文章编号: 1001-0920(2004)12-1354-05

非线性模糊时滞系统鲁棒自适应控制

魏新江, 杨卫国, 井元伟
(东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110004)

摘 要: 研究一类基于模糊 T-S 模型的非线性时滞系统鲁棒镇定问题. 基于记忆型状态反馈策略, 首先给出由 T-S 模糊模型描述的非线性时滞系统在时滞精确已知情况下的鲁棒镇定准则; 然后给出非线性时滞系统在时滞未知情况下的鲁棒自适应控制策略. 所设计的控制器可确保闭环系统渐近稳定, 且具有良好的可操作性. 最后通过仿真实例证明了该方法的正确性和有效性.

关键词: 模糊时滞系统; 线性矩阵不等式; 记忆型状态反馈; 自适应控制
中图分类号: TP273 **文献标识码**: A

Robust adaptive control for nonlinear fuzzy time-delay systems

WEI Xin-jiang, YANG Wei-guo, JING Yuan-wei
(School of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110004, China. Correspondent: WEI Xing-jiang, E-mail: weixinjiang@eyou.com)

Abstract: The robust stabilization problem for nonlinear time-delay systems based on fuzzy T-S model is studied. The stabilization criteria for nonlinear time-delay system described by fuzzy T-S model are proposed on condition that the time-delay is precisely available via memory state feedback strategy. An adaptive controller is given in the case of unavailable time-delay. The designed controller guarantees the closed-loop system to be asymptotically stable and possesses good operation. Finally, simulation example shows the validity and effectiveness of the proposed method.

Key words: fuzzy time-delay system; LMI; memory state feedback; adaptive control

1 引 言

自文献[1]提出 T-S 模糊模型方法后, 这一方法已成功地用于解决非线性系统的鲁棒镇定和 H_∞ 控制等问题[2~5]. 文献[1]证明了 T-S 模糊模型可以任意精度逼近非线性系统, 从而可在此基础上设计模糊控制器, 以实现控制目的. 在实际中, 时滞现象存在于控制系统的各个方面且不可避免[6]. 元件老化、零点漂移以及信号传输的延迟常常导致时滞的出现. 目前针对时滞系统, 主要采用求解 Riccati 型不等式、线性矩阵不等式(LMI)等来设计相应的控制器.

绝大多数反馈控制律的实现都采用无记忆状态反馈控制[7-9], 它对于时滞影响较小或时滞常数本身较小的系统较为有效, 但对于时滞影响较大的系统则很难达到控制目的[10]. 在这方面, 记忆型反馈控制以其良好的控制效果而引起控制界的广泛关注. 然而, 记忆型状态反馈控制器的设计往往要求时滞常数是精确已知的, 这在工程实践中难以做到. 文献[11]提出利用时滞的估计值来设计记忆型状态反馈控制器的策略, 采用 Riccati 不等式较好地解决了此类问题, 但控制器的存在性与时滞常数估计值的准确性有关. 尽管时滞稳定性设计方法是一种重要的

收稿日期: 2003-10-24; **修回日期**: 2004-01-05.
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60274099); 高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20020145007).
作者简介: 魏新江(1977—), 男, 山东东营人, 博士生, 从事非线性时滞系统、模糊控制等研究; 井元伟(1956—), 男, 辽宁西丰人, 教授, 博士生导师, 从事复杂系统结构、通信网络系统的控制等研究.

设计方法, 但基于 T-S 模糊模型的时滞系统利用记忆型反馈控制策略的研究成果并不多见

本文考虑 T-S 模糊模型描述的非线性时滞系统鲁棒镇定问题, 基于线性矩阵不等式的可解性, 给出了新的记忆型控制策略, 提出一种针对时滞参数的自适应控制方案, 并以仿真实例验证了所给结论的有效性

2　模糊时滞系统的描述

Takagi 和 Sugeno[1] 指出, 模糊 T-S 模型是通过隶属函数表示几个局部线性模型的分段插值, 它可逼近一类非线性系统 考虑由模糊 T-S 模型所描述的一类不确定非线性系统, 定义如下规则:

$$\begin{aligned}&\text{If } z_1(t) \text{ is } \mu_{i1} \text{ and } \cdots \text{ and } z_p(t) \text{ is } \mu_{ip},\\&\text{Then } \dot{x}(t) = A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t-\tau(t)) + B_iu(t) + f(x,t),\\&y(t) = C_ix(t),\\&x(t) = \varphi(t),\ t\in[-\tau,0].\end{aligned} \tag{1}$$

其中: $\mu_{ij}(i=1,2,\cdots,r)$ 是模糊集合, $x(t)\in R^n$ 是状态向量, $u(t)\in R^m$ 是输入向量, $y(t)$ 是输出向量, $z_i(t)$ 是模糊规则的前提变量, r 是模糊规则数, $\varphi(t)$ 是初始向量函数, A_{1i}, A_{2i}, B_i 和 C_i 是适当维的常数矩阵, 系统时滞 $\tau(t)$ 满足 $0\le\tau(t)\le\tau_0$, 系统的外部干扰 $f(x,t)$ 满足 $\|f(x,t)\|\le\|N_0x\|$, N_0 是常数矩阵

利用单点模糊化、乘积推理、中心加权反模糊化的方法, 可得到全局模糊系统模型

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t))[A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t-\tau(t)) + B_iu(t) + f(x,t)], \tag{2}$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t))C_ix(t). \tag{3}$$

其中

$$z(t) = [z_1(t), z_2(t), \cdots, z_p(t)],$$

$$w_i(z(t)) = \prod_{j=1}^{r}\mu_{ij}(z_j(t)),$$

$$h_i(z(t)) = w_i(z(t))\Big/\sum_{j=1}^{r}w_j(z(t)),$$

$\mu_{ij}(z_j(t))$ 为 $z_j(t)$ 对应的隶属度

3　模糊系统的状态反馈控制

3.1　时滞常数精确已知的情形

首先假定时滞常数精确已知, 根据模糊平行补偿原理[2], 设计模糊状态反馈控制器

$$u(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t))[K_{1i}x(t) + K_{2i}x(t-\tau)]. \tag{4}$$

由式(2) 和式(4) 组成的闭环系统为

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= \sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r} h_ih_j[G_{ij}x(t) + M_{ij}x(t-\tau(t))] + f(x,t) = \\&\sum_{i=1}^{r} h_i^2[G_{ii}x(t) + M_{ii}x(t-\tau(t))] + \\&\sum_{i,j=1,i<j}^{r} h_ih_j[(G_{ij}+G_{ji})x(t) + (M_{ij} + M_{ji})x(t-\tau(t))] + f(x,t).\end{aligned} \tag{5}$$

其中

$$G_{ij} = A_{1i} + B_iK_{1j}, M_{ij} = A_{2i} + B_iK_{2j}.$$

利用 Lyapunov 定理, 对系统(5) 进行分析, 有如下结果:

定理 1　对于给定的模糊时滞系统(2), 若存在正定矩阵 X 和 Y, 矩阵 U_i 和 Z_i 及正常数 $\epsilon>0$, 满足线性矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} \begin{pmatrix}A_{1i}X + XA_{1i}^{\mathrm T} + \\ B_iU_i + U_i^{\mathrm T}B_i^{\mathrm T} + \epsilon I\end{pmatrix} & XN^{\mathrm T} & X & A_{2i}Y + B_iZ_i \\ NX & -\epsilon I & 0 & 0 \\ X^{\mathrm T} & 0 & -Y & 0 \\ (A_{2i}Y + B_iZ_i)^{\mathrm T} & 0 & 0 & -Y \end{bmatrix} < 0, \tag{6}$$

$$\begin{bmatrix} T_{ij} & XN^{\mathrm T} & X & \begin{pmatrix}A_{2i}Y + A_{2j}Y + \\ B_iZ_j + B_jZ_i\end{pmatrix} \\ NX & -(1/2)\epsilon I & 0 & 0 \\ X^{\mathrm T} & 0 & -(1/2)Y & 0 \\ \begin{pmatrix}A_{2i}Y + A_{2j}Y + \\ B_iZ_j + B_jZ_i\end{pmatrix}^{\mathrm T} & 0 & 0 & -2Y \end{bmatrix} < 0. \tag{7}$$

其中

$$\begin{aligned}T_{ij} = {}& A_{1i}X + XA_{1i}^{\mathrm T} + A_{1j}X + \\&XA_{1j}^{\mathrm T} + B_iU_j + U_j^{\mathrm T}B_i^{\mathrm T} + \\&B_jU_i + U_i^{\mathrm T}B_j^{\mathrm T} + 2\epsilon I,\end{aligned}$$

$$U_i = K_{1i}X,\ Z_i = K_{2i}Y,$$

I 为单位矩阵, 则存在形如式(4) 的状态反馈控制器, 使闭环系统(5) 渐近稳定

证明　选取 Lyapunov 函数

$$V(x(t)) = x^{\mathrm T}Px + \int_{\tau} x^{\mathrm T}(\sigma)Sx(\sigma)\mathrm{d}\sigma,$$

函数 $V(x(t))$ 沿式(5) 对时间 t 的导数为

$$\begin{aligned}\dot{V}(x(t)) = {}&\sum_{i=1}^{r} h_i^2[x^{\mathrm T}(G_{ii}^{\mathrm T}P + PG_{ii})x + \\&2x^{\mathrm T}PM_{ii}x(t-\tau)] + 2x^{\mathrm T}Pf + x^{\mathrm T}Sx + \\&\sum_{i,j=1,i<j}^{r} h_ih_j[x^{\mathrm T}((G_{ij}+G_{ji})^{\mathrm T}P + P(G_{ij} +\end{aligned}$$

$$G_{ji}))x+2x^{\mathrm T}P(M_{ij}+M_{ji})x(t-\tau)]-x^{\mathrm T}(t-\tau)Sx(t-\tau)\le$$
$$\sum_{i=1}^{r}h_i^2\left\{[x^{\mathrm T}(t),x^{\mathrm T}(t-\tau)]Q_{ii}\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau)\end{bmatrix}\right\}+$$
$$\sum_{i,j=1,i<j}^{r}h_ih_j\left\{[x^{\mathrm T}(t),x^{\mathrm T}(t-\tau)]W_{ij}\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau)\end{bmatrix}\right\}$$

其中

$$Q_{ii}=\begin{bmatrix}(PG_{ii}+G_{ii}^{\mathrm T}P+\epsilon PP^{\mathrm T}+\epsilon^{-1}N^{\mathrm T}N+S) & PM_{ii}\\ M_{ii}^{\mathrm T}P & -S\end{bmatrix},$$
$$W_{ij}=\begin{bmatrix}Z_{ij} & P(M_{ij}+M_{ji})\\ (M_{ij}^{\mathrm T}+M_{ji}^{\mathrm T})P & -2S\end{bmatrix},$$
$$Z_{ij}=PG_{ij}+G_{ij}^{\mathrm T}P+2\epsilon PP^{\mathrm T}+2\epsilon^{-1}N^{\mathrm T}N+2S.$$

要使$V(x(t))<0$, **只需**$Q_{ii}<0$, $W_{ij}<0$ **即可. 矩阵不等式**$Q_{ii}<0$ **和**$W_{ij}<0$ **两端同乘以**$\begin{bmatrix}X & 0\\ 0 & Y\end{bmatrix}$, **其中** $X=P^{-1}$, $Y=S^{-1}$. **根据** Schur **引理, 所得矩阵不等式等价于线性矩阵不等式**(6) **和**(7), **从而定理得证** □

3.2　时滞未知的情形

若时滞τ**是未知的, 但已知其上界**τ^*, **则设计带记忆的状态反馈控制策略**

$$u(t)=\sum_{i=1}^{r}h_i(z(t))[K_{1i}x(t)+K_{2i}x(t-\hat\tau)].\tag{8}$$

其中$\hat\tau$**为**τ**的估计值, 满足**$\hat\tau(t)\ge\tau(t)$. **由此组成的闭环系统为**

$$\begin{aligned}\dot x(t)=&\\ &\sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r}h_ih_j\Big\{(A_{1i}+B_iK_{1j})x(t)+\\ &(A_{2i}+B_iK_{2j})x(t-\tau(t))+f(x,t)-\\ &B_iK_{2j}\int_{-\hat\tau}^{-\tau}\sum_{p,q=1}^{r}h_ph_q[(A_{1p}+B_pK_{1q})\times\\ &x(t+s)-A_{2p}x(t+s-\tau(t))+\\ &B_pK_{2q}x(t+s-\hat\tau)+f(x,t)]\mathrm ds\Big\}.\end{aligned}\tag{9}$$

利用 Lyapunov **定理, 对系统**(9) **进行稳定性分析, 有如下结果:**

定理 2　**对于给定的模糊时滞系统**(2), **若存在**τ**的上界**τ^*, **正定矩阵**X **和** Y **及矩阵**U_i**和**Z_i**满足线性不等式矩阵**(6) **和**(7), **则可取形如式**(8) **的记忆型状态反馈控制器, 且**$\hat\tau$**的自适应律可取**

$$\dot{\hat\tau}=-\frac{1}{\gamma}x^{\mathrm T}(t)\Psi x(t),\ \hat\tau(0)>\tau^*,$$

$$\begin{aligned}\Psi=&\operatorname*{diag}_{k=1}^{n}\Big(\max_{i,j=1}^{r}\Big|\mathrm{eig}_k[PB_iK_{2j}(P_1^{-1}+\\ &P_2^{-1}+P_3^{-1}+P_4^{-1})(PB_iK_{2j})^{\mathrm T}+\\ &N^{\mathrm T}P_4^{\mathrm T}N]\Big|\Big)+M_1+M_2+M_3.\end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}M_1=&\operatorname*{diag}_{k=1}^{n}\Big(\max_{i,j=1}^{r}\Big|\mathrm{eig}_k[(A_{1i}+B_iK_{1j})^{\mathrm T}\times\\ &P_1(A_{1i}+B_iK_{1j})]\Big|\Big),\end{aligned}$$
$$M_2=\operatorname*{diag}_{k=1}^{n}\Big(\max_{i=1}^{r}\Big|\mathrm{eig}_k(A_{2i}P_2A_{2i}^{\mathrm T})\Big|\Big),$$
$$M_3=\operatorname*{diag}_{k=1}^{n}\Big(\max_{i,j=1}^{r}\Big|\mathrm{eig}_k[(B_iK_{1j})^{\mathrm T}P_3B_iK_{1j})]\Big|\Big).$$

$\mathrm{eig}_k(A)$ **表示矩阵**A **的第** k **个特征值**, $P_1\sim P_4$ **为任意给定的正定矩阵**, $\gamma>0$ **为待定常数, 使**τ**的估计值**$\hat\tau(t)$ **满足**$\hat\tau(t)\ge\tau$ **从而可保证整个闭环系统**(9) **渐近稳定, 控制增益为**$K_{1i}=U_iX^{-1}$, $K_{2i}=Z_iY^{-1}$.

证明　**选取** Lyapunov **函数**

$$\begin{aligned}V(x(t))=&\\ &x^{\mathrm T}Px+\int_{t-\tau}^{t}x^{\mathrm T}(\sigma)Rx(\sigma)\mathrm d\sigma+\\ &\int_{-\hat\tau}^{-\tau}\int_{t+\theta}^{t}x^{\mathrm T}(s)M_1x(s)\mathrm ds\mathrm d\theta+\\ &\int_{-\hat\tau}^{-\tau}\int_{t+\theta-\tau}^{t}x^{\mathrm T}(s)M_2x(s)\mathrm ds\mathrm d\theta+\\ &\int_{-\hat\tau}^{-\tau}\int_{t+\theta-\hat\tau}^{t}x^{\mathrm T}(s)M_3x(s)\mathrm ds\mathrm d\theta+\frac{1}{2}\gamma(\hat\tau-\tau)^2.\end{aligned}$$

函数$V(x(t))$ **沿式**(9) **对时间** t **求导, 得**

$$\begin{aligned}\dot V(x(t))\le&\\ &\sum_{i=1}^{r}h_i^2\left\{[x^{\mathrm T}(t),x^{\mathrm T}(t-\tau)]Q_{ii}\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau)\end{bmatrix}\right\}+\\ &\sum_{i,j=1,i<j}^{r}h_ih_j\Big\{[x^{\mathrm T}(t),x^{\mathrm T}(t-\tau)]\times\\ &W_{ij}\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau)\end{bmatrix}\Big\}-2\sum_{i,j=1}^{r}h_ih_jx^{\mathrm T}PB_iK_{2j}\times\\ &\Big\{\int_{-\hat\tau}^{-\tau}\sum_{i,j=1}^{r}h_ph_q[(A_{1p}+B_pK_{1q})x(t+s)+\\ &A_{2p}x(t+s-\tau(t))+B_pK_{2q}x(t+s-\\ &\hat\tau)+f(x,t)]\mathrm ds\Big\}+(\hat\tau-\tau)x^{\mathrm T}(t)M_1x(t)+\\ &(\hat\tau-\tau)x^{\mathrm T}(t)M_2x(t)+(\hat\tau-\tau)x^{\mathrm T}(t)M_3x(t)-\\ &\int_{-\hat\tau}^{-\tau}x^{\mathrm T}(t+\theta)M_1x(t+\theta)\mathrm d\theta-\\ &\int_{-\hat\tau}^{-\tau}x^{\mathrm T}(t+\theta-\tau)M_2x(t+\theta-\tau)\mathrm d\theta-\\ &\int_{-\hat\tau}^{-\tau}x^{\mathrm T}(t+\theta-\hat\tau)M_3x(t+\theta-\hat\tau)\mathrm d\theta+\end{aligned}$$

$$\dot{\hat{\tau}}\int_{\tau}x^{T}(s)M_{1}x(s)\mathrm{d}s+\dot{\hat{\tau}}\int_{\tau-\tau}x^{T}(s)M_{2}x(s)\mathrm{d}s+\dot{\hat{\tau}}\int_{2\tau}x^{T}(s)M_{3}x(s)\mathrm{d}s+\gamma\dot{\hat{\tau}}(\hat{\tau}-\tau).$$

由 $\hat{\tau}(t)$ 的自适应律知 $\dot{\hat{\tau}}(t)\le 0$, 利用矩阵不等式的性质, 有

$$\dot{V}(x(t))\le\sum_{i=1}^{r}h_i^2\left\{[x^T(t),x^T(t-\tau)]Q_{ii}\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau)\end{bmatrix}\right\}+\sum_{i,j=1,i<j}^{r}h_ih_j\left\{[x^T(t),x^T(t-\tau)]W_{ij}\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau)\end{bmatrix}\right\}+(\hat{\tau}-\tau)\sum_{i,j=1}^{r}h_ih_j\{x^T[PB_iK_{2j}(P_1+P_2+P_3+P_4)(PB_iK_{2j})^T+M_1+M_2+M_3+N^TP_4^{-1}N]x+\gamma\dot{\hat{\tau}}\}.$$

从而定理 2 得证 □

注 1 当闭环系统(9) 渐近稳定时, 由 $x(t)\to 0(t\to\infty)$ 及 $\hat{\tau}(t)$ 的取值, 可知 $\dot{\hat{\tau}}(t)\to 0(t\to\infty)$. 由 $\hat{\tau}(t)$ 的单调性及 $\hat{\tau}(t)\ge 0$, 得 $\lim_{t\to\infty}\hat{\tau}(t)=\tau_\infty$ 存在, 且

$$\tau_\infty=\hat{\tau}(0)-\frac{1}{\gamma}\int x^T(t)\Psi x(t)\mathrm{d}t=\hat{\tau}(0)-\frac{1}{\gamma}N(\varphi(t)).$$

因为 $x(t)\to 0(t\to\infty)$, 故存在常数 $M,\lambda>0$. 对于 $\forall t\ge 0$, 有 $\|x(t)\|<Me^{-\lambda t}\|\varphi\|$, 其中 M 是由系统参数决定的而与初始值 φ 无关的常数. 则有

$$N(\varphi(t))=\int x^T(t)\Psi x(t)\mathrm{d}t\le\frac{1}{2\lambda}M^2\|\Psi\|\,\|\varphi\|^2.$$

由上式可知 $N(\varphi(t))$ 是可估计的, 只需

$$\gamma^{-1}\le\max_{\varphi\in C_R[-\tau,0]}\left|\frac{\hat{\tau}(0)-\tau}{N(\varphi)}\right|,$$

则有 $\tau_\infty\ge\tau$ 成立. 由此可知, 定理 2 中正常数 γ 对于给定的系统和取值于有界集的初始函数是存在且可估计的.

4 系统仿真

利用如下 Truck-Trailer 模型[2]:

$$\dot{x}_1(t)=-\frac{v\bar{t}}{Lt_0}x_1(t)+\frac{v\bar{t}}{lt_0}u(t),$$

$$\dot{x}_2(t)=\frac{v\bar{t}}{Lt_0}x_1(t),$$

$$\dot{x}_3(t)=\frac{v\bar{t}}{t_0}\sin\left[x_2(t)+\frac{v\bar{t}}{2L}x_1(t)\right],$$

验证本文方法的有效性. 模型的参数如下:

$l=2.8, L=5.5, v=-6.0, \bar{t}=7.5, t_0=0.6.$

考虑到 Truck-Trailer 模型的时滞性和外部干扰, 可得到另外的模型

$$\dot{x}_1(t)=-a\frac{v\bar{t}}{Lt_0}x_1(t)-(1-a)\frac{v\bar{t}}{Lt_0}x_1(t-\tau)+\frac{v\bar{t}}{lt_0}u(t)+w(x,t),$$

$$\dot{x}_2(t)=\frac{v\bar{t}}{Lt_0}x_1(t)+(1-a)\frac{v\bar{t}}{Lt_0}x_1(t-\tau),$$

$$\dot{x}_3(t)=\frac{v\bar{t}}{t_0}\sin\left[x_2(t)+a\frac{v\bar{t}}{2L}x_1(t)+(1-a)\frac{v\bar{t}}{2L}x_1(t-\tau)\right]$$

其中 a 为延迟系数, 当其为 1 和 0 时分别表示无延迟和完全延迟, 这里假定 $a=0.9$.

利用如下模糊规则来设计模糊控制器:

规则 1

If $\theta(t)=x_2(t)+a\frac{v\bar{t}}{2L}x_1(t)+(1-a)\frac{v\bar{t}}{2L}x_1(t-\tau)$

接近于 0,

Then $\dot{x}(t)=A_{11}x(t)+A_{21}x(t-\tau(t))+B_1u(t)+f(x,t)$.

规则 2

If $\theta(t)=x_2(t)+a\frac{v\bar{t}}{2L}x_1(t)+(1-a)\frac{v\bar{t}}{2L}x_1(t-\tau)$

接近于 π 或 $-\pi$,

Then $\dot{x}(t)=A_{12}x(t)+A_{22}x(t-\tau(t))+B_2u(t)+f(x,t)$.

其中

$$A_{11}=\begin{bmatrix}-a\frac{v\bar{t}}{Lt_0} & 0 & 0\\ a\frac{v\bar{t}}{Lt_0} & 0 & 0\\ a\frac{v^2\bar{t}^2}{2Lt_0} & \frac{v\bar{t}}{t_0} & 0\end{bmatrix},$$

$$A_{21}=\begin{bmatrix}-(1-a)\frac{v\bar{t}}{Lt_0} & 0 & 0\\ (1-a)\frac{v\bar{t}}{Lt_0} & 0 & 0\\ (1-a)\frac{v^2\bar{t}^2}{2Lt_0} & 0 & 0\end{bmatrix},$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} -a\dfrac{v\bar{t}}{L\ t_0} & 0 & 0 \\ a\dfrac{v\bar{t}}{L\ t_0} & 0 & 0 \\ a\dfrac{dv^2\bar{t}^2}{2L\ t_0} & \dfrac{dv\bar{t}}{t_0} & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_{22} = \begin{bmatrix} -(1-a)\dfrac{v\bar{t}}{L\ t_0} & 0 & 0 \\ (1-a)\dfrac{v\bar{t}}{L\ t_0} & 0 & 0 \\ (1-a)\dfrac{dv^2\bar{t}^2}{2L\ t_0} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = B_2 = \left[\frac{v\bar{t}}{L\ t_0}\quad 0\quad 0\right]^{\mathrm{T}}.$$

根据定理 1, 可得到控制增益

$K_{11} = [23.825\,9,\ -123.236\,3,\ 21.240\,3]$,

$K_{12} = [23.325\,3,\ -120.644\,5,\ 20.702\,7]$,

$K_{21} = [0.152\,4,\ 0.000\,1,\ 0.000\,2]$,

$K_{22} = [0.151\,2,\ 0.000\,1,\ -0.000\,1]$.

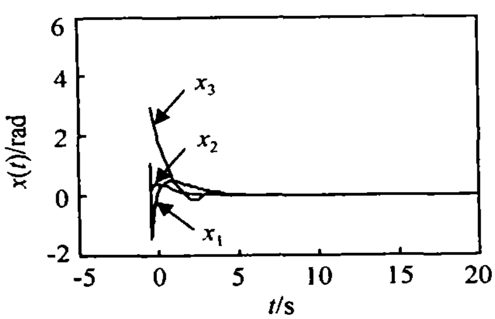
根据定理 2, τ 的自适应控制律为

$$\dot{\hat{\tau}} = -\frac{1}{\gamma}x^{\mathrm{T}}(t)\Psi x(t),\ \hat{\tau}(0) > \tau^*,$$

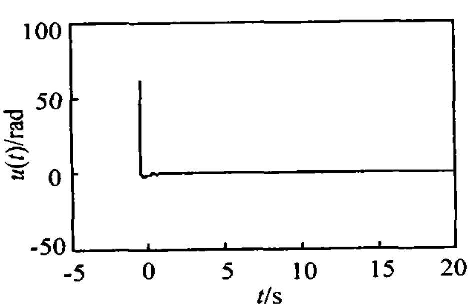
其中

$\Psi = [3.236\,5, 0, 0; 0, 3.237\,5, 0; 0, 0, 6.612\,9]$.

当时滞 τ 为精确已知和未知时, 系统的初始值都取 $x(0) = [1; 0.2; 3]$. 仿真曲线分别如图 1 和图 2 所示

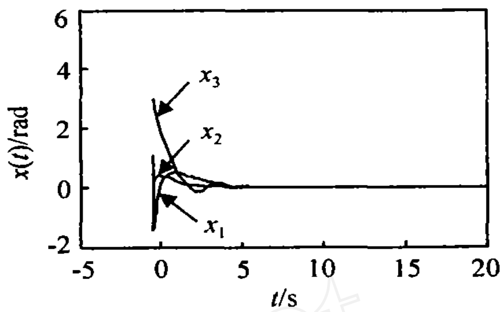


(a) 状态响应

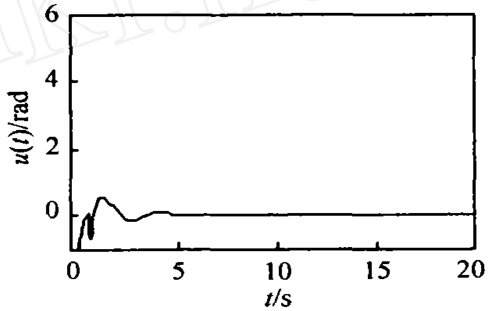


(b) 控制响应

图 1 时滞已知时的响应曲线



(a) 状态响应



(b) 控制响应

图 2 时滞未知时的响应曲线

由图 1 和图 2 可以看出, 利用本文的控制策略, 系统在很短时间内进入稳定状态, 说明本文设计的自适应控制策略对时滞参数的变化具有良好的自适应能力, 从而验证了所给方法的正确性和有效性

5 结 论

本文研究一类非线性时滞系统基于模糊 T-S 模型的鲁棒镇定问题 基于记忆型状态反馈策略, 在时滞精确已知和未知的情况下, 给出了由 T-S 模糊模型描述的非线性时滞系统的鲁棒镇定准则和自适应控制策略 所设计的控制器可确保闭环系统渐近稳定, 具有良好的可操作性 最后通过仿真实例, 证明了该方法的正确性和有效性

参考文献(References):

[1] Takagi T, Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control[J]. *IEEE Trans on Systems, Man and Cybernetics*, 1985, 15(1): 116-132.

[2] Cao Y Y, Frank P M. Stability analysis and synthesis of nonlinear time-delay systems via linear Takagi-Sugeno fuzzy models[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2001, 2(4): 213-229.

[3] Tanaka K, Sugeno M. Stability analysis and design of fuzzy control systems[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1992, 45(2): 135-156.

(下转第 1363 页)

[2] 崔宁周, 谢维信, 余雄南. 多传感器分布式推广卡尔曼滤波及其在雷达红外目标跟踪中的应用[J]. 电子科学学刊, 1997, 19(3): 289-294.
(Cui N Z, Xie W X, Yu X N. Multisensor distributed extended Kalman filtering algorithm and its application to radar/IR target tracking[J]. *J of Electronics*, 1997, 19(3): 289-294.)

[3] Lucy Y P, Michael K. Algorithms for a class of distributed architecture tracking[A]. *Proc of American Control Conf* [C]. Albuquerque, 1997. 1434-1438.

[4] Weerawat K, Lucy Y P. Decorrelated state estimation for distributed tracking of interacting targets in cluttered environments[A]. *Proc of American Control Conf* [C]. Anchorage, 2002. 899-904.

[5] 罗森林, 张怀广, 王越, 等. 加权分层卡尔曼滤波算法[J]. 北京理工大学学报, 1998, 5(18): 587-591.
(Lou S L, Zhang H G, Wang Y, et al. Exploring on hierarchical Kalman filtering fusion algorithm[J]. *J of Beijing Institute of Technology*, 1998, 5(18): 587-591.)

[6] 王明辉, 游志胜, 赵荣椿, 等. 性能优化的跟踪门算法[J]. 电子学报, 2000, 6(6): 13-15.
(Wang M H, You Z S, Zhao R C, et al. A peformance optimized tracking gate algorithm[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2000, 6(6): 13-15.)

[7] Yoshio Kosuge, Takashi M. The gate size estimation method and the optimal gate shape for target tracking[J]. *Electronics and Communications in Japan*, 2002, 5(85): 10-22.

[8] Ji C, Henry L. A modified probabilistic data association filter in a real clutter envoriment[J]. *IEEE Trans on AES*, 1996, 26(1): 300-313.

[9] Bar-shalom Y, Fortman T E. *Estiamtion and Tracking: Principle, Techniques, and Software*[M]. MA: Artech House, 1995.

[10] Pulford G W, Evans R J. Probabilistic data association for systems with multiple simultaneous measurements[J]. *Automatica*, 1996, 32(9): 1311-1316.

[11] Pulford G W, Evans R J. State estimation in systems with multiple simultaneous measurement[A]. *Proc 33rd Conf on Decision and Control*[C]. Orlando, 1994, 3299-3300.

(上接第 1358 页)

[4] Tanaka K, Ikeda T, Wang H O. Robust stabilization of a class of uncertain nonlinear systems via fuzzy control: Quadratic stabilizility, control theory and linear matrix inequalities[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 1996, 4(1): 1-13.

[5] Wang H O, Tanaka K, Griffin M F. An approach to fuzzy control of nonlinear systems: Stability and design issues[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 1996, 4(1): 14-23.

[6] Cao Y Y, Sun Y X, Cheng C. Delay-dependent robust stabilization of uncertain systems with multiple state delays[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1998, 43(1): 1608-1612.

[7] Jadbabaie A, Jamshidi M, Titli A. Guaranteed-cost design of continuous-time Takagi-Sugeno fuzzy controllers via linear matrix inequalities[A]. *IEEE World Congress Computational Intelligence* [C]. Anchorage, 1998. 268-273.

[8] Chen B S, Tseng C S, Uang H J. Robustness design of nonlinear dynamic systems via fuzzy linear control[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 1999, 7(3): 571-585.

[9] Tseng C S, Chen B S, Uang H J. Fuzzy tracking control design for nonlinear dynamic systems via T-S fuzzy model[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2001, 9(3): 381-392.

[10] 姜偕富, 费树岷, 冯纯伯. 时滞线性系统的 H_∞ 控制[J]. 控制与决策, 1999, 14(6): 712-715.
(Jiang X F, Fei S M, Feng C B. The H_∞ control of linear time-delay system[J]. *Control and Decision*, 1999, 14(6): 712-715.)

[11] Jiang X F, Fei S M, Feng C B. Observer-based control design with adaptation to delay-parameters for time-delay system[A]. *2002 IFAC 15th Triennial World Congress*[C]. Barcelona, 2002. 168-173.