

中立型模糊时滞系统的非易碎 H_∞ 控制

冯春梅

(南京师范大学 电气与自动化工程学院, 江苏 南京 210042)

[摘要] 针对一类中立型 T-S 模糊时滞系统, 研究了非易碎状态反馈 H_∞ 控制器设计问题. 以线性矩阵不等式的形式给出了期望控制器的存在条件, 并在此基础上给出了设计方法. 所给出的线性矩阵不等式可以用 Matlab LMI 控制工具箱求解. 所设计的非易碎控制器能够保证闭环系统对所有容许的不确定性都是渐近稳定的且满足给定的 H_∞ 性能指标. 最后提供的算例和仿真验证了设计方法的有效性.

[关键词] 模糊系统, 中立型时滞系统, 非易碎控制, H_∞ 控制, 线性矩阵不等式

[中图分类号] TP273.4 [文献标识码] A [文章编号] 1672-1292(2009)01-0012-06

Non-fragile H_∞ Control for Fuzzy Neutral Delay Systems

Feng Chunmei

(School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

Abstract In this paper, the problem of non-fragile state-feedback H_∞ controller design for a class of T-S fuzzy neutral delay systems is studied. Conditions for the existence of desired controllers are obtained in terms of linear matrix inequalities (LMIs). On the basis of these conditions, a design method is developed. The given LMIs can be solved by using Matlab LMI control toolbox. The designed non-fragile controller guarantees that the closed-loop system is asymptotically stable and satisfies a prescribed H_∞ performance for all admissible uncertainties. The effectiveness of the proposed design method is demonstrated by numerical examples and simulation results provided finally.

Key words fuzzy systems, neutral delay systems, non-fragile control, H_∞ control, linear matrix inequality

非易碎控制问题是指在设计控制器的同时考虑控制器中的不确定因素, 使得对满足一定条件的控制器增益扰动, 所设计的控制器都能保证闭环系统稳定或具有某种性能. 这类问题有着很强的应用背景. 近年来许多研究人员致力于该方面的研究. 文献[1] 研究了一类带有结构不确定性的非易碎动态补偿器的设计问题. 该文提出的思想在文献[2] 中被推广到了带有结构不确定性的非易碎线性二次(LQ) 控制器的设计; 线性时不变系统的非易碎 H_∞ 控制问题在文献[3] 和[4] 中得到了研究. 同时还进行了线性时滞系统的非易碎控制器设计问题的研究. 例如, 在文献[5] 中, 中立型线性时滞系统的非易碎正实控制问题得到了研究. 作者利用 LM 方法给出了带有加性和乘性控制器增益扰动的非易碎正实控制器的存在条件, 并进一步给出了该类控制器的设计方法.

T-S 模糊系统的 H_∞ 控制问题也得到了广泛研究. 例如, 文献[6-7] 针对连续时间的模糊系统, 提供了 H_∞ 输出反馈模糊控制器的设计方法; 文献[8] 采用模糊 Lyapunov 函数方法研究了离散时间模糊系统的 H_∞ 控制问题, 以 LM 的形式得到了状态反馈 H_∞ 模糊控制器的存在条件, 并给出了有效的设计方法. 当时滞存在于模糊系统之中时, 文献[9] 研究了输出反馈 H_∞ 模糊控制器设计问题, 而文献[10] 提出并解决了中立型模糊时滞系统的状态反馈 H_∞ 控制问题. 然而, 有关模糊系统的非易碎 H_∞ 控制的研究文献非常稀少.

针对一类中立型模糊时滞系统, 本文提出了非易碎 H_∞ 控制器的一个设计方法, 该方法可以有效地解决控制器中含有参数不确定性增益扰动的 H_∞ 控制问题. 同时, 所得结果均以线性矩阵不等式的形式给出.

收稿日期: 2008-08-08

通讯联系人: 冯春梅, 讲师, 研究方向: 控制理论. E-mail: fengchunmei@njnu.edu.cn

1 问题描述

考虑一类中立型 T-S 模糊时滞系统, 第 i 条模糊规则如下:

模糊规则 i : If $x_1(t)$ is Γ_1^i and... and $x_n(t)$ is Γ_n^i , Then

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + A_{hi} x(t - \tau) + A_{di} x(t - \tau) + B_i u(t) + D_i \omega(t), \quad (1)$$

$$z(t) = C_i x(t), \quad (2)$$

$$x(t) = \varphi(t), \quad t \in [-\tau, 0], \quad i = 1, 2, \dots, r, \quad (3)$$

其中, Γ_j^i 是一个模糊集; $x(t) \in R^n$ 是系统的状态向量; $u(t) \in R^m$ 是系统的控制输入向量; $\omega(t) \in R^p$ 是外部扰动, 且 $\omega(t) \in L_2[0, \infty)$; $z(t) \in R^q$ 是被控输出向量; $A_i, A_{hi}, A_{di}, B_i, D_i, C_i$ 是具有适当维数的已知常数矩阵; r 是这个模糊模型的模糊规则数; $\tau > 0$ 表示定常时滞; $\varphi(t)$ 是定义在 $[-\tau, 0]$ 上的实值连续向量初始函数. 去模糊化后, 系统 (1) 和 (2) 的全局模糊模型为:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) [A_i x(t) + A_{hi} x(t - \tau) + A_{di} x(t - \tau) + B_i u(t) + D_i \omega(t)], \quad (4)$$

$$z(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) C_i x(t), \quad (5)$$

其中, $\mu_i(x(t)) = \prod_{j=1}^n \Gamma_j^i(x_j(t))$, $h_i(x(t)) = \frac{\mu_i(x(t))}{\sum_{i=1}^r \mu_i(x(t))}$. 这里, $\Gamma_j^i(x_j(t))$ 是 $x_j(t)$ 在集合 Γ_j^i 中的隶属

度函数, $\mu_i(t)$ 满足 $\mu_i(x(t)) \geq 0$ 以及 $\sum_{i=1}^r \mu_i(x(t)) > 0$ 由此可以得到 $h_i(x(t)) \geq 0$ 和 $\sum_{i=1}^r h_i(x(t)) = 1$

考虑如下状态反馈模糊控制器:

控制器规则: If $x_1(t)$ is Γ_1^i and... and $x_n(t)$ is Γ_n^i , Then

$$u(t) = (K_i + \Delta K_i)x(t), \quad i = 1, 2, \dots, r, \quad (6)$$

其中, K_i 是待求的控制器增益矩阵; $\Delta K_i = E_i F_i(t) H_i$ 表示参数不确定性, 这里 E_i 和 H_i 是具有适当维数的已知常数矩阵; $F_i(t)$ 是未知函数矩阵且满足 $F_i(t)^T F_i(t) \leq I$ 控制器 (6) 的全局模型为:

$$u(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) (K_i + \Delta K_i)x(t). \quad (7)$$

将 (7) 代入 (4) 和 (5) 得闭环系统如下:

$$\dot{x}(t) = A_c(h)x(t) + A_h(h)x(t - \tau) + A_d(h)x(t - \tau) + D(h)\omega(t), \quad (8)$$

$$z(t) = C(h)x(t). \quad (9)$$

其中,

$$A_c(h) = A(h) + B(h)K_\Delta(h), \quad A(h) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))A_i, \quad B(h) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))B_i,$$

$$A_h(h) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))A_{hi}, \quad A_d(h) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))A_{di}, \quad C(h) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))C_i,$$

$$D(h) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))D_i, \quad K_\Delta(h) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\Delta K_i).$$

本文所研究的问题可描述为: 设计状态反馈模糊控制器 (7), 使得对所有容许的不确定性, (a) 当 $\omega(t) = 0$ 时, 闭环系统是渐近稳定的; (b) 给定标量 $\gamma > 0$ 对所有非零的 $\omega(t) \in L_2[0, \infty)$ 以及在零初始条件下有 $\|z(t)\|_2 \leq \gamma \|\omega(t)\|_2$. 如果一个系统满足条件 (a) 和 (b), 则称这个系统是渐近稳定的且具有 H_∞ 性能界 γ .

2 主要结果

定理 1 考虑系统 (8) 和 (9). 给定标量 $\gamma > 0$ 如果存在对称正定矩阵 $P > 0$, $Q > 0$ 和 $R > 0$ 使得下面的矩阵不等式成立:

$$\begin{bmatrix} PA_c(h) + A_c(h)^T P + Q & PA_h(h) & PA_d(h) & PD(h) & A_c(h)^T R & C(h)^T \\ * & -Q & 0 & 0 & A_h(h)^T R & 0 \\ * & * & -R & 0 & A_d(h)^T R & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I & D(h)^T R & 0 \\ * & * & * & * & -R & 0 \\ * & * & * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0, \quad (10)$$

则系统 (8) 和 (9) 渐近稳定且具有 H_∞ 性能界 γ

证明 构造 Lyapunov 泛函:

$$V(x(t)) = x(t)^T P x(t) + \int_{\tau}^t x(s)^T Q x(s) ds + \int_{\tau}^t x\check{s})^T R x\check{s}) ds$$

则 $V(x(t))$ 沿系统 (8) 的全微分为:

$$\begin{aligned} V\check{x}(t)) &= 2x(t)^T P[A_c(h)x(t) + A_h(h)x(t-\tau) + A_d(h)x\check{x}t-\tau) + D(h)\omega(t)] + \\ &x(t)^T Qx(t) - x(t-\tau)^T Qx(t-\tau) + x\check{x}t)^T R x\check{x}t) - x\check{x}t-\tau)^T R x\check{x}t-\tau), \end{aligned} \quad (11)$$

经过简单运算可得:

$$z(t)^T z(t) - \gamma^2 \omega(t)^T \omega(t) + V\check{x}(t)) = \xi(t)^T \mathfrak{U}(t), \quad (12)$$

其中,

$$\xi(t) = [x(t)^T \quad x(t-\tau)^T \quad x\check{x}t-\tau)^T \quad \omega(t)^T]^T.$$

$$U = \begin{bmatrix} PA_c(h) + A_c(h)^T P + Q + C(h)^T C(h) & PA_h(h) & PA_d(h) & PD(h) \\ * & -Q & 0 & 0 \\ * & * & -R & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_c(h)^T \\ A_h(h)^T \\ A_d(h)^T \\ D(h)^T \end{bmatrix} R \begin{bmatrix} A_c(h)^T \\ A_h(h)^T \\ A_d(h)^T \\ D(h)^T \end{bmatrix}^T,$$

对 (10) 运用 Schur 补引理得 $U < 0$ 再由 (12) 得:

$$z(t)^T z(t) - \gamma^2 \omega(t)^T \omega(t) + V\check{x}(t)) \leq 0, \quad (13)$$

当 $\omega(t) = 0$ 时, 由 (13) 得 $V\check{x}(t)) \leq -z(t)^T z(t) < 0$ 由此可知系统 (8) 是渐近稳定的. 下面我们来证明系统 (8) 和 (9) 具有 H_∞ 性能界 γ . 为此, 构造指标函数:

$$J = \int_0^m [z(t)^T z(t) - \gamma^2 \omega(t)^T \omega(t)] dt, \quad (14)$$

其中, $m > 0$ 是任意标量, 在零初始条件下, 可得:

$$J \leq \int_0^m [z(t)^T z(t) - \gamma^2 \omega(t)^T \omega(t) + V\check{x}(t))] dt$$

结合 (13) 得 $J \leq 0$ 由此进一步可得 $|z(t)|^2 \leq \gamma^2 |\omega(t)|^2$. 从而结论得证. (证毕)

定理 2 给定标量 $\gamma > 0$ 如果存在对称正定矩阵 $X > 0 \quad Y > 0 \quad Z > 0$ 矩阵 $\{M_i\}_{i=1}^r$, 以及标量 $\varepsilon_{ij} > 0 \quad 1 \leq i \leq r, 1 \leq j \leq r$, 使得下面的线性矩阵不等式成立,

$$\begin{bmatrix} \Omega_1^{ij} & (A_{hi} + A_{hj})X & (A_{di} + A_{dj})Z & D_i + D_j & \Omega_2^{\check{j}} & X(C_i + C_j)^T & XH_j^T & XH_i^T \\ * & -2Y & 0 & 0 & X(A_{hi} + A_{hj})^T & 0 & 0 & 0 \\ * & * & -2Z & 0 & Z(A_{di} + A_{dj})^T & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -2\gamma^2 I & D_i^T + D_j^T & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & \Omega_3^{\check{j}} & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & -2I & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & -\varepsilon_{ij}I & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & -\varepsilon_{ji}I \end{bmatrix} < 0 \quad (1 \leq i \leq j \leq r) \quad (15)$$

那么, 存在形如 (7) 的控制器, 使得闭环系统 (8) 和 (9) 渐近稳定且具有 H_∞ 性能界 γ . 式 (15) 中,

$$\begin{aligned}\Omega_1^{\bar{j}} &= A_i X + A_i X + X A_i^T + X A_j^T + B_i M_j + B_j M_i + M_j^T B_i^T + M_i^T B_j^T + \\ &\quad 2Y + \varepsilon_{\bar{j}} B_i E_j E_j^T B_i^T + \varepsilon_j B_j E_i E_i^T B_j^T \\ \Omega_2^{\bar{j}} &= X A_i^T + X A_j^T + M_j^T B_i^T + M_i^T B_j^T + \varepsilon_{ij} B_i E_j E_j^T B_i^T + \varepsilon_{ji} B_j E_i E_i^T B_j^T \\ \Omega_3^{\bar{j}} &= -Z + \varepsilon_{ij} B_i E_j E_j^T B_i^T + \varepsilon_{ji} B_j E_i E_i^T B_j^T\end{aligned}$$

如果 LM I (15) 有可行解, 则所求的控制器增益由下式得到:

$$K_i = M_i X^{-1}, \quad i = 1, 2, \dots, r. \quad (16)$$

证明 记

$$\Lambda_{ij} = \begin{bmatrix} \Omega_1^{\bar{j}} & A_{hi} X & A_{di} Z & D_i & \Omega_2^{\bar{j}} & X C_i^T \\ * & -Y & 0 & 0 & X A_{hi}^T & 0 \\ * & * & -Z & 0 & Z A_{di}^T & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I & D_i^T & 0 \\ * & * & * & * & \Omega_3^{\bar{j}} & 0 \\ * & * & * & * & * & -I \end{bmatrix}.$$

其中,

$$\begin{aligned}\Omega_1^{\bar{j}} &= A_i X + X A_i^T + B_i M_j + M_j^T B_i^T + Y + \varepsilon_{\bar{j}} B_i E_j E_j^T B_i^T + \varepsilon_{ij}^{-1} X H_j^T H_j X, \\ \Omega_2^{\bar{j}} &= X A_i^T + M_j^T B_i^T + \varepsilon_{ij} B_i E_j E_j^T B_i^T, \quad \Omega_3^{\bar{j}} = -Z + \varepsilon_{\bar{j}} B_i E_j E_j^T B_i^T.\end{aligned}$$

对 (15) 运用 Schur 补引理可得 $\Lambda_{ij} + \Lambda_{ji} < 0, 1 \leq i \leq j \leq r$. 从而有:

$$\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) \Lambda_{\bar{j}} = \sum_{i=1}^r h_i^2(x(t)) \Lambda_{ii} + \sum_{1 \leq i < j \leq r} h_i(x(t)) h_j(x(t)) (\Lambda_{\bar{j}} + \Lambda_{ji}) < 0. \quad (17)$$

又:

$$\begin{aligned}\Pi(h) &= \begin{bmatrix} A_c(h)X + X A_c(h)^T + Y & A_h(h)X & A_d(h)Z & D(h) & X A_c(h)^T & X C(h)^T \\ * & -Y & 0 & 0 & X A_h(h)^T & 0 \\ * & * & -Z & 0 & Z A_d(h)^T & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I & D(h)^T & 0 \\ * & * & * & * & -Z & 0 \\ * & * & * & * & * & -I \end{bmatrix} = \\ &\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) \Pi_{\bar{j}} \end{aligned} \quad (18)$$

其中,

$$\begin{aligned}\Pi_{\bar{j}} &= \begin{bmatrix} A_i X + X A_i^T + B_i M_j + M_j^T B_i^T + Y & A_{hi} X & A_{di} Z & D_i & X A_i^T + M_j^T B_i^T & X C_i^T \\ * & -Y & 0 & 0 & X A_{hi}^T & 0 \\ * & * & -Z & 0 & Z A_{di}^T & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I & D_i^T & 0 \\ * & * & * & * & -Z & 0 \\ * & * & * & * & * & -I \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} B_i E_j \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ B_i E_j \\ 0 \end{bmatrix} F_j(t)^T \begin{bmatrix} X H_j^T \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} X H_j^T \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} F_j(t)^T \begin{bmatrix} B_i E_j \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ B_i E_j \\ 0 \end{bmatrix}^T.\end{aligned}$$

经过运算可以得到 $\Pi_{ij} \leq \Lambda_{ij}, 1 \leq i \leq r, 1 \leq j \leq r$. 从而有 $\Pi(h) < 0$ 对此不等式左右同乘 $\text{diag}(X^{-1}, X^{-1}, Z^{-1}, I, Z^{-1}, I)$, 即得到 (10). 从而由定理 1 得闭环系统 (8) 和 (9) 渐近稳定且具有 H_∞ 性能界 γ . (证毕)

3 数值举例与仿真

考虑如下具有两条模糊规则的时滞系统:

模糊规则 1: If $x_1(t)$ is Γ_1^1 (e g small), Then

$$\dot{x}(t) = A_1x(t) + A_{h1}x(t-\tau) + A_{d1}\dot{x}(t-\tau) + B_1u(t) + D_1\omega(t),$$
$$z(t) = C_1x(t).$$

模糊规则 2: If $x_1(t)$ is Γ_1^2 (e g big), Then

$$\dot{x}(t) = A_2x(t) + A_{h2}x(t-\tau) + A_{d2}\dot{x}(t-\tau) + B_2u(t) + D_2\omega(t),$$
$$z(t) = C_2x(t).$$

其中隶属度函数如文献 [5] 所示, 且系统参数如下:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0.5 & -0.3 \\ 0.1 & 0.2 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0.8 & 0 \\ -0.2 & 0.6 \end{bmatrix}, A_{h1} = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.2 \\ -0.5 & 0.1 \end{bmatrix}, A_{h2} = \begin{bmatrix} 0.6 & 0.2 \\ 0 & -0.3 \end{bmatrix},$$
$$A_{d1} = \begin{bmatrix} -0.2 & 0.8 \\ 0.6 & 0 \end{bmatrix}, A_{d2} = \begin{bmatrix} 0.5 & -0.2 \\ -0.3 & 0.2 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0.3 & 0.6 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0.6 & -0.8 \\ 0.2 & 0.5 \end{bmatrix},$$
$$D_1 = \begin{bmatrix} 0.3 \\ 0 \end{bmatrix}, D_2 = \begin{bmatrix} -0.1 \\ 0.2 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} -0.2 & 0 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} -0.1 & 0.3 \end{bmatrix}, \tau = 3.6$$

根据文献 [5], 选取模糊基函数如下:

$$h_1(x(t)) = \begin{cases} \frac{1}{3}, & \text{for } x_1 < -1 \\ \frac{2}{3} + \frac{1}{3}x_1, & \text{for } |x_1| \leq 1 \\ 1, & \text{for } x_1 > 1 \end{cases} \quad h_2(x(t)) = \begin{cases} \frac{2}{3}, & \text{for } x_1 < -1 \\ \frac{1}{3} - \frac{1}{3}x_1, & \text{for } |x_1| \leq 1 \\ 0, & \text{for } x_1 > 1 \end{cases}$$

假设控制器增益扰动 (6) 中的已知参数为:

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.2 \end{bmatrix}, E_2 = \begin{bmatrix} -0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}, H_1 = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.1 \end{bmatrix}, H_2 = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \end{bmatrix}.$$

设 $\gamma = 0.5$ 则用 Matlab LM 控制工具箱求解 LM (15) 可得一组解并根据定理 2 得到所求的控制器增益为:

$$K_1 = \begin{bmatrix} -3.6774 & -0.0679 \\ 0.8234 & -2.6803 \end{bmatrix}, K_2 = \begin{bmatrix} -3.2057 & -3.1246 \\ 1.5434 & -2.1796 \end{bmatrix}.$$

下面给出该算例的仿真结果. 首先, 我们来验证闭环系统是稳定的. 此时假设 $\omega(t) = 0$ 并设状态的初始条件为 $x(0) = [-0.8 \ 1.2]^T$, 控制器增益扰动中的不确定参数为 $F_1(t) = \cos t$ 和 $F_2(t) = \sin t$ 基于上述参数, 图 1 ~ 图 3 分别给出了状态响应曲线、控制输入响应曲线和 被控输出响应曲线, 由此可以看出闭环系统是稳定的 (即曲线收敛于零). 其次, 我们来验证闭环系统满足 H_∞ 性能约束, 为此, 设外部扰动为 $\omega(t) = 1/(2+t)$. 不难验证 $\int_0^\infty \omega(t)^T \omega(t) dt = 1/2 < \infty$.

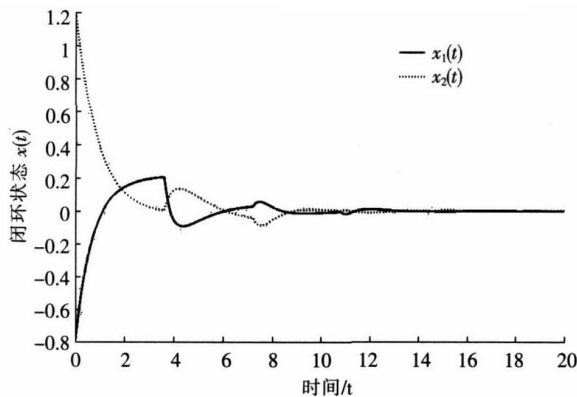


图 1 闭环系统的状态响应曲线
Fig.1 State responses of the closed-loop system

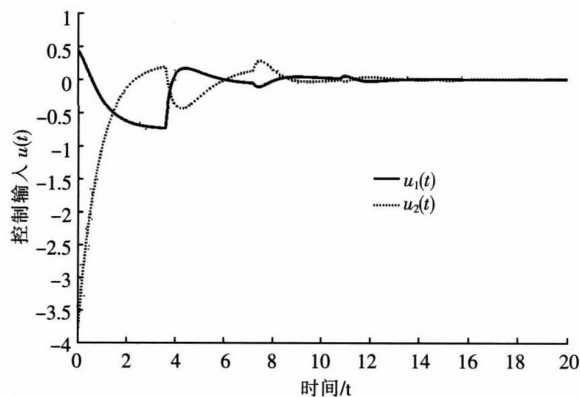


图 2 控制输入的响应曲线
Fig.2 Responses of the control input

因此, $\omega(t) \in L_2[0, \infty)$. 设 $a(t) = \frac{\|z(t)\|_2}{\|\omega(t)\|_2}$, 则在零初始条件下 $a(t)$ 的响应曲线如图 4 所示. 此

图表明 $a(t) = \frac{\|z(t)\|_2}{\|\omega(t)\|_2} < 0.5$ 从而说明闭环系统满足 H_∞ 性能约束条件. 这些仿真结果说明, 我们所设计的非易碎 H_∞ 控制器符合设计要求.

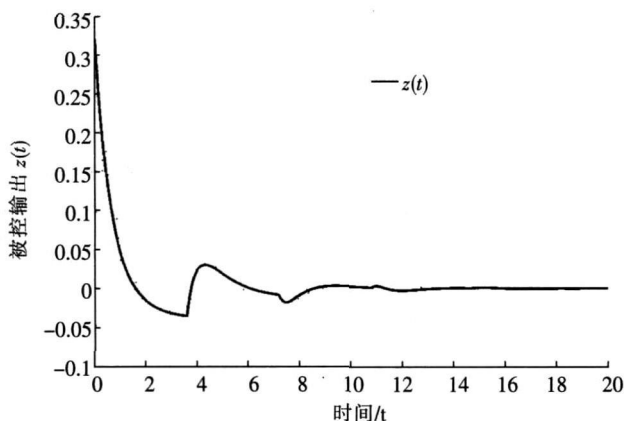
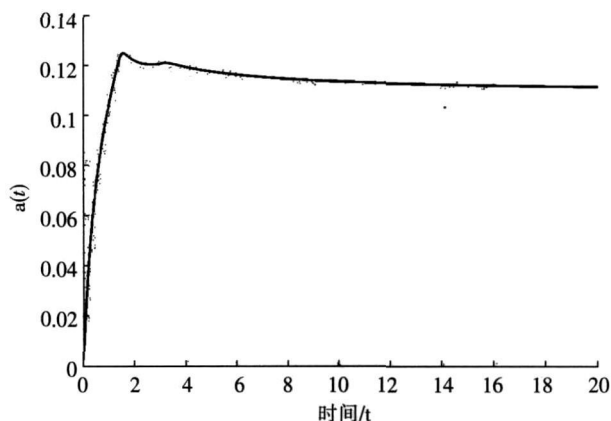


图 3 被控输出的响应曲线

Fig.3 Responses of the controlled output

图 4 H_∞ 性能曲线Fig.4 H_∞ performance

4 结 论

本文利用线性矩阵不等式方法, 对一类中立型模糊时滞系统的非易碎 H_∞ 控制问题做了研究, 首先给出了保证系统渐近稳定且具有 H_∞ 性能界 γ 的一个充分条件, 进一步得到了非易碎 H_∞ 状态反馈模糊控制器的存在条件和设计方法.

[参考文献] (References)

- [1] Haddad W M, Corrado J. Non-fragile controller design via quadratic Lyapunov bounds[C] // 35th IEEE Conf Decision Control. San Diego, CA, USA: 1997. 2 678-2 683.
- [2] Famularo D, Dorato P, Abdallah C T, et al. Robust non-fragile LQ controllers: the static state feedback case[J]. Int J Control, 2000, 73(2): 159-165.
- [3] Yang G H, Wang J L. Non-fragile H_∞ control for linear system with multiplicative controller gain variations[J]. Automatica, 2001, 37: 727-737.
- [4] Yang G H, Wang J L. Nonfragile H_∞ output feedback controller design for linear systems[J]. J Dynamic Syst Measurement Contr, 2003, 125: 117-123.
- [5] Xu S, Lam J, Wang J, et al. Non-fragile positive real control for uncertain linear neutral delay systems[J]. Systems and Control Letters, 2004, 52: 59-74.
- [6] Nguang S K, Shi P. H_∞ fuzzy output feedback control design for nonlinear systems: an LM I approach[J]. IEEE Trans Fuzzy Systems, 2003(6): 331-340.
- [7] Liu X, Zhang Q. New approaches to H_∞ controller designs based on fuzzy observers for T-S fuzzy systems via LM I[J]. Automatica, 2003, 39: 1571-1582.
- [8] Zhou S, Feng G, Lam J, et al. Robust H_∞ control for discrete-time fuzzy systems via basis-dependent lyapunov functions[J]. Information Sciences, 2005, 174(3/4): 197-217.
- [9] Lee K R, Kim J H, Jeung E T, et al. Output feedback robust H_∞ control of uncertain fuzzy dynamic systems with time-varying delay[J]. IEEE Trans Fuzzy Systems, 2000(6): 657-664.
- [10] Xu S, Lam J, Chen B. Robust H_∞ control for uncertain fuzzy neutral delay systems[J]. European Journal of Control, 2004, 10: 365-380.

[责任编辑: 刘 健]