第21卷 第5期 控 制 与 决 策 2006年5月
Vol 21 No. 5 Control and Decision May 2006

文章编号: 1001-0920(2006)05-0546-04

基于模糊Lyapunov函数的离散模糊时滞系统H_∞控制

陈志盛[1,2], 孙克辉[1], 李勇刚[1], 张泰山[1]
(1. 中南大学 信息科学与工程学院, 长沙 410083; 2. 长沙理工大学 能源与动力工程学院, 长沙 410076)

摘 要: 研究一类离散Takagi-Sugeno(T-S)模糊时滞系统的稳定性分析和H_∞控制器设计问题. 通过构造适当的模糊Lyapunov函数, 给出一种新型的基于线性矩阵不等式(LMI)的时滞相关稳定性充分条件, 该条件比以往结果具有更小的保守性; 在此基础上, 提出了H_∞模糊状态反馈控制器的设计方法. 仿真结果表明了所提方法的有效性.

关键词: 离散时滞系统; T-S模糊模型; 模糊Lyapunov函数; 时滞相关; H_∞控制
中图分类号: TP13 **文献标识码**: A

H_∞ Control for Discrete Time-delay Fuzzy Systems Based on Fuzzy Lyapunov Functions

CHEN Zhi-sheng[1,2], *SUN Ke-hui*[1], *LI Yong-gang*[1], *ZHANG Tai-shan*[1]
(1. School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China; 2. School of Energy and Power Engineering, Changsha University of Science and Technology, Changsha 410076, China. Correspondent: CHEN Zhi-sheng, E-mail: czs_csu@163.com)

Abstract: The stability analysis and H_∞ controller design problems for discrete-time delay Takagi-Sugeno (T-S) systems are studied. In terms of linear matrix inequality (LMI), delay-dependent stability sufficient conditions for the discrete fuzzy systems are derived via constructing an appropriate fuzzy weight-dependent Lyapunov function. And the proposed conditions are less conservative than the previous results. The design scheme for the H_∞ fuzzy state-feedback controllers is also provided. The simulation examples show the effectiveness of the proposed method.

Key words: Discrete-time delay systems; T-S fuzzy model; Fuzzy Lyapunov functions; Delay-dependent; H_∞ control

1 引 言

近年来, 国内外学者利用Takagi-Sugeno(T-S)模糊控制方法对非线性时滞系统作了较多的研究工作[1~5]. 但在现有的文献中, 对于离散模糊时滞系统的研究比较少, 而且所获得的稳定性和稳定化条件都是时滞无关的[1,5], 当系统时滞较小时具有较强的保守性. 目前, 基于离散T-S模糊模型的时滞相关稳定性分析与综合问题还有待研究. 另外, 目前模糊控制系统设计通常以公共Lyapunov函数解法[1]为基础, 当模糊规则较多时, 往往很难找到这个公共Lyapunov函数解. 最近一些学者[6]进行了模糊Lyapunov方法研究, 以减小设计的保守性, 但适用于时滞系统的结果还较少见.

针对上述问题, 本文以一类离散T-S模糊时滞系统为研究对象, 通过构造合适的模糊Lyapunov函数, 给出一种新型的时滞相关稳定性判据; 在此基础上, 给出模糊H_∞控制器存在的充分条件, 并利用锥补线性化算法[7,8], 提出基于LMI的控制器综合设计方案.

2 系统描述及引理

考虑一类离散T-S模糊时滞系统

R_i: If $\mu_1(k)$ is m_{i1} and $\cdots$ and $\mu_l(k)$ is m_{il},

收稿日期: 2005-04-18; **修回日期**: 2005-08-16.
基金项目: 湖南省自然科学基金项目(04JJ3077).
作者简介: 陈志盛(1975—), 男, 广东信宜人, 博士, 从事模糊控制和鲁棒控制等研究; 张泰山(1938—), 男, 福建南安人, 教授, 博士生导师, 从事智能控制、人工生命等研究.

Then

$$\begin{cases} x(k+1)=A_i x(k)+A_{di}x(k-\tau)+ \\ \qquad B_i u(k)+D_i w(k), \\ z(k)=C_i x(k)+C_{di}x(k-\tau), \\ x(s)=\phi(s),\ s=-\tau,-\tau+1,\cdots,0, \\ \qquad i=1,2,\cdots,r. \end{cases} \tag{1}$$

其中: r 为模糊规则数, $\mu_1(k),\cdots,\mu_l(k)$ 为模糊规则前件变量, m_{it} 为模糊语言值集合; $x(k)\in R^n$, $u(k)\in R^m$, $z(k)\in R^{n_1}$ 分别为系统状态、控制输入和控制输出向量; $w(k)\in R^{m_1}$ 为外界干扰输入, 且满足 $w(k)\in l_2[0,\infty)$; $\tau>0$ 为系统状态时滞; $A_i, A_{di}, B_i, C_i, C_{di}, D_i$ 是具有合适维数的已知常数矩阵; $\phi(s)$ 是系统状态的初始向量

去模糊化后系统(1) 的全局模糊模型为

$$\begin{cases} x(k+1)=\sum\limits_{i=1}^{r}h_i(\mu(k))[A_i x(k)+ \\ \qquad A_{di}x(k-\tau)+ \\ \qquad B_i u(k)+D_i w(k)], \\ z(k)=\sum\limits_{i=1}^{r}h_i(\mu(k))[C_i x(k)+ \\ \qquad C_{di}x(k-\tau)], \end{cases} \tag{2}$$

其中

$$\mu(k)=[\mu_1(k),\cdots,\mu_l(k)],$$

$$h_i(\mu(k))=\omega(\mu(k))\Big/\sum_{i=1}^{r}\omega(\mu(k)),$$

$$\omega(\mu(k))=\prod_{i=1}^{l}m_{it}(\mu_t(k)).$$

$m_{it}(\mu_t(k))$ 表示 $\mu_t(k)$ 对应于 m_{it} 的隶属度, 这里有性质: $h_i(\mu(k))\ge 0$, $\sum\limits_{i=1}^{r}h_i(\mu(k))=1$. 为便于描述, 以下在不引起混淆的情况下, 将用 h_i 表示 $h_i(\mu(k))$, h_p^+ 表示 $h_p(\mu(k+1))$.

引理 1[9]　对于任意具有合适维数的矩阵 X, Y 和矩阵 $S>0$, 有

$$X^TY+Y^TX\le X^TSX+Y^TS^{-1}Y.$$

3　时滞相关稳定性判据

记 $\zeta(k)=x(k+1)-x(k)$, 则有

$$x(k)=x(k-\tau)+\sum_{s=k-\tau}^{k-1}\zeta(s), \tag{3}$$

那么对于具有合适维数的任意矩阵 H_1, H_2, 有

$$\mathbf{H}(x)=2\tilde{x}^T(k)\tilde{H}\Big[x(k)-x(k-\tau)-\sum_{s=k-\tau}^{k-1}\zeta(s)\Big]=0, \tag{4}$$

这里

$$\tilde{x}(k)=[x^T(k)\quad x^T(k-\tau)]^T,$$

$$\tilde{H}=[H_1^T\quad H_2^T]^T.$$

定理 1　如果存在具有合适维数的矩阵 H_1, H_2, 正定对称矩阵 Q_1, Q_2 和 P_i, 对于 $i,p=1,2,\cdots,r$, 有以下LMI成立:

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 & -H_1+H_2^T & A_i^TP_p & (A_i^T-I)Q_2 & H_1 \\ * & \Phi_2 & A_{di}^TP_p & A_{di}^TQ_2 & H_2 \\ * & * & -P_p & 0 & 0 \\ * & * & * & -\tau^{-1}Q_2 & 0 \\ * & * & * & * & -\tau^{-1}Q_2 \end{bmatrix}<0, \tag{5}$$

其中: $\Phi_1=-P_i+Q_1+H_1+H_1^T$, $\Phi_2=-Q_1-H_2-H_2^T$, $*$ 表示矩阵对称位置元素的转置, 则系统(2) 的自治系统(即 $u(k)=0$, $w(k)=0$) 渐近稳定

证明　对系统(2) 构造如下形式的时滞相关型模糊Lyapunov 函数:

$$V(k)=V_1(k)+V_2(k)+V_3(k),$$

$$V_1(k)=x^T(k)\Big(\sum_{i=1}^{r}h_iP_i\Big)x(k),$$

$$V_2(k)=\sum_{s=k-\tau}^{k-1}x^T(s)Q_1x(s),$$

$$V_3(k)=\sum_{\theta=-\tau}^{-1}\sum_{s=k+\theta}^{k-1}\zeta^T(s)Q_2\zeta(s),$$

显然 $\forall x(k)\ne 0$, $V(k)>0$. 定义 $\Delta V(k)=V(k+1)-V(k)$, 根据引理 1, 沿系统(2) 的自治系统有

$$\begin{aligned}\Delta V_1(k)&=x^T(k+1)\Big(\sum_{p=1}^{r}h_p^+P_p\Big)x(k+1)-x^T(k)\Big(\sum_{i=1}^{r}h_iP_i\Big)x(k)= \\ &\sum_{p=1}^{r}\sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r}h_p^+h_ih_j[\tilde{x}^T(k)\tilde{A}_i^TP_p\tilde{A}_j\tilde{x}(k)-x^T(k)P_ix(k)]\le \\ &\sum_{i=1}^{r}\sum_{i=1}^{r}h_p^+h_i[\tilde{x}^T(k)\tilde{A}_i^TP_p\tilde{A}_i\tilde{x}(k)-x^T(k)P_ix(k)],\end{aligned}$$

其中 $\tilde{A}_i=[A_i\quad A_{di}]$;

$$\Delta V_2(k)=x^T(k)Q_1x(k)-x^T(k-\tau)Q_1x(k-\tau);$$

$$\Delta V_3(k)=\tau\zeta^T(k)Q_2\zeta(k)-\sum_{s=k-\tau}^{k-1}\zeta^T(s)Q_2\zeta(s).$$

另外, 由引理 1 可知,

$$-2\tilde{x}^T(k)\tilde{H}\sum_{s=k-\tau}^{k-1}\zeta(s)\le \tau\tilde{x}^T(k)\tilde{H}Q_2^{-1}\tilde{H}^T\tilde{x}(k)+\sum_{s=k-\tau}^{k-1}\zeta^T(s)Q_2\zeta(s).$$

综合上述各式, 并考虑式(4), 经整理可得

$$
\begin{aligned}
&\Delta V(k) = \\
&\Delta V_1(k) + \Delta V_2(k) + \Delta V_3(k) = \\
&\Delta V_1(k) + \Delta V_2(k) + \Delta V_3(k) + \mathbf{H}(x) \leq \\
&\sum_{p=1}^{r}\sum_{i=1}^{r} h_p^+ h_i \tilde{x}^{\mathrm{T}}(k)\Psi_{pi}\tilde{x}(k),
\end{aligned} \tag{6}
$$

其中

$$
\begin{aligned}
&\Psi_{pi} = \\
&\begin{bmatrix} A_i^{\mathrm{T}} \\ A_{di}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix} P_p \begin{bmatrix} A_i^{\mathrm{T}} \\ A_{di}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} + \begin{bmatrix} \Phi_1 & -H_1 + H_2^{\mathrm{T}} \\ * & \Phi_2 \end{bmatrix} + \\
&\tau\begin{bmatrix} A_i^{\mathrm{T}} - I \\ A_{di}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix} Q_2 \begin{bmatrix} A_i^{\mathrm{T}} - I \\ A_{di}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} + \tau\begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix} Q_2^{-1} \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.
\end{aligned}
$$

根据 Schur 补引理[10], LMI(5) 可保证 $\Psi_{pi} < 0$, $i, p = 1, 2, \cdots, r$, 于是有 $\Delta V(k) < 0$, 故系统(2) 的自治系统是渐近稳定的. □

当式(5) 中的 P_i 取为 $P_1 = P_2 = \cdots = P_r = P$, $H_1 = H_2 = 0$, $Q_2 = \epsilon\tau^{-1}I$(ϵ 为一个充分小的正常数) 时, 式(5) 等价于文献[1] 提出的基于公共 Lyapunov 函数的时滞无关稳定性充分条件. 而在定理 1 中, 待定矩阵 H_1, H_2, P_i 和 Q_2 完全是自由的, 其最优解可通过求解 LMI(5) 获得, 所以本文定理 1 蕴涵了文献[1] 的结果, 且具有更小的保守性.

4 H∞ 模糊控制器设计

对系统(2) 设计一个并行分布补偿(PDC) 模糊控制器[1~6], 其全局控制输出为

$$
u(k) = \sum_{i=1}^{r} h_i K_i x(k), \tag{7}
$$

其中 $K_i(i = 1, 2, \cdots, r)$ 为待求解的控制器增益矩阵. 由系统(2) 和控制器(7) 构成的闭环系统为

$$
\begin{cases}
x(k+1) = \displaystyle\sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r} h_i h_j [G_{ij}x(k) + \\
\qquad\qquad A_{di}x(k-\tau) + D_i w(k)], \\
z(k) = \displaystyle\sum_{i=1}^{r} h_i [C_i x(k) + C_{di}x(k-\tau)],
\end{cases} \tag{8}
$$

其中 $G_{ij} = A_i + B_i K_j$.

对于闭环系统(8) 的 H_∞ 控制问题, 有如下结论:

定理 2 给定常数 $\gamma > 0$, 如果存在具有合适维数的对称正定矩阵 Q_1, Q_2, Y, P_i, X_i, 矩阵 H_1, H_2 和 K_j, 对于 $i, j, p = 1, 2, \cdots, r$, 有如下式子成立:

$$
\begin{bmatrix}
\Phi_1 & -H_1 + H_2^{\mathrm{T}} & 0 & G_{ij}^{\mathrm{T}} & G_{ij}^{\mathrm{T}} - I & H_1 & C_i^{\mathrm{T}} \\
* & \Phi_2 & 0 & A_{di}^{\mathrm{T}} & A_{di}^{\mathrm{T}} & H_2 & C_{di}^{\mathrm{T}} \\
* & * & -\gamma^2 I & D_i^{\mathrm{T}} & D_i^{\mathrm{T}} & 0 & 0 \\
* & * & * & -X_p & 0 & 0 & 0 \\
* & * & * & * & -\tau^{-1}Y & 0 & 0 \\
* & * & * & * & * & -\tau^{-1}Q_2 & 0 \\
* & * & * & * & * & * & -I
\end{bmatrix} < 0, \tag{9}
$$

$$
P_p X_p = I, Q_2 Y = I, \tag{10}
$$

其中: Φ_1, Φ_2 的定义与定理 1 一致, * 表示矩阵对称位置元素的转置, 则存在模糊控制器(7), 使得闭环控制系统(8) 渐近稳定, 且 H_∞ 范数小于给定的界 γ.

证明 定理 2 的证明分为内部稳定性和 H_∞ 特性分析两部分. 类似于定理 1 的推导过程不难证明闭环系统(8) 的内部稳定性, 所以这里仅证明其满足 H_∞ 控制性能的部分.

设外界干扰输入 $w(k) \neq 0$, 且 $w(k) \in l_2[0, \infty)$, 引入 H_∞ 性能指标函数

$$
J = \sum_{k=0}^{\infty} [z^{\mathrm{T}}(k)z(k) - \gamma^2 w^{\mathrm{T}}(k)w(k)]. \tag{11}
$$

根据引理 1 有

$$
\begin{aligned}
&z^{\mathrm{T}}(k)z(k) = \\
&\sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r} h_i h_j [C_i x(k) + C_{di}x(k-\tau)]^{\mathrm{T}} \times \\
&[C_j x(k) + C_{dj}x(k-\tau)] \leq \\
&\sum_{i=1}^{r} h_i [C_i x(k) + C_{di}x(k-\tau)]^{\mathrm{T}} \times \\
&[C_i x(k) + C_{di}x(k-\tau)].
\end{aligned}
$$

在系统零初始状态情况下, 可以导出

$$
\begin{aligned}
J = &\sum_{k=0}^{\infty} [z^{\mathrm{T}}(k)z(k) - \gamma^2 w^{\mathrm{T}}(k)w(k) + \\
&\Delta V(k)] \leq \\
&\sum_{k=0}^{\infty}\sum_{p=1}^{r}\sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r} h_p^+ h_i h_j \eta^{\mathrm{T}}(k)\Xi_{pij}\eta(k).
\end{aligned} \tag{12}
$$

其中

$$
\begin{aligned}
&\eta(k) = [x^{\mathrm{T}}(k) \quad x^{\mathrm{T}}(k-\tau) \quad w^{\mathrm{T}}(k)]^{\mathrm{T}}, \\
&\Xi_{pij} = \begin{bmatrix} G_{ij}^{\mathrm{T}} \\ A_{di}^{\mathrm{T}} \\ D_i^{\mathrm{T}} \end{bmatrix} P_p \begin{bmatrix} G_{ij}^{\mathrm{T}} \\ A_{di}^{\mathrm{T}} \\ D_i^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} + \\
&\begin{bmatrix} \Phi_1 & -H_1 + H_2^{\mathrm{T}} & 0 \\ * & \Phi_2 & 0 \\ * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} + \\
&\tau\begin{bmatrix} G_{ij}^{\mathrm{T}} - I \\ A_{di}^{\mathrm{T}} \\ D_i^{\mathrm{T}} \end{bmatrix} Q_2 \begin{bmatrix} G_{ij}^{\mathrm{T}} - I \\ A_{di}^{\mathrm{T}} \\ D_i^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} +
\end{aligned}
$$

$$\tau\begin{bmatrix}H_1\\H_2\\0\end{bmatrix}Q_2^{-1}\begin{bmatrix}H_1\\H_2\\0\end{bmatrix}^{\mathrm T}+\begin{bmatrix}C_i^{\mathrm T}\\C_{di}^{\mathrm T}\\0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}C_i^{\mathrm T}\\C_{di}^{\mathrm T}\\0\end{bmatrix}^{\mathrm T}.$$

令$X_p = P_p^{-1}(p = 1,\cdots,r)$, $Y = Q_2^{-1}$, 由Schur 补引理[10], 若式(9) 和(10) 成立, 则有$J < 0$, 闭环控制系统(8) 满足H_∞范数界γ约束. □

在定理 2 中, 式(10) 不是LMI, 因此不能用Matlab的LMI工具箱直接求解出控制器(7) 的增益矩阵. 基于锥补线性化算法[7], 可将定理 2 的非凸可行性问题转化为一个满足LMI约束条件的非线性规划问题, 即

$$\min\ \mathrm{trace}\Big(\sum_{p=1}^{r}P_pX_p + Q_2Y\Big),\tag{13}$$

$$\begin{aligned}&\text{s.t.}\ \ 式(9),\\&\begin{bmatrix}P_p & I\\ I & X_p\end{bmatrix}\geq 0,\ \begin{bmatrix}Q_2 & I\\ I & Y\end{bmatrix}\geq 0,\\&p = 1,\cdots,r.\end{aligned}\tag{14}$$

当$\min\ \mathrm{trace}\Big(\sum_{p=1}^{r}P_pX_p + Q_2Y\Big) = (r+1)n$ 时, 定理 2 中的充分条件可解.

上述非线性规划问题的具体迭代求解算法可参考文献[7, 8], 此略.

5　数值仿真

例 1　考虑如下含有时滞的离散模糊自治系统:

模糊子系统 1

$$x(k+1) = \begin{bmatrix}0.4-\alpha & 0\\ 0.1 & 0.6\end{bmatrix}x(k) + \begin{bmatrix}-0.25 & 0\\ 0 & -0.1\end{bmatrix}x(k-\tau),$$

模糊子系统 2

$$x(k+1) = \begin{bmatrix}0.4+\alpha & 0\\ 0.1 & 0.6\end{bmatrix}x(k) + \begin{bmatrix}-0.25 & 0\\ 0 & -0.1\end{bmatrix}x(k-\tau).$$

这里α为不确定参数, 且$|\alpha| \leq \alpha_1$; $x(k) \in [-1, 1]$, 模糊隶属度函数取为$h_1(x_1(k)) = 0.5[1 + x_1(k)]$, $h_2(x_1(k)) = 1 - h_1(x_1(k))$. 对于不同的时滞参数$\tau > 0$, 采用时滞无关稳定性分析方法[1, 5] 和采用本文定理 1 所获得的α_1 的最大值分别列于表 1. 从结果比较可知, 本文的时滞相关稳定性判据具有较小的保守性, 尤其是当系统时滞较小时.

表 1　α_1 的最大值容许值

τ	2	4	7
文献[1] 方法	0.348	0.348	0.348
文献[5] 方法	0.350	0.350	0.350
本文定理 1 方法	0.531	0.420	0.364

例 2　考虑离散非线性时滞系统

$$\begin{cases}x_1(k+1) =\\ x_1(k) + 0.02x_1(k)x_2(k) +\\ 0.1x_1(k-2) + u(k) + 0.3w(k),\\ x_2(k+1) =\\ 0.05x_1^2(k) - 0.5x_2(k) +\\ 0.1x_2(k-2) + 0.15w(k),\\ z(k) = x_1(k).\end{cases}\tag{15}$$

设$x_1(k)$ 可测, 且$x_1(k) \in [-2, 3]$. 建立系统(15) 的 T-S 模糊模型, 对$x_1(k)$ 取极大(R_1: $x_1(k) = 3$) 和极小(R_2: $x_1(k) = -2$) 两个模糊集, 其隶属函数分别为$h_1(x_1(k)) = (x_1(k) + 2)/5$ 和$h_2(x_1(k)) = 1 - h_1(x_1(k))$, 对应于模糊模型(1) 的有关参数为

$$A_1 = \begin{bmatrix}1 & 0.06\\ 0.15 & -0.5\end{bmatrix},$$

$$A_{d1} = A_{d2} = \begin{bmatrix}0.1 & 0\\ 0 & 0.1\end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix}1 & -0.04\\ -0.1 & -0.5\end{bmatrix},$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix}1\\ 0\end{bmatrix}, D_1 = D_2 = \begin{bmatrix}0.3\\ 0.15\end{bmatrix},$$

$$C_1 = C_2 = [1\quad 0], C_{d1} = C_{d2} = 0, \tau = 2.$$

给定$\gamma = 0.5$, 求解非线性规划问题(13), 可以获得模糊H_∞控制器(7) 的分布补偿增益矩阵

$$K_1 = [-0.892\quad -0.0215],$$
$$K_2 = [-0.905\quad 0.0167].$$

设系统的初始状态为$x(0) = [2\quad -1]^{\mathrm T}$, 外界干扰输入$w(k) = b/(21 + 20k)$, b 为[0, 2] 区间内的随机数, 采样周期取$T_0 = 0.02$ s. 当控制输入$u(k) = 0$ 时, 系统(15) 是不稳定的. 在本文设计的模糊控制器作用下, 闭环控制系统(15) 的状态响应曲线如图 1 所示.

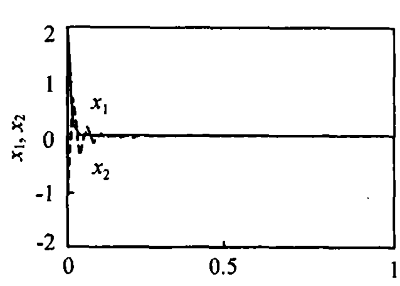

图 1　闭环控制系统响应曲线

(下转第 558 页)

4 结 论

本文首先将仿射非线性系统的逆最优控制问题的结论扩展到一类单输入非仿射非线性系统, 不必解HJB 方程便设计出一族参数化的逆最优控制器, 从而使得控制器的设计更加灵活; 然后在耗散性理论的框架下研究了当系统为耗散系统时的逆最优镇定性问题, 得到相应的结论. 在输出反馈控制的意义下, 揭示了耗散系统的稳定性与最优性间的等价关系, 无源性结论也包含其中.

参考文献(References)

[1] Kalman R E. When is a Linear Control System Optimal? [J]. ASME Basic Engineering, 1964, 86: 51-60.

[2] Haddad W M, Chellaborina V S, Fause J L, et al. Optimal Discrete-time Control for Nonlinear Cascaded Systems[J]. J Franklin Inst, 1997, 335B(5): 827-839.

[3] Li Z H, Miroslav Krstic. Optimal Design of Adaptive Tracking Controllers for Nonlinear Systems[A]. Proc of the American Control Conf [C]. New Mexico, 1997: 1191-1197.

[4] Moylan P J, Anderson B D O. Nonlinear Regulator Theory and an Inverse Optimal Control Problem [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1973, 18(5): 460-465.

[5] Sepulchre R, Jankovic M, Kokotovic P. Constructive Nonlinear Control[M]. New York: Springer, 1997.

[6] Boumediene Hamzi. Some Results on Inverse Optimality Based Designs [J]. Systems and Control Letters, 2001, 43(4): 239-246.

[7] Wei Lin. Feedback Stabilization of General Nonlinear Control Systems: A Passive System Approach [J]. Systems and Control Letters, 1995, 25(1): 41-52.

[8] Eva Maria Navarro Lopez. Dissipativity and Passivity-related Properties in Nonlinear Discrete-time Systems [D]. Barcelona: Technical University of Catalonia, 2002.

[9] Chellaboina V, Haddad W M. Exponentially Dissipative Nonlinear Dynamical Systems: A Nonlinear Extension of Strict Positive Realness[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2003, 2003(1): 25-34.

(上接第549 页)

6 结 论

本文为离散Takagi-Sugeno 模糊时滞控制系统的稳定性分析和模糊H_∞控制器设计问题的研究提供了一种新方法. 所得结果不仅是时滞相关的, 而且避免了寻找公共Lyapunov 函数解的困难, 具有较小的保守性. 关于如何简化控制器参数设计, 并将其应用于实际系统的问题尚待进一步研究.

参考文献(References)

[1] Cao Y Y, Frank P M. Analysis and Synthesis of Nonlinear Time-delay Systems via Fuzzy Control Approach[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2000, 8(2): 200-211.

[2] Zhang Y, Heng P A. Stability of Fuzzy Control Systems with Bounded Uncertain Delays [J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2002, 10(1): 92-96.

[3] Guan X P, Chen C L. Delay-dependent Guaranteed Cost Control for T-S Fuzzy Systems with Time Delays [J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2004, 12(2): 236-249.

[4] 陈兵, 周玉成. T-S 模糊时滞模型的时滞相关稳定性分析和镇定[J]. 控制与决策, 2004, 19(9): 1022-1025.
(Chen B, Zhou Y C. Delay-dependent Stability Analysis and Stabilization of T-S Fuzzy Models with Time-delay [J]. Control and Decision, 2004, 19(9): 1022-1025.)

[5] Zhou S S, Li T. Robust Stabilization for Delayed Discrete-time Fuzzy Systems via Basis-dependent Lyapunov-Krasovskii Function [J]. Fuzzy Sets and Systems, 2005, 151(1): 139-153.

[6] 王岩, 张庆灵, 孙增圻, 等. 离散模糊系统分析与设计的模糊Lyapunov 方法[J]. 自动化学报, 2004, 30(2): 255-260.
(Wang Y, Zhang Q L, Sun Z Q, et al. Analysis and Design of Discrete Fuzzy System with Fuzzy Lyapunov Approach[J]. Acta Automatica Sinica, 2004, 30(2): 255-260.)

[7] El Ghaoui L, Oustry F, AitRami M. Cone Complementarity Linearization Algorithm for Static Output-feedback and Related Problems [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1997, 42(8): 1171-1176.

[8] Gao H, Lam J, Wang C, et al. Delay-dependent Output-feedback Stabilization of Discrete-time Systems with Time-varying State Delay[J]. IEE Proc: Control Theory and Application, 2004, 151(6): 691-698.

[9] Xie L, De Souza C. Robust H_∞ Control for Linear Systems with Norm-bounded Time Varying Uncertainty [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1992, 37(8): 1188-1191.

[10] Boyd S, Ghaoui E, Feron E, et al. Linear Matrix Inequalities in Systems and Control Theory [M]. Philadelphia: SIAM, 1994.