: 针对化工不稳定时滞过程, 提出一种两自由度控制结构。首先基于鲁棒 H_2 最优性能指标, 设计给定值跟踪控制器; 然后根据系统稳态运行时的抗负载干扰要求, 在过程输入与输出端之间设计控制闭环, 利用其反馈通道上的扰动观测器抑制负载干扰。通过提出期望的闭环余灵敏度函数的方法, 反向确定扰动观测器, 同时给出了该控制闭环保证鲁棒稳定性的充要条件。仿真实例验证了该控制结构的优越性。

关键词: 不稳定过程; 时滞; 两自由度; H_2 最优性能指标; 鲁棒稳定性

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Analytical design of robust control for unstable chemical and industrial processes with time delay

L IU Tao, ZHAN G W ei-dong, GU D an-ying

(Department of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China. Correspondent: L IU Tao, E-mail: liurouter@ieee.org)

Abstract A two-degree-of-freedom control structure is proposed for unstable chemical and industrial processes with time delay. Firstly the setpoint tracking controller is designed in terms of the robust H_2 optimal performance objective. Then according to the load disturbance rejection requirement during the system steady operation, a control closed-loop is configured between the process input and output, of which the disturbance observer in the feedback channel is utilized for rejecting the load disturbances. By proposing the desired closed-loop complementary sensitivity function, the disturbance observer is inversely derived, and meanwhile, the sufficient and necessary conditions for holding the control closed-loop robust stability are provided. The simulation examples demonstrate the superiority of the proposed control structure.

Key words: unstable process; time delay; two-degree-of-freedom; H_2 optimal performance specification; robust stability

1 引言

化工过程中的不稳定对象(如夹套冷却式搅拌釜^[1])是难以控制的, 尤其那些具有明显时滞的不稳定过程^[2-4]。近年来, 很多学者对具有时滞的不稳定过程进行了深入研究^[1-6], 其中文献[1, 2]采用了闭环单位反馈控制结构附加给定点滤波器的控制方式, 相对于以往方法改善了负载干扰抑制效果, 但没有提高系统给定值响应性能; 近期文献[3]基于内模

控制方式给出了一种两自由度控制方案, 虽然能使控制系统的给定值响应和负载干扰响应分别得到优化, 但控制结构不够最简化, 而且由于采用了数值化的控制器设计方法, 不利于实践推广。文献[4, 5]分别基于 Smith 预估控制原理提出了两自由度的控制结构, 取得了明显效果, 但这两种方法只针对一阶不稳定过程设计了控制器。而且控制参数整定比较繁琐, 不便于在线调节和优化。文献[6]针对一些化工

收稿日期: 2004-07-12; 修回日期: 2004-10-26

基金项目: 国家自然科学基金项目(60274032); 高校博士点基金项目(20030248040); 上海市科技启明星项目(04QMH1405)。

作者简介: 刘涛(1974—), 男, 重庆垫江人, 博士生, 从事工业过程的鲁棒控制理论与应用研究; 张卫东(1967—), 男, 黑龙江大庆人, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒控制理论、过程控制理论与应用等研究。

不稳定过程的中间级输出信号可测量的情况, 提出了一种三自由度控制方案

本文基于文献[3, 4]提出的控制结构, 去掉冗余的内部反馈闭环, 并结合解析化设计方法^[6], 提出一种两自由度控制的解析设计方案 控制结构如图 1 所示

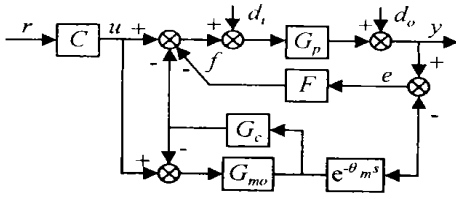


图 1 两自由度控制结构

图 1 中: G_{m0} 为被控不稳定过程 G_p 的传递函数模型 G_m 的有理部分, 即 $G_m = G_{m0}e^{-\theta_m s}$; C 为给定值跟踪控制器; F 为负载干扰抑制闭环中的扰动观测器 显然, 由于给定值跟踪采用了开环控制方式, 标称情况下该两自由度控制结构的给定值响应和负载干扰响应是完全解耦的, 可分别通过调节 C 和 F 达到各自期望的响应性能 需要说明, G_c 是镇定系统给定值响应的比例或微分控制器, 由后续内容可知, 它不影响控制系统的给定值响应和负载干扰响应所能达到的性能指标

2 控制器的解析设计

2.1 镇定控制器 G_c

图 1 中给定值响应的传递函数

$$H_r(s) = \frac{CG_p}{1 + G_c G_{m0}} \frac{1 + FG_{m0}e^{-\theta_m s}}{1 + FG_p} \quad (1)$$

在标称情况下, 即对象模型和实际过程匹配时 ($G_m = G_p$), 给定值响应传函简化为

$$H_r(s) = \frac{CG_p}{1 + G_c G_{m0}} \quad (2)$$

不失一般性, 针对化工过程中典型的 3 种不稳定过程辨识模型, 研究控制器的设计方法, 它们的传递函数形式分别为

$$G_{p1}(s) = \frac{ke^{-\theta}}{\tau s - 1} \quad (3)$$

$$G_{p2}(s) = \frac{ke^{-\theta}}{s(\tau s - 1)} \quad (4)$$

$$G_{p3}(s) = \frac{ke^{-\theta}}{(\tau_1 s - 1)(\tau_2 s - 1)} \quad (5)$$

对于第 1 种不稳定过程 G_{p1} , 为简便起见, 设计 $G_c = k_c$. 由式(2)可知, 给定值响应传函的特征方程为 $\tau s + k_c k - 1 = 0$

注意, 这里暂不考虑控制器 C 的作用, 因其将被设计成稳定正则的 显然由劳斯判据可知, 该特征方程保证稳定的充要条件是 $k_c > 1/k$.

类似地, 对于第 2 种不稳定过程 G_{p2} , 设计 $G_c(s) = k_c + k_d s$, 稳定约束条件为 $k_c > 0$ 和 $k_d > 1/k$. 对于第 3 种不稳定过程 G_{p3} , 设计 $G_c = k_d s$, 稳定约束条件为 $k_d > (\tau_1 + \tau_2)/k$. 需要说明, 上述控制器中的纯微分项可通过串接一个一阶低通滤波器实现, 其滤波时间常数可取为 $(0.01 \sim 0.1)k_d$.

2.2 给定值跟踪控制器 C

采用鲁棒 H_2 最优控制性能指标 $\min e^{-\frac{1}{2}} \int_0^\infty W(s) (1 - H_r(s))^2 ds$, 也即满足性能指标 $\min W(s) (1 - H_r(s))^2$, 其中 $W(s)$ 是给定值输入权函数, 对于化工过程, 通常采用阶跃输入信号, 可取为 $1/s$

对于第 1 种不稳定过程 G_{p1} , 利用 v/v 阶全通 Padé 近似逼近传递函数中的纯时滞项 $e^{-\theta}$, 得

$$G_{p1}(s) = \frac{kQ_{vv}(-\theta)}{(\tau s - 1)Q_{vv}(\theta)}$$

其中 $Q_{vv}(\theta) = \sum_{j=0}^v \frac{(2v-j)! v!}{(2v)! j! (v-j)!} (\theta)^j$. 这里 v 取足够大的整数, 使得由近似替换引入的偏差相对于实际过程的模型失配微不足道即可. 于是便可解析地推导求解 C . 利用式(2)可得

$$\begin{aligned} W(s) (1 - H_r(s))^2 &= \left\| \frac{1}{s} \left(1 - \frac{kC(s)Q_{vv}(-\theta)}{(\tau s + k_c k - 1)Q_{vv}(\theta)} \right) \right\|_2^2 \\ &= \left\| \frac{Q_{vv}(\theta)}{sQ_{vv}(-\theta)} - \frac{kC(s)}{s(\tau s + k_c k - 1)} \right\|_2^2 \end{aligned}$$

因为 $Q_{vv}(0) = 1$ 以及 $Q_{vv}(-\theta)$ 的所有零点都在复右半平面, 所以利用 H_2 范数的正交性质可得

$$\begin{aligned} W(s) (1 - H_r(s))^2 &= \left\| \frac{Q_{vv}(\theta) - Q_{vv}(-\theta)}{sQ_{vv}(-\theta)} \right\|_2^2 + \\ &= \left\| \frac{\tau s + k_c k - 1 - kC(s)}{s(\tau s + k_c k - 1)} \right\|_2^2 \end{aligned}$$

最小化上式右端, 即取第 2 项为零, 得到理想最优的给定值跟踪控制器

$$C_m(s) = \frac{\tau s + k_c k - 1}{k}$$

然而它是非正则的, 因此引入如下低通滤波器:

$$J_c(s) = \frac{1}{\lambda s + 1}$$

使其正则化, 从而得到实际最优控制器的形式

$$C(s) = \frac{\tau s + k_c k - 1}{k(\lambda s + 1)} \quad (6)$$

其中 λ 为控制器整定参数

将式(6)代入(2)可得稳定的给定值响应传函

$$H_r(s) = \frac{1}{\lambda s + 1} e^{-\theta}$$

它说明给定值响应是无超调的, 而且定量时域响应

指标要求可通过单调地调节控制参数 λ 得到 例如按照实际通常定义的系统上升时间 t_r 为被控过程输出达到 90% 终值所需的时间, 利用上式可求得 t_r 与 λ 之间的整定公式为 $t_r = 2.3026\lambda + \theta$ 所以利用 λ 整定系统的给定值响应指标是非常方便的 另外可以看出, 镇定给定值响应的控制器 G_c 不会影响系统给定值响应的性能指标

类似上述分析和推导, 对于第 2 种不稳定过程 G_{p2} , 可求得

$$C(s) = \frac{\tau s^2 + (k_d k - 1)s + k_c k}{k(\lambda s + 1)^2}; \quad (7)$$

对于第 3 种不稳定过程 G_{p3} , 可求得

$$C(s) = \frac{\tau \tau s^2 + (k_d k - \tau - \tau_c)s + 1}{k(\lambda s + 1)^2}. \quad (8)$$

将式(7)和(8)分别代入(2)可知, 这两种不稳定过程具有相同的给定值响应传函形式, 所以由前述的系统上升时间定义, 可求得 $t_r = 3.8897\lambda + \theta$

2.3 扰动观测器 F

由图 1 可知, 被控过程输出端的负载干扰传函

$$H_{do}(s) = \frac{y_{do}}{d_o} = \frac{1}{1 + F(s)G_p(s)}, \quad (9)$$

所以可求得设置在被控过程输入和输出端之间的负载干扰抑制闭环的余灵敏度函数为

$$T_d(s) = \frac{f}{d_i} = 1 - H_{do}(s) = \frac{F(s)G_p(s)}{1 + F(s)G_p(s)} \quad (10)$$

由于实际存在渐近跟踪约束条件

$$\lim_{s \rightarrow p_i} H_{do}(s) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad (11)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} H_{do}(s) = 0 \quad (12)$$

其中 p_i 和 m 分别为被控过程在复右半平面内的极点和极点数 根据鲁棒控制理论^[7]的 H_2 最优性能指标, 提出期望的最优闭环余灵敏度传函形式为

$$T_d(s) = \frac{\prod_{i=1}^m a_i s^i + 1}{(\lambda s + 1)^{l+m}} e^{-\theta}. \quad (13)$$

其中: λ 为闭环整定参数; l 为被控过程传函有理部分的相对阶次; a_i 为待定系数, 可由式(11)求得

根据小增益定理, 该控制闭环能够保证鲁棒稳定性的充要条件是

$$\Delta_m(s) T_d(s) < 1, \quad (14)$$

其中 Δ_m 表示实际被控过程的乘性不确定性界 例如, 对于不稳定过程 G_{p1} , 由式(13)得

$$T_d(s) = \frac{a_1 s + 1}{(\lambda s + 1)^2} e^{-\theta}, \quad (15)$$

它显然满足渐近约束条件(12). 由式(11)可得

$$\lim_{s \rightarrow 1/\tau} \left[1 - \frac{a_1 s + 1}{(\lambda s + 1)^2} e^{-\theta} \right] = 0$$

经简单的代数运算, 可求出 $a_1 = \tau[(\lambda/\tau + 1)^2 e^{\theta/\tau} - 1]$ 将式(15)代入(14), 可得整定控制参数 λ 保证控制闭环鲁棒稳定性的约束条件

$$\left\| \frac{\tau[(\lambda/\tau + 1)^2 e^{\theta/\tau} - 1]s + 1}{(\lambda s + 1)^2} \right\| < \frac{1}{\Delta_m(s)}$$

例如当存在常见的过程时滞不确定时, 可描述为乘性不确定性 $\Delta_m(s) = e^{-\Delta\theta} - 1$, 则上述约束条件成为

$$\sqrt{\tau^2[(\lambda/\tau + 1)^2 e^{\theta/\tau} - 1]^2 \omega^2 + 1} < \frac{1}{|e^{-j\Delta\theta\omega} - 1|}$$

所以, 由式(10)和(15)可解得理想最优扰动观测器

$$F_m(s) = \frac{(\tau s - 1)(a_1 s + 1)}{k[(\lambda s + 1)^2 - (a_1 s + 1)e^{-\theta}]}. \quad (16)$$

不难看出, 式(16)右端的分子和分母在复右半平面 $s = 1/\tau$ 处存在零极点抵消, 而且该抵消零极点无法直接去掉 这将造成控制器输出不稳定, 因而这里采用数学 Maclaurin 公式进行逼近, 即令 $F_m(s) = M(s)/s$ ^[6], 由此得到 PD 逼近公式

$$F_{PD}(s) = k_F + \frac{1}{T_{IS}} + T_D s \quad (17)$$

其中: $k_F = M(0)$, $T_I = 1/M(0)$, $T_D = M(0)/2$ 为了达到更高的逼近精度, 以满足实际控制性能要求, 这里进一步推广文献[6]所提出的基于数学 Padé 逼近的解析近似公式 下面给出能实现更好控制效果的高阶控制器形式:

$$F_{n/n}(s) = \prod_{j=0}^n d_j s^j / \prod_{i=0}^{n-1} c_i s^{i+1}. \quad (18)$$

式中: n 为实际指定的控制器阶次, c_i 和 d_j 由下面两个矩阵方程确定:

$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ \vdots \\ d_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ b_1 & b_0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_n & b_{n-1} & b_{n-2} & \dots & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{n-1} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} b_n & b_{n-1} & \dots & b_2 \\ b_{n+1} & b_n & \dots & b_3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{2n-2} & b_{2n-3} & \dots & b_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_n \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} b_{n+1} \\ b_{n+2} \\ \vdots \\ b_{2n-1} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

其中: $b_i = M^{(i)}(0)/i!$, $i = 0, 1, \dots, n$; c_0 取为

$$c_0 = \begin{cases} 1, & c_k > 0; \\ -1, & c_k < 0 \end{cases}$$

需要说明, 式(19)和(20)的求导可通过将式(18)代入 $F_m(s) = M(s)/s$ 的 Maclaurin 展开公式, 然后两边同去分母, 再比较相同阶次复变量的系数, 即可求证 同时指出, 上述 c_0 取与 c_k 同号是为了避免逼近公式(18)产生复右半平面的极点, 从而使所得到的高阶控制器能保证稳定工作 例如取 $n = 3$ 时, 由劳斯判据知, c_0 与 c_1 和 c_2 保持同号便可保证三阶逼近公

式的稳定性 但并不能由此确保取 $n = 4$ 所得的高阶控制器的稳定性, 所以实际选取高阶控制器的可行阶次应结合整定控制参数 λ 进行

类似上述分析, 对于第 2 种不稳定过程 G_{p2} , 有

$$F_{in}(s) = \frac{s(\tau_s - 1)(a_2s^2 + a_1s + 1)}{k[(\lambda s + 1)^4 - (a_2s^2 + a_1s + 1)e^{-\theta s}]}$$

(21)

其中待定常系数可由约束条件(11)求得, 即

$$a_1 = 4\lambda + \theta$$

$$\alpha = \tau^2 [(\lambda/\tau + 1)^4 e^{\theta/\tau} - a_1/\tau - 1]$$

对于第 3 种不稳定过程 G_{p3} , 同样可求得

$$F_{in}(s) = \frac{(\tau_1s - 1)(\tau_2s - 1)(a_2s^2 + a_1s + 1)}{k[(\lambda s + 1)^4 - (a_2s^2 + a_1s + 1)e^{-\theta s}]}$$

(22)

其中待定常系数可由式(11)确定为

$$a_1 = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \left\{ \tau_2^2 \left[\left(\frac{\lambda}{\tau_2} + 1 \right)^4 e^{\theta/\tau_2} - 1 \right] - \tau_1^2 \left[\left(\frac{\lambda}{\tau_1} + 1 \right)^4 e^{\theta/\tau_1} - 1 \right] \right\}$$

$$a_2 = \frac{\tau_1\tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \left[\left(\frac{\lambda}{\tau_1} + 1 \right)^4 e^{\theta/\tau_1} - 1 \right] - \frac{\tau_1\tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \left[\left(\frac{\lambda}{\tau_2} + 1 \right)^4 e^{\theta/\tau_2} - 1 \right]$$

式(21)和(22)实际稳定可实现的 PD 形式和高阶逼近形式可由式(17)~(20)求得 需要指出, 根据鲁棒控制理论^[7], 整定它们的实际唯一可调参数 λ 只能在满足控制闭环的鲁棒稳定性与标称性能之间折衷 通过仿真分析, 建议对于第 1 种不稳定过程 G_{p1} 整定 λ 在 0.80~3.00 范围之内; 对于其他两种不稳定过程整定 λ 在 0.50~2.00 之间 通常可首先整定 λ 在被控过程纯时滞值附近; 然后通过在线单调地增减 λ 来实现闭环的标称性能与鲁棒稳定性之间的最佳折衷

3 仿真实例

考察最近 Tan^[3]研究的化工不稳定过程

$$G_p(s) = 2e^{-0.3s} / (3s - 1)(s - 1)$$

为便于比较, 本文取控制器参数 $k_d = 3, \lambda = \lambda = 0.51$. 由式(8)得到给定值跟踪控制器 $C(s) = (1.5s^2 + s + 0.5) / (0.51s + 1)^2$, 并由式(17)得到 PD 形式的扰动观测器 $k_F = 1.7638, T_1 = 1.059, T_D = 4.0642$ 此外, 利用式(18)~(22), 取 $n = 3$, 可得到高阶形式的扰动观测器

$$F_{3/3}(s) = \frac{32.82s^2 + 439.41s + 232.64}{0.56s^2 + 0.8s + 100} + \frac{129.79}{s(0.56s^2 + 0.8s + 100)}$$

在被控过程输入端加入反向单位阶跃负载干扰信号得到的仿真结果如图 2 所示 可以看到, 由本文提出的高阶控制器(粗实线)得到的控制效果明显优于 Tan 方法中的高阶控制器(粗虚线), 而且本文提出的 PD 控制器(细实线)与 Tan 方法中的 PD 控制器(细虚线)所得到的系统响应相似, 二者都明显不如两种方法下的高阶控制器 由此说明可实现稳定工作的高阶控制器确实能达到更好的控制性能

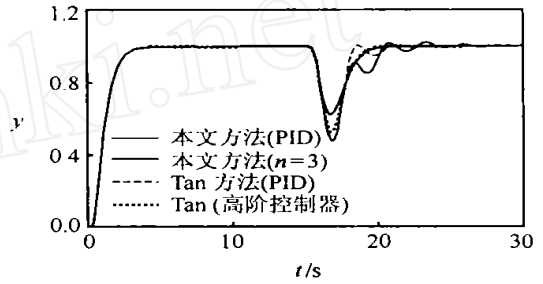


图 2 标称系统输出响应

假设被控过程的两个不稳定时间常数和纯时滞都增大 10%, 其扰动系统输出响应如图 3 所示 从图 3 可以看出, 本文提出的控制结构和高阶控制器在保证控制系统的鲁棒稳定性方面的优越性

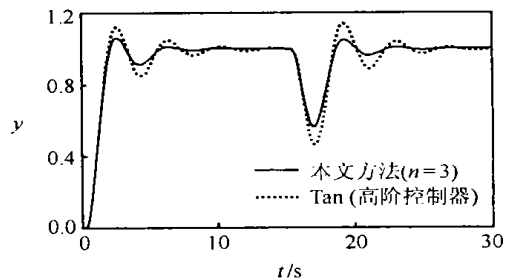


图 3 扰动系统输出响应

4 结论

本文针对化工不稳定时滞过程, 提出了一种新的两自由度控制方案 该方案具有如下主要优点: 1) 标称系统的给定值响应与负载干扰响应是完全解耦的, 可分别独立进行调节和优化; 2) 基于鲁棒 H_2 最优性能指标设计给定值跟踪控制器和负载扰动观测器, 能分别实现系统给定值响应和负载干扰响应性能的最优化; 3) 由于采用了解析化的设计方法, 相应的控制系统时域响应指标与控制器参数之间具有单调定量整定关系, 而且给定值跟踪控制器和负载扰动观测器均为单参数整定, 可在线单调地调节, 实现系统响应的标称性能和鲁棒稳定性之间的最佳折衷, 这对于实际操作控制系统是非常方便的; 4) 本文的解析设计方法可方便地推广用于传递函数具有多个复右半平面极点的化工不稳定过程

(下转第 600 页)

一步都能得到局部时间最优的控制结果,可取得较好的控制时间,但该方法不能保证取得全局时间最优的控制结果

4 结 语

本文提出的控制算法可以处理某些时变约束系统的稳定控制问题,采用这种方法能有效地实现对时变约束系统的稳定控制,而且在控制时间上具有一定优势,但这种方法计算较为复杂,有待于进一步的改进

本文对约束时变系统的控制方法进行了研究,但未找到普遍适用的时间最优的控制算法,约束时变系统的控制问题尚有待进一步的研究

参考文献(References)

- [1] Feuer A, Heymann M. Admissible sets in linear feedback systems with bounded controls[J]. *Int J of Control*, 1976, 23(3): 381-393
- [2] Gilbert E G, Tan K T. Linear systems with state and control constraints: The theory and application of maximal output admissible sets[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1991, 36(9): 1008-1020
- [3] Mayne D Q, Schroeder W R. Robust time-optimal control of constrained linear systems[J]. *Automatica*, 1997, 33(12): 2103-2118
- [4] Zhang J, Chen J. Robust algorithm of constrained linear systems with parameters uncertainties[A]. *ASCC 2002*[C]. Singapore, 2002: 1455-1460
- [5] 张娟, 陈杰. 基于多面体方法的约束线性系统控制算法的简化算法[J]. *北京理工大学学报*, 2002, 22(6): 335-338
(Zhang J, Chen J. Simplified algorithm for constrained linear system control via polytope techniques[J]. *J of Beijing Institute of Technology*, 2002, 22(3): 335-338)

(上接第578页)

参考文献(References)

- [1] Lee Y H, Lee J S. PD controllers tuning for integrating and unstable processes with time delay[J]. *Chemical Engineering Science*, 2000, 55(17): 3481-3493
- [2] Yang X P, Wang Q G, Hang C C. MC-based control system design for unstable processes[J]. *Industrial Engineering & Chemical Research*, 2002, 41(17): 4288-4294
- [3] Tan W, Marquez H J, Chen T W. MC design for unstable processes with time delays[J]. *J of Process Control*, 2003, 13(3): 203-213
- [4] Majhi S, Atherton D P. Obtaining controller parameters for a new Smith predictor using autotuning[J]. *Automatica*, 2000, 36(11): 1651-1658
- [5] Zhang W D, Gu D Y, Wang W, et al. Quantitative performance design of a modified Smith Predictor for unstable processes with time delay[J]. *Industrial Engineering & Chemical Research*, 2004, 43(1): 56-62
- [6] 刘涛, 张卫东, 顾诞英. 一类开环不稳定串级控制系统的解析设计[J]. *控制与决策*, 2004, 19(8): 872-876
(Liu T, Zhang W D, Gu D Y. Analytical design for a class of open-loop unstable cascade control systems[J]. *Control and Decision*, 2004, 19(8): 872-876)
- [7] Morari M, Zafiriou E. *Robust process control* [M]. Englewood Cliffs, NY: Prentice Hall, 1989

(上接第597页)

参考文献(References)

- [1] Chang S, Peng T. Adaptive guaranteed cost control of systems with uncertain parameters[J]. *IEEE Trans Automation Control*, 1972, 17(4): 356-361
- [2] Petersen I R, M cFarlane D C. Optimal guaranteed cost control and filtering for uncertain linear systems[J]. *IEEE Trans Automation Control*, 1994, 39(9): 1971-1977
- [3] 俞立. 不确定离散系统的最优保性能控制[J]. *控制理论与应用*, 1999, 16(5): 639-642
(Yu L. Optimal guaranteed cost control for uncertain discrete-time linear systems[J]. *Control Theory and Applications*, 1999, 16(5): 639-642)
- [4] Xie S, Xie L, Wang Y, et al. Decentralised control of multimachine power systems with guaranteed performance[J]. *IEE Proc Control Theory Application*, 2000, 47(3): 355-365
- [5] Yang Y, Dong Y, Guo X. Guaranteed-cost design based on T-S fuzzy model[A]. *Proc The 4th World Congress on Intelligent Control and Automation* [C]. Shanghai, 2002: 1862-1866
- [6] Boyd S, Ghaoui L, Feron E, et al. *Linear matrix inequalities in systems and control theory* [M]. Philadelphia: SIAM, 1994
- [7] Gahinet P, Nemirovski A, Laub A J, et al. *LM I control toolbox* [M]. Natick, MA: Mathworks, 1995