

文章编号: 1001-0920(2001)06-0918-05

一类模糊非线性系统的直接鲁棒 自适应输出反馈控制

王 涛¹, 贾 宏²

(1. 辽宁工学院 基础部, 辽宁 锦州 121001; 2. 本溪大学 基础部, 辽宁 本溪 117000)

摘要: 针对一类未知非线性系统, 利用模糊逻辑系统、 H^∞ 控制和高增益观测器, 提出一种模糊直接鲁棒自适应输出反馈控制方法。证明了所设计的输出反馈控制方法不但能保证闭环控制系统稳定, 而且可获得在状态反馈控制器下的性能。仿真结果进一步验证了所提出方法的有效性。

关键词: 模糊控制; 非线性系统; 观测器; 输出反馈

中图分类号: TP 13 **文献标识码:** A

Fuzzy Direct Adaptive Robust Output Feedback Control of Nonlinear Systems

WANG Tao¹, JIA Hong²

(1. Department of Basic Mathematics, Liaoning Institute of Technology, Jinzhou 121001, China; 2. Department of Basic Mathematics, Benxi University, Benxi 117000, China)

Abstract: By combining fuzzy logic systems and H^∞ control technique with high-gain observer, a fuzzy direct adaptive robust output feedback control scheme is developed for a class of unknown nonlinear systems. It is proved that the proposed control scheme can not only guarantee the stability of the closed-loop, but also obtain the tracking performance achieved under state feedback control. The simulation result shows the effectiveness of the method.

Key words: fuzzy control; nonlinear systems; observer; output feedback

1 引 言

Wang Li-xin 于 1993 年提出了稳定的非线性模糊直接和间接自适应控制方法^[1], 为用模糊逻辑系统研究未知的非线性系统的控制问题开辟了新的途径。在此基础上, 近年来国内外学者在模糊控制系统的设计及稳定性方面发表了一批重要成果。但是目前所提出的模糊控制方法和稳定性分析, 无论是

模糊直接还是间接自适应控制, 均假设系统的状态是全部可测的。在实际控制问题中, 许多系统的状态仅是部分可测或完全不可测, 因此这些模糊控制方法都无法应用。如何在系统状态不可测的情况下, 设计稳定的模糊自适应控制是一个重要的研究课题。

本文针对一类未知非线性系统, 提出一种模糊直接鲁棒自适应输出反馈控制方法。首先, 在假设系统状态可测的条件下, 利用模糊逻辑系统来逼近在

收稿日期: 2000-09-16; 修回日期: 2000-12-26

基金项目: 国家自然科学基金项目(69874020)

作者简介: 王涛(1965—), 女, 黑龙江太康人, 副教授, 硕士生, 从事模糊逻辑及其控制研究; 贾宏(1962—), 男, 辽宁本溪人,

系统模型已知的情况下所设计的“最优控制器”, 考虑到外界干扰和模糊逼近误差的存在, 引入鲁棒控制项来克服它们对控制输出误差的影响, 所设计的状态反馈控制器为模糊逻辑控制器与鲁棒控制器的合成(这种模糊控制器为模糊直接控制器^[1]); 然后, 在系统状态不可测的情况下, 通过引入高增益观测器来估计系统的状态, 以实现输出反馈控制的设计。

2 模糊直接自适应状态反馈控制

考虑非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + bu \\ y = x \end{cases} \quad (1)$$

式中, $f(\cdot)$ 为未知函数, b 为未知的正常数, $u \in R$ 和 $y \in R$ 分别为系统的输入和输出。

设 $x = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$ 为系统的状态向量, y_r 为参考信号, 假设 $y_r, \dot{y}_r, \dots, y_r^{(n)}$ 均为有界可测的。定义跟踪误差 $e = y_r - y$, 记向量 $\underline{y} = [y, y^{(1)}, \dots, y^{(n-1)}]^T$, $\underline{y}_r = [y_r, y_r^{(1)}, \dots, y_r^{(n-1)}]^T$, $\underline{e} = [e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)}]^T$ 。并设 $\underline{k} = (k_n, \dots, k_1)$ 是满足下列微分方程的参数向量

$$\dot{e}^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0 \quad (2)$$

按照文献[1, 2]的方法, 在 $f(\cdot)$ 和 b 已知及状态 $\underline{x} = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$ 可测的情况下, 设计最优控制

$$u^* = \frac{1}{b} [-f(\underline{x}) + y_r^{(n)} + \underline{k}^T \underline{e}] \quad (3)$$

将控制器(3)应用于系统(1), 可得 $\dot{e}^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0$ 。如果选取参数向量 $\underline{k} = (k_n, \dots, k_1)$, 使得多项式 $h(s) = s^n + k_1 s^{n-1} + \dots + k_n s$ 的根在左半开平面内, 则得 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$, 即控制任务基本实现。

当 $f(\cdot)$ 和 b 未知时, 控制器(3)便无法应用。按照文献[1]的思想, 需要构造模糊直接自适应控制器。本文的模糊直接自适应控制器由两部分组合: 第一部分是模糊逻辑系统 $u(\underline{x} | \hat{\theta})$, 用它去逼近 u^* ; 第二部分是鲁棒控制项, 用它克服模糊逼近误差和外界干扰对输出跟踪误差的影响。

设模糊逻辑系统为

$$u(\underline{x} | \hat{\theta}) = \sum_{i=1}^N \theta_i \xi_i(\underline{x}) = \hat{\theta}^T \underline{\xi}(\underline{x}) \quad (4)$$

其中, $\hat{\theta}^T = [\theta_1, \dots, \theta_N]$, $\underline{\Phi}^T(\underline{x}) = [\xi_1(\underline{x}), \dots, \xi_N(\underline{x})]$ 。应用模糊逻辑系统 $u(\underline{x} | \hat{\theta})$ 逼近最优控制 u^* , 考虑到模糊逼近误差的存在, 所设计的模糊直接鲁棒控制器为

$$u = u(\underline{x} | \hat{\theta}) + v \quad (5)$$

其中, v 是一个鲁棒补偿器, 其目的是用来抑制模糊逼近误差对系统跟踪误差的影响; v 的表达式如下

$$v = -\frac{1}{\lambda} \frac{1}{b} e^T P \underline{b} \quad (6)$$

式中, $\lambda > 0$ 是一个设计参数, P 是满足下面 Riccati 方程解的一个正定矩阵。

$$\begin{aligned} PA_m + A_m^T P + Q - \frac{2}{\lambda} P \underline{b} \underline{b}^T P + \\ \frac{2}{\rho^2} P \underline{b} \underline{b}^T P = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

将式(5)代入式(1), 得

$$\dot{x}^{(n)} = f(\underline{x}) + b[u(\underline{x} | \hat{\theta}) + v] \quad (8)$$

在式(9)的右边加一项 bu^* 并减一项 bu^* , 经计算整理得

$$\dot{\underline{e}} = A \underline{e} + \underline{b} \hat{\theta}^T \underline{\Phi}(\underline{x}) + \underline{b} v + \underline{b} w \quad (9)$$

其中, (A, \underline{b}) 是可控标准型, $w = u^* - u(\underline{x} | \hat{\theta})$ 是模糊逼近误差, $\hat{\theta}$ 是参数向量 θ 的估计, $\theta = \theta - \hat{\theta}$ 是参数估计误差。

选取矩阵 K 使得 $A_m = A - bK$ 为 Hurwitz 矩阵, 即它的所有特征值都在左半开平面内。将式(9)写成

$$\dot{\underline{e}} = A_m \underline{e} + \underline{b} [K \underline{e} + \hat{\theta}^T \underline{\Phi}(\underline{x})] + \underline{b} v + \underline{b} w \quad (10)$$

定义有界闭集 $\Omega = \{\hat{\theta} | \hat{\theta}^2 \leq M\}$, $\Omega_\delta = \{\hat{\theta} | \hat{\theta}^2 \leq M + \delta\}$ 。参数向量 $\hat{\theta}$ 调节律的取法参见文献[3]。

定理 1 考虑式(1)的控制对象, 取控制律 u 为式(5), 则在系统状态 \underline{x} 可测的条件下, 总体控制方案能保证如下性能:

- 1) $\hat{\theta} \in \Omega, \underline{e}, u \in L^\infty$;
- 2) 对于给定的抑制水平 ρ , 跟踪误差达到 H 跟踪性能指标

$$\begin{aligned} \int_0^T e^T Q e dt \leq e^T(0) P e(0) + \frac{1}{\eta} \theta^T(0) \theta(0) + \\ \rho^2 \int_0^T w^T w dt \end{aligned} \quad (11)$$

3 模糊直接自适应输出反馈控制

由定理 1 知, 对于未知非线性系统(1), 在系统状态可测的条件下, 应用模糊直接自适应状态反馈控制便可实现控制任务。但在系统状态不可测的条件下, 即 \underline{x} 不能利用, 那么模糊直接自适应状态反馈控制就不能实施。为此, 必须引入状态观测器来估计

状态 \underline{x} 。由于 \underline{y}_r 是可利用的, 而且 $\underline{x} = \underline{y}_r + \underline{e}$, 所以只需估计 \underline{e} 即可。

设计如下高增益观测器

$$\begin{cases} \hat{e}_i = \hat{e}_{i+1} + \frac{\alpha}{\epsilon}(e_i - \hat{e}_i) \\ \hat{e}_n = \frac{\alpha_n}{\epsilon}(e_n - \hat{e}_n) \\ 1 \quad i \quad n-1 \end{cases} \quad (12)$$

其中 ϵ 是给定的较小的正参数。选取 $\alpha > 0$, 使得多项式 $s^n + \alpha s^{n-1} + \dots + \alpha_{n-1}s + \alpha_n$ 的根在左平面内。做变换

$$\hat{e}_i = q_i / \epsilon^{i-1}, \quad 1 \leq i \leq n-1 \quad (13)$$

则式(12)变为

$$\begin{cases} \epsilon q_i = q_{i+1} + \alpha(e_i - q_i) \\ \epsilon q_n = \alpha_n(e_n - q_n) \\ 1 \quad i \quad n-1 \end{cases} \quad (14)$$

定义

$$\Psi = \underline{e}^T P \underline{b} \Phi(\underline{y}_r + \underline{e}) \quad (15)$$

设 $\hat{\theta}(0) \in \Omega$, $\underline{e}(0) \in E_0$, E_0 是 R^n 上的一个有界闭子集, $c_1 = \max_{\underline{e} \in E_0} (e^T P \underline{e})$, $c_2 = (1/2\eta) \times \max_{\theta \in \Omega} \theta$ 。令 $c_3 > c_1 + c_2$, $E = \{\underline{e}^T P \underline{e} \leq c_3\}$ 。如果 $\underline{e}(0) \in E_0$, 则对于 $t \geq 0$, 有 $\underline{e}(t) \in E = \{\underline{e}^T P \underline{e} \leq c_3\}$ 。由于 u 和 Ψ 是有界闭集 $E \times \Omega$ 上的连续函数, 所以存在最大值。设 $S = \max |u(\underline{e}, \underline{y}_r, \hat{\theta})|$, $S_1 = \max |\Psi(\underline{e}, \underline{y}_r, \hat{\theta})|$, 对 u 和 Ψ 分别进行饱和处理

$$\begin{cases} u^s(\underline{e}, \underline{y}_r, \hat{\theta}) = S \text{sat}(u/S) \\ \Psi^{s_1}(\underline{e}, \underline{y}_r) = S_1 \text{sat}(\Psi/S_1) \end{cases} \quad (16)$$

设计的模糊直接自适应输出反馈控制方案为

$$u = u^s(\underline{e}, \underline{y}_r, \hat{\theta}) \quad (17)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \begin{cases} \eta \Psi^{s_1}, & \hat{\theta} \in \Omega \text{ or } \hat{\theta} \notin \Omega \\ \text{and } \Psi^{s_1} > 0 \\ P_r[\eta \Psi^{s_1}], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

做变换

$$\xi_i = \frac{e_i - \hat{e}_i}{\epsilon^{i-1}}, \quad 1 \leq i \leq n \quad (19)$$

令 $\xi = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n]^T$, 可将闭环系统(11)表示成如下的奇异摄动模型

$$\begin{aligned} \dot{\underline{e}} &= A_m \underline{e} + b\{K \underline{e} + \hat{\theta}^T \Phi(\underline{e} + \underline{y}_r) + \\ &\hat{\theta}^T \Phi(\underline{e} + \underline{y}_r) u^s(\underline{e} - D(\epsilon) \xi, \underline{y}_r, \hat{\theta}) - \\ &\underline{y}_r^{(n)} + w\} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= (A - HC)\xi + \epsilon b\{\hat{\theta}^T \Phi(\underline{e} + \underline{y}_r) + \\ &\hat{\theta}^T \Phi(\underline{e} + \underline{y}_r) u^s(\underline{e} - D(\epsilon) \xi, \underline{y}_r, \hat{\theta}) - \\ &\underline{y}_r^{(n)} + w\} \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $H = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n]^T$, $D(\epsilon)$ 为对角矩阵, 而且对角线上第 i 个元素为 ϵ^{n-i} 。由于矩阵 $A - HC$ 的特征根恰好为 $s^n + \alpha s^{n-1} + \dots + \alpha_{n-1}s + \alpha_n$ 的根, 因此它是稳定的。

定理 2 考虑式(1)的控制对象, 采用模糊直接自适应输出反馈控制(17), (18), 如果满足 $\theta(0) \in \Omega$, $\underline{e}(0) \in E_0$, $q_i(0)$ 有界, 则存在 $\epsilon^* > 0$, 使得对于任意的 $0 < \epsilon < \epsilon^*$, 整个控制方案保证具有如下性能:

- 1) $\hat{\theta} \in \Omega, x, u \in L$;
- 2) 对于预先给定的抑制水平 $\rho > 0$, 输出跟踪误差满足 H 的性能指标

$$\begin{aligned} &\int_0^T \underline{e}^T Q \underline{e} dt \\ &\underline{e}^T(0) P \underline{e}(0) + \frac{1}{\eta} \theta^T(0) \theta(0) + \\ &\rho^2 \int_0^T w^T w dt + KT\epsilon \end{aligned}$$

证明 为清晰起见, 分为以下 3 步进行:

1) 证明快变量 ξ 在有限时间内衰减到 $O(\epsilon)$ 的水平, 而慢变量 \underline{e} 和 θ 仍在事先规定的集合 $A = E\{\underline{e}(t) | \underline{e}^T P \underline{e} \leq \bar{b}_1\} \times \Omega$ 之内, 其中 \bar{b}_1 是满足 $0 < \bar{b}_1 < b_1 < c_4$ 条件的正常数。因为初始值 $(\underline{e}(0), \hat{\theta}(0))$

$$A = E\{\underline{e}(t) | \underline{e}^T P \underline{e} \leq \bar{b}_1\} \times \Omega$$

记 T_2 表示首次离开集合 A 的时间, 则 $T_2 > 0$ 。对于充分小的 $\epsilon > 0$, 只须证明存在时间 T_1 , 使得对于任意的 $t \in [T_1, T_2)$, 有 $\xi \leq K\epsilon$, 即 ξ 与 ϵ 同阶无穷小。

首先考虑快变量 ξ , 取 Lyapunov 函数 $V = \underline{e}^T P \underline{e}$, 对 V 求微分, 由式(10)得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\underline{e}^T Q \underline{e} + 2\underline{e}^T P b\{K \underline{e} + \\ &\hat{\theta}^T \Phi(\bullet) + u^s + w\} \end{aligned} \quad (22)$$

由于 $u^s, \hat{\theta}^T \Phi(x), w$ 有界, 不妨设

$$K \underline{e} + \hat{\theta}^T \Phi(\bullet) + u^s + w \leq K_1 \quad (23)$$

$$\text{则有 } \dot{V} \leq -2\gamma_1 V + 2\beta_1 \bar{V} \quad (24)$$

其中 $\gamma_1 = 1/(2\lambda_{\max}(P))$

$$\beta_1 = K_1^T P b / \lambda_{\min}(P)$$

由式(24) 进一步得

$$\overline{V(t)} = \overline{V(0)} e^{-\gamma_1 t} + \frac{\beta_1}{\gamma_1} (1 - e^{-\gamma_1 t}) \quad (25)$$

因为 $\overline{V(0)} = \overline{b_1} < b_1$, 所以存在独立于 ϵ 的常数 $T_2 > 0$, 使得对任意的 $t \in [0, T_2]$, 满足 $V(t) < b_1$.

然后研究慢变量 ξ 在区间 $[0, T_2]$ 内的变化情况。取 Lyapunov 函数 $W = \xi^T P \xi$, 其中 $P = P^T > 0$, 且满足下列方程

$$P(A_m - HC) + (A_m - HC)^T P = -I$$

对 $\forall t \in [0, T_2]$, 设

$$\hat{\theta}^T \Phi(\cdot) + u^s + w = K_2 \quad (26)$$

则对 $\forall t \in [0, T_2]$ 及 $\forall (\underline{e}, \hat{\theta}) \in A$, 当 $W > \epsilon^2 \beta_2$ 时,

$$\dot{W} = \frac{1}{\epsilon \lambda_{\max}(P)} W + \frac{2 \frac{Pb}{K_2}}{\lambda_{\min}(P)} \overline{W} - \frac{\gamma_2}{\epsilon} W \quad (27)$$

其中 $\beta_2 = 16 \frac{Pb}{K_2} K_2^2 \lambda_{\max}^2(P) / \lambda_{\min}(P)$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2 \lambda_{\max}(P)}$$

所以只要 $(\underline{e}, \hat{\theta}) \in A$, 便有

$$W(t) = W(0) e^{-\gamma_3 t / \epsilon} + K_3 / \epsilon^{2\gamma_3 - 2} e^{-\gamma_3 t / \epsilon} \quad (28)$$

令 $T_1(\epsilon) = \frac{\epsilon}{\gamma_2} \ln(K_4 / \beta_2 \epsilon^{2\gamma_2})$, $\forall \epsilon \in (0, \epsilon^*)$, 其中 ϵ^* 是较小的正数。所以存在 T_1 , 当 $\epsilon \in (0, \epsilon^*)$ 时, 有 T_1

$\frac{1}{2} T_2$ 。因此当 $t \in [T_1, T_2]$ 时, 有 $W < \epsilon^2 \beta_2$ 。进而可得 $\xi = O(\epsilon)$, 即 ξ 与 ϵ 同阶无穷小。

2) 证明当 ϵ 较小时, $(\underline{e}, \hat{\theta}) \in A$ 。

考虑 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2} \underline{e}^T P \underline{e} + \frac{1}{2\eta} \hat{\theta}^T \hat{\theta} \quad (29)$$

求 V 的微分, 并根据式(20) 得

$$\dot{V} = -\frac{c_0}{2} V + c_0 c_1 + c_0 c_2 + \frac{1}{2} \rho^2 |\bar{w}|^2 + K \epsilon \quad (30)$$

上式表明, 当 $V > c_1 + c_2 + (\rho^2 |\bar{w}|^2 + 2K \epsilon) / c_0$ 时, 有 $\dot{V} < 0$, 所以对充分小的整数 ϵ , 集合 $[V < c_4] \times \Omega_0$ 是正的不变集。对于 $\forall t \in [T_1, T_2]$, 当 $\underline{e}(0) \in E_0, \hat{\theta}(0) \in \Omega$ 时, 必有 $(\underline{e}, \hat{\theta}) \in A = E \times \Omega_0$, 因此 $T_2 = T_1$ 。从而表明 $(\underline{e}(t), \hat{\theta}(t)) \in E \times \Omega$, 于是 $(\underline{e}(t), \hat{\theta}(t))$ 必在 $A = E \times \Omega_0$ 内。

3) 证明当 $\epsilon \rightarrow 0$ 时, 输出跟踪误差恢复到跟踪性能指标(2)。从以上证明得

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \frac{1}{2} \rho^2 w^2 + K \epsilon \quad (31)$$

从 0 到 T 积分得

$$\int_0^T \underline{e}^T Q \underline{e} dt = \underline{e}^T(0) P \underline{e}(0) + \frac{1}{2\eta} \hat{\theta}^T(0) \hat{\theta}(0) + \frac{1}{2} \rho^2 \int_0^T w^2 dt + TK \epsilon \quad (32)$$

上式表明, 当 $\epsilon \rightarrow 0$ 时, 输出跟踪误差恢复到跟踪性能指标(11)。

4 仿真研究

考虑文献[3] 所给的控制系统, 其方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.1x_2 - x_1^3 + 12\cos t + u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (33)$$

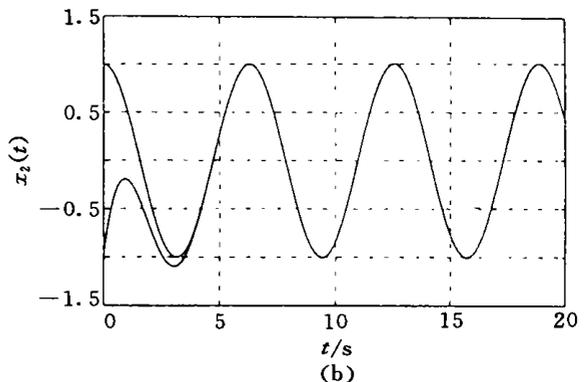
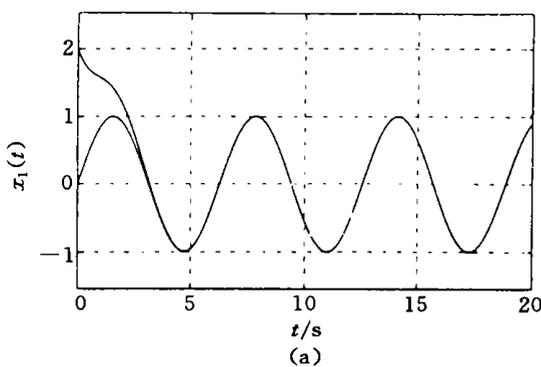


图 1 系统的跟踪误差

(a) $x_1(t)$ 仿真结果

(b) $x_2(t)$ 仿真结果

(下转第 946 页)

以上的实验结果证明了时滞滤波器抑制柔性机械臂残留振荡的有效性。对于 ZV 型滤波器,只有在系统模型精确已知时,才能得到准确的滤波器参数,以完全消除残留振荡。但实际中很难做到这一点,所以需要设计鲁棒性好的滤波器。ZVD 和 EI 型滤波器比 ZV 型滤波器的鲁棒性好,因此对柔性机械臂的控制效果比 ZV 滤波器好,但包含 3 个脉冲,时滞时间比 ZV 长,这说明滤波器鲁棒性的提高是以牺牲系统响应的快速性为代价的。

4 结 语

本文简要概述了时滞滤波器(TDF)的基本设计方法和类型,指出 TDF 实质上是一种零极点对消技术,并通过实验手段验证了 TDF 是一种抑制柔性臂残留振荡的有效途径。由于实际中模型参数不能精确得到,对模型误差鲁棒性好的 EI 和 ZVD 时滞滤波器对柔性臂的控制效果明显优于 ZV 型时滞滤波器,但时滞时间将有所增加,且响应速度变慢。进

一步研究鲁棒性好且时滞时间短的滤波器将是今后的研究内容。

参考文献:

- [1] Alberts T E. Dynamic analysis to evaluate viscoelastic passive damping augmentation for the space shuttle remote manipulator system[J]. ASME J of Dynamic System, Measurement and Control, 1992, 114(2): 468-475.
- [2] Tallman G H, Smith O J. Analog study of dead-beat posicast control [J]. IRE Transactions of Automatic Control, 1958, (3): 14-21.
- [3] Singer N C, Seering W P. Preshaping command inputs to reduce system vibration[J]. ASME J of Dynamic System, Measurement and Control, 1990, 112(1): 76-82.
- [4] 钟庆昌. 时滞控制及其应用研究[D]. 上海:上海交通大学, 1999.

(上接第 921 页)

给定跟踪参考信号 $y_r = \sin t$, 应用模糊直接鲁棒自适应控制方法控制系统(33), 并取得 H_∞ 跟踪性能。选取模糊隶属函数如文献[2]。

取向量, 设计高增益观测器 $\hat{e}_1 = q_1, \hat{e}_2 = q_2/\epsilon$ 。取有关参数: $k = [k_1, k_2]^T = [2, 1]^T, \epsilon = 0.01, \eta = 0.1, M = 15, \delta = 0.5, S = 150, S_1 = 50$ 。初始条件为: $\hat{x}(0) = 0, x_1(0) = x_2(0) = 0.2, q_1(0) = 0.1, q_2(0) = 0.2$ 。给定正定矩阵 $Q = \text{dian}[10, 10], \rho = 0.5, \lambda = 0.004$, 解 Riccati 方程(8) 得正定矩阵。仿真结果如图 1 所示。

5 结 论

鉴于目前模糊自适应控制方法存在的问题, 按照文献[1]关于直接和间接模糊自适应控制的定义, 本文给出一种模糊直接鲁棒自适应输出反馈控制方法, 其特点是: 1) 模糊控制不需是可测的条件; 2) 模糊控制不但具有鲁棒性, 而且可将模糊逼近误差对

跟踪误差的影响限制到事先给定的水平。

参考文献:

- [1] Wang Lixin. Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 1993, 1(1): 146-155.
- [2] B S Chen, C H Lee, Y C Chang. Tracking design of uncertain nonlinear SISO systems: Adaptive fuzzy control approach[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 1996, 4(1): 32-43.
- [3] Tong Shaocheng, Wang Tao, Tang Jiantao. Fuzzy adaptive output tracking control of nonlinear systems[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2000, 111(2): 169-182.
- [4] Tong Shaocheng, Chai Tianyou. Fuzzy direct adaptive control for a class of nonlinear systems[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1999, 103(2): 379-387.
- [5] H K Khalil. Adaptive output feedback control of nonlinear systems represented by input-output models[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1996, 41(2): 177-188.