

文章编号: 1001-0920(2004)05-0490-06

一种新型时滞系统鲁棒控制器设计方法

黎 明, 张化光

(东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110004)

摘 要: 针对一类用模糊动态模型描述的非线性时滞系统, 提出一种基于模糊性能评估器的新型鲁棒控制方案。模糊性能评估器用于检验模糊模型及其控制率的有效性, 以线性矩阵不等式的形式, 给出了模糊性能评估器和模糊控制器存在的充分条件; 分析了闭环控制效果与模糊性能评估器性能之间的关系, 从而说明该方法为模糊控制系统提供了一种无损调试方法。最后以 CSTR 系统为例, 通过仿真验证了该方法的有效性。

关键词: 时滞系统; 模糊控制; 模糊性能评估器; 线性矩阵不等式

中图分类号: TP273

文献标识码: A

A novel robust control scheme for time-delay system

L I M i n g, Z H A N G H u a - g u a n g

(School of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110004, China)

Correspondent: L I M i n g, E-mail: limingneu@263.net

Abstract A novel control scheme is proposed based on fuzzy performance evaluator (FPE) for a class of nonlinear time-delay systems described with fuzzy dynamic model. The FPE is used to verify the validation of fuzzy model and control law. Sufficient conditions for existence of fuzzy performance evaluator and fuzzy controller are derived through finding the feasible solutions of some linear matrix inequalities (LMIs). The relationships between the performance of FPE and the closed-loop system are analyzed, which means that it offers a nondestructive debug method for fuzzy control system. The CSTR system is used to show the effectiveness of the control scheme.

Key words: time-delay system; fuzzy control; fuzzy performance evaluator; linear matrix inequality

1 引 言

时滞是工业过程中常见的现象, 除了控制对象本身存在时滞外, 信号的采集和控制量的施加等都存在一定的延迟。对于非线性时滞系统, 典型的处理方法是采用局部线性化的方法。文献[1, 2]给出两种不依赖于延迟的控制方法, 但只能保证系统在局部线性化工作点附近的稳定性。文献[3]基于模糊 T-S 模型提出一种大范围渐近稳定的控制器设计方法, 然而, 该方法没有考虑模糊模型的建模误差, 所以结果不具有鲁棒性。

文献[4]针对模糊基函数模型, 考虑到模糊模型的建模误差, 提出一种模糊自适应鲁棒控制策略; 文献[5]进一步将[4]的结果归纳为基于模糊性能评估器的设计方法。本文则在[4, 5]的基础上, 针对一类非线性时滞系统, 提出一种基于模糊性能评估器(FPE)的鲁棒控制器设计方法, 并通过仿真验证了该方法的有效性。

2 问题的提出

考虑如下一类具有不确定扰动的非线性时滞系统:

收稿日期: 2002-12-30; 修回日期: 2003-04-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(69404003); 国家教委博士点基金资助项目(20011045023)。

作者简介: 黎明(1975—), 男, 浙江上虞人, 博士后, 从事模糊控制系统稳定性的研究; 张化光(1959—), 男, 吉林省吉林市人, 教授, 博士生导师, 从事模糊系统建模与控制、非线性系统控制等研究。

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_1(x(t)) + A_2(x(t-\tau(t))) + \\ B(t)u(t) + w_0(t), \\ y(t) = C_1(x(t)) + C_2(x(t-\tau(t))), \\ x(t) = \mathcal{Q}(t), t \in [-\tau_0, 0] \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x(t) \in R^{n \times 1}$ 为状态向量, $u(t) \in R^{m \times 1}$ 为控制量, $w_0(t) \in R^{n \times 1}$ 为有界干扰, $y(t) \in R^{p \times 1}$ 为输出; $A(x(t)), B(t), C(x(t))$ 为未知非线性函数; $\tau(t) < \tau_0$ 为连续有界时滞, 且满足 $\dot{\tau}(t) \leq \beta < 1$, 即时滞大小是变化的, 但变化不太大; $\mathcal{Q}(t)$ 为初始状态函数, 这里设为已知; 系统所有状态可测

采用以下 L 条模糊规则来表示时滞系统, 其中第 i 条规则表示如下:

$$\begin{aligned} & \text{If } x_1(t) \text{ is } F_{i1} \text{ and } x_n(t) \text{ is } F_{in}, \\ & \text{then } \dot{x}(t) = A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t-\tau(t)) + B_i u(t), \\ & y(t) = C_{1i}x(t) + C_{2i}x(t-\tau(t)), \\ & x(t) = \mathcal{Q}(t), t \in [-\tau_0, 0] \end{aligned} \quad (2)$$

其中: F_{ij} 为模糊集; $A_{1i}, A_{2i}, B_i, C_{1i}, C_{2i}$ 为适当维数的矩阵, $i = 1, 2, \dots, L$.

采用单点模糊化方法, 乘积推理和中心平均反模糊化方法, 可得全局模糊模型为

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) [A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t-\tau) + B_i u(t)], \\ y(t) &= \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) [C_{1i}x(t) + C_{2i}x(t-\tau)] \end{aligned} \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} \mu_i(x(t)) &= \prod_{j=1}^n F_{ij}(x(t)), \\ h_i(x(t)) &= \frac{\mu_i(x(t))}{\sum_{j=1}^L \mu_j(x(t))}, \end{aligned}$$

$F_{ij}(x(t))$ 为 x_j 属于模糊集 F_i 的隶属度, $\sum_{i=1}^L h_i(x(t)) = 1$.

结合式(1), 式(3)可表示为

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) [A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t-\tau) + B_i u(t)] + w_1(t), \quad (4)$$

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) [C_{1i}x(t) + C_{2i}x(t-\tau)] + \\ &\Delta C(x(t), x(t-\tau)). \end{aligned} \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} \Delta A(x(t), x(t-\tau)) &= \\ A_1(x(t)) - \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) A_{1i}x(t) + \\ A_2(x(t-\tau)) - \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) A_{2i}x(t-\tau), \end{aligned}$$

$$\Delta B(t) = B(t)u(t) - \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) B_i u(t),$$

$w_1(t) = w_0(t) + \Delta A(x(t), x(t-\tau)) + \Delta B(t)u$, $w_1(t)$ 包括外部干扰和建模误差;

$$\begin{aligned} \Delta C(x(t), x(t-\tau)) &= \\ C_1(x(t)) + C_2(x(t-\tau)) - \\ \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) [C_{1i}x(t) + C_{2i}x(t-\tau)] \end{aligned}$$

为输出建模误差

由上述分析可知, 基于模糊模型的控制方法, 其控制效果取决于建模误差和外界干扰的大小. 从建模角度来说, 建模误差和干扰在实际中是不可避免的, 于是便产生了基于模糊模型设计的控制系统鲁棒性优劣的问题. 通常的分析方法是对系统的不确定性作一系列假设 (如满足匹配条件, 可用一个有界矩阵来限定等), 然而这些假设在实际设计中很难得到验证, 使得理论分析脱离了实际应用. 本文将从另一个角度分析这个问题, 采用性能评估器来校验模糊模型的有效性, 并对闭环控制效果进行评估.

3 基于性能评估器设计方法的基本原理

基于模糊性能评估器设计方法的原理如图1所示.

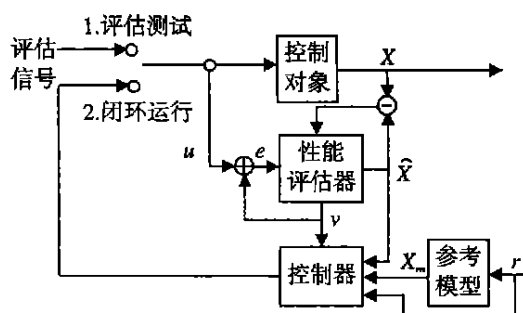


图1 基于性能评估器跟踪控制器设计方法的原理

图中性能评估器是依据模糊模型设计的, 用于评估模糊模型的有效性, 并预估闭环控制效果; 而控制器则是基于性能评估器设计的. 如果所给定的模糊模型能够很好地描述控制对象, 那么性能评估器的状态将能逼近实际系统的状态, 于是, 控制性能评估器的状态轨迹便相当于控制被控对象的状态轨

迹 反之, 如果模糊模型不能较好地描述被控对象, 那么性能评估器的状态与控制对象的状态之间存在较大的误差, 这表明, 基于该模糊模型设计的控制器即使在理论上有效, 在实际中也未必可行, 因为模型与实际对象不符

为检验模糊模型的有效性, 首先要进行性能评估测试 这是一种开环测试方法, 控制量不是来源于所设计的控制器, 而是人为施加或采用其他控制方法所产生的, 目的是为了获得检验模型所需的信号 检测信号的要求是保证系统在可运行的范围内, 尽量激发系统的动态 此时性能评估器并联在系统中, 人们可以观测到性能评估器的状态和实际状态的偏差情况, 并依此计算性能指标 如果性能指标小于给定的指标, 则说明模糊模型可用, 闭环控制可行; 反之, 如果性能指标大于给定的指标, 则说明模糊模型不能很好地描述系统, 闭环控制效果不能保证, 这样就无需再进行闭环控制实验, 从而保护了系统 由于性能测试中所有信号都取自系统, 只要系统状态可检测, 没有其他附加的要求, 便不会造成任何损害, 故该调试过程也称为“无损调试”过程

因为模糊模型不可能与实际对象完全一致, 所以引进干扰抑制项 v , 将其作为反馈, 使得性能评估器与实际对象的状态误差满足给定的 H_∞ 性能指标 同时, v 也可看作是用于克服模型误差和外部扰动的等价控制量, 成为实际控制律中的一部分, 用以增强系统的鲁棒性

基于性能评估器的设计方法之所以称为无损调试方法, 是因为通过性能评估器的性能指标可以间接推断闭环控制系统的控制性能

下面将要解决 3 个问题:

- 1) 设计性能评估器, 使其状态能尽量地逼近实际系统;
- 2) 控制器参数与性能评估器参数之间的关系;
- 3) 性能评估器的性能指标与闭环控制系统的性能指标之间的关系

4 模糊性能评估器设计

基于模糊模型(2) 设计由 L 条规则构成的模糊性能评估器, 其中第 i 条规则为

If x_1 is F_{11} and ... and x_n is F_{in} ,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = & A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t - \tau(t)) + \\ & B_i(u(t) + v(t)) + \\ & M_i(y(t) - y(t)), \\ y(t) = & C_{1i}x(t) + C_{2i}x(t - \tau(t)), \end{aligned}$$

$$x(t) = \varphi(t), t \in [-\tau_0, 0] \quad (6)$$

其中: $v(t) = -K_v(x(t) - x(t))$ 为干扰抑制量; M_i 为误差反馈增益 ($i = 1, 2, \dots, L$); $A_{1i}, A_{2i}, B_i, C_{1i}, C_{2i}$ 定义同式(2).

采用与模糊模型(2) 相同的模糊推理方法, 得到模糊性能评估器全局模型为

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = & \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) [A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t - \tau) + \\ & B_i(u(t) + v(t)) + M_i(y(t) - y(t))], \end{aligned} \quad (7)$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) [C_{1i}x(t) + C_{2i}x(t - \tau(t))] \quad (8)$$

将式(3) 和(8) 代入(7) 得

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = & \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) [A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t - \tau) + \\ & B_i(u(t) + v(t))] + \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L h_i(x(t)) \times \\ & h_j(x(t)) [M_i C_{1j}(x(t) - x(t)) + \\ & M_i C_{2j}(x(t - \tau) - x(t - \tau))] + d(t), \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$d(t) = \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) M_i \Delta C(x(t), x(t - \tau)).$$

定义评估误差为

$$\begin{aligned} e(t - \tau) &= x(t - \tau) - x(t - \tau), \\ e(t) &= x(t) - x(t). \end{aligned}$$

式(9) 减去式(3), 得到误差动态方程为

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) = & \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L h_i(x(t)) h_j(x(t)) [\tilde{A}_{1ij}e(t) + \\ & A_{2ij}e(t - \tau)] + w(t), \end{aligned} \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{A}_{1ij} &= A_{1ij} + B_i K_v, A_{1ij} = A_{1i} - M_i C_{1j}, \\ A_{2ij} &= A_{2i} - M_i C_{2j}, w(t) = w_1(t) - d(t). \end{aligned}$$

通过设计参数 M_i 和 K_v , 使得误差 $e(t)$ 满足如下 H_∞ 性能指标:

$$\int_0^T e^T(t) e(t) dt \leq \gamma^2 \int_0^T w^T(t) w(t) dt \quad (11)$$

M_i 的设计原则是保证 $A_{1i} - M_i C_i$ 的特征多项式为 Hurwitz 多项式, 即保证每个局部子系统稳定 然而, 在大多数情况下, 由局部系统的稳定性不能直接得出全局稳定性的结论 于是, 定理 1 给出一个使系统误差满足式(11) 所示 H_∞ 性能指标的充分条件,

并通过求解一组LM I得到参数 K_w .

定理1 考虑系统(1), 对于给定的 $\gamma > 0$, 如果存在两个正定矩阵 $P = P^T = Q^{-1} > 0, T = T^T > 0$ 和 Y_v , 满足如下线性矩阵不等式组:

$$\begin{bmatrix} \Delta_{ii} & [A_{2ii}^T Q \quad Q] \\ [QA_{2ii}^T] & - \begin{bmatrix} T & 0 \\ 0 & \gamma I \end{bmatrix} \end{bmatrix} < 0, \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta_{ij} & [(A_{2ij} + A_{2ji})^T Q \quad Q] \\ [Q(A_{2ij} + A_{2ji})] & - \begin{bmatrix} 2T & 0 \\ 0 & \gamma I \end{bmatrix} \end{bmatrix} < 0, \quad (13)$$

$i < j,$

其中

$$\Delta_{ii} = QA_{1ii}^T + A_{1ii}Q + B_i Y_v + Y_v^T B_i^T +$$

$$\frac{1}{1-\beta} T + \frac{1}{\gamma} I,$$

$$\Delta_{ij} = Q(A_{1ij} + A_{1ji})^T + (A_{1ij} + A_{1ji})Q + (B_i +$$

$$B_j) Y_v + Y_v^T (B_i + B_j)^T + \frac{2}{1-\beta} T + \frac{1}{\gamma} I,$$

$$i, j = 1, 2, \dots, L.$$

则存在静态反馈 $v(t) = -Y_v P^{-1}(x(t) - \hat{x}(t))$, 使误差系统(10)的所有状态有界, 且满足 H_∞ 性能指标

$$\int_0^\infty e^T(t) e(t) dt \leq \gamma^2 \int_0^\infty w^T(t) w(t) dt$$

证明 选择 Lyapunov 函数如下:

$$V = e^T(t) P e(t) + \frac{1}{1-\beta} \int_{\tau(t)}^t e^T(\sigma) S e(\sigma) d\sigma,$$

其中 $S = QTQ$.

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \sum_{i=1}^L h_i^2(x(t)) [e^T(t) \Psi_{ii} e(t)] + 2w^T(t) P e(t) + \\ &\sum_{i,j=1, i < j}^L h_i(x(t)) h_j(x(t)) [e^T(t) \Psi_{ij} e(t)], \end{aligned}$$

其中

$$\Psi_{ii} = \tilde{A}_{1ii}^T P + P \tilde{A}_{1ii} + P A_{2ii} S^{-1} A_{2ii}^T P + \frac{1}{1-\beta} S,$$

$$\begin{aligned} \Psi_{ij} &= (\tilde{A}_{1ij} + \tilde{A}_{1ji})^T P + P (\tilde{A}_{1ij} + \tilde{A}_{1ji}) + \\ &P (A_{2ij} + A_{2ji}) (2S)^{-1} (A_{2ij} + \\ &A_{2ji})^T P + \frac{2}{1-\beta} S. \end{aligned}$$

定义性能指标

$$J = \int_0^\infty \left[\frac{1}{\gamma^2} e^T(t) e(t) - w^T(t) w(t) \right] dt$$

由式(1)和式(6)可知 $V(0) = 0$, 所以,

$$J \leq \int_0^\infty \sum_{i=1}^L h_i^2(x(t)) \left[\begin{bmatrix} e(t) \\ w(t) \end{bmatrix}^T \Phi_i \begin{bmatrix} e(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \right] dt +$$

$$\int_0^\infty \sum_{i,j=1, i < j}^L h_i(x(t)) h_j(x(t)) \times \left[\begin{bmatrix} e(t) \\ w(t) \end{bmatrix}^T \Phi_{ij} \begin{bmatrix} e(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \right] dt \quad (14)$$

其中

$$\Phi_{ij} = \begin{bmatrix} \Psi_{ij} + \frac{1}{\gamma^2} I & P \\ P & -\gamma I \end{bmatrix}.$$

由式(14)可得, 如果 $\Phi_{ij} \leq 0$ 成立, 则性能评估误差满足如下 H_∞ 性能:

$$\int_0^\infty e^T(t) e(t) dt \leq \gamma^2 \int_0^\infty w^T(t) w(t) dt$$

首先考虑 $i = j$ 的情况. 由 Schur 引理知, $\Phi_{ii} < 0$ 等价于:

$$\Psi_{ii} + \frac{1}{\gamma^2} I + \frac{1}{\gamma} P^T P < 0 \quad (15)$$

式(15)两端分别左乘和右乘 Q , 并由定理条件 $Q = P^{-1}$ 得

$$QA_{1ii}^T + \tilde{A}_{1ii}Q + A_{2ii}Q T^{-1} QA_{2ii}^T +$$

$$\frac{1}{1-\beta} T + \frac{1}{\gamma} Q Q + \frac{1}{\gamma} I < 0$$

由 $Y_v = K_v Q, \tilde{A}_{1ii} = A_{1ii} + B_i K_v$ 得

$$\begin{aligned} QA_{1ii}^T + A_{1ii}Q + Y_v^T B_i^T + B_i Y_v + \frac{1}{1-\beta} T + \\ \frac{1}{\gamma} I + \begin{bmatrix} A_{2ii}Q \\ Q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} T^{-1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\gamma} I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{2ii}Q \\ Q \end{bmatrix} < 0 \end{aligned} \quad (16)$$

对式(16)再次使用 Schur 引理, 便会得到如式(12)所示的线性矩阵不等式组

同理, 当 $i \neq j$ 时也可得到上述结论 $\square$

注1 通过设计误差反馈增益 M_i 和干扰抑制反馈增益 K_v , 使性能评估器的状态尽可能地跟踪真实系统, 为性能评估提供依据

注2 设计过程中需要知道 $\tau(t)$ 和 $\dot{\tau}(t)$ 的上界 τ_0 和 β , 而对时滞没作过多的限制. 设计方法不依赖于时滞的即时值

注3 模糊性能评估器跟踪实际系统状态的性能, 反映了模糊模型描述实际系统的能力

5 模糊控制器设计

控制律 $u(t)$ 由模糊控制项 $u_f(t)$ 和干扰抑制项 $v(t)$ 组成, 即

$$u(t) = u_f(t) - v(t). \quad (17)$$

干扰抑制项 $v(t)$ 直接从性能评估器中获得. 模糊控制项 $u_f(t)$ 由 L 条模糊规则构成, 其中第 i 条规则为

If x_1 is F_{i1} and ... and x_n is F_{in} ,

then $u_f(t) = K_{ic}x(t)$.

模糊规则的前件与模糊模型(2)完全相同,采用相同的模糊推理方式,可得全局模糊控制量为

$$u_f(t) = \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) K_{ic}x(t). \quad (18)$$

其中 $h_i(x(t))$ 的定义同式(3).

将式(18)代入式(7),得

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = & \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) [A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t-\tau) + \\ & B_i \sum_{j=1}^L h_j(x(t)) K_{ic}x(t) + M_i(y(t) - y(t))] \end{aligned}$$

令 $\delta(t) = y(t) - y(t)$, $G_{ij} = A_{1i} + B_i K_{jc}$, 可进一步得到

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = & \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L h_i(x(t)) h_j(x(t)) \times \\ & [G_{ij}x(t) + A_{2i}x(t-\tau)] + \\ & \sum_{i=1}^L h_i(x(t)) M_i \delta(t). \end{aligned} \quad (19)$$

定理2 考虑系统(19),对于给定的 $\rho > 0$,如果存在两个正定矩阵 $T = T^T > 0$, $P = P^T = Q^{-1} > 0$ 和 Y_i , 满足如下线性矩阵不等式组:

$$\begin{bmatrix} \Theta_i & [A_{2i}Q \quad Q] \\ [QA_{2i}^T] & \begin{bmatrix} T & 0 \\ 0 & \rho I \end{bmatrix} \end{bmatrix} < 0, \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} \Theta_{ij} & [(A_{2i} + A_{2j})Q \quad Q] \\ [Q(A_{2i} + A_{2j})^T] & \begin{bmatrix} 2T & 0 \\ 0 & \rho I \end{bmatrix} \end{bmatrix} < 0, \quad (21)$$

$i < j.$

其中

$$\begin{aligned} \Theta_i = & QA_{1i}^T + A_{1i}Q + B_i Y_i + Y_i^T B_i^T + \\ & \frac{1}{1-\beta} T + \frac{1}{\rho} M_i^T M_i, \\ \Theta_{ij} = & Q(A_{1i} + A_{1j})^T + (A_{1i} + A_{1j})Q + \\ & Y_i^T B_i^T + Y_j^T B_j^T + B_i Y_j + B_j Y_i + \\ & \frac{2}{1-\beta} T + \frac{1}{\rho} (M_i + M_j)(M_i + M_j)^T, \\ & i, j = 1, 2, \dots, L. \end{aligned}$$

则存在模糊静态反馈增益 $K_{ic} = Y_i P^{-1}$, 使得系统(19)在控制量 $u(t) = u_f(t) - v(t)$ 的作用下,所有状态有界,且满足如下不等式:

$$\|x(t)\|_2 \leq \rho^2 \|\delta(t)\|_2 + \gamma^2 \|w(t)\|_2 + V(0). \quad (22)$$

证明与定理1的类似,此处省略

注4 模糊控制器和模糊性能评估器都是依据同一模糊模型设计的

注5 控制律(17)中包含的干扰抑制量来源于模糊性能评估器

注6 式(22)说明了闭环控制系统的性能和模糊性能评估器的评估误差与外界干扰之间的关系

6 仿真研究

现采用连续搅拌釜式反应堆(CSTR)模型进行仿真研究.无量纲化的系统微分方程^[3]为

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = f_1(x) - \left\{ \frac{1}{\lambda} - 1 \right\} x_1(t-\tau), \\ \dot{x}_2(t) = f_2(x) - \left\{ \frac{1}{\lambda} - 1 \right\} x_2(t-\tau) + \beta u, \\ y(t) = x_2 \end{cases}$$

其中: $x(t) = [x_1(t) \quad x_2(t)]^T$, $0 \leq x_1(t) \leq 1$ 相对于反应率, $x_2(t)$ 为无量纲化的温度,模糊模型各参数的取法同文献[3]

模糊模型由3条规则构成,按式(6)构造模糊性能评估器,按式(17)设计控制律 $u(t) = u_f(t) - v(t)$.

参数计算分为3步:

1) 采用极点配置方法设计参数 M_i , 将性能评估器误差系统的3个子系统均配置到 $-10 \pm 7i$, 得

$$M_1 = [-86 \ 251 \ 4, \ 17 \ 628 \ 4]^T,$$

$$M_2 = [-17 \ 115 \ 8, \ 19 \ 566 \ 0]^T,$$

$$M_3 = [-2 \ 693 \ 8, \ 16 \ 455 \ 8]^T.$$

2) 由定理1计算 K_v , 取 $\gamma = 0.1$, 解线性矩阵不等式组(12)和(13), 得

$$K_v = [-32 \ 329 \ 0, \ -119 \ 885 \ 7]$$

3) 由定理2计算 K_{ic} , 取 $\rho = 0.2$, 解线性矩阵不等式组(20)和(21), 得

$$K_{1c} = [-0 \ 198 \ 3, \ 1 \ 024],$$

$$K_{2c} = [-173 \ 9, \ 50 \ 977],$$

$$K_{3c} = [-1 \ 455 \ 7, \ 49 \ 884 \ 1]$$

文献[3]针对同样的问题,采用PDC控制方法,其控制器参数为

$$K_1 = [-8 \ 412 \ 9, \ 2 \ 302 \ 1],$$

$$K_2 = [-3 \ 545 \ 5, \ 2 \ 976 \ 6],$$

$$K_3 = [-18 \ 213 \ 2, \ 3 \ 627 \ 2]$$

考虑在干扰情况下,将本文结果与文献[3]的结果进行对比分析.仿真中的控制目标是使系统从 $(0.4, 3)$ 开始,在 x^1, x^2, x^3 这3个平衡点之间进行切换

对 x_1 和 x_2 分别施加幅值为 0.000 1 和 0.01 的白噪声。图 2 和图 3 分别显示了采用 FPE 和 PDC 控制方法得到的控制效果。图中, 虚线为设定值, 实线为跟踪值。

通过对比图 2 和图 3 可以看出, 本文给出的基于性能评估器的设计方法具有更好的控制性能和鲁棒性。

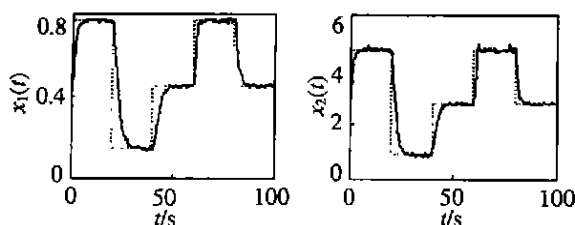


图 2 本文方法跟踪设定曲线

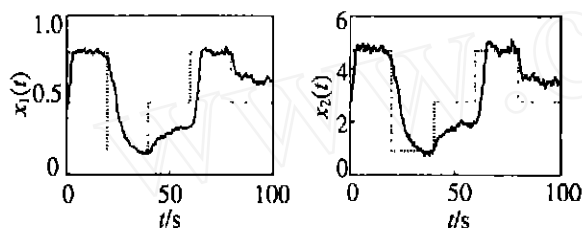


图 3 文献[3]方法跟踪设定曲线

7 结 语

通过对一类非线性时滞系统的分析, 提出了一种基于模糊性能评估器的鲁棒控制器设计方法。该方法利用模糊性能评估器实现了 3 个功能:

- 1) 验证模糊模型的有效性;
- 2) 为控制器提供干扰抑制量信息;
- 3) 为模糊模型以及部分控制器参数调整提供一种无损调试的手段。

理论分析和仿真结果都证明了该方法具有良好的鲁棒性和实用性。

参考文献(References):

- [1] Brierley S D, Chiasson J N, Lee E B, et al. On stability independent of delay for linear systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1982, 27(2): 252-254.
- [2] Mahmoud M S, AlMuthairi N F. Design of robust controller for time-delay systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1994, 39(8): 995-999.
- [3] 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.
- [4] 张化光, 黎明. 基于 H_∞ 观测器原理的模糊自适应控制器设计[J]. *自动化学报*, 2002, 28(1): 27-33.
(Zhang H G, Li M. A adaptive fuzzy controller design based on the principle of H_∞ observer[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2002, 28(1): 27-33.)
- [5] Li M, Zhang H G, He X Q. A adaptive fuzzy controller design based on H_∞ performance evaluator[A]. *Proc of the 2002 Int Conf on Control and Automation* [C]. Xiamen, 2002: 55-59.
- [6] Lehman B, Bentsman J, Lunel S V, et al. Vibrational control of nonlinear time lag systems with bounded delay: Averaging theory, stability, and transient behavior[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1994, 39(7): 898-912.
- [7] Xu L D, Cheng C W, Tang B Y. A linear matrix inequality approach for robust control of systems with delayed states[J]. *European J of Operational Research*, 2000, 124(2): 332-341.

(上接第 484 页)

- [21] Lee Y J, Mangasarian O L. SSVM: A smooth support vector machines[R]. Wisconsin: University of Wisconsin, 1999.
- [22] Mangasarian O L, Musicant D R. Lagrangian support vector machines[R]. Wisconsin: University of Wisconsin, 2000.
- [23] Lee Y J, Mangasarian O L. RSVM: Reduced support vector machines[R]. Wisconsin: University of Wisconsin, 2000.
- [24] Fung G, Mangasarian O L. Proximal support vector

machine classifiers[R]. Wisconsin: University of Wisconsin, 2001.

- [25] Fung G, Mangasarian O L. Increment support vector machine classification[R]. Wisconsin: University of Wisconsin, 2001.
- [26] Scholkopf B, Platt J, Shawe-Taylor J, et al. Estimating the support of high dimensional distribution[R]. Redmond: Microsoft Research, 1999.