

文章编号: 1001-0920(2007)06-0618-04

一类不确定时滞系统的最优控制

王建国, 曹广益, 朱新坚

(上海交通大学 燃料电池研究所, 上海 200030)

摘要: 对控制能量存在约束条件下一类不确定时滞系统的最优控制问题进行了研究. 首先基于一类随机模型误差的描述, 定义了一个平均意义上的包含跟踪误差和控制能量在内的性能指标; 然后通过谱分解极小化该性能指标, 为一类不确定时滞系统导出了一种最优的控制器设计方法, 可以兼顾模型不确定性和控制能量约束. 仿真研究进一步说明了所提出方法的有效性.

关键词: 最优控制; 控制能量约束; 模型不确定性; 时滞

中图分类号: TP13 **文献标识码:** A

Optimal control for a class of uncertain time-delay systems

WANG Jian-guo, CAO Guang-yi, ZHU Xin-jian

(Institute of Fuel Cell, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China. Correspondent: WANG Jian-guo, E-mail: jgwang@sjtu.edu.cn)

Abstract: Optimal control for a class of uncertain time-delay systems is investigated under control energy constraint. Firstly, an average performance index containing tracking error and plant input energy over a class of stochastic model errors is defined. Then, by utilizing spectral factorization to minimize the performance index, an optimal controller design method for a class of uncertain time-delay systems is obtained, which is used to take simultaneous consideration of plant uncertainty and control energy constraint. Simulation results show the effectiveness of the method.

Key words: Optimal control; Control energy constraint; Plant uncertainty; Time-delay

1 引言

在实际工业过程控制系统中往往不同程度地存在模型不确定性和时滞现象, 因此对不确定和时滞系统的研究一直受到人们的重视^[1].

文献[2, 3]针对不同模型不确定性描述, 给出了相应的保证系统鲁棒稳定性和鲁棒性能的条件. 文献[4]研究了反馈机制可以处理的最大的模型不确定性. 受其所提问题的启发, 文献[5]应用随机嵌入的思想描述模型不确定性, 研究了线性反馈控制系统的性能极限. 文献[6]将 Smith 预估器控制和内模控制相结合, 提出一种时滞系统的二自由度控制方法. 文献[7]通过有理逼近方法, 对不稳定时滞过程的干扰抑制问题推导出一种控制器参数的整定方法. 由于实际中输入被控对象的控制能量一定是有限的, 文献[8]研究了控制能量存在约束时的最优跟踪和调节问题, 但没有考虑不确定性对系统性能的影响.

近年来, 针对不确定时滞系统的控制问题得到了越来越多的研究^[9, 10]. 本文将最优的方法应用于一类不确定时滞系统的最优控制问题, 通过极小化一个包含跟踪误差和控制能量的平均积分平方性能指标, 为控制能量存在约束时一类不确定时滞系统的最优控制问题提供了一种实用的控制器设计方法, 可以兼顾模型摄动和控制能量约束, 使系统具有较优的控制性能.

2 模型误差描述

相对模型误差定义为

$$G(s) = \frac{G(s)}{G_o(s)} = \frac{G(s) - G_o(s)}{G_o(s)}, \quad (1)$$

其中 $G(s)$, $G_o(s)$ 和 $G(s)$ 分别代表相加模型误差、标称模型和实际被控对象. 由于标称模型的表示精度总在高频段变差, 文献[5]通过分析 3 类典型的情况发现 $|G(j\omega)|$ 的大小有一个共同的边界, 该边界是一个常数项与一个随频率线性增大的项之和.

收稿日期: 2006-03-18; 修回日期: 2006-06-15.

基金项目: 国家 863 计划项目(2003AA517020).

作者简介: 王建国(1974—), 男, 山西文水人, 博士生, 从事复杂过程的建模与优化控制、最优控制等研究; 曹广益(1940—), 男, 上海人, 教授, 博士生导师, 从事燃料电池、复杂过程的建模与优化控制等研究.

应用随机嵌入的思想^[11,12]来描述这些特点,相对模型误差可表示为

$$G(s) = G^0 + s G^1. \quad (2)$$

其中 G^0 和 G^1 是满足以下条件的独立的随机变量:

$$E\{G^0\} = 0, E\{G^1\} = 0, \quad (3)$$

$$E\{G(j)\} = E\{G^0 + j G^1\} = 0, \quad (4)$$

$$E\{|G(j)|^2\} = E\{|G^0|^2\} + 2E\{G^0 G^1\} + E\{|G^1|^2\} = 1/a^2 + 2/b^2. \quad (5)$$

对于一类不确定时滞系统,其标称模型可由标称最小相位项和标称时滞项表示为

$$G_o(s) = \tilde{G}_o(s) e^{-s T_u + \sigma}. \quad (6)$$

实际的被控对象可根据未建模的直流增益和时滞表示如下:

$$G(s) = (1 + K_u) \tilde{G}_o(s) e^{-s(T_u + \sigma)}. \quad (7)$$

3 鲁棒重新设计

下面研究图 1 所示的单位反馈控制系统.假设 $G(s)$ 为开环稳定的不确定时滞对象,系统具有阶跃参考输入,零初始状态且没有扰动.

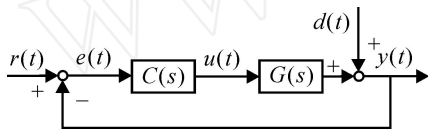


图 1 单位反馈控制系统

在阶跃参考跟踪问题中,一个标准的假设是被控对象在 $s = 0$ 没有零点;为了使控制能量为有限值,另外一个假设是被控对象含有一个积分项^[8].这样使标称闭环系统稳定的控制器可表示为

$$C(s) = \frac{Q_o(s)}{1 - G_o(s) Q_o(s)}, \quad (8)$$

其中 $Q_o(s) = s Q_o(s)$, $Q_o(s)$ 是一个稳定的严格正则的传递函数.基于这一参数化,标称的敏感度函数可表示为

$$T_o(s) = G_o(s) Q_o(s), \quad (9)$$

$$S_o(s) = 1 - G_o(s) Q_o(s), \quad (10)$$

$$S_{uo}(s) = Q_o(s). \quad (11)$$

为了处理模型误差的影响,将 $Q_o(s)$ 变为 $Q_1(s)$.此时敏感度函数变为

$$S_1(s) = \frac{1 - G_o(s) Q_1(s)}{1 + G_o(s) G(s) Q_1(s)}, \quad (12)$$

$$S_{u1}(s) = \frac{Q_1(s)}{1 + G_o(s) G(s) Q_1(s)}, \quad (13)$$

其中 $G(s)$ 是相对模型误差.

类似于相对模型误差的描述方法,将 $Q_1(s)$ 写为以下形式:

$$Q_1(s) = Q_o(s) (1 + Q(s)). \quad (14)$$

将式(14)代入(12)和(13),敏感度函数成为

$$S_1(s) = \frac{S_o(s) - T_o(s) Q(s)}{1 + T_o(s) (1 + Q(s)) G(s)}, \quad (15)$$

$$S_{u1}(s) = \frac{Q_o(s) (1 + Q(s))}{1 + T_o(s) (1 + Q(s)) G(s)}. \quad (16)$$

为使 $Q(s)$ 在 $s = 0$ 时为零,假设 $Q(s)$ 具有以下形式:

$$Q(s) = s Q(s). \quad (17)$$

由于控制能量约束和随机模型误差是同时存在的,采用以下形式的平均性能指标:

$$J = E\left\{ (1 - \alpha) \int_0^\infty e^2(t) dt + \alpha \int_0^\infty u^2(t) dt \right\}, \quad (18)$$

其中 α 用来作为目标跟踪和控制能量约束的相对重要性的权重.应用 Parseval 定理并假设具有互换积分和期望两操作符的规则性,性能指标可写为

$$J = (1 - \alpha) \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{E\{|S_1(j\omega)|^2\}}{2} d\omega + \frac{\alpha}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{E\{|S_{u1}(j\omega)|^2\}}{2} d\omega. \quad (19)$$

现在确定使式(19)最小化的 $Q(s)$ 的值.由于闭环稳定性要求 $|1 + Q(s)G(s)| < 1$,将 $(1 + Q(s))G(s)$ 作泰勒级数展开,则 $S_1(s)$ 和 $S_{u1}(s)$ 成为

$$S_1(s) = \frac{S_o(s) - T_o(s) Q(s)}{1 + T_o(s) (1 + Q(s)) G(s)} + T_o^2(s) (1 + Q(s)) Q(s) G(s), \quad (20)$$

$$S_{u1}(s) = \frac{Q_o(s) + Q_o(s) Q(s)}{1 + T_o(s) (1 + Q(s)) G(s)} - Q_o(s) T_o(s) (1 + Q(s)) Q(s) G(s). \quad (21)$$

以上两式中的最后一项大小都由 $(1 + Q(s))$, $Q(s)$ 和 $G(s)$ 的乘积决定.从文献[5]中的分析可知, $(1 + Q(s))$, $Q(s)$ 和 $G(s)$ 的组合可确保以上两式中的最后一项大小相对于其他各项都是很小的,这样可以进一步把 $S_1(s)$ 和 $S_{u1}(s)$ 近似为

$$S_1(s) = (S_o(s) - T_o(s) Q(s)) - S_o(s) T_o(s) (1 + Q(s)) G(s), \quad (22)$$

$$S_{u1}(s) = Q_o(s) (1 + Q(s)) - Q_o(s) T_o(s) (1 + Q(s)) G(s). \quad (23)$$

将式(22)和(23)代入(19)并运用相对模型误差描述的特性(4)和(5),平均性能指标可进一步写为

$$J = (1 - \alpha) \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{|S_o - T_o Q|^2}{2} + \frac{|S_o|^2 |T_o|^2 |1 + Q|^2 (a^2 + \frac{b^2}{a^2})}{b^2} \right] d\omega + \frac{\alpha}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{|Q_o(1 + Q)|^2}{2} + \frac{|Q_o|^2 |T_o|^2 |1 + Q|^2 (a^2 + \frac{b^2}{a^2})}{b^2} \right] d\omega. \quad (24)$$

4 最小化性能指标

对被控对象的时滞部分作一阶 Padé 近似处理

$$e^{-s\tau} \approx \left(1 - \frac{a}{2}s\right) / \left(1 + \frac{a}{2}s\right) = \frac{-s+c}{s+c} = B_T(s), \quad (25)$$

其中 $c = 2/\tau$ 。由于被控对象含有一个积分项, 标称模型可进一步写为

$$G_o(s) = \tilde{G}_o(s) B_T(s) = \frac{1}{s} \tilde{G}_o(s) B_T(s). \quad (26)$$

最优的标称控制器可写为

$$Q_o(s) = \frac{s}{\tilde{G}_o(s) (s+1)^n}. \quad (27)$$

其中: $0, n$ 为使 $Q_o(s)$ 双正则的整数。

将 $T_o(s) = B_T(s)$, $S_o(s) = 1 - B_T(s)$ 和 $Q_o(s)$

代入式(24), 并利用 $Q(s) = s Q_o(s)$, 则 J 为

$$J = (1 - \alpha) \frac{1}{2} \int_0^\infty \left[\frac{|2 - (-j + c) Q|^2}{|j + c|^2} + \frac{4|1 + j Q|^2 |j + \frac{b}{a}|^2}{b^2 |j + c|^2} \right] d\omega + \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{|1 + j Q|^2 |j + \sqrt{b^2 + \frac{b^2}{a^2}}|^2}{b^2 |\tilde{G}_o(j)|^2 |j + 1|^{2n}} d\omega. \quad (28)$$

对上式完成平方运算后, 发现 $|Q(j)|^2$ 的系数项有一个谱分解, 将其记为 H , 按照文献[13]的方法, J 可写为

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty \left[|Q(j) H(j)|^2 + \frac{|F(j)|^2}{|H(-j)|^2} \right] d\omega + \int_0^\infty |D(j)|^2 d\omega. \quad (29)$$

其中

$$F(j) = (1 - \alpha) \frac{-2b^2(j+c) - 4|j + \frac{b}{a}|^2 j}{b^2 |j + c|^2} + \frac{-j |j + \sqrt{b^2 + \frac{b^2}{a^2}}|^2}{b^2 |\tilde{G}_o(j)|^2 |j + 1|^{2n}}, \quad (30)$$

$$D(j) = (1 - \alpha) \frac{4(b^2 + |j + \frac{b}{a}|^2)}{b^2 |j + c|^2} + \frac{|j + \sqrt{b^2 + \frac{b^2}{a^2}}|^2}{b^2 |\tilde{G}_o(j)|^2 |j + 1|^{2n}}. \quad (31)$$

可见, 式(29)的大小仅仅取决于其被积函数中的第1项, 所以 J 的最小化可以通过 $Q(s)$ 作以下取值来实现:

$$Q(s) = -\frac{1}{H(s)} \left\{ \frac{F(s)}{H(-s)} \right\}_{\text{stable part}}. \quad (32)$$

这样便可获得最小的平均性能, 而重新设计的最优控制器可由式(14)和(17)得到。

因为敏感度函数同时描述了跟踪误差对参考输入及系统输出对外部扰动的响应, 而控制量对参考输入和外部扰动的响应都由控制敏感度函数来表达, 所以在外部阶跃扰动的作用下系统将同样具有较优的控制性能。

5 仿真研究

在图1所示的控制系统中对以上控制方法进行仿真研究。假设系统具有单位阶跃参考输入, 零初始状态且没有外部扰动。取一个具有以下标称模型的被控对象:

$$G_o(s) = \frac{s+0.1}{s(s+5)} e^{-2.5s}, \quad (33)$$

则 $\tilde{G}_o(s)$ 为

$$\tilde{G}_o(s) = \frac{s+0.1}{s+5}, \quad (34)$$

而最优的标称控制器为

$$Q_o(s) = \frac{s(s+5)}{(s+0.1)(s+1)}. \quad (35)$$

其中 $\alpha = 0.1$ 。考虑存在模型不确定性时的情形, 假设实际被控对象具有以下形式:

$$G(s) = (1 + K_u) \frac{(s+0.1)}{s(s+5)} e^{-s(2.5+T_u)}. \quad (36)$$

其中 K_u 和 T_u 为分别在区间 $[-p_1, +p_1]$ 和 $[-p_2, +p_2]$ 均匀分布的独立随机变量 (取 $p_1 = 0.25$, $p_2 = 0.5$), 则有

$$E\{K_u^2\} = \frac{1}{2p_1 - p_1} \int_{-p_1}^{p_1} K_u^2 dK_u = \frac{p_1^2}{3}, \quad (37)$$

$$a = \sqrt{3}/p_1 = 6.9282, \quad (38)$$

同理可得

$$b = \sqrt{3}/p_2 = 3.4641. \quad (39)$$

将以上 a 和 b 的值代入式(5), 可得 $E\{|G(j)|^2\}$ 的表达式, 再对 K_u 和 T_u 在各自范围内 100 个不同的取值计算对应于不同频率 $|G(j)|^2$ 的平均值, 可以验证前者对后者给出了很好的预估。

将 $a, b, \tilde{G}_o(s)$, $\alpha = 0.1, c = 0.8$ 和 n 的 3 个不同取值 0, 1/3 和 2/3 代入式(32), 可以得到 3 个相应的最优 Q 值, 进而得到 3 个不同的重新设计的最优控制器 $Q_1(s)$ 。

5.1 稳定鲁棒性

通过仿真, 可以验证重新设计的控制器对于满足条件的任一对 K_u 和 T_u 所构成的任一被控对象都具有良好的稳定鲁棒性。随机取如下一个摄动的被控对象:

$$G_o(s) = \frac{1.2438(s+0.1)}{s(s+5)} e^{-2.8546s}, \quad (40)$$

对于每一个重新设计的控制器和该摄动被控对象所组成的闭环控制系统,控制输入 u 和系统输出 y 良好的时间响应曲线分别如图 2 和图 3 所示.相反,由于最优的标称控制器是根据标称模型设计用来获取极限性能的,不能镇定该摄动对象.

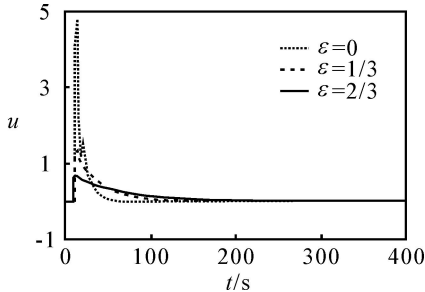


图 2 控制输入 u 的时间响应曲线

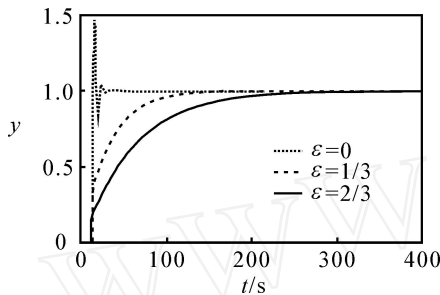


图 3 系统输出 y 的时间响应曲线

5.2 最优平均性能

在区间 $[-p_1, +p_1]$ 和 $[-p_2, +p_2]$ 上分别均匀地取 K_u 和 T_u 的 10^2 个确定的数值,这样便可产生 10^4 个摄动的被控对象.从时间 $t = 0$ s 到 600 s,对每个摄动被控对象和最优控制器所构成的闭环系统的跟踪误差 $e(t)$ 和控制变量 $u(t)$ 进行数字平方积分,可以得到 3 对最优的平均跟踪性能 \bar{P}_e 和平均控制能量 \bar{P}_u 的数值,如表 1 所示.

表 1 对应于不同 ϵ 值的最优平均性能

性能	$\epsilon = 0$	$\epsilon = 1/3$	$\epsilon = 2/3$
\bar{P}_e	3.014 9	13.580 8	31.366 4
\bar{P}_u	129.897 5	35.400 9	18.141 6

由式(35)表示的标称控制器只有一个调节参数 ϵ ,当 ϵ 的取值大到一定程度时,标称控制器便可镇定满足条件的任一摄动对象.此时针对每个 ϵ 取值采用相同的方法可以得到相应的一对 \bar{P}_e 和 \bar{P}_u 数值,且随着 ϵ 的增大, \bar{P}_u 在减小,而 \bar{P}_e 在增大.

发现对于表 1 中的任一对 \bar{P}_e 和 \bar{P}_u 数值,当调节 ϵ 的值使得到的 \bar{P}_e 值与表 1 中的 \bar{P}_e 值相等时,得到的 \bar{P}_u 值要比表 1 中相应的 \bar{P}_u 值大;而当调节 ϵ 的值使得到的 \bar{P}_u 值与表 1 中的数值 \bar{P}_u 相等时,得到的 \bar{P}_e 值要比表 1 中相应的 \bar{P}_e 值大.所以本文的设计方法综合了被控对象摄动的频率变化特征,可使系

统以最少的控制能量获得最小的跟踪误差.

在实际控制系统设计过程中,可以根据模型摄动的程度和系统对跟踪性能与控制能量的实际要求选择合适的 ϵ 值,采用本文所提出的方法设计最优的控制器.

6 结 语

本文探讨了控制能量存在约束时一类不确定时滞系统的最优控制问题,定义了一个平均的包含跟踪误差和控制能量在内的积分平方性能指标;然后应用谱分解对它进行最小化,从而为一类不确定时滞系统提供了一种最优的控制方法,可使系统具有最优的控制性能,对于实际中不确定时滞控制系统的设计具有一定的指导意义.

参考文献(References)

- [1] 金以慧. 过程控制[M]. 北京:清华大学出版社,1993.
(Jin Y H. Process control [M]. Beijing: Publishing Company of Tsinghua University, 1993.)
- [2] Doyle J C, Stein G. Multivariable feedback design: Concepts for a classical modern synthesis [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1981, 26: 4-16.
- [3] Doyle J C. Synthesis of robust controller and filter[C]. Proc 22th IEEE Conf Decision and Control. New York, 1983: 109-114.
- [4] Xie L L, Guo L. How much uncertainty can be dealt with by feedback [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2000, 45(12): 2203-2217.
- [5] Goodwin G C, Salgado M E, Yuz J I. Performance limitations for linear feedback systems in the presence of plant uncertainty [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2003, 48(8): 1312-1319.
- [6] 张井岗,刘志远. 时滞系统的二自由度控制[J]. 信息与控制, 2002, 31(4): 325-328.
(Zhang J G, Liu Z Y. Two-degree-of-freedom control for time-delay system [J]. Information and Control, 2002, 31(4): 325-328.)
- [7] 张卫东,许晓鸣,孙优贤. 一类不稳定时滞过程的最优抗干扰控制[J]. 自动化学报, 2000, 26(1): 85-89.
(Zhang W D, Xu X M, Sun Y X. Optimal disturbance rejection for a class of unstable processes [J]. Acta Automatica Sinica, 2000, 26(1): 85-89.)
- [8] Chen J, Hara S, Chen G. Best tracking and regulation performance under control energy constraint [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2003, 48(8): 1320-1336.
- [9] Yu L. On the absolute stability of a class of time-delay systems [J]. Acta Automatica Sinica, 2003, 29 (5): 781-784.

(下转第 625 页)

1 给出的方法求得使闭环系统全局稳定的控制器。用定理 2 中给出的方法可解得

$$P_1 = \begin{bmatrix} 14.0707 & -28.7696 \\ -28.7696 & 130.5733 \end{bmatrix},$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} 7.1190 & 21.2125 \\ 21.2125 & 108.6342 \end{bmatrix},$$

$$= 64.4410,$$

$$F_1 = F_2 = [-123.3526 \quad 39.6132].$$

闭环系统的仿真如图 1 所示。可见, 用定理 2 中给出的方法可求出使闭环系统在平衡点 $x = 0$ 处稳定的控制器。

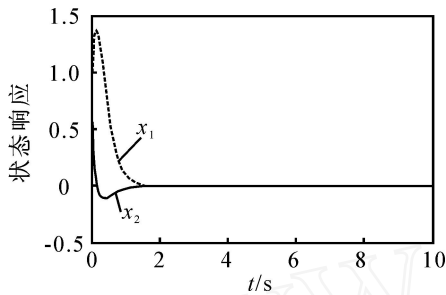


图 1 起始点为 $[1 \quad 0.5]^T$ 时闭环系统的状态响应

6 结 语

本文讨论了连续 T-S 模糊系统的局部稳定性及控制器设计问题。将文献 [10] 在离散型模糊系统中提出的一种非二次 Lyapunov 函数推广到连续型模糊系统中, 对隶属函数的结构进行分析, 得到了基于 LMI 的局部稳定判别条件及控制器设计方法。最后的数值例子验证了所提出方法的有效性。

参考文献(References)

[1] Takagi T, Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control[J]. IEEE Trans on System Man, and Cybernetics, 1985, 15(1): 116-132.

[2] Tanaka K, Sugeno M. Stability analysis and design of

fuzzy control systems [J]. Fuzzy Sets and Systems, 1992, 45(2): 135-156.

[3] Hao Y. An analytical study on structure, stability and design of general nonlinear Takagi-Sugeno fuzzy control systems[J]. Automatica, 1998, 34(12): 1617-1623.

[4] Liu X D, Zhang Q L. Approaches to quadratic stability conditions and H control designs for T-S fuzzy systems [J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2003, 11(3): 1-10.

[5] Liu X D, Zhang Q L. New approaches to H controller designs based on fuzzy observers for T-S fuzzy systems via LMI[J]. Automatica, 2003, 39(9): 1571-1582.

[6] Tanaka K, Hori T, Wang H O. A fuzzy Lyapunov approach to fuzzy control system design [C]. Proc of American Control Conf. Arlington, 2001: 4790-4795.

[7] Tanaka K, Hori K, Wang H O. A multiple Lyapunov function approach to stabilization of fuzzy control systems[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2003, 11(4): 582-589.

[8] Chadli M, Maquin D, Ragot J. Relaxed stability conditions for Takagi-Sugeno fuzzy systems [C]. IEEE Conf on Systems, Man and Cybernetics. Nashville, 2000: 3514-3519.

[9] 陈彭年, 韩正之, 张钟俊. 非线性控制系统镇定的若干进展[J]. 控制理论与应用, 1995, 12(4): 401-409. (Chen P N, Han Z Z, Zhang Z J. Development on the stability of nonlinear control systems [J]. Control Theory and Applications, 1995, 12(4): 401-409.)

[10] Thierry M G, Laurent V. LMF based relaxed nonquadratic stabilization conditions for nonlinear systems in the Takagi-Sugeno's form [J]. Automatica 2004, 40(5): 823-829.

[11] 段广仁. 线性系统理论[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1996. (Duan G R. Theory on linear systems [M]. Harbin: Publication of Harbin Institute of Technology, 1996.)

(上接第 621 页)

[10] 卢立磊, 高立群, 张嗣瀛. 结构不确定线性时滞系统的鲁棒控制[J]. 自动化学报, 1998, 24(3): 345-349. (Lu L L, Gao L Q, Zhang S Y. Robust control for linear time-delay systems with structured uncertainty [J]. Acta Automatica Sinica, 1998, 24(3): 345-349.)

[11] Goodwin G C, Salgado M E. A stochastic embedding approach for quantifying uncertainty in the estimation of restricted complexity models [J]. Int J Adaptive

Control Signal Processing, 1989, 3(4): 333-356.

[12] Goodwin G C, Braslavsky J H, Serón M M. Non-stationary stochastic embedding for transfer function estimation [J]. Automatica, 2002, 38(1): 47-62.

[13] Goodwin G C, Graebe S F, Salgado M E. Control system design [M]. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 2002.