第 19 卷 第 11 期 控 制 与 决 策 2004 年 11 月
Vol 19 No. 11 Control and Decision Nov. 2004

文章编号: 1001-0920(2004)11-1228-04

非线性MIMO 系统 H_2/H_∞ 模糊输出反馈控制

刘国荣[1,2], 罗毅平[2], 万百五[1]
(1. 西安交通大学 系统工程研究所, 陕西 西安 710049; 2. 湖南工程学院, 湖南 湘潭 411101)

摘 要: 研究了非线性MIMO 系统 H_2/H_∞ 模糊输出反馈控制问题. 采用局部线性化方法, 用 T-S 模糊线性模型逼近非线性系统. 在希望的 H_∞ 干扰抑制约束下, 通过最小化 H_2 控制性能指标, 实现了模糊输出反馈次优控制. 通过将优化问题转化成特征值问题(EVP), 应用线性矩阵不等式(LMI)优化方法求解, 简化了问题的求解过程. 所设计的闭环系统在平衡点是局部二次型稳定的, 系统抗扰性能和动态性能均较好.

关键词: 非线性系统; H_2/H_∞ 控制; 模糊控制; 线性矩阵不等式(LMI)
中图分类号: TP273 **文献标识码**: A

H_2/H_∞ fuzzy output feedback control for nonlinear MIMO systems

LIU Guo-rong[1,2], *LUO Yi-ping*[2], *WAN Bai-wu*[1]
(1. System Engineering Institute, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. Hunan Institute of Engineering, Xiangtan 411101, China. Correspondent: LIU Guo-rong, E-mail: lgr@mail.hnie.edu.cn)

Abstract: The problem of mixed H_2/H_∞ fuzzy output feedback control for nonlinear systems is studied. The nonlinear plant is approximated by a Takagi-Sugeno fuzzy linear model using local linearization method. The fuzzy output feedback suboptimal controller is achieved by minimizing the H_2 control performance with a desired H_∞ disturbance rejection constraint. The optimization problem is transformed into eigenvalue problem (EVP). The EVP can be solved very efficiently by using the linear matrix inequality (LMI) optimization techniques. The closed-loop system designed by the proposed method is local quadratically stable at the equilibrium, and its disturbance rejection and dynqmic performance are good.

Key words: nonlinear systems; H_2/H_∞ control; fuzzy control; linear matrix inequality (LMI)

1 引 言

采用模糊控制方法对非线性系统进行控制, 是近 10 年来人们研究的热点之一[1~6]. 一些方法是采用 T-S 模糊线性模型逼近非线性系统, 实现基于模型的模糊最优控制[1], 使系统获得 H_2 最优性能指标; 另一些方法则采用 H_∞ 控制, 使系统获得 H_∞ 最优性能指标[2~4]. 但对于一个实际系统, 其动态性能和鲁棒性具有相同的重要性. 人们希望闭环控制系统既具有较好的动态性能, 又具有较强的鲁棒性, 所以近几年人们开始研究非线性系统的 H_2/H_∞ 模糊控制问题. 文献[5, 6]研究了仿射非线性系统的 H_2/H_∞ 模糊控制问题, 提出了一种 H_2/H_∞ 混合模糊控制方法. 但该方法要么涉及求解一个交叉耦合的 Hamilton-Jacobi-Issacs 偏微分方程, 求解非常困难; 要么涉及多个边界条件, 求解非常复杂.

本文对存在外扰的非线性MIMO 系统的

收稿日期: 2003-12-18; **修回日期**: 2004-03-01.
基金项目: 湖南省自然科学基金资助项目(01JJY2062).
作者简介: 刘国荣(1957—), 男, 湖南华容人, 教授, 博士, 从事模糊控制、非线性系统控制等研究; 万百五(1928—), 男, 江苏南京人, 教授, 博士生导师, 从事大系统的智能控制和优化研究.

H_2/H_∞混合模糊控制问题进行了研究. 利用T-S 模糊线性模型逼近非线性系统, 进行模糊输出反馈控制. 采用模糊模型逼近非线性系统, 必然存在逼近误差, 它将影响系统的动态性能, 甚至导致系统不稳定. 考虑它们对系统动态性能和鲁棒性的影响, 本文在T-S 模糊线性模型中引入一个组合扰动项, 该扰动项是外部干扰和逼近误差之和.

本文对于非线性系统提出了一种系统的H_2/H_∞模糊输出反馈控制设计方法. 该方法使闭环系统的稳定性、鲁棒性和动态性能同时得以保证, 将一个复杂的约束优化问题转化成了特征值问题(EVP), 并利用LMI方法求解, 方法简单实用. 与以往的方法比较, 本文方法只有一个边界条件, 求解简单.

2　问题描述

考虑如下形式的非线性多输出/多输出系统:

$$\dot{x}(t) = f(x, u) + \omega_d, \tag{1}$$

$$y = Cx(t). \tag{2}$$

式中: $x = [x_1, x_2, x_3, \cdots, x_n]^T \in R^n$为状态向量; $u = [u_1, u_2, u_3, \cdots, u_m]^T \in R^m$为控制向量; $y = [y_1, y_2, \cdots, y_p]^T \in R^p$为输出向量; $f(x, u)$为光滑函数, 且$f(0, 0) = 0$; $C \in R^{p\times p}$为输出矩阵, $\omega_d \in R^n$为未知有界的外部干扰.

非线性系统(1) 的局部线性输入/输出关系采用T-S[7] 模糊线性动力学模型近似表示如下:

$$S^i: \text{ if } z_1(t) \text{ is } F_1^i \cdots \text{and } z_g(t) \text{ is } F_g^i \text{ then}$$
$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) + \omega_i(t),$$
$$\omega(t) = \omega_i(t), i = 1, 2, \cdots, L. \tag{3}$$

式中: F_j^i为模糊子集, $A_i \in R^{n\times n}$, $B_i \in R^{n\times m}$, $C_i \in R^{p\times n}$, L为if-then 规则数, $z_1(t)\cdots z_g(t)$为前件变量, $\omega_i(t) = f(x, u) - A_i x(t) - B_i u(t) + \omega_d(t)$为逼近误差与外部干扰之和.

通过模糊推理, 可得模糊系统(3) 的最后输出为

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{L}\mu_i(z(t))((A_i x(t) + B_i u(t)) + \omega(t),$$
$$\omega(t) = \sum_{i=1}^{L}\mu_i(z(t))\omega_i(t) =$$
$$f(x, u) - \sum_{i=1}^{L}\mu_i(z(t))(A_i x(t) +$$
$$B_i u(t)) + \omega_d. \tag{4}$$

式中

$$\mu_i(z(t)) = \prod_{j=1}^{g}F_j^i(z_j(t))\Big/\sum_{i=1}^{L}\prod_{j=1}^{g}F_j^i(z_j(t)).$$

其中: $F_j^i(z_i(t))$表示$z_i(t)$属于F_j^i的隶属度, $F_j^i(z_i(t)) \geq 0, j = 1, 2, \cdots, g$. 假定$\forall t$, $\sum_{i=1}^{L}\prod_{j=1}^{g}F_j^i(z_i(t)) > 0$, 则有$\mu_i(z(t)) \geq 0, i = 1, 2, \cdots, L$, $\sum_{i=1}^{L}\mu_i(z(t)) = 1$.

采用模糊输出反馈控制器控制上述系统, 其第i条规则如下:

$$C^i: \text{ if } z_1(t) \text{ is } F_1^i \cdots \text{and } z_g(t) \text{ is } F_g^i \text{ then}$$
$$u(t) = -K_i y(t), i = 1, 2, \cdots, L, \tag{5}$$

则模糊输出反馈控制器为

$$u(t) = \sum_{i=1}^{L} -\mu_i(z(t))K_i y, \tag{6}$$

式中$K_i \in R^{m\times n}(i = 1, 2, \cdots, L)$为反馈控制矩阵.

由式(4) 和(6) 可得

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))A_{ij}x(t) + \omega \tag{7}$$

式中: $A_{ij} = A_i - B_i K_j C$, ω由模糊逼近误差和外部干扰组成, 它将使控制系统的性能变差, 甚至导致非线性控制系统不稳定. 因此首先需要考虑怎样抑制ω对系统性能的影响, 使闭环系统具有较强的鲁棒性; 其次考虑怎样设计反馈矩阵$K_i(i = 1, 2, \cdots, L)$, 使闭环系统具有较好的动态性能. 本文利用H_∞和H_2范数分别衡量系统的鲁棒性和动态性能, 对系统实行H_2/H_∞的混合控制.

考虑如下H_∞控制性能指标和二次型性能指标:

$$\int x^T Q_1 x \,dt \leq x^T(0)P_1 x_1(0) + \rho^2\int \omega^T\omega \,dt. \tag{8}$$

式中: t_f表示控制时间终端, ρ为衰减水平常数, Q_1和P_1为适当维数的加权对称正定矩阵.

$$J_2(u) = \int\{x^T(t)Q_2 x(t) + u^T(t)R_2 u(t)\}dt, \tag{9}$$

式中Q_2和R_2为适当维数的加权对称正定阵.

设计目标: 对于闭环系统(7), 寻找一个模糊输出反馈控制器(6), 使得系统在满足H_∞干扰抑制约束(8) 的条件下, 二次型性能指标(9) 获得次优解, 在无外扰的条件下, 闭环系统

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))A_{ij}x(t) + \Delta\omega \tag{10}$$

在平衡点($x(t) = 0$) 是局部二次型稳定的, 式中

$$\Delta\omega = f(x,\mu) - \sum_{i=1}^{L}\mu_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \tag{11}$$

为逼近误差

假定 1 对于系统 1, 存在边界参数 ΔA, 使得

$$\|\Delta\omega(t)\| \le \|\Delta A\, x(t)\|, \forall x(t). \tag{12}$$

3 H$_2$/H$_\infty$ 模糊输出反馈控制

首先考虑 H_∞ 控制, 对于系统(7), 选择 Lyapunov 函数: $V(t) = x^{\mathrm T}(t)P_1x(t)$, 则

$$\begin{aligned}
&\mathring{V}(t) = \mathring{x}^{\mathrm T}(t)P_1x(t) + x^{\mathrm T}(t)P_1\mathring{x}(t) = \\
&\Big(\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))A_{ij}x(t) + \\
&\omega(t)\Big)^{\mathrm T}P_1x(t) + x^{\mathrm T}(t)P_1\Big(\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t)) \times \\
&\mu_j(z(t))A_{ij}x(t) + \omega(t)\Big) = \\
&\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))x^{\mathrm T}(t)(A_{ij}^{\mathrm T}P_1 + \\
&P_1A_{ij})x(t) - \left(\frac{1}{\rho}P_1x(t) - \rho\omega(t)\right)^{\mathrm T} \times \\
&\left(\frac{1}{\rho}P_1x(t) - \rho\omega(t)\right) + \rho^2\omega^{\mathrm T}(t)\omega(t) + \\
&\frac{1}{\rho^2}x^{\mathrm T}(t)P_1P_1x(t) \le \\
&\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))x^{\mathrm T}(t) \times \\
&\left(A_{ij}^{\mathrm T}P_1 + P_1A_{ij} + \frac{1}{\rho^2}P_1P_1\right)x(t) + \\
&\rho^2\omega^{\mathrm T}(t)\omega(t).
\end{aligned} \tag{13}$$

定理 1 对于系统(7), 如果 $P_1 = P_1^{\mathrm T} > 0$ 是如下矩阵不等式的公共解:

$$A_{ij}^{\mathrm T}P_1 + P_1A_{ij} + \frac{1}{\rho^2}P_1P_1 + Q_1 < 0,$$
$$i = 1, 2, \cdots, L. \tag{14}$$

那么, 对于给定的衰减水平常数 ρ, 可获得 H_∞ 控制性能指标(8).

证明 由式(14) 有

$$A_{ij}^{\mathrm T}P_1 + P_1A_{ij} + \frac{1}{\rho^2}P_1P_1 < -Q_1, \tag{15}$$

将式(15) 代入式(13) 可得

$$\begin{aligned}
&\mathring{V}(t) \le \\
&-\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))x^{\mathrm T}(t)Q_1x(t) + \\
&\rho^2\omega^{\mathrm T}(t)\omega(t) = -x^{\mathrm T}(t)Q_1x(t) + \rho^2\omega^{\mathrm T}(t)\omega(t).
\end{aligned} \tag{16}$$

对式(16) 两边积分得

$$\begin{aligned}
&V(t_f) - V(0) \le \\
&-\int x^{\mathrm T}(t)Q_1x(t)\,\mathrm dt + \rho^2\int\omega^{\mathrm T}(t)\omega(t)\,\mathrm dt,
\end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned}
&\int x^{\mathrm T}(t)Q_1x(t)\,\mathrm dt \le \\
&V(0) - V(t_f) + \rho^2\int\omega^{\mathrm T}(t)\omega(t)\,\mathrm dt \le \\
&x^{\mathrm T}(0)P_1x(0) + \rho^2\int\omega^{\mathrm T}(t)\omega(t)\,\mathrm dt \qquad \square
\end{aligned}$$

通过实行 H_∞ 控制, 使外部干扰和逼近误差的影响得到了有效衰减. 下面讨论求解系统的二次型性能指标最优控制问题. 因为存在逼近误差 $\Delta\omega$, 求解系统的二次型性能指标最优解困难, 所以通过最小化 H_2 性能指标(9) 来求问题的次优解, 放弃求最优解. 由式(9) 有

$$\begin{aligned}
&J_2(u) = \int\{x^{\mathrm T}(t)Q_2x(t) + u^{\mathrm T}(t)R_2u(t)\}\mathrm dt = \\
&x^{\mathrm T}(0)P_2x(0) - x^{\mathrm T}(t_f)P_2x(t_f) + \\
&\int\Big\{x^{\mathrm T}(t)Q_2x(t) + u^{\mathrm T}(t)R_2u(t) + \\
&\frac{\mathrm d}{\mathrm dt}(x^{\mathrm T}(t)P_2x(t))\Big\}\mathrm dt \le \cdots \le \\
&x^{\mathrm T}(0)P_2x(0) + \int\Big\{\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t)) \times \\
&\mu_j(z(t))x^{\mathrm T}(t)(Q_2 + C^{\mathrm T}K_j^{\mathrm T}R_2K_jC + A_{ij}^{\mathrm T}P_2 + \\
&P_2A_{ij} + P_2P_2)x(t) + \Delta\omega^{\mathrm T}(t)\Delta\omega(t)\Big\}\mathrm dt
\end{aligned} \tag{17}$$

由假定 1 有

$$\begin{aligned}
&\Delta\omega^{\mathrm T}(t)\Delta\omega(t) \le (\Delta A\, x(t))^{\mathrm T}(\Delta A\, x(t)) = \\
&x^{\mathrm T}(t)\Delta A^{\mathrm T}\Delta A\, x(t),
\end{aligned}$$

则

$$\begin{aligned}
&J_2(u) \le \\
&x^{\mathrm T}(0)P_2x(0) + \int\Big\{\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t)) \times \\
&\mu_j(z(t))x^{\mathrm T}(t)(Q_2 + C^{\mathrm T}K_j^{\mathrm T}R_2K_jC + A_{ij}^{\mathrm T}P_2 + \\
&P_2A_{ij} + P_2P_2 + \Delta A^{\mathrm T}\Delta A)x(t)\Big\}\mathrm dt
\end{aligned} \tag{18}$$

如果

$$\begin{aligned}
&A_{ij}^{\mathrm T}P_2 + P_2A_{ij} + C^{\mathrm T}K_j^{\mathrm T}R_2K_jC + P_2P_2 + \\
&\Delta A^{\mathrm T}\Delta A + Q_2 < 0,
\end{aligned} \tag{19}$$

那么

$$J_2(u) \le x^{\mathrm T}(0)P_2x(0). \tag{20}$$

显然, 二次型性能指标次优控制问题可转化为下述优化问题:

$$\min_{P_2} x^{\mathrm T}(0)P_2x(0), \tag{21}$$

$$A_{ij}^{\mathrm{T}}P_2 + P_2A_{ij} + C^{\mathrm{T}}K_j^{\mathrm{T}}R_2K_jC + P_2P_2 + \Delta A^{\mathrm{T}}\Delta A + Q_2 < 0, P_2 > 0. \tag{22}$$

通过最小化$J_2(u)$的上界, 获得二次型性能指标(9)的次优解, 实现H_2次优控制

上面分别讨论了H_∞模糊控制和H_2模糊控制问题 如果找到一个共同的P, 使它同时满足式(14)和式(22), 则达到了控制目标, 即系统在满足H_∞干扰抑制约束(8)的条件下, 实现了H_2次优模糊控制 也就是说, 系统实现了H_2/H_∞混合模糊控制

上述问题可描述如下:

$$\min_P x^{\mathrm{T}}(0)Px(0),$$

$$P = P^{\mathrm{T}} = P_1 = P_2 > 0; \tag{23}$$

$$A_{ij}^{\mathrm{T}}P + PA_{ij} + \frac{1}{\rho^2}PP + Q_1 < 0, \quad i = j = 1, 2, \cdots, L; \tag{24}$$

$$A_{ij}^{\mathrm{T}}P + PA_{ij} + C^{\mathrm{T}}K_j^{\mathrm{T}}R_2K_jC + PP + \Delta A^{\mathrm{T}}\Delta A + Q_2 < 0, \quad i = j = 1, 2, \cdots, L. \tag{25}$$

从上面的分析可知, 基于模糊观测器的H_2/H_∞混合模糊控制器设计的关键是通过求解式(23)～(25)的优化问题求解公共矩阵P. 因为式(23)～(25)不是一个凸函数优化问题, 难以求出公共矩阵P. 为此, 将它转化为线性矩阵不等式(LMI)问题, LMI 又称为特征值(EVP)问题, 可以通过凸最优化方法来求解

令$W = P^{-1}$, 式(24)和(25)两边同时左乘和右乘W得

$$WA_i^{\mathrm{T}} - WC^{\mathrm{T}}K_j^{\mathrm{T}}B_i^{\mathrm{T}} + A_iW - B_iK_jCW + 1/\rho^2 + WQ_1W < 0, \tag{26}$$

$$WA_i^{\mathrm{T}} - WC^{\mathrm{T}}K_j^{\mathrm{T}}B_i^{\mathrm{T}} + A_iW - B_iK_jCW + WC^{\mathrm{T}}K_j^{\mathrm{T}}R_2K_jCW + I + W(\Delta A^{\mathrm{T}}\Delta A + Q_2)W < 0. \tag{27}$$

令$H_j = K_jCW$, 利用 Schur Complement, 式(26)和(27)可化为

$$\begin{bmatrix} WA_i^{\mathrm{T}} + A_iW - B_iH_j - (B_iH_j)^{\mathrm{T}} + 1/\rho^2 & W \\ W & -Q_1^{-1} \end{bmatrix} < 0, \tag{28}$$

$$\begin{bmatrix} WA_i^{\mathrm{T}} + A_iW - B_iH_j - (B_iH_j)^{\mathrm{T}} + I & W & H_j^{\mathrm{T}} \\ W & -(\Delta A^{\mathrm{T}}\Delta A + Q_2)^{-1} & 0 \\ H_j & 0 & -R_2^{-1} \end{bmatrix} < 0. \tag{29}$$

式(28)和(29)是两个线性矩阵不等式 所以, 优化问题式(23)～(25)可转化为以下 EVP 问题求解:

$$\min x^{\mathrm{T}}(0)W^{-1}x(0), \tag{30}$$

$$\text{s.t. } W = W^{\mathrm{T}}, \text{式(28)和(29).}$$

综合上述设计过程, 可得设计程序如下:

1) 选择隶属函数和模糊系统规则;

2) 选择权矩阵Q_1, Q_2和R_2, 给定衰减水平常数ρ和边界参数ΔA;

3) 解 EVP 问题(30), 求得W和H_j;

4) 求K_j, $K_j = H_j(CW)^+$, $(CW)^+ = W^{\mathrm{T}}C^{\mathrm{T}}(CWW^{\mathrm{T}}C^{\mathrm{T}})^{-1}$为$CW$的广义逆;

5) 检查假定 1 是否满足, 如果不满足, 调节边界参数ΔA, 重复 3)～5);

6) 构造模糊输出反馈控制器(7).

4　系统稳定性分析

定理 2　在非线性系统(4)中, 若对于H_2/H_∞次优控制问题(23)～(25), 存在公共解$P = P^{\mathrm{T}} > 0$, 则闭环系统(10)在平衡点$x = 0$是局部二次稳定的

证明　构造 Lyapunov 函数

$$V(x(t)) = x^{\mathrm{T}}(t)Px(t),$$

则

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}^{\mathrm{T}}(t)Px(t) + x^{\mathrm{T}}(t)P\dot{x}(t) =$$

$$\left(\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))A_{ij}x(t) + \Delta\omega\right)^{\mathrm{T}}Px(t) + x^{\mathrm{T}}(t)P\left(\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))A_{ij}x(t) + \Delta\omega\right) =$$

$$\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))x^{\mathrm{T}}(t)(A_{ij}^{\mathrm{T}}P + PA_{ij})x(t) - (\Delta\omega(t) - Px(t))^{\mathrm{T}} \times (\Delta\omega - Px(t)) + \Delta\omega^{\mathrm{T}}(t)\Delta\omega(t) + x^{\mathrm{T}}(t)PPx(t) \leq$$

$$\sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t))\mu_j(z(t))x^{\mathrm{T}}(t)(A_{ij}^{\mathrm{T}}P + PA_{ij} + PP + \Delta A^{\mathrm{T}}\Delta A)x(t) \leq \sum_{i=1}^{L}\sum_{j=1}^{L}\mu_i(z(t)) \times \mu_j(z(t))x^{\mathrm{T}}(t)(-C^{\mathrm{T}}K_j^{\mathrm{T}}(t)R_2K_jC - Q_2)x(t) < 0.$$

故定理得证 □

由定理 2 可知, 按照上节提出的方法设计的闭环系统, 在平衡点($x = 0$)是局部二次稳定的

(下转第 1236 页)

$$P_1=\begin{bmatrix}1 & -1\\ -1 & 8\end{bmatrix},P_2=\begin{bmatrix}1.2 & -1\\ -1 & 7.8\end{bmatrix}.$$

此外令

$$U_0=\{u(k)\mid\|u(k)\|\leq 2\},$$
$$X_0=\{x(k)\mid\|x(k)\|\leq 4\},$$

并令

$$W=\{x(k)\mid x^{\mathrm T}(k)P_1x(k)\leq 1\}\cap\{x(k)\mid x^{\mathrm T}(k)P_2x(k)\leq 1\},$$
$$\beta=3.5.$$

按照定理1和定理2的结论计算得到$\bar{\rho}=0.55$,将以上数据代入C1控制器中进行仿真,得到$v(k,x(k))$作为系统输入.图1为系统的状态$x(k)$的各个分量随时间变化的图像,可以看出,系统渐近稳定.

7 结 论

针对有约束非线性系统的预测控制器,本文引入了集结策略,给出了一种新的预测控制器C1,大大减少了该控制器的在线计算量;同时对该控制器的性质进行了分析并给出了相关结论.进而在C1的基础上,给出了一种双模控制律,可使闭环系统渐近稳定.

参考文献(References):

[1] 席裕庚. 预测控制[M]. 北京: 国防工业出版社, 1993.

[2] Magni L, De Nicolao G, Magnani L, et al. A stabilizing model-based predictive control algorithm for nonlinear systems[J]. *Automatica*, 2001, 37(9): 1351-1362.

[3] Du Xiaoning, Xi Yugeng, Li Shaoyuan. A computationally efficient aggregation optimization strategy of model predictive control[J]. *High Technology Letters*, 2002, 8(2): 68-71.

[4] 刘斌, 席裕庚. 一种有约束集结预测控制器及其性质分析[A]. 中国控制会议[C]. 宜昌, 2003.

[5] Mayne D Q, Rawlings J B, Rao C V, et al. Constrained model predictive control: Stability and optimality[J]. *Automatica*, 2000, 36(6): 789-814.

(上接第1231页)

5 结 论

本文研究了非线性多输入/多输出系统的H_2/H_∞混合模糊控制问题,提出了一种H_2/H_∞模糊输出反馈控制设计方法.与已提出的H_2/H_∞混合控制方法相比,该方法具有以下特点:1)该方法考虑了模糊逼近误差和外部干扰对系统性能的影响,既能有效抑制外部干扰和模糊逼近误差对系统性能的影响,又能使系统获得较好的动态性能;2)该方法采用LMI方法求解EVP,大大简化了控制系统的设计,便于应用;3)该方法只需调整一个边界参数,缩短了设计时间,简化了设计过程.

参考文献(References):

[1] Tanaka K, Ikeda T, Wang H O. Fuzzy regulators and fuzzy observers: Relaxed stability conditions and LMI-based designs[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Syst*, 1998, 6: 250-265.

[2] Cao S G, Rees N W, Feng G. H-infinity control of nonlinear continuous time systems based on dynamical fuzzy models[J]. *Int J Syst Sci*, 1996, 27: 821-830.

[3] Tamaka K, Sano M. A robust stabilization problem of fuzzy control systems and its application to backing up control of a truck-trailer[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Syst*, 1994, 2: 119-134.

[4] Chen B S, Tseng C S, Vang H J. Robustness design of nonlinear dynamic systems via fuzzy linear control[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Syst*, 1999, 7: 571-585.

[5] Chen B S, Chang Y C. Nonlinear mixed H_2/H_∞ control for robust tracking design of robotics systems[J]. *Int J Contr*, 1997, 67(6): 837-857.

[6] Chen B S, Tseng C S, Uang H J. Mixed H_2/H_∞ fuzzy output feedback control design for nonlinear dynamic systems: An LMI approach[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Syst*, 2000, 8(3): 249-265.

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