2006年5月
第13卷第3期

控 制 工 程
Control Engineering of China

May 2006
Vol.13,No.3

文章编号:1671-7848(2006)03-0233-04

非线性时延网络控制系统的模糊建模与控制

王 艳,胡维礼,樊卫华
(南京理工大学 自动化系,江苏 南京 210094)

摘 要:针对时变网络诱导时延小于一个采样周期的非线性时延网络控制系统,讨论系统的稳定性及控制器的设计方法。利用基于'IF-THEN'规则的模糊模型近似系统中的非线性,将时延的不确定性转化为系统参数的不确定性,从而将此类非线性网络控制系统建模为一类具有参数不确定性的离散 Takagi-Sugeno (T-S)模糊模型。基于建立的模型,利用 Lyapunov 方法和线性矩阵不等式方法,分析了系统的稳定性及模糊状态反馈控制器的设计方法,最后通过仿真实例验证了所提出方法的有效性。

关 键 词:非线性网络控制系统;不确定时变时延;T-S 模型;模糊控制
中图分类号:TP 273 文献标识码:A

Fuzzy Model and Control for Nonlinear Networked Control Systems with Delay

WANG Yan, HU Wei-li, FAN Wei-hua
(Department of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: To the nonlinear networked control systems (NCS) in which network-induced delay is time-vary and less than one sample time, the stability and controller design method are discussed. A fuzzy model based on "IF-THEN" rules is used to approximate the nonlinear in the NCS and the uncertainty of the delay is transformed to parametrical uncertainties. Then a T-S fuzzy model with uncertainties is given to approximate such nonlinear NCSs. Based on the common Lyapunov function and linear matrix inequality (LMI), the sufficient condition for the NCSs which is subject to the asymptotic stability is derived, and the method of the controller design is also given in terms of a group of LMIs. Finally, an example shows effectiveness of the proposed method.

Key words: nonlinear networked control systems; uncertain delay; T-S model; fuzzy control

1 引 言

网络控制系统(NCS)是指利用专用或公用数据通信网络代替传统的点对点连接构成的闭环控制系统。它以连线少、成本低、易于维护和诊断的优点在工业控制领域、楼宇自动化、家庭自动化等方面得到了广泛的应用。多节点共享有限的网络资源不可避免地在控制回路中引入了网络诱导时延。因此,网络诱导时延是网络控制系统设计时不可回避的问题,严重影响着系统的性能。此外,许多实际工业控制过程中存在非线性,非线性网络控制系统的研究为 NCS 在工业中的应用提供重要的理论基础。

目前,非线性网络控制系统的研究主要围绕系统稳定性展开的,还未涉及控制器的设计。Walsh 等人[1]利用 Lyapunov 方法讨论了非线性网络控制系统的渐近稳定性并获得了确保系统稳定的最大允许时延。杨蝾[2]等人利用 Razumikhin 和 Lyapunov 定理估计时延的界,给出非线性系统渐近稳定充分条件。

本文考虑不确定网络诱导时延的影响,针对网络诱导时延小于采样周期时,当前采样周期系统状态信息可获取的特点,基于 T-S 模糊模型对非线性网络控制系统进行建模,在所建立的具有参数不确定的离散 T-S 模糊模型的基础上,利用 Lyapunov 方法和线性矩阵不等式 LMI 方法,给出了非线性时延网络控制系统的模糊状态反馈控制器设计方法。

2 模型的建立

1)基本假设

①传感器节点时钟驱动方式,采样周期为 T,控制器、执行器均采用事件驱动方式。②采样数据与

收稿日期:2005-05-17; 收修定稿日期:2005-06-01
基金项目:国家自然科学基金资助项目(60474034,60174019)
作者简介:王 艳(1978-),女,江苏盐城人,博士研究生,主要研究方向为网络控制系统研究。胡维礼(1941-),男,江苏东台人,教授,博士生导师。

控制量通过单个数据包发送到网络。③网络中信息传输存在不确定时延，且时延小于传感器采样周期即 $\tau_k \in [0,T]$，控制回路总的诱导时延为 $\tau_k = \tau_k^{sc} + \tau_k^{ca}$，$\tau_k^{sc}$ 为传感器-控制器时延，τ_k^{ca} 为控制器-执行器时延。④数据包在网络中传输不发生丢失。

由基本假设，系统信息时序图如图 1 所示。

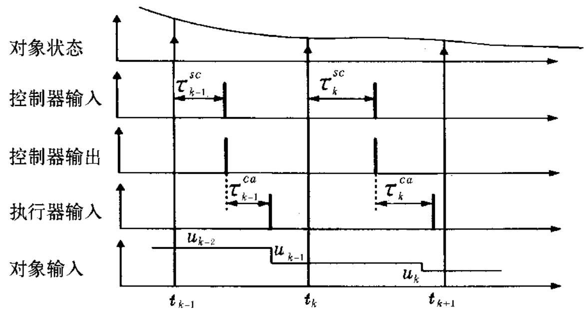

图 1 信息时序图

2）系统数学模型建立 考虑如下 T-S 模型表示的非线性被控对象：

r^i：IF $z_1(t)$ is M_1^i AND...$z_v(t)$ is M_v^i THEN

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}}(t) &= \boldsymbol{A}_{pi}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}_{pi}\boldsymbol{u}(t) \\ \boldsymbol{y}(t) &= \boldsymbol{C}_{pi}\boldsymbol{x}(t) \end{aligned} \qquad i = 1,2...q \tag{1}$$

式中，r^i 表示第 i 条模糊规则，$i = 1,2,...,q$ 是 IF-THEN 规则数；$z_1(k),...,z_v(k)$ 是前件变量；F_j^i 是定义在前件变量论域上的模糊集合；$y \in \mathbf{R}^r$ 是输出；$\boldsymbol{A}_{pi}$，$\boldsymbol{B}_{pi}$，$\boldsymbol{C}_{pi}$ 是适当维数的常量矩阵。

由图 1 的信号时序，可知被控对象输入为

$$\hat{\boldsymbol{u}}_k = \begin{cases} \boldsymbol{u}_{k-1} & kT \leqslant t < kT + \tau_k \\ \boldsymbol{u}_k & kT + \tau_k \leqslant t < (k+1)T \end{cases} \tag{2}$$

将式(1)离散化并考虑网络诱导时延的影响，可得网络控制系统的离散时间模型为

r^i：IF $z_1(k)$ is M_1^i AND...$z_v(k)$ is M_v^i THEN

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{A}_i\boldsymbol{x}(k) \cdot \boldsymbol{B}_{i1}(\tau_k)\boldsymbol{u}(k) + \boldsymbol{B}_{i2}(\tau_k)\boldsymbol{u}(k-1) \\ \boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{C}_i\boldsymbol{x}(k) \end{cases} \tag{3}$$

式中，$\boldsymbol{A}_i = \exp(\boldsymbol{A}_{pi}T)$；$\boldsymbol{B}_{i1}(\tau_k) = \int_{kT}^{kT+\tau_k} \exp(\boldsymbol{A}_{pi}t)\,\mathrm{d}t\boldsymbol{B}_{pi}$；$\boldsymbol{B}_{i2}(\tau_k) = \int_{kT+\tau_k}^{kT+T} \exp(\boldsymbol{A}_{pi}t)\,\mathrm{d}t\boldsymbol{B}_{pi}$，$\boldsymbol{C}_i = \boldsymbol{C}_{pi}$

由文献[3]可知：$\boldsymbol{B}_{i1}(\tau_k) = \bar{\boldsymbol{B}}_{i1} + \Delta\boldsymbol{B}_{i1}(\tau_k)$，$\boldsymbol{B}_{i2}(\tau_k) = \bar{\boldsymbol{B}}_{i2} + \Delta\boldsymbol{B}_{i2}(\tau_k)$，

$[\Delta\boldsymbol{B}_{i1}(\tau_k) \quad \Delta\boldsymbol{B}_{i2}(\tau_k)] = \boldsymbol{D}_i\boldsymbol{F}_i(\tau_k)[\boldsymbol{E}_i \quad -\boldsymbol{E}_i]$，$\bar{\boldsymbol{B}}_{i1}$，$\bar{\boldsymbol{B}}_{i2}$，$\boldsymbol{D}_i$，$\boldsymbol{E}_i$ 为常数矩阵，$\boldsymbol{F}_i^{\mathrm{T}}(\tau_k)\boldsymbol{F}_i(\tau_k) < \boldsymbol{I}$，具体表达式可参见文献[3]。代入 $\boldsymbol{B}_{i1}(\tau_k)$，$\boldsymbol{B}_{i2}(\tau_k)$ 的表达式，清晰化后可得：

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}(k+1) = \sum_{i=1}^{q} \mu_i(z(k)) \{\boldsymbol{A}_i\boldsymbol{x}(k) + (\bar{\boldsymbol{B}}_{i1} + \boldsymbol{D}_i\boldsymbol{F}_i(\tau_k)\boldsymbol{E}_i)\boldsymbol{u}(k) + (\bar{\boldsymbol{B}}_{i2} + \boldsymbol{D}_i\boldsymbol{F}_i(\tau_k)\boldsymbol{E}_i)\boldsymbol{u}(k-1)\} \\ \boldsymbol{y}(k) = \sum_{i=1}^{q} \mu_i(z(k))\boldsymbol{C}_i\boldsymbol{x}(k) \end{cases} \tag{4}$$

式中，$\mu_i(z(k))$ 为引发概率。

若定义 $F_j^i(z_j(k))$ 为 $z_j(k)$ 属于模糊集 M_j^i 的隶属度，$\omega_i(z(k))$ 为第 i 条规则的权重，$\omega_i(z(k)) = \prod_{j=1}^{v} F_j^i(z_j(k))$，则 $\mu_i(z(k))$ 的定义为 $\mu_i(z(k)) = \omega_i(z(k))/[\sum_{i=1}^{q} \omega_i(z(k))]$，显见 $\mu_i(z(k)) \geqslant 0$，并且由定义有 $\sum_{i=1}^{q} \mu_i(z(k)) = 1$。

3 模糊状态反馈控制

考虑模糊状态反馈控制律：

r^i：IF $z_1(k)$ is M_1^i AND⋯$z_v(k)$ is M_v^i THEN

$$\boldsymbol{u}(k) = \boldsymbol{K}_i\boldsymbol{x}(k),\ i = 1,2,...,q \tag{5}$$

规则前件同式(3)，$\boldsymbol{K}_i \in \mathbf{R}^{1\times n}$ 为反馈增益常数矩阵。清晰化可得：

$$\boldsymbol{u}(k) = \sum_{i=1}^{q} \mu_i(z(k))\boldsymbol{K}_i\boldsymbol{x}(k) \tag{6}$$

设计 K_i 使得闭环系统：

$$\begin{aligned} \boldsymbol{x}(k+1) = \sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{q} \mu_i(z(k))\mu_j(z(k)) \{&(\boldsymbol{A}_i + \bar{\boldsymbol{B}}_{i1}\boldsymbol{K}_j + \boldsymbol{D}_i\boldsymbol{F}_i(\tau_k)\boldsymbol{E}_i\boldsymbol{K}_j)\boldsymbol{x}(k) + (\bar{\boldsymbol{B}}_{i2}\boldsymbol{K}_j - \\ &\boldsymbol{D}_i\boldsymbol{F}_i(\tau_k)\boldsymbol{E}_i\boldsymbol{K}_j)\boldsymbol{x}(k-1)\} \end{aligned} \tag{7}$$

在模糊状态反馈控制律式(6)下稳定。

引理 1[4] 设 W，M，N 为适当维数的实矩阵，其中 W 为对称阵，那么对所有满足 $\boldsymbol{F}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{F} \leqslant \boldsymbol{I}$ 的矩阵 $\boldsymbol{F}$，不等式成立：$\boldsymbol{W} + \boldsymbol{N}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{F}^{\mathrm{T}}(k)\boldsymbol{M}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{M}\boldsymbol{F}(k)\boldsymbol{N} < 0$ 当且仅当存在常数 $\varepsilon > 0$，使：

$$\boldsymbol{W} + \varepsilon\boldsymbol{M}\boldsymbol{M}^{\mathrm{T}} + \varepsilon^{-1}\boldsymbol{N}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N} < 0$$

定理 1 若存在对称正定矩阵 X，R 和一类常矩阵 Y_i 以及常数 $\varepsilon_{ij} > 0$，$(i,j = 1,2,...,q)$ 使得以下矩阵不等式成立：

$$\begin{bmatrix} -\boldsymbol{X} + \varepsilon_{ii}\boldsymbol{D}_i\boldsymbol{D}_i^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{A}_i\boldsymbol{X} + \bar{\boldsymbol{B}}_{i1}\boldsymbol{Y}_i & \bar{\boldsymbol{B}}_{i2}\boldsymbol{Y}_i & 0 \\ * & -\boldsymbol{X} + \boldsymbol{R} & 0 & (\boldsymbol{E}_i\boldsymbol{Y}_i)^{\mathrm{T}} \\ * & * & -\boldsymbol{R} & -(\boldsymbol{E}_i\boldsymbol{Y}_i)^{\mathrm{T}} \\ * & * & * & -\varepsilon_{ii}\boldsymbol{I} \end{bmatrix} < 0$$

$$(1 \leqslant i \leqslant q) \tag{8}$$

设 $L=-2X+\varepsilon_{ij}(D_iD_i^{\mathrm{T}}+D_jD_j^{\mathrm{T}})$，$U=A_iX+A_jX+\bar{B}_{i1}Y_j+\bar{B}_{j1}Y_i$，$V=\bar{B}_{i2}Y_j+\bar{B}_{j2}Y_i$。

$$\begin{bmatrix} L & U & V & 0 & 0 \\ * & -2X+2R & 0 & (E_iY_j)^{\mathrm{T}} & (E_jY_i)^{\mathrm{T}} \\ * & * & -2R & (E_iY_j)^{\mathrm{T}} & (E_jY_i)^{\mathrm{T}} \\ * & * & * & -\varepsilon_{ij}I & 0 \\ * & * & * & * & -\varepsilon_{ij}I \end{bmatrix}<0$$

$$(1\leqslant i<j\leqslant q) \tag{9}$$

则存在模糊状态反馈控制器：

$$u_k=\sum_{i=1}^{q}\mu_i(z(k))Y_iX^{-1}x_k$$

使得闭环系统式(7)渐近稳定。

证明　记 $G_{ii}=A_i+(\bar{B}_{i1}+\Delta B_{i1}(\tau_k))K_i$，

$G_{ij}=A_i+(\bar{B}_{i1}+\Delta B_{i1}(\tau_k))K_j$，

$H_{ii}=(\bar{B}_{i2}+\Delta B_{i2}(\tau_k))K_i$，

$H_{ij}=(\bar{B}_{i2}+\Delta B_{i2})K_j$，$x_k=x(k)$，$z_k=z(k)$，

代入闭环系统方程：

$$x_{k+1}=\sum_{i=1}^{q}\mu_i^2(z_k)\{G_{ii}x_k+H_{ii}x_{k-1}\}+$$
$$2\sum_{i<j}^{q}\mu_i(z_k)\mu_j(z_k)\left\{\frac{G_{ij}+G_{ji}}{2}x_k+\frac{H_{ij}+H_{ji}}{2}x_{k-1}\right\}$$

选取 Lyapunov 函数 $V(x_k)=x_k^{\mathrm{T}}Px_k+x_{k-1}^{\mathrm{T}}+Sx_{k-1}$，式中，$P$，$S$ 为对称正定阵。

令 $J=G_{ij}+G_{ji}$　$\beta=H_{ij}+H_{ji}$

$$\Delta V(x_k)=x_{k+1}^{\mathrm{T}}Px_{k+1}+x_k^{\mathrm{T}}Sx_k-x_k^{\mathrm{T}}Px_k-x_{k-1}^{\mathrm{T}}Sx_{k-1}=$$
$$\sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{q}\sum_{m=1}^{q}\sum_{l=1}^{q}\mu_i(z_k)\mu_j(z_k)\mu_m(z_k)\mu_l(z_k)\times$$
$$\begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix} G_{ij}^{\mathrm{T}}PG_{ml}+S-P & G_{ij}^{\mathrm{T}}PH_{ml} \\ H_{ij}^{\mathrm{T}}PG_{ml} & H_{ij}^{\mathrm{T}}PH_{ml}-S\end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1}\end{bmatrix}\leqslant$$
$$\frac{1}{4}\sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{q}\mu_i(z_k)\mu_j(z_k)\begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
$$\begin{bmatrix} J^{\mathrm{T}}PJ+4S-4P & J^{\mathrm{T}}P\beta \\ \beta^{\mathrm{T}}PJ & \beta^{\mathrm{T}}P\beta-4S\end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1}\end{bmatrix}=$$
$$\sum_{i=1}^{q}\mu_i^2(z_k)\begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix} G_{ii}^{\mathrm{T}}PG_{ii}-P+S & G_{ii}^{\mathrm{T}}PH_{ii} \\ H_{ii}^{\mathrm{T}}PG_{ii} & H_{ii}^{\mathrm{T}}PH_{ii}-S\end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1}\end{bmatrix}+2\sum_{i<j}^{q}\mu_i(z_k)\mu_j(z_k)\left\{\begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\right.$$
$$\left.\begin{bmatrix} (J/2)^{\mathrm{T}}P(J/2)-P+S & (J/2)^{\mathrm{T}}P(\beta/2) \\ (\beta/2)^{\mathrm{T}}P(J/2) & (\beta/2)^{\mathrm{T}}P(\beta/2)-S\end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1}\end{bmatrix}\right\}$$

由 $\mu_i(z_k)$的定义可知，$\mu_i^{\,2}(z_k)>0$，$\mu_i(z_k)\mu_j(z_k)>0$，因此若以下两个不等式成立：

$$\begin{bmatrix} G_{ii}^{\mathrm{T}}PG_{ii}-P+S & G_{ii}^{\mathrm{T}}PH_{ii} \\ H_{ii}^{\mathrm{T}}PG_{ii} & H_{ii}^{\mathrm{T}}PH_{ii}-S\end{bmatrix}<0,1\leqslant i\leqslant q \tag{10}$$

$$\begin{bmatrix} (J/2)^{\mathrm{T}}P(J/2)-P+S & (J/2)^{\mathrm{T}}P(\beta/2) \\ (\beta/2)^{\mathrm{T}}P(J/2) & (\beta/2)^{\mathrm{T}}P(\beta/2)-S\end{bmatrix}<0$$
$$1\leqslant i<j\leqslant q \tag{11}$$

则 $\Delta V(x_k)<0$，闭环系统渐近稳定。

将 G_{ii}，H_{ii} 的表达式代入上述两式，应用 Schur 补引理和引理 1 可得式(10)，(11)等价于：

$$\begin{bmatrix} -P^{-1}+\varepsilon_{ii}D_iD_i^{\mathrm{T}} & A_i+\bar{B}_{i1}K_i & \bar{B}_{i2}K_i & 0 \\ * & -P+S & 0 & (E_iK_i)^{\mathrm{T}} \\ * & * & -S & -(E_iK_i)^{\mathrm{T}} \\ * & * & * & -\varepsilon_{ii}I\end{bmatrix}<0 \tag{12}$$

令 $\sigma=-2P^{-1}+\varepsilon_{ij}(D_iD_i^{\mathrm{T}}+D_jD_j^{\mathrm{T}})$，$\delta=A_i+A_j+\bar{B}_{i1}K_j+\bar{B}_{j1}K_i$，$\Delta=\bar{B}_{i2}K_j+\bar{B}_{j2}K_i$

$$\begin{bmatrix} \sigma & \delta & \Delta & 0 & 0 \\ * & -2P+2S & 0 & -(E_iK_j)^{\mathrm{T}} & (E_jK_i)^{\mathrm{T}} \\ * & * & -2S & -(E_iK_j)^{\mathrm{T}} & -(E_jK_i)^{\mathrm{T}} \\ * & * & * & -\varepsilon_{ij}I & 0 \\ * & * & * & * & -\varepsilon_{ij}I\end{bmatrix}<0 \tag{13}$$

“ * ”表示对称元素的转置。将式(12)分别左乘和右乘diag $\{I,P^{-1},P^{-1},I\}$，式(13)分别左乘和右乘 diag $\{I,P^{-1},P^{-1},I,I\}$，并且定义新变量 $X=P^{-1}$，$Y_i=K_iX$，$R=XSX$，可得定理 1 中的式(8)，(9)。模糊状态反馈增益阵 $K_i=Y_iX^{-1}$，$i=1,\ldots,q$。定理得证。

4　算例仿真

考虑由如下 T-S 模型表示的非线性系统：

规则 1：IF　$x_2(t)$ is M_1 THEN

$$\begin{cases}\dot{x}(t)=\begin{bmatrix}0.1 & -0.2\\ -1.0 & 0.2\end{bmatrix}x(t)+\begin{bmatrix}-1\\ 1\end{bmatrix}u(t)\\ y(t)=[0.1\quad 0.5]x(t)\end{cases} \tag{14}$$

规则 2：IF　$x_2(t)$ is M_2 THEN

$$\begin{cases}\dot{x}(t)=\begin{bmatrix}0.1 & -0.8\\ -1.0 & 0.2\end{bmatrix}x(t)+\begin{bmatrix}-1\\ 1\end{bmatrix}u(t)\\ y(t)=[0.1\quad 0.5]x(t)\end{cases} \tag{15}$$

$M_1=2$，$M_2=-2$。传感器采样周期为 0.2 s，时变不确定网络诱导时延 $\tau_k\in[0,T]$，因此系统的离散时间模型为

规则1：IF　$x_2(k)$ is M_1 THEN

$$\begin{cases} x(k+1) = A_1 x(k) + (\bar{B}_{11} + D_1 F_1 E_1) u(k) + \\ \qquad (\bar{B}_{12} - D_1 F_1 E_1) u(k-1) \\ y(k) = C_1 x(k) \end{cases} \tag{16}$$

规则2：IF　$x_2(k)$ is M_2 THEN

$$\begin{cases} x(k+1) = A_2 x(k) + (\bar{B}_{21} + D_2 F_2 E_2) u(k) + \\ \qquad (\bar{B}_{22} - D_2 F_2 E_2) u(k-1) \\ y(k) = C_2 x(k) \end{cases} \tag{17}$$

对应的参数为

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1.011 & -0.020 \\ -0.101 & 1.021 \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1.014 & -0.081 \\ -0.102 & 1.024 \end{bmatrix}, \bar{B}_{11} = \begin{bmatrix} -0.206\,40 \\ 5.022\,47 \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 5 \end{bmatrix}, E_1 = \begin{bmatrix} 0.745\,4 \\ -1.795\,1 \end{bmatrix},$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} 1.245\,1 & 0.887\,2 \\ 2.490\,3 & -2.218\,0 \end{bmatrix}, \bar{B}_{21} = \begin{bmatrix} -0.988\,7 \\ 1.379\,5 \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_{22} = \begin{bmatrix} 0.769\,2 \\ -1.153\,8 \end{bmatrix}, E_2 = \begin{bmatrix} 0.118\,4 \\ -1.4240 \end{bmatrix},$$

$$C_1 = C_2 = [0.1 \quad 0.5], D_2 = \begin{bmatrix} 0.588\,9 & 1.156\,5 \\ 0.622\,7 & -1.367\,3 \end{bmatrix}$$

$$\mu_1(x_2(k)) = \frac{x_2(k) - M_2}{M_1 - M_2}, \mu_2(x_2(k)) = \frac{M_1 - x_2(k)}{M_1 - M_2}$$

利用本文提出的方法，根据定理设计模糊状态反馈控制律：

$$u_k = \sum_{i=1}^{2} \mu_i(x_1(k)) K_i x_k$$

使得闭环网络控制系统稳定。利用 Matlab 6.5 中的 LMI 工具箱中的 feasp 求解器可求得，Lyapunov 函数中的对称正定矩阵：

$$P = \begin{bmatrix} 0.092\,1 & -0.041\,4 \\ -0.041\,4 & 0.075\,3 \end{bmatrix},$$

$$S = \begin{bmatrix} 0.044\,1 & -0.015\,8 \\ -0.015\,8 & 0.011\,8 \end{bmatrix}$$

模糊状态反馈增益阵：

$K_1 = [0.040\,6 \;\; -0.009]$，$K_2 = [0.504\,8 \;\; -0.247\,4]$ 系统初始条件为 $x_0 = [2.0 \quad 0.5]^T$ 时，闭环系统状态 x_1，x_2 响应曲线如图2所示。

曲线表明网络控制系统在所设计的模糊状态反馈控制器作用下是渐近稳定的。

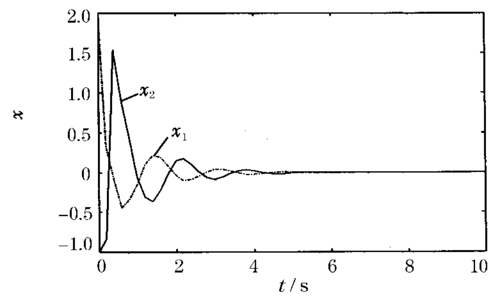

图2　模糊状态反馈控制下系统状态响应曲线

5　结　语

针对网络控制系统中存在的非线性以及小于一个采样周期的时变网络诱导时延，建立了具有参数不确定性的离散 T-S 模糊模型。针对提出的非线性网络控制系统模型，利用 Lyapunov 方法分析了系统的稳定性及模糊状态控制器设计，控制器参数可通过求解一组线性矩阵不等式的可行解获得。结合仿真算例验证了方法的有效性。在解决反馈信息获取问题的基础上，本文的方法可推广到时延大于一个采样周期的网络控制系统中。

参考文献：

[1] Walsh G C，Beldiman O，Bushnell L G. Asymptotic behavior of networked control systems[C]. Hawai：Proceeding of the IEEE International Conference on control Applications，1999.

[2] 杨蝾，王向东. Stability of a class of networked control systems[C]. Hangzhou：Proceedings of the 5 th World Congress on Intelligent Control and Automation，2004.

[3] 樊卫华，蔡骅，陈庆伟，等. 时延网络控制系统的稳定性[J]. 控制理论与应用，2004，21(6)：880-884.

[4] 俞立. 鲁棒控制-线性矩阵不等式处理方法[M]. 北京：清华大学出版社，2002.

[5] 樊卫华. 网络控制系统的建模与控制[D]. 南京：南京理工大学，2004.

[6] 刘亚. 复杂非线性系统的智能自适应重构控制[D]. 南京：南京航空航天大学，2003.

[7] 唐毅谦，王建辉，顾树生，等. 一类非线性系统的模糊直接自适应控制[J]. 控制工程，2004，11(4)：313-316.

[8] 于水情，李俊民. 具有输出延迟的网络化控制系统中的状态观测器的设计[J]. 控制工程，2004，11(6)：536-538.

[9] 于之训，蒋平，等. 具有传输延迟的网络控制系统中的状态观测器的设计[J]. 信息与控制，2000，29(2)：125-130.

[10] Krtolica R，*et al*. Stability of linear feedback systems with random communication delay[J]. International Journal of Control，1994，59(4)：925-953.

[11] Nilsson J，*et al*. Stochastic analysis and control of real-time systems with random time delay[J]. Automatica，1998，34(1)：51-64.