一类非线性时滞系统的自适应模糊动态面控制

贾 涛 [1] 刘 军 [1] 钱富才 [1]

摘 要 针对一类具有未知方向增益函数的严格反馈非线性时滞系统, 提出了一种自适应模糊动态面控制 (Dynamic surface control, DSC) 算法. 通过利用 DSC 设计技术和 Lyapunov-Krasovskii 函数, 该算法不仅克服了计算膨胀的问题, 而且补偿了未知的时滞. 采用 Nussbaum 函数解决了虚拟控制增益的符号问题, 并且避免了控制器的奇异性. 所设计的控制器保证了闭环系统所有的状态和信号是半全局有界的, 并且通过选择合适的设计参数可使跟踪误差为任意小. 仿真结果表明了所提出控制器的有效性.

关键词 自适应控制, 时滞, 模糊系统, 动态面控制

DOI 10.3724/SP.J.1004.2011.00083

Adaptive Fuzzy Dynamic Surface Control for a Class of Nonlinear Systems with Unknown Time-delays

JIA Tao[1] LIU Jun[1] QIAN Fu-Cai[1]

Abstract In this paper, adaptive fuzzy dynamic surface control (DSC) is presented for a class of strict-feedback nonlinear systems with unknown time-delays and control directions. By incorporating DSC design technique and a novel Lyapunov-Krasovskii function into adaptive fuzzy control design framework, the proposed control system can overcome not only the problem of "explosion of complexity" inherent in the backstepping design methods but also the unknown time-delays. The control singularity problem and unknown signs of the virtual control coefficients are well solved by using Nussbaum gain function (NGF). The proposed controller guarantees the semiglobal boundedness of all states and signals in the closed-loop system, with an arbitrary small tracking error by appropriately choosing design constants. Simulation results are given to demonstrate the effectiveness of the proposed scheme.

Key words Adaptive control, time-delay, fuzzy system, dynamic surface control (DSC)

在过去的 20 年中, 自适应 Backstepping 控制成为处理参数不确定性非线性系统的有力工具, 由此涌现出了许多卓有成效的成果[1−6]. 文献 [3] 利用 Lyapunov 方程提出了一类严格反馈非线性系统的自适应 Backstepping 控制. 文献 [4] 提出了基于二次 Lyapunov 方程的非线性系统自适应神经网络 (Neural network, NN) 控制, 此外, Yang 和 Zhou 利用 Backstepping 和小增益理论设计了鲁棒自适应模糊控制器[5−6]. 但是, Backstepping 设计方法有一个计算膨胀 (Explosion of complexity) 的缺陷, 这是由于在每一步设计中都需要对非线性方程中的虚拟控制进行重复求导, 从而使得计算量较大. 文献 [7] 首次提出了动态面控制 (Dynamic surface control, DSC) 技术, 通过引入一个一阶低通滤波器解决了此类问题. 而后, 文献 [8] 利用 DSC 技术设计了一类参数严格反馈非线性时滞系统的控制器. 同理, 针对纯反馈非线性系统, Hou 等设计了鲁棒自适应模糊控制器[9]. 同时, 许多利用 DSC 技术的自适应控制系统也被提出[10−12].

实际控制系统中普遍存在着时滞现象, 通常我们利用 Lyapunov-Krasovskii 方程或者 Lyapunov-Razumikhin 方程来补偿不确定系统的未知时滞[13]. 为了处理未知的时滞和未知的虚拟控制符号, 文献 [14−15] 提出了此类问题的解决方法. 非线性时滞系统的自适应神经控制也被提出[16−17]. 但是, 以上的文献中所设计的控制系统同样存在着计算膨胀的问题[16]. 如何使所设计的控制器具有简单的结构和更少的自适应参数成为一个具有挑战的课题; 另一方面, 实际控制系统中的虚拟控制增益符号可能未知, Nussbaum 增益函数可以处理此类问题[18].

本文提出了一类非线性时滞系统的自适应模糊动态面控制, 基于万能逼近定理, 模糊系统用来逼近未知的非线性方程, 通过 Lyapunov-Krasovskii 方程可以得到控制律, 同时未知的时滞也得以补偿. 对比目前存在的有关 DSC 控制方案, 本文具有如下优点: 1) 采用了一种新的 Lyapunov-Krasovskii 函数, 有效地抵消了未知的时滞并且避免了控制器出现奇

收稿日期 2010-05-04 录用日期 2010-06-08
Manuscript received May 4, 2010; accepted June 8, 2010
国家自然科学基金 (60874033), 高等学校博士学科点专项科研基金 (20106118110009) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (60874033) and Foundation for the Doctoral Program of Ministry of Education of China (20106118110009)
1. 西安理工大学自动化与信息工程学院 西安 710048
1. School of Automation and Information Engineering, Xi′an University of Technology, Xi′an 710048

异的可能性; 2) 由于所设计控制器中存在 Nussbaum 增益函数, 在稳定性证明中运用了相关引理, 从而使得稳定性证明过程简洁; 3) 所提出的自适应控制器具有更为简单的结构, 并且包含更少的自适应参数, 从而减少了计算时间. 该方案保证了闭环系统所有的信号半全局一致有界, 通过选择合适的设计参数, 可使稳态误差为任意小.

1 问题的提出

考虑如下的不确定非线性系统

$$\begin{aligned}\dot{x}_i(t) =& f_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i(t)) + g_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i(t))x_{i+1}(t) + \\ & h_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i(t-\tau_i)) + d_i(t,\boldsymbol{x}),\ 1 \le i \le n-1 \\ \dot{x}_n(t) =& f_n(\boldsymbol{x}(t)) + g_n(\boldsymbol{x}(t))u(t) + \\ & h_n(\boldsymbol{x}(t-\tau_n)) + d_n(t,\boldsymbol{x}) \\ \boldsymbol{x}(t) =& \boldsymbol{\varphi}(t),\ -\tau \le t \le 0\end{aligned} \tag{1}$$

其中, $\bar{\boldsymbol{x}}_i(t) = [x_1, x_2, \cdots, x_i]^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{x} = [x_1, x_2, \cdots, x_n]^{\mathrm{T}} \in \mathbf{R}^n$ 和 $u \in \mathbf{R}$ 分别是系统状态向量和控制输入. $f_i(\cdot)$, $g_i(\cdot)$ 和 $h_i(\cdot)$ 是未知的平滑函数, $d_i(t,\boldsymbol{x})$, $i = 1, 2, \cdots, n$ 是外部有界干扰, τ_i 是未知的状态时滞, 且 $\tau_i < \tau_{\max}$, $i = 1, 2, \cdots, n$. $\boldsymbol{\varphi}(t) \in \mathbf{R}^n$ 是状态变量的初始值. 控制目标是设计一个稳定的自适应控制器, 使系统 (1) 所有的信号半全局有界. 为此, 对上述系统作如下的假设.

假设 1. 函数 $g_i(\boldsymbol{x})$ 的符号未知, 且存在正常数 g_0 和 g_m, 使得 $0 < g_0 \le |g_i(\boldsymbol{x})| \le g_m < +\infty$.

假设 2. 存在正的未知连续函数 $\omega_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i(t))$, 使得 $|d_i(t,\boldsymbol{x})| \le \omega_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i(t))$.

在自适应 DSC 设计中, 首先引入误差面向量

$$\begin{aligned}e_1(t) &= x_1(t) \\ e_i(t) &= x_i(t) - \alpha_i(t),\ 1 \le i \le n\end{aligned} \tag{2}$$

其中, $i = 1, \cdots, n$, $e_i(t)$ 是第 i 个误差面, $\alpha_i(t)$ 是通过一阶滤波器得到的虚拟控制律. $\bar{\boldsymbol{e}}_i(t) = [e_1(t), e_2(t), \cdots, e_n(t)]^{\mathrm{T}}$, $\bar{\boldsymbol{\alpha}}_i(t) = [\alpha_1(t), \alpha_2(t), \cdots, \alpha_n(t)]^{\mathrm{T}}$, $\alpha_1(t) = 0$.

假设 3. 时滞项 $h_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i(t))$ 满足如下不等式:

$$|h_i(\bar{\boldsymbol{e}}_i(t) + \bar{\boldsymbol{\alpha}}_i(t))| \le \sum_{j=1}^{i} |\tanh(e_j(t))| q_{ij}\bar{\boldsymbol{e}}_j(t) \tag{3}$$

其中, $1 \le i \le n$, $q_{ij}\bar{\boldsymbol{e}}_j(t)$ 为已知正定连续函数.

注 1. 假设 3 不同于文献 [8, 12] 等中提出的关于时滞函数的假设, 本文用 $\tanh(e_j(t))$ 替代了 $e_j(t)$, 一方面是由于计算简便的需要, 另外, DSC 设计技术中需要用到滤波虚拟控制量 $\alpha_i(t)$ 来描述误差 $e_i(t)$, 又由于本文选择的 Lyapunov 函数为 $V_{0i} = \ln(\cosh(e_i))$, 因此, 根据以往的研究成果和本文的需要, 对假设 3 进行了合理的修改.

考虑系统 (1) 中存在的未知非线性, 本文采用模糊系统来进行逼近. 根据万能逼近定理, 可以把模糊系统写为如下的形式:

$$F_i(\bar{\boldsymbol{z}}_i) = \boldsymbol{w}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_i(\bar{\boldsymbol{z}}_i) + \delta_i(\bar{\boldsymbol{z}}_i) \tag{4}$$

其中, $\boldsymbol{w}_i$ 和 $\boldsymbol{P}_i$ 分别是最优权向量和模糊基函数, $\delta_i(\boldsymbol{z}_i)$ 是逼近误差, 且 $|\delta_i(\boldsymbol{z}_i)| \le \varepsilon_i$, ε_i 为某一正常数. 理想的权向量 $\boldsymbol{w}^*$ 选为使得 $\delta_i(\bar{\boldsymbol{z}}_i)$ 最小的 $\boldsymbol{w}$. $\boldsymbol{P}_i(\boldsymbol{z}_i)$ 选为 $\boldsymbol{P}_i(\boldsymbol{z}_i) = \prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i}^{l_i}(\boldsymbol{z}_i) / \sum_{j=1}^{N}\prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i}^{l_i}(\boldsymbol{z}_i)$, 其中 $\mu_{F_i}^{l_i}(\boldsymbol{z}_i)$ 为隶属函数.

下面介绍本文用到的 Nussbaum 型函数.

任意一个连续函数 $N(s) = \mathbf{R} \to \mathbf{R}$ 可以称作是 Nussbaum 函数, 如果具有如下性质[18]:

$$\begin{aligned}\lim_{s\to\infty}\ \sup \frac{1}{s}\int_0^s N(\zeta)\mathrm{d}\zeta = +\infty \\ \lim_{s\to\infty}\ \inf \frac{1}{s}\int_0^s N(\zeta)\mathrm{d}\zeta = -\infty\end{aligned} \tag{5}$$

本文中取 $N(\zeta) = \zeta^2\cos(\zeta)$.

2 自适应模糊 DSC 系统设计

本节具体设计控制器, 控制器的设计包含 n 步, 在每一步中将设计虚拟控制律 α_{i+1}, $i = 1, 2, \cdots, n$. 最后, 在第 n 步时将会得到系统的控制律 u.

步骤 1. 定义第一个误差面 $e_1 = x_1$, 则有

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 =& f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + \\ & h_1(x_1(t-\tau_1)) + d_1(t,x)\end{aligned} \tag{6}$$

考虑如下的 Lyapunov-Krasovskii 函数 V_{01}

$$V_{01} = \ln(\cosh(e_1)) + \sum_{i=1}^{n}\int_{t-\tau_i}^{t} Q_{i1}(e_1(\sigma))\mathrm{d}\sigma \tag{7}$$

其中正定函数定义为

$$Q_{i1}(e_1) = (n-i+1)\frac{\tanh^2(e_1)}{2}q_{i1}^2(e_1) \tag{8}$$

根据假设 2 和假设 3, 有以下不等式成立:

$$\begin{aligned}\tanh(e_1)h_1(x_1(t-\tau_1)) \le\ & \frac{\tanh^2(e_1)}{2} + \\ & \frac{\tanh^2(e_1(t-\tau_1))q_{11}^2(e_1(t-\tau_1))}{2}\end{aligned} \tag{9}$$

$$\tanh(e_1)d_1(t,x) \le \frac{a_{11}^2}{2} + \frac{\tanh^2(e_1)\omega_1^2(x_1)}{2a_{11}^2} \tag{10}$$

其中, a_{11} 为正的设计参数. 将式 (8) ∼ (10) 代入到式 (7), 则有

$$\begin{aligned}\dot{V}_{01} \leq\ & \tanh(e_1)[f_1(x_1)+\frac{\tanh^2(e_1)\omega_1^2(x_1)}{2a_{11}^2}+\\ & \frac{\tanh(e_1)}{2}+\frac{\tanh(e_1)}{2}\sum_{i=1}^{n}(n-i+1)q_{i1}^2(e_1)]+\\ & \tanh(e_1)g_1(x_1)x_2+\frac{a_{11}^2}{2}+\frac{\tanh^2(e_1(t-\tau_1))}{2}\times\\ & q_{11}^2e_1(t-\tau_1)-\sum_{i=1}^{n}(n-i+1)\times\\ & \frac{\tanh^2(e_1(t-\tau_i))}{2}q_{i1}^2e_1(t-\tau_i)\end{aligned}\tag{11}$$

使 $\hat{F}_1(z_1) = f_1(x_1)+\tanh^2(e_1)\omega_1^2(x_1)/(2a_{11}^2)+\tanh(e_1)/2+1/2\tanh(e_1)\sum_{i=1}^{n}(n-i+1)q_{i1}^2(e_1)$, 同时, 用模糊系统来逼近 $\hat{F}_1(z_1)$, 即

$$\hat{F}_1(z_1)=\boldsymbol{w}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_1(z_1)+\delta_1(z_1)\tag{12}$$

其中, $|\delta_1(z_1)|\leq\ \varepsilon_1$, ε_1 是一个正常数.

定义 $\hat{\theta}_i=\|w_i\|^2$, 有如下的不等式成立:

$$\begin{aligned}&\tanh(e_1)\boldsymbol{w}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_1(z_1)\leq\\ &\quad\frac{\hat{\theta}_1}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1)\tanh^2(e_1)+\frac{\eta_1^2}{2}\\ &\tanh(e_1)\delta_1(z_1)\leq\ \frac{\tanh^2(e_1)}{2l_1^2}+\frac{l_1^2\varepsilon_1^2}{2}\end{aligned}\tag{13}$$

其中, η_1, l_1 为正的设计参数, 将式 (12) 和 (13) 代入到式 (11), 得

$$\begin{aligned}\dot{V}_{01}\leq\ & \frac{\hat{\theta}_1\tanh^2(e_1)}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1)+\frac{\tanh^2(e_1)}{2l_1^2}+\\ & \tanh(e_1)g_1(x_1)x_2+c_1+\frac{\tanh^2(e_1(t-\tau_1))}{2}\times\\ & q_{11}^2e_1(t-\tau_1)-\sum_{i=1}^{n}(n-i+1)\times\\ & \frac{\tanh^2(e_1(t-\tau_i))}{2}q_{i1}^2e_1(t-\tau_i)\end{aligned}\tag{14}$$

其中, $c_1=a_{11}^2/2+\eta_1^2/2+l_1^2\varepsilon_1^2/2$.

选择如下的虚拟控制律 α_{2d}:

$$\begin{aligned}\alpha_{2d}=N(\zeta_1)(&k_1\tanh(e_1)+\frac{\tanh(e_1)}{2l_1^2}+\\ &\frac{\theta_1}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1)\tanh(e_1))\end{aligned}\tag{15}$$

$$\begin{aligned}\dot{\zeta}_1=&k_1\tanh^2(e_1)+\frac{\tanh^2(e_1)}{2l_1^2}+\\ &\frac{\theta_1}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1)\tanh^2(e_1)\end{aligned}\tag{16}$$

$$\dot{\theta}_1=\frac{v_1}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1)\tanh^2(e_1)-v_1\rho_1\theta_1\tag{17}$$

其中, $N(\zeta_1)$ 是平滑 Nussbaum 型函数, k_1, v_1, ρ_1 为正常数, 让 α_{2d} 通过时间常数 $\kappa_2>0$ 的一阶低通滤波器, 可得到滤波虚拟控制器 α_2:

$$\kappa_2\dot{\alpha}_2+\alpha_2=\alpha_{2d},\quad \alpha_2(0)=\alpha_{2d}(0)\tag{18}$$

定义系统边界误差 $y_2=\alpha_2-\alpha_{2d}$. 于是, 可得

$$\dot{y}_2=-\frac{y_2}{\kappa_2}+B_2(e_1,y_2,\theta_1)\tag{19}$$

其中, $B_2(e_1,y_2,\theta_1)$ 为一连续函数 (见本页下方).

将 $x_2=e_2+y_2+\alpha_{2d}$ 代入到式 (14), 对式 (14) 进行改写, 可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_{01}\leq&-k_1\tanh^2(e_1)+\frac{\tilde{\theta}_1\tanh^2(e_1)}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1)+\\ &(1+g_1(x_1)N(\zeta_1))\dot{\zeta}_1+c_1+\tanh(e_1)g_1(x_1)\times\\ &(e_2+y_2)+\frac{\tanh^2(e_1(t-\tau_1))}{2}q_{11}^2e_1(t-\tau_1)-\\ &\sum_{i=1}^{n}(n-i+1)\frac{\tanh^2(e_1(t-\tau_i))}{2}q_{i1}^2e_1(t-\tau_i)\end{aligned}\tag{21}$$

$$\begin{aligned}B_2(e_1,y_2,\theta_1)=&-\frac{\mathrm{d}N(\zeta_1)}{\mathrm{d}\zeta_1}\dot{\zeta}_1\Big(k_1\tanh(e_1)+\frac{\theta_1}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1)\tanh(e_1)+\frac{\tanh(e_1)}{2l_1^2}\Big)-\\ &N(\zeta_1)\left(k_1\frac{\mathrm{d}\tanh(e_1)}{\mathrm{d}e_1}\dot{e}_1+\frac{1}{2l_1^2}\frac{\mathrm{d}\tanh(e_1)}{\mathrm{d}e_1}\dot{e}_1\right)-N(\zeta_1)\left(\frac{\dot{\theta}_1}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1)\tanh(e_1)+\right.\\ &\left.\frac{\theta_1}{2\eta_1^2}\left(\frac{\mathrm{d}\tanh(e_1)}{\mathrm{d}e_1}\dot{e}_1\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1)+2\boldsymbol{P}_1(z_1)\frac{\partial\boldsymbol{P}_1(z_1)}{\partial z_1}\dot{z}_1\right)\right)\end{aligned}\tag{20}$$

其中, $\tilde{\theta}_i = \hat{\theta}_i - \theta_i$, $i = 1, 2, \cdots, n$. 利用如下的不等式:

$$\tanh(e_1)g_1(x_1)e_2 \le \frac{1}{4}\tanh^2(e_1) + g_1^2(x_1)e_2^2$$
$$\tanh(e_1)g_1(x_1)y_2 \le \kappa_2 \tanh^2(e_1) + \frac{g_m^2 y_2^2}{4\kappa_2} \quad (22)$$

式 (21) 可进一步写为

$$\begin{aligned}\dot{V}_{01} \le & -\left(k_1 - \kappa_2 - \frac{1}{4}\right)\tanh^2(e_1) + \\ & (1 + g_1(x_1)N(\zeta_1))\dot{\zeta}_1 + \\ & \frac{\tilde{\theta}_1 \tanh^2(e_1)}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1) + \\ & c_1 + g_1(x_1)e_2^2 + \frac{g_m^2 y_2^2}{4\kappa_2} + \\ & \frac{\tanh^2(e_1(t-\tau_1))}{2}q_{11}^2 e_1(t-\tau_1) - \\ & \sum_{i=1}^{n}(n-i+1)\times \\ & \frac{\tanh^2(e_1(t-\tau_i))}{2}q_{i1}^2 e_1(t-\tau_i) \end{aligned} \quad (23)$$

注 2. 从式 (15) 可以看出虚拟控制器 α_{2d} 不包含时滞项 $q_{ij}^2(e_j)$ 的任何信息, 这与文献 [8] 中设计的控制器是不同的, 但注意式 (23) 中的时滞项并没有被抵消, 它将在最后一步的设计中才会被抵消.

步骤 2. 定义第二个误差面 $e_2 = x_2 - \alpha_2$, 则有

$$\begin{aligned}\dot{e}_2 = & f_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2) + g_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2)x_3 + h_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2(t-\tau_2)) + \\ & d_2(t,\boldsymbol{x}) - \dot{\alpha}_2 \end{aligned} \quad (24)$$

选择如下的 Lyapunov-Krasovskii 函数

$$\begin{aligned}V_{02} = & V_{01} + \ln(\cosh(e_2)) + \\ & \sum_{i=2}^{n}\int_{t-\tau_i}^{t} Q_{i2}(\bar{\boldsymbol{e}}_2(\sigma))\mathrm{d}\sigma \end{aligned} \quad (25)$$

则

$$\begin{aligned}\dot{V}_{02} = & \dot{V}_{01} + \tanh(e_2)(f_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2) + h_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2(t-\tau_2)) + \\ & d_2(t,\boldsymbol{x})) + \sum_{i=2}^{n}\Big(Q_{i2}(\bar{\boldsymbol{e}}_2) - Q_{i2}(\bar{\boldsymbol{e}}_2)(t-\tau_i)\Big) + \\ & \tanh(e_2)g_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2)x_3 - \tanh(e_2)\dot{\alpha}_2 \end{aligned} \quad (26)$$

与步骤 1 类似, 利用如式 (9) 和 (10) 的不等式, 并选择 $Q_{i2}(\bar{\boldsymbol{e}}_2)$ 为

$$Q_{i2}(\bar{\boldsymbol{e}}_2) = (n-i+1)\frac{\tanh^2(e_2)}{2}q_{i2}^2(\bar{\boldsymbol{e}}_2) \quad (27)$$

则有

$$\begin{aligned}\dot{V}_{02} \le & \dot{V}_{01} + \tanh(e_2)\hat{F}_2(z_2) + \tanh(e_2)g_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2)x_3 + \\ & \frac{a_{22}^2}{2} - \tanh(e_2)\dot{\alpha}_2 + \sum_{j=1}^{2}\frac{\tanh^2(e_j(t-\tau_2))}{2}\times \\ & q_{2j}^2(\bar{\boldsymbol{e}}_j(t-\tau_2)) - \sum_{j=2}^{n}(n-j+1)\times \\ & \frac{\tanh^2(e_2(t-\tau_j))}{2}q_{2j}^2(\bar{\boldsymbol{e}}_2(t-\tau_j)) \end{aligned} \quad (28)$$

其中

$$\begin{aligned}\hat{F}_2(\boldsymbol{z}_2) = & f_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2) + \frac{\tanh(e_2)}{2} + \frac{\tanh(e_2)}{2a_{22}^2}\omega_2^2 + \\ & \frac{\tanh(e_2)}{2}(n-i+1)q_{i2}^2(\bar{\boldsymbol{e}}_2) \end{aligned} \quad (29)$$

定义第三个误差面 $e_3 = x_3 - \alpha_3$, 用类似的推导过程, 可得 $x_3 = e_3 + y_3 + \alpha_{3d}$. 选择虚拟控制器 α_{3d} 和自适应律为

$$\begin{aligned}\alpha_{3d} = & N(\zeta_2)\left[k_2\tanh(e_2) + \frac{\tanh(e_2)}{2l_2^2} - \dot{\alpha}_2 + \right. \\ & \left. \frac{\theta_2}{2\eta_2^2}\boldsymbol{P}_2^{\mathrm{T}}(z_2)\boldsymbol{P}_2(z_2)\tanh(e_2)\right] \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned}\dot{\zeta}_2 = & k_2\tanh^2(e_2) + \frac{\tanh^2(e_2)}{2l_2^2} - \tanh(e_2)\dot{\alpha}_2 + \\ & \frac{\theta_2}{2\eta_2^2}\boldsymbol{P}_2^{\mathrm{T}}(z_2)\boldsymbol{P}_2(z_2)\tanh^2(e_2) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\dot{\theta}_2 = \frac{v_2}{2\eta_2^2}\boldsymbol{P}_2^{\mathrm{T}}(z_2)\boldsymbol{P}_2(z_2)\tanh^2(e_2) - v_2\rho_2\theta_2 \quad (32)$$

其中, $N(\zeta_2)$ 是平滑 Nussbaum 型函数, k_2, ρ_2, v_2 为正常数. $\dot{V}_{02}$ 可进一步写为

$$\begin{aligned}\dot{V}_{02} \le & \sum_{i=1}^{2}\left(-\left(k_i - \kappa_{i+1} - \frac{1}{4}\right)\tanh^2(e_i) + \right. \\ & \frac{\tilde{\theta}_i\tanh^2(e_i)}{2\eta_i^2}\boldsymbol{P}_i^{\mathrm{T}}(z_i)\boldsymbol{P}_i(z_i) + (1 + g_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i)N(\zeta_i))\dot{\zeta}_i + \\ & \left. c_i + g_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i)e_{i+1}^2 + \frac{g_m^2 y_{i+1}^2}{4\kappa_{i+1}}\right) + \sum_{i=1}^{2}\Big[\sum_{l=i}^{2}(2-l+1)\times \\ & \frac{\tanh^2(e_i(t-\tau_l))}{2}q_{li}^2(\bar{\boldsymbol{e}}_i(t-\tau_l)) - \sum_{l=i}^{n}(n-l+1)\times \\ & \left.\frac{\tanh^2(e_i(t-\tau_l))}{2}q_{li}^2(\bar{\boldsymbol{e}}_i(t-\tau_l))\Big] \end{aligned} \quad (33)$$

其中, $c_i = a_{ii}^2/2 + \eta_i^2/2 + l_i^2\varepsilon_i^2/2$.

步骤 k ($3 \le k \le n-1$). 利用类似的推导过程, 并选择 Lyapunov-Krasovskii 为

$$V_{0k} = V_{0(k-1)} + \ln(\cosh(e_k)) + \sum_{i=k}^{n}\int_{t-\tau_i}^{t} Q_{ik}(\bar{\boldsymbol{e}}_k(\sigma))\mathrm{d}\sigma \tag{34}$$

利用模糊系统和虚拟控制 $\alpha_{(k+1)d}$, 可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_{0k} \le \sum_{i=1}^{k}\Big(&-(k_i-\kappa_{i+1}-\frac{1}{4})\tanh^2(e_i) + \\ &\frac{\tilde{\theta}_i\tanh^2(e_i)}{2\eta_i^2}\boldsymbol{P}_i^{\mathrm{T}}(z_i)\boldsymbol{P}_i(z_i) + (1+g_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i)N(\zeta_i))\dot{\zeta}_i + \\ &c_i + g_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i)e_{i+1}^2 + \frac{g_m^2 y_{i+1}^2}{4\kappa_{i+1}}\Big) + \sum_{i=1}^{k}\Big[\sum_{l=i}^{k}(k-l+1)\times \\ &\frac{\tanh^2(e_i(t-\tau_l))}{2}q_{li}^2(\bar{\boldsymbol{e}}_i(t-\tau_l)) - \\ &\sum_{l=i}^{n}(n-l+1)\frac{\tanh^2(e_i(t-\tau_l))}{2}q_{li}^2(\bar{\boldsymbol{e}}_i(t-\tau_l))\Big]\end{aligned} \tag{35}$$

步骤 n. 这一步将得到实际控制 u, 时滞项也会被抵消掉. 根据式 (1) 和 (2), 可得

$$\dot{e}_n = f_n(\boldsymbol{x}) + g_n(\boldsymbol{x})u + h_n(\boldsymbol{x}(t-\tau_n)) + d_n(t,\boldsymbol{x}) - \dot{\alpha}_n \tag{36}$$

考虑 Lyapunov-Krasovskii 函数 V_{0n}

$$V_{0n} = V_{0(n-1)} + \ln(\cosh(e_n)) + \int_{t-\tau_n}^{t} Q_{nn}(\bar{\boldsymbol{e}}_n(\sigma))\mathrm{d}\sigma \tag{37}$$

选择 $Q_{nn}(e_n) = 1/2\tanh^2(e_n)q_{nn}^2(e_n)$, 利用类似式 (9) 和 (10) 的不等式以及式 (30)$\sim$(32), 利用模糊系统 $\hat{F}_n(z_n)$ 来逼近未知函数, 可以得出:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{0n} \le \sum_{i=1}^{n-1}\Big(&-\Big(k_i-\kappa_{i+1}-\frac{1}{4}\Big)\tanh^2(e_i) + \\ &\frac{\tilde{\theta}_i\tanh^2(e_i)}{2\eta_i^2}\boldsymbol{P}_i^{\mathrm{T}}(z_i)\boldsymbol{P}_i(z_i) + (1+g_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i)N(\zeta_i))\dot{\zeta}_i + \\ &c_i + g_i(\bar{\boldsymbol{x}}_i)e_{i+1}^2 + \frac{g_m^2 y_{i+1}^2}{4\kappa_{i+1}}\Big) + \frac{\hat{\theta}_n\tanh^2(e_n)}{2\eta_n^2}\times \\ &\boldsymbol{P}_n^{\mathrm{T}}(z_n)\boldsymbol{P}_n(z_n) + c_n + \frac{\tanh^2(e_n)}{2l_n^2} + \\ &\tanh(e_n)g_n(x_n)u\end{aligned} \tag{38}$$

则实际的控制律 u 可以写为

$$\begin{aligned}u = N(\zeta_n)\Big[&k_n\tanh(e_n) + \frac{\tanh(e_n)}{2l_n^2} - \dot{\alpha}_n + \\ &\frac{\theta_n}{2\eta_n^2}\boldsymbol{P}_n^{\mathrm{T}}(z_n)\boldsymbol{P}_n(z_n)\tanh(e_n)\Big]\end{aligned} \tag{39}$$

参数的自适应律为

$$\begin{aligned}\dot{\zeta}_n = &k_n\tanh^2(e_n) + \frac{\tanh^2(e_n)}{2l_n^2} - \tanh(e_n)\dot{\alpha}_n + \\ &\frac{\theta_n}{2\eta_n^2}\boldsymbol{P}_n^{\mathrm{T}}(z_n)\boldsymbol{P}_n(z_n)\tanh^2(e_n)\end{aligned} \tag{40}$$

$$\dot{\theta}_n = \frac{v_n}{2\eta_n^2}\boldsymbol{P}_n^{\mathrm{T}}(z_n)\boldsymbol{P}_n(z_n)\tanh^2(e_n) - v_n\rho_n\theta_n \tag{41}$$

其中, k_n, v_n, ρ_n 是正的设计参数. 让 $\alpha_{(n+1)d}$ 通过时间常数 $\kappa_{n+1} > 0$ 的一阶低通滤波器, 可得到滤波虚拟控制器 $\alpha_{(n+1)}$:

$$\begin{aligned}&\kappa_{n+1}\dot{\alpha}_{n+1} + \alpha_{n+1} = \alpha_{(n+1)d} \\ &\alpha_{n+1}(0) = \alpha_{(n+1)d}(0)\end{aligned} \tag{42}$$

显而易见, $x_{n+1} = u = \alpha_{(n+1)d}$, $\alpha_{n+1} = \alpha_{(n+1)d}$.

注 3. 从步骤 1 到步骤 n 的设计过程来看, 控制律 (39) 的设计清晰明了, 对比以往的文献 [8, 12] 等, 本文的关键之处在于采用了一种新的 Lyapunov-Krasovskii 函数. 自适应律仅包含 2 个参数 ζ_i 和 θ_i, 如果函数 $g_i(x)$ 的符号已知, 我们仅需要采用一个自适应律 θ_i 来设计控制器.

假设 4. 给定正常数 p, 存在 $V(0) \le p$.

假设 4 表明了闭环系统所有的初始值是有界的, p 的大小可根据初始值的大小进行调节.

下面提出如下定理.

定理 1. 考虑非线性时滞系统 (1) 满足假设 1$\sim$4, 控制器 (39) 和自适应律 (40), (41) 保证了闭环系统所有信号半全局一致有界, 并且误差可以为任意小. 给定正常数 p, 初始值需满足

$$\sum_{j=1}^{n} e_j^2 + \sum_{j=1}^{n}\frac{1}{v}\tilde{\theta}_j^2 + \sum_{j=1}^{n} g_m^2 y_{j+1}^2 \le 2g_m p,\ \theta_i(t_0) \ge 0$$

证明之前给出如下的引理.

引理 1[19]**.** 1) 给定一任意有界函数 $g(\cdot): \mathbf{R}^n \to \mathbf{R}$, 且 $C(\cdot) \in [-\varepsilon_0, \varepsilon_0]$, 则 $g(\cdot)N(\zeta)$ 是 Nussbaum 型函数, 同理 $N(\zeta) + C(\cdot)$ 也是 Nussbaum 型函数.

2) 使 $V(t)$ 和 $\zeta(t)$ 为定义在 $[0, t_f)$ 上的平滑函数且 $V(t) \ge 0$, $N(\zeta)\dot{\zeta}$ 为 Nussbaum 型函数, ρ 是一个正常数, β 为常数. 如果 $V(t)$ 满足 $\dot{V}(t) \le -\rho V(t) + N(\zeta)\,\dot{\zeta} + \beta$, 则 $V(t)$ 在 $[0, t_f)$ 上是有界的.

证明. 首先考虑系统 (1) 为一阶的情况, 定义如下的 Lyapunov-Krasovskii 方程

$$V_1 = V_{01} + \frac{1}{2}g_m^2 y_2^2 + \frac{\tilde{\theta}_1^2}{2v_1} \tag{43}$$

根据式 (23), 使 $n=1$, 则

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 \leq & -\left(k_1 - \kappa_1 - \frac{1}{4}\right)\tanh^2(e_1) + (1 + g_1(x_1) \times \\ & N(\zeta_1))\dot{\zeta}_1 + \frac{\tilde{\theta}_1 \tanh^2(e_1)}{2\eta_1^2}\boldsymbol{P}_1^{\mathrm{T}}(z_1)\boldsymbol{P}_1(z_1) + c_1 + \\ & g_1(x_1)e_2^2 + \frac{g_m^2 y_2^2}{4\kappa_2} + g_m^2 y_2 \dot{y}_2 - \frac{1}{v_1}\tilde{\theta}_1\dot{\theta}_1\end{aligned} \tag{44}$$

将式 (18) 和 (19) 代入式 (44), 并利用如下的不等式

$$\begin{aligned}|y_2 B_2| \leq & \ \frac{y_2^2}{4\kappa_2} + \kappa_2 M_2^2 \\ \tilde{\theta}_1\theta_1 \leq & \ -\frac{\tilde{\theta}_1^2}{2} + \frac{\hat{\theta}_1^2}{2} \\ \frac{1}{2}\tanh^2(\|\xi\|) \leq & \ \ln(\cosh(\|\xi\|))\end{aligned} \tag{45}$$

其中, M_2 是连续函数 $B_2(\cdot)$ 的极大值. 式 (44) 可进一步写为

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 \leq & -\left(k_1 - \kappa_2 - \frac{1}{4}\right)\tanh^2(e_1) - \frac{g_m^2 y_2^2}{2\kappa_2} + C_{12} - \\ & \frac{\rho_1}{2}\tilde{\theta}_1^2 + (1 + g_1(x_1)N(\zeta_1))\dot{\zeta}_1 + g_1(x_1)e_2^2 \leq \\ & -C_{11}[V_1 - V_{Q_1}] + g_1(x_1)e_2^2 + C_{12} + \\ & (1 + g_1(x_1)N(\zeta_1))\dot{\zeta}_1\end{aligned} \tag{46}$$

其中, $C_{11} = \min\{2k_1 - 2\kappa_2 - 1/2, 1/\kappa_2, \rho_1 v_1\}$, $C_{12} = c_1 + g_m^2\kappa_2 M_2^2 + \rho_1\hat{\theta}_1^2/2$, $V_{Q_1} = \int_{t-\tau_i}^{t} Q_{i1}(e_1(\sigma))\mathrm{d}\sigma$. 在式 (46) 中, $|\tanh(e_i)| < 1$, 函数 $q_{ij}(e_j)$ 是一个有界函数, k_1 的选择需满足 $k_1 > \kappa_2 + 1/4$, $C_{11} > 0$, $C_{12} > 0$. $(1 + g_1(x_1)N(\zeta_1))$ 可以看作是一个新的 Nussbaum 函数, 因此, 根据引理 1 可知, 如果 e_2 是有界的, 则 V_1 也是有界的.

同理, 最终的 Lyapunov-Krasovskii 函数可以表示为

$$V_n = V_{0n} + \sum_{j=1}^{n}\left(\frac{1}{2}g_m^2 y_{j+1}^2 + \frac{1}{2v_j}\tilde{\theta}_j^2\right) \tag{47}$$

从式 (42) 可知, $e_{n+1} = x_{n+1} - \alpha_{n+1} = 0$, $y_{n+1} = \alpha_{n+1} - \alpha_{(n+1)d} = 0$, 则

$$\begin{aligned}\dot{V}_n \leq & -C_{n1}\left[V_n - \sum_{j=1}^{n} V_{Qj}\right] + g_n(x_n)e_{n+1}^2 + C_{n2} + \\ & (1 + g_n(x_n)N(\zeta_n))\dot{\zeta}_n\end{aligned} \tag{48}$$

其中, $C_{n1} = \min\{2k_n - 2\kappa_{n+1} - 1/2, 1/\kappa_{n+1}, \rho_n v_n\}$, $C_{n2} = c_n + g_m^2\kappa_{n+1}M_{n+1}^2 + \rho_n\hat{\theta}_n^2/2$, $V_{Q_j} = \int_{t-\tau_i}^{t} Q_{ij}(e_j(\sigma))\mathrm{d}\sigma$. 根据引理 1 可知, 如果 e_{n+1} 是有界的, 则 V_n 也是有界的. 由于 $e_{n+1} = x_{n+1} - \alpha_{n+1} = 0$, 所以 V_n 在有限时间内是有界的, e_n, y_n, θ_n 同样是半全局有界的. 同理进行 $n-1$ 次后推, 显而易见 $V_i(t)$, $e_i(t)$, $y_{i+1}(t)$ 和 $\tilde{\theta}_i(t)$ 是一致有界的, 只要选择合适的参数 C_{n1}, p, 可使闭环系统误差为任意小. □

3 仿真结果及分析

例 1. 考虑如下二阶非线性时滞系统:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) = & \ f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2(t) + \\ & \ h_1(x_1(t-\tau_1)) + d_1(t, x_1) \\ \dot{x}_2(t) = & \ f_2(\boldsymbol{x}) + g_2(\boldsymbol{x})u(t) + \\ & \ h_2(\boldsymbol{x}(t-\tau_2)) + d_2(t, \boldsymbol{x})\end{aligned} \tag{49}$$

其中, $f_1(x_1) = x_1(t)\mathrm{e}^{-0.5x_1(t)}$, $f_2(\boldsymbol{x}) = x_1(t)x_2^2(t)$, $g_1(x_1) = -(1 + x_1^2)$, $g_2(\boldsymbol{x}) = -(3 + \cos(x_1 x_2))$, $h_1(x_1) = 2x_1^2$, $h_2(\boldsymbol{x}) = 0.2x_2\sin(x_2)$, $d_1(x_1) = 0.5x_1^2\cos(1.5t)$, $d_2(\boldsymbol{x}) = 0.5(x_1^2 + x_2^2)\sin(t)$. 为了对比所提出算法的有效性, 本仿真采用文献 [15] 中的例子, 并且加上了外界干扰 $d_1(t)$ 和 $d_2(t)$, 同时为了验证 Nussbaum 函数的有效性, 使函数 $g_i(x)$ 为严格负定. 模糊隶属函数 $\mu_{F_i}^l(x_i)$ 选为 $\mu_{F_i}^l(x_i) = \exp(-(x_i + (0.8 - 0.2l))^2)$, $l = 1, 2, \cdots, 6$. 选择如下的初始值和参数: $[x_1(0), x_2(0)]^{\mathrm{T}} = [-0.5, 1]^{\mathrm{T}}$, $[\theta_1(0), \theta_2(0)]^{\mathrm{T}} = [\zeta_1(0), \zeta_2(0)]^{\mathrm{T}} = [0, 0]^{\mathrm{T}}$, $k_1 = k_2 = 10$, $\eta_1 = \eta_2 = 0.5$, $l_1 = l_2 = v_1 = v_2 = 5$, $\rho_1 = \rho_2 = 0.05$, $\kappa_2 = 0.001, \tau_1 = \tau_2 = 1$, 采样时间为 0.01 s. 根据定理 1, 可得出如下的仿真结果: 图 1 为状态变量 x_1 和 x_2 的变化曲线; 图 2 为控制器 u; 图 3 ~ 5 分别为参数 θ 和 ζ 的自适应曲线. 由此可以看出, 闭环系统所有的信号都是有界的. 从图中可以看出, 误差变量 $e_1 = x_1$ 在 $t > 5$ s 后即趋于零. 控制量 u 在 5 s 之后基本趋于稳定, 对比文献 [15] 中得出的控制量曲线, 本文的控制输入无明显震荡. 与文献 [8] 提出的 DSC 控制算法相比, 由于采用了较少的自适应律, 相应的动态性能较好, 各个参数都较快地趋于稳定.

例 2. 为了进一步验证所提出算法对高阶系统的有效性, 考虑如下三阶非线性时滞系统:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) = & \ f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2(t) + \\ & \ h_1(x_1(t-\tau_1)) + d_1(t, \boldsymbol{x}) \\ \dot{x}_2(t) = & \ f_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2) + g_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2)x_3 + \\ & \ h_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2(t-\tau_2)) + d_2(t, \boldsymbol{x})\end{aligned}$$

$$\dot{x}_3(t) = f_3(\boldsymbol{x}) + g_3(\boldsymbol{x})u(t) + h_3(\boldsymbol{x}(t-\tau_3)) + d_3(t,\boldsymbol{x}) \tag{50}$$

其中, $f_1(x_1) = x_1\sin(x_1)$, $g_1(x_1) = 0.5 + x_1^2$, $f_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2) = x_2 \mathrm{e}^{-0.1x_1}$, $g_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2) = 1 + x_2^2$, $f_3(\boldsymbol{x}) = x_1x_2x_3$, $g_3(\boldsymbol{x}) = 2 + \cos(x_1)$, $h_1(\boldsymbol{x}) = x_1$, $h_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2) = x_1x_2$, $h_3(\boldsymbol{x}) = x_2x_3$, $d_1(t,\boldsymbol{x}) = 0.5x_1^2\sin(t)$, $d_2(t,\boldsymbol{x}) = x_1x_2\cos(t)$, $d_3(t,\boldsymbol{x}) = 0.5\sin(t)$. 根据定理 1, $e_1 = x_1$, $e_2 = x_2 - \alpha_2$, $e_3 = x_3 - \alpha_3$. 模糊基函数采用仿真 1 中的函数, 初始值和各个参数选择如下: $[x_1(0),\ x_2(0),\ x_3(0)]^{\mathrm{T}} = [0.1, -0.5, 0.5]^{\mathrm{T}}$, $[\theta_1(0),\ \theta_2(0),\ \theta_3(0)]^{\mathrm{T}} = [\zeta_1(0),\ \zeta_2(0),\ \zeta_3(0)]^{\mathrm{T}} = [0,\ 0,\ 0]^{\mathrm{T}}$, $k_1 = 10$, $k_2 = k_3 = 1$, $\eta_1 = 0.1$, $\eta_2 = \eta_3 = 1$, $l_1 = l_2 = 1$, $l_3 = 10$, $v_1 = v_2 = 1$, $v_3 = 10$, $\rho_1 = \rho_2 = 1$, $\rho_3 = 0.5$, $\kappa_2 = \kappa_3 = 0.001$, $\tau_1 = 1$, $\tau_2 = 2$, $\tau_3 = 3$. 采样时间设为 0.001 s, 图 6 ∼ 9 表明了仿真结果的有效性. 与文献 [12] 中三阶的例子相比, 由于采用

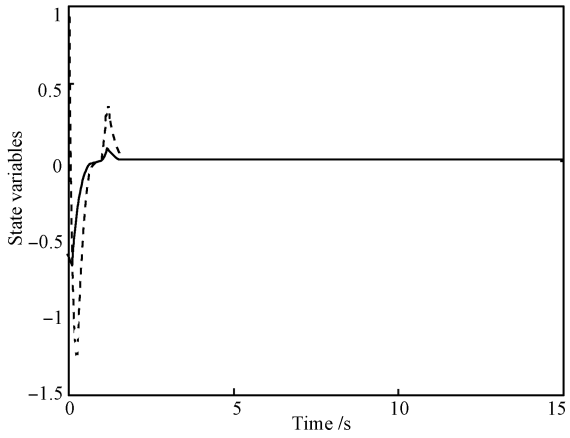

图 1　例 1 中状态变量 x_1 (实线) 和 x_2 (虚线)

Fig. 1　State variables x_1 (solid line) and x_2 (dashed line) of Example 1

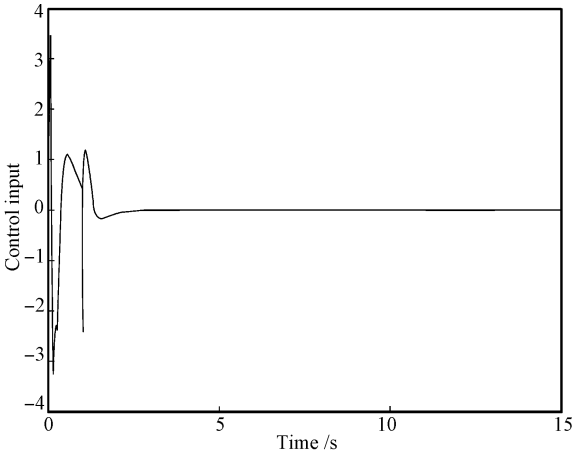

图 2　例 1 中的控制量 u

Fig. 2　The control input u of Example 1

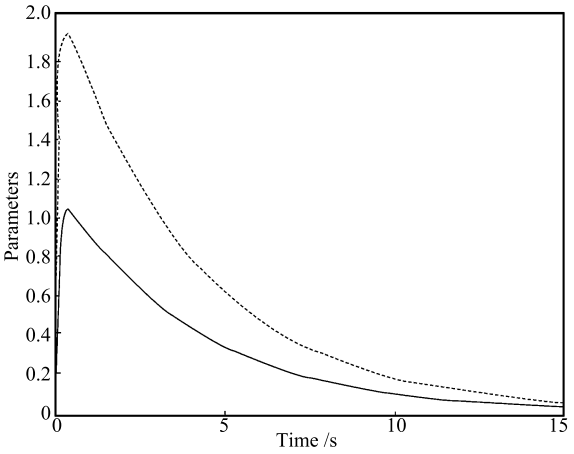

图 3　例 1 中自适应参数 θ_1 (实线) 和 θ_2 (虚线)

Fig. 3　Adaptive parameters θ_1 (solid line) and θ_2 (dashed line) of Example 1

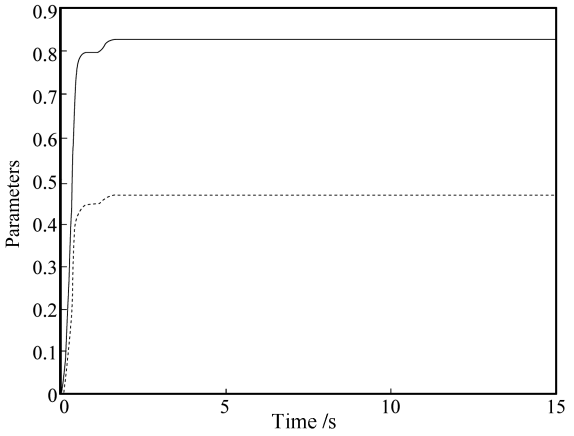

图 4　例 1 中自适应参数 ζ_1 (实线) 和 $N(\zeta_1)$ (虚线)

Fig. 4　Adaptive parameters ζ_1 (solid line) and $N(\zeta_1)$ (dashed line) of Example 1

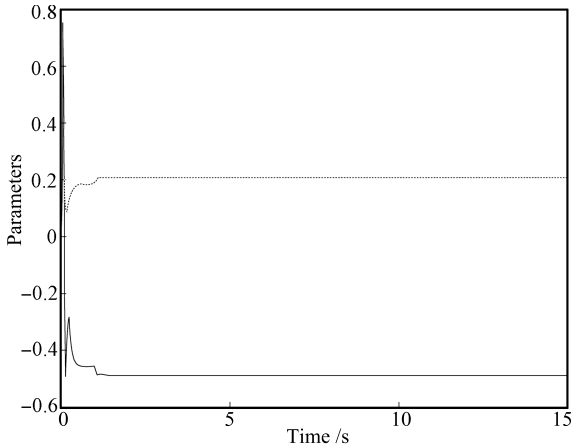

图 5　例 1 中自适应参数 ζ_2 (实线) 和 $N(\zeta_2)$ (虚线)

Fig. 5　Adaptive parameters ζ_2 (solid line) and $N(\zeta_2)$ (dashed line) of Example 1

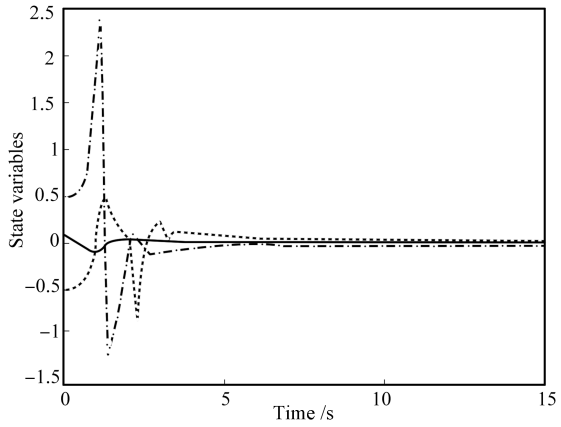

图 6 例 2 中状态变量 x_1 (实线), x_2 (虚线), 和 x_3 (点划线)

Fig. 6 State variables x_1 (solid line), x_2 (dashed line), and x_3 (dashdotted line) of Example 2

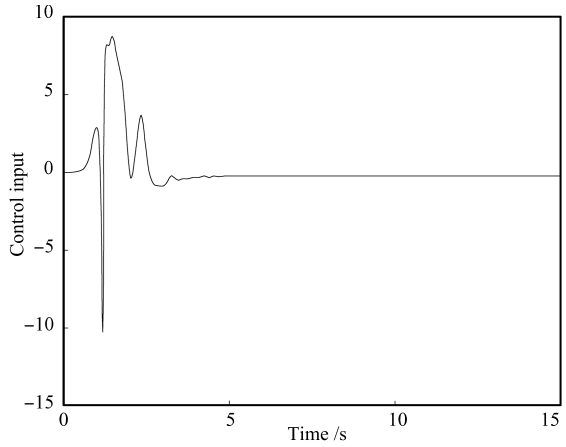

图 7 例 2 中的控制量 u

Fig. 7 The control input u of Example 2

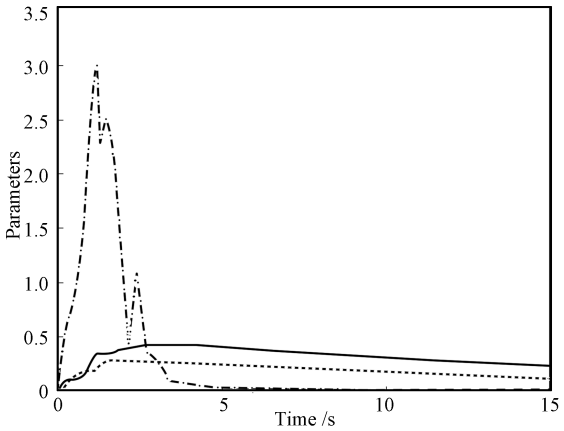

图 8 例 2 中自适应参数 θ_1 (实线), θ_2 (虚线), 和 θ_3 (点划线)

Fig. 8 Adaptive parameters θ_1 (solid line), θ_2 (dashed line), and θ_3 (dashdotted line) of Example 2

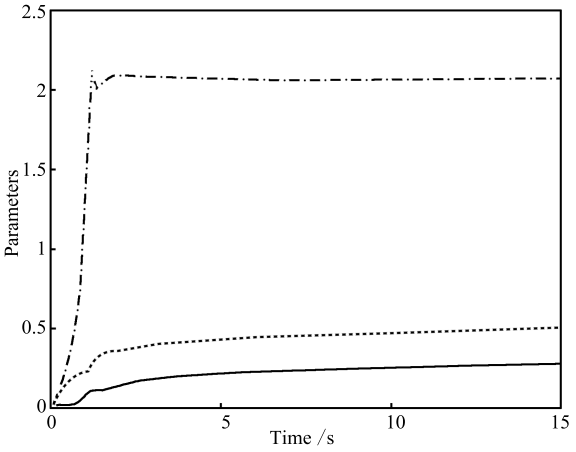

图 9 例 2 中自适应参数 ζ_1 (实线), ζ_2 (虚线), 和 ζ_3 (点划线)

Fig. 9 Adaptive parameters ζ_1 (solid line), ζ_2 (dashed line), and ζ_3 (dashdotted line) of Example 2

了较少的自适应参数, 控制输入和参数自适应曲线可较快地趋于平稳.

4 结论

本文研究了一类非线性时滞系统的自适应模糊 DSC 设计方法. 模糊系统用来逼近未知的非线性方程, 基于 DSC 设计技术和 Nussbaum 函数, 本文方法不仅克服了自适应 Backstepping 方法中固有的 "计算膨胀" 的问题, 而且不需要知道非线性不确定系统的控制方向, 通过利用 Lyapunov-Krasovskii 方程, 未知的时滞也得到了处理. 与其他方法相比, 本方案结构简单, 计算量大大减少, 并且具有更少的自适应调节参数, 同时还考虑了外部的干扰, 因此更具有一般的形式. 仿真结果表明闭环系统所有的信号是半全局有界的.

References

1 Wen C Y, Zhou J, Wang W. Decentralized adaptive backstepping stabilization of interconnected systems with dynamic input and output interactions. *Automatica*, 2009, **45**(1): 55−67

2 Zhou J, Wen C Y, Wang W. Adaptive backstepping control of uncertain systems with unknown input time-delay. *Automatica*, 2009, **45**(6): 1415−1422

3 Hang T, Ge S S, Hang C C. Adaptive neural network control for strict-feedback nonlinear systems using backstepping design. *Automatica*, 2000, **36**(12): 1835−1846

4 Ge S Z, Wang C. Direct adaptive NN control of a class of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2002, **13**(1): 214−221

5 Yang Y S, Zhou C J. Robust adaptive fuzzy tracking control for a class of perturbed strict-feedback nonlinear systems

via small-gain approach. *Information Science*, 2005, **170**(2): 211−234

6 Yang Y S, Zhou C J. Adaptive fuzzy H_∞ stabilization for strict-feedback canonical nonlinear systems via backstepping and small-gain approach. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2005, **13**(1): 104−114

7 Swaroop D, Hedrick J K, Yip P P, Gerdes J C. Dynamic surface control for a class of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, **45**(10): 1893−1899

8 Yoo S J, Park J B, Choi Y H. Adaptive dynamic surface control for stabilization of parametric strict feedback nonlinear systems with unknown time delays. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2007, **52**(12): 2360−2365

9 Hou Z G, Zou A M, Wu F X, Cheng L, Tan M. Adaptive dynamic surface control of a class of uncertain nonlinear systems in pure-feedback form using fuzzy backstepping approach. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Automation Science and Engineering. Arlington, USA: IEEE, 2008. 821−826

10 Li T S, Wang D, Gang F, Tong S C. A DSC approach to robust adaptive NN tracking control for strict-feedback nonlinear systems. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2010, **40**(3): 915−927

11 Yoo S J, Park J B, Choi Y H. Adaptive neural dynamic surface control of nonlinear time-delay systems with model uncertainties. In: Proceedings of the American Control Conference. Minneapolis, USA: IEEE, 2006. 3140−3145

12 Wang D, Huang J. Neural network-based adaptive dynamic surface control for a class of uncertain nonlinear systems in strict-feedback form. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2005, **16**(1): 195−202

13 Nguang S K. Robust stabilization of a class of time-delay nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, **45**(4): 756−762

14 Ge S S, Hong F, Lee T H. Adaptive neural network control of nonlinear systems with unknown time delays. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2003, **48**(11): 2004−2010

15 Ge S S, Hong F, Lee T H. Adaptive neural control of nonlinear time-delay systems with unknown virtual control coefficients. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2004, **34**(1): 499−516

16 Wang M, Chen B, Shi P. Adaptive neural control for a class of perturbed strict-feedback nonlinear time-delay systems. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2008, **38**(3): 721−730

17 Ho D W C, Li J M, Niu Y G. Adaptive neural control for a class of nonlinearly parametric time-delay systems. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2005, **16**(3): 625−635

18 Nussbaum R D. Some remarks on the conjecture in parameter adaptive control. *Systems and Control Letters*, 1983, **3**(5): 243−246

19 Du H B, Shao H H, Yao P J. Adaptive neural network control for a class of low-triangular-structured nonlinear systems. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2006, **17**(2): 509−514

贾 涛 西安理工大学自动化与信息工程学院博士研究生. 主要研究方向为非线性系统与自适应控制. 本文通信作者.
E-mail: taojias@yahoo.cn
(**JIA Tao** Ph. D. candidate at the School of Automation and Information Engineering, Xi′an University of Technology. His research interest covers nonlinear systems and adaptive control. Corresponding author of this paper.)

刘 军 西安理工大学自动化与信息工程学院教授. 主要研究方向为运动控制和智能控制.
E-mail: liujun0310@sina.com
(**LIU Jun** Professor at the School of Automation and Information Engineering, Xi′an University of Technology. His research interest covers motion control and intelligent control.)

钱富才 西安理工大学自动化与信息工程学院教授. 主要研究方向为随机控制, 系统辨识, 非线性控制和大规模系统.
E-mail: fcqian@xaut.edu.cn
(**QIAN Fu-Cai** Professor at the School of Automation and Information Engineering, Xi′an University of Technology. His research interest covers stochastic control, systems identification, nonlinear control, and large-scale systems.)