

# 基于逼近的动态面滑膜智能控制算法的研究

邹晶,李雷

(南京邮电大学 自动化学院,江苏 南京 210023)

**摘要:**文中研究的是自适应模糊神经网络(FNN)在一类带有未知延时函数和不确定干扰的非仿射纯反馈系统中的控制问题。首先采用动态表面控制(DSC)技术避免反演设计存在的“微分爆炸”问题,同时为了克服干扰,保证鲁棒性,引入滑模控制来改进DSC方法。然后直接利用模糊神经网络近似未知函数,并利用Lyapunov-Krasovskii泛函,双曲正切函数的特性以及函数分离技术去克服未知时间延迟函数问题。该算法只需少量的自适应参数,就能保证闭环系统中的所有信号半全局一致最终有界。仿真结果表明,在存在干扰和时滞的情况下,该控制器具有良好的实时性和稳定性。

**关键词:**自适应控制;反推设计;动态面滑模控制;模糊神经网络;非线性时滞系统

中图分类号:TP301.6

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2015)06-0006-06

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2015.06.002

## Research on Dynamic Surface Sliding Mode Intelligent Control Algorithm Based on Approximation

ZOU Jing, LI Lei

(College of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications,  
Nanjing 210023, China)

**Abstract:** In this paper, consider the problem of adaptive Fuzzy Neural Network (FNN) control for a class of nonaffine pure-feedback systems with unknown time-delay functions and perturbed uncertainties. Dynamic Surface Control (DSC) technique is used to avoid the “explosion of complexity” problem. To overcome the interference and ensure the robustness, modify the DSC approach by employing sliding mode control. The FNN is directly utilized to approximate unknown functions, and use the Lyapunov-Krasovskii functions, the desirable property of hyperbolic tangent functions, and the function separation technique to overcome the problem from unknown time-delay functions. The proposed algorithm just needing a small number of adaptive parameters, can guarantee all the signals in the closed-loop system to be semiglobally uniformly ultimately bounded. The simulation results illustrate that the controller has good real-time and stability under the case of interference and time-delay.

**Key words:** adaptive control; backstepping design; Dynamic Surface Sliding Mode Control (DSSMC); fuzzy neural network; nonlinear time-delay systems

## 0 引言

由于非线性系统的研究在工业应用方面的巨大需求,它受到了极大的关注。在早期阶段,为了确保该系统渐近稳定,其匹配条件的限制已由反推方法去除<sup>[1-2]</sup>。而且模糊逻辑系统(FLS)、神经网络(NNS)和模糊神经网络(FNNs)用来处理不确定非线性函数特别有效<sup>[3]</sup>。其中针对具有三角结构的非线性系统,基于逼近的自适应控制受到了广泛关注,有相关文献就是利用神经网络来逼近未知的非线性函数<sup>[4]</sup>,同时

也有用模糊逻辑系统作为未知的非线性函数的近似模型<sup>[5]</sup>。然而,在研究初期,基于逼近的自适应控制并不适用于具有三角结构的非线性时滞系统。

由于各种工程系统中经常遇到时间延迟问题,这通常会成为不稳定的来源并降低了系统性能<sup>[6]</sup>。因此,时间延迟常常使稳定性问题成为系统中较为困难的部分<sup>[7]</sup>。通常来说, Lyapunov - Razumikhin 泛函<sup>[8]</sup>和 Lyapunov-Krasovskii 泛函<sup>[9-10]</sup>是应用于非线性时滞系统的两种主要工具,它们可用于补偿延迟部分。

收稿日期:2014-07-22

修回日期:2014-10-28

网络出版时间:2015-05-06

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61373137,61070234,61071167)

作者简介:邹晶(1989-),男,硕士,研究方向为网络控制与计算智能;李雷,教授,硕士生导师,研究方向为拓扑学、非线性分析、计算智能、智能信息处理、数据挖掘、信息安全。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20150506.1621.003.html>

近期,对自适应模糊神经网络在非线性时滞系统中的控制问题<sup>[11-12]</sup>进行了研究。然而,由于反推设计过程中的虚拟控制器需要重复微分,使其仍然存在反推设计方法的“微分爆炸”问题,它使控制器的复杂性随该系统的阶数的增加而大幅增长。为了克服上述问题,动态面控制(DSC)技术首先应用于一类不确定严格反馈非线性系统<sup>[13]</sup>。近期,DSC技术得到了进一步的扩展,用于解决一类带有未知时间延迟的不确定严格反馈非线性系统<sup>[14]</sup>。然而,由于并没有充分考虑一阶滤波器的精度以及扰动的不确定性,它仍然有一些缺点,然而这些问题对控制器的鲁棒性有显著影响。

受以上研究的启发,文中提出了基于模糊神经网络逼近的自适应动态面滑膜控制器(DSSMC)在一类非仿射纯反馈系统中的控制方法。利用模糊神经网络逼近未知函数,另外,通过引入Lyapunov - Krasovskii泛函来补偿未知的延时函数,并把滑模控制<sup>[15-16]</sup>与动态面控制相结合,对系统进行设计。仿真结果表明,其控制性能相较于基于神经网络的自适应动态面控制器<sup>[17]</sup>更为出色。

## 1 系统描述和预备知识

研究的带有不确定扰动的非仿射纯反馈时滞系统描述如下:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_i(t) = f_i(\bar{x}_i(t), x_{i+1}(t)) + h_i(\bar{x}_i(t - \tau_i)) + d_i(\bar{x}_i(t), t) \\ \dot{x}_n(t) = f_n(\bar{x}_n(t), u(t)) + h_n(\bar{x}_n(t - \tau_n)) + d_n(\bar{x}_n(t), t) \\ x(t) = \psi(t), t \in [-\tau_m, 0] \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $\bar{x}_i(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_i(t)]^T \in R^i, i = 1, 2, \dots, n$  和  $u(t) \in R$  分别是系统的状态向量和输入;  $f_i(\cdot)$  是未知光滑函数;  $h_i(\cdot)$  是未知非线性光滑非仿射时间延迟函数,并且  $h_i(0) = 0$ ;  $\tau_i$  是未知的常量时延,  $\tau_m$  是  $\tau_i$  的上界;  $\psi(t)$  是一个已知的连续初始状态向量函数;  $d_i(\cdot) (i = 1, 2, \dots, n)$  是外部不确定性的干扰。

考虑系统(1),并定义以下等式:

$$g_i(\bar{x}_i(t), x_{i+1}(t)) = \frac{\partial f_i(\bar{x}_i(t), x_{i+1}(t))}{\partial x_{i+1}(t)}, 1 \leq i \leq n-1$$

$$g_n(\bar{x}_n(t), u(t)) = \frac{\partial f_n(\bar{x}_n(t), u(t))}{\partial u(t)}$$

在下文中,暂时省略了无延迟项中的时间变量  $t$ 。

假设1:非线性函数  $g_i(\cdot)$  的特性是已知的,并且存在未知正常数  $b$  和  $c$ ,使得  $0 < b \leq |g_i(\cdot)| \leq c < \infty \forall (\bar{x}_i, x_{i+1}) \in R^i \times R$ 。不失一般性,可以进一步假定  $g_i(\cdot) \geq b > 0, i = 1, 2, \dots, n$ 。

假设2:对于  $1 \leq i \leq n$ ,存在未知光滑正函数

$q_i(\bar{x}_i(t))$ ,使  $|d_i(\bar{x}_i(t), t)| \leq q_i(\bar{x}_i(t)), \forall (\bar{x}_i(t), t) \in R_+ \times \Omega_{x_i}$ 。

模糊神经网络逼近性质:

在本小节,模糊神经网络将被用来逼近任意未知的非线性连续函数  $\varphi(Z): R^n \rightarrow R$ 。FNN的构造如图1所示<sup>[18]</sup>。模糊推理机可以使用模糊IF-THEN规则从输入语言矢量  $r = [r_1, r_2, \dots, r_n]^T \in R^n$  映射到输出语言变量  $o \in R$ 。

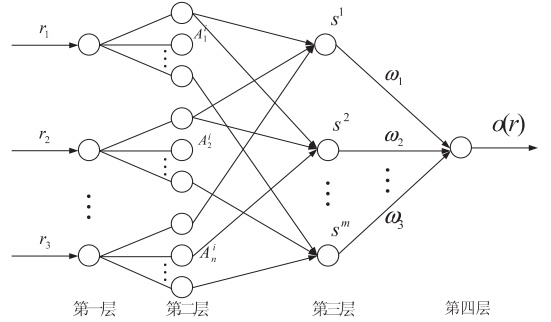


图1 FNN结构

第  $i (i = 1, 2, \dots, m)$  个模糊IF-THEN规则可以写成:

如果  $r_1(t)$  是  $A_1^i$  且  $r_n(t)$  是  $A_n^i$ , 则  $o(r)$  是  $B^i$ 。

其中  $A_1^i, A_2^i, \dots, A_n^i$  和  $B^i$  是模糊集;  $m$  为模糊IF-THEN规则的数目。带有乘积推理机、单值模糊器和中心平均的模糊逻辑系统可以表示为

$$o(r) = \frac{\sum_{i=1}^m \omega_i \left( \prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(r_j) \right)}{\sum_{i=1}^m \left( \prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(r_j) \right)} = W^T S(r) \quad (2)$$

其中,  $\mu_{A_j^i}(r_j)$  是  $A_j^i$  的隶属度;  $\omega_i$  是  $\mu_{B^i}(\omega_i) = 1$  点处的值。

设

$$S^i = \frac{\prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(r_j)}{\sum_{i=1}^m \left( \prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(r_j) \right)} \quad (3)$$

其中,  $S^T = (s^1, s^2, \dots, s^m)$ , 并且  $W^T = (\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_m)$ 。  $S^T$  是模糊基向量,  $W^T$  是可调节的参数向量。

根据该模糊神经网络的一般近似特性,给出一个连续的非线性实值函数  $\varphi(Z): R^n \rightarrow R$ , 在一个紧致集上,对于一些足够大的整数  $m$ , 存在一个理想的权重向量  $W^* \in R^m$ , 使得

$$\varphi(Z) = W^* \xi(Z) + \delta(Z), |\delta(Z)| < \varepsilon \quad (4)$$

其中,  $\xi(Z)$  是一个基函数, 并且  $\delta(Z)$  是近似误差。通常情况下

$$W^* = \arg \min_{W \in R^m} \left\{ \sup_{X \in \Omega} |f(X) - W^T S(X)| \right\}$$

在下文中,将使用FNN来逼近任何未知的连续函数  $\varphi_i(Z_i)$  且  $Z_i \in \Omega_i$ , 则有

$$\varphi_i(Z_i) = \mathbf{W}_i^{*T} \xi_i(Z_i) + \delta_i(Z_i), |\delta_i(Z_i)| < \varepsilon_i \quad (5)$$

其中,  $\varphi_i(Z_i)$  和  $Z_i$  将在后面定义;  $\mathbf{W}_i^*$  表示最佳逼近常向量参数;  $\xi_i(Z_i)$  是基函数;  $\delta_i(Z_i)$  以常数  $\varepsilon_i$  为界。

接下来, 引入以下引理。

引理 1<sup>[19]</sup>: 设  $f(x, u): R^n \times R \rightarrow R$  是  $\forall (x, u) \in R^n \times R$  上的连续可微函数, 并且对于给定的正常数  $c$ , 则存在  $\partial f(x, u)/\partial u > c > 0$ ,  $\forall (x, u) \in R^n \times R$ 。则存在连续(平滑)函数  $u^* = u(x)$ , 使得  $f(x, u^*) = 0$ 。

引理 2<sup>[20]</sup>: 对于  $1 \leq j \leq n$ , 定义了集合  $\Omega_{C_j} = \{z_j | |z_j| < 0.8814v_j\}$ , 那么, 对于  $z_j \notin \Omega_{C_j}$ , 该不等式  $[1 - 2 \tanh^2(z_j/v_j)] \leq 0$  成立, 其中  $v_j$  是任意正常数。

引理 3<sup>[17]</sup>: 认为动态系统形式为  $\dot{\chi}(t) = -a\chi(t) + qv(t)$ , 其中  $a$  和  $q$  是正常数, 并且  $v(t)$  是正函数。那么, 对于任何给定的有界初始条件  $\chi(t_0) \geq 0$ , 有  $\chi(t) \geq 0, \forall t \geq t_0$ 。

## 2 自适应 DSSMC 设计

本节中, 将使用 DSSMC 来为系统(1)设计控制器。类似于传统的反推设计, 设计了一种基于坐标如下转换的自适应控制规律:

$$\begin{cases} z_1 = x_1 \\ z_i = x_i - \alpha_{if}, i = 2, 3, \dots, n \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $\alpha_{if}$  是一阶滤波器以  $\alpha_{i-1}$  作为输入的输出。设  $\theta_i = b^{-1} \|\mathbf{W}_i^*\|$ ,  $\mathbf{W}_i^*$  为模糊神经网络在步骤  $i$  未知的权重向量, 且  $\theta_i$  的估计为  $\hat{\theta}_i \geq 0$ 。定义  $\bar{\theta}_i = \theta_i - \hat{\theta}_i$ , 且  $\hat{\theta}_i$  可以自适应调整。 $\|z\|$  为欧几里得向量范数。此外, 在每个递归步骤  $i$  中, 所需的未知反馈控制信号  $\alpha_i^*, i = 1, 2, \dots, n, \alpha_i^*$ , 可以由模糊神经网络近似为

$$\alpha_i^* = \mathbf{W}_i^{*T} \xi_i(Z_i) + \delta_i(Z_i) \quad (7)$$

其中,  $\delta_i(Z_i)$  是近似误差, 并且满足  $|\delta_i(Z_i)| \leq \varepsilon_i, Z_1 = z_1, Z_i = [z_1, z_2, \dots, z_i, \dot{\alpha}_{if}]^T$ 。

现在, 进行控制设计。

步骤 1: 考虑 Lyapunov 函数

$$V_{Q_1} = \int_{t-\tau_1}^t \sum_{l=1}^i \frac{\bar{\omega}_{il}^2(x_l(t-\tau_l))}{2} d\tau \quad (8)$$

$$V_{z_1} = z_1^2/2, V_1 = V_{Q_1} + V_{z_1}$$

它的导数是

$$\dot{V}_1 \leq g_{\mu_1} z_1 (x_2 - \mathbf{W}_1^{*T} \xi_1(Z_1) - \delta_1(Z_1)) + \frac{a_1^2}{2} +$$

$$(1 - 2 \tanh^2(\frac{z_1}{v_1})) Q_1$$

其中,  $g_{\mu_1} = g_1(x_1, x_{\mu_1}), x_{\mu_1} = \mu_1 x_2 + (1 - \mu_1) \alpha_1^*$ , 并且  $0 < \mu_1 < 1$ , 以及  $Q_1 = \bar{\omega}_{11}^2(x_1)/2$ 。

使用下面的不等式:

$$-g_{\mu_1} z_1 \mathbf{W}_1^{*T} \xi_1(Z_1) \leq \frac{\|\mathbf{W}_1^*\|^2}{2\eta_1^2} \xi_1^T(Z_1) \xi_1(Z_1) z_1^2 + \frac{c\eta_1^2}{2}$$

$$-g_{\mu_1} z_1 \delta_1(Z_1) \leq \frac{g_{\mu_1} \varepsilon_1^2}{4k_{10}} + g_{\mu_1} k_{10} z_1^2 \leq \frac{c\varepsilon_1^2}{4k_{10}} + g_{\mu_1} k_{10} z_1^2$$

有

$$\dot{V}_1 \leq g_{\mu_1} z_1 x_2 + \frac{b\theta_1}{2\eta_1^2} \xi_1^T(Z_1) \xi_1(Z_1) z_1^2 + m_1 +$$

$$g_{\mu_1} k_{10} z_1^2 + (1 - 2 \tanh^2(\frac{z_1}{v_1})) Q_1 \quad (9)$$

其中,  $m_1 = c\eta_1^2/2 + c\varepsilon_1^2/4k_{10} + a_1^2/2$ 。

现在, 构造一个虚拟的控制  $\alpha_1$ :

$$\alpha_1 = -k_1 z_1 - \frac{\hat{\theta}_1}{2\eta_1^2} \xi_1^T(Z_1) \xi_1(Z_1) z_1 \quad (10)$$

其中,  $k_1$  和  $\eta_1$  是设计参数, 并且  $k_1 = 2k_{10} + k_{11}, k_{10} > 0, k_{11} > 0$  以及  $\eta_1 > 0$ 。

为了避免反复微分, 引入一个新的变量  $\alpha_{2f}$ 。让  $\alpha_1$  通过时间常数为  $\varepsilon_2$  的一阶滤波器而得到  $\alpha_{2f}$ 。

$$\varepsilon_2 \dot{\alpha}_{2f} + \alpha_{2f} = \alpha_1, \alpha_{2f}(0) = \alpha_1(0) \quad (11)$$

步骤  $k(2 \leq K \leq n-1)$ : 对于  $z_k = x_k - \alpha_{kf}$ , 选择

Lyapunov 函数如下:

$$V_k = V_{k-1} + V_{Q_k} + V_{z_k}$$

其中,  $V_{z_k} = z_k^2/2, V_{Q_k}$  由式(8)定义。有

$$\begin{aligned} \dot{V}_k \leq & \sum_{i=1}^k (g_{\mu_i} z_i x_{i+1} + \frac{b\theta_i}{2\eta_i^2} \xi_i^T(Z_i) \xi_i(Z_i) z_i^2 + \\ & g_{\mu_i} k_{i0} z_i^2 + m_i) - \sum_{i=1}^{k-1} g_{\mu_i} z_i z_{i+1} + \sum_{i=1}^k (1 - \\ & 2 \tanh^2(\frac{z_i}{v_i})) Q_i \end{aligned} \quad (12)$$

其中,  $m_i = c^2\eta_i^2/2 + c\varepsilon_i^2/4k_{i0} + a_i^2/2$ , 并且  $Q_i = \sum_{l=1}^i \bar{\omega}_{il}^2(x_l)/2$ 。

构建一个虚拟的控制  $\alpha_k$ :

$$\alpha_k = -k_k z_k - \frac{\hat{\theta}_k}{2\eta_k^2} \xi_k^T(Z_k) \xi_k(Z_k) z_k \quad (13)$$

其中,  $k_k$  和  $\eta_k$  是设计参数, 并且  $k_k = 2k_{k0} + k_{k1}, k_{k0} > 0, k_{k1} > 0$  以及  $\eta_k > 0$ 。

接着, 以  $\varepsilon_{k+1} \dot{\alpha}_{(k+1)f} + \alpha_{(k+1)f} = \alpha_k, \alpha_{(k+1)f}(0) = \alpha_k(0)$  这样的一种方式, 引入新的变量  $\alpha_{(k+1)f}$ 。

步骤  $n$ : 控制律  $u$  将在此步骤构造。针对  $z_n = x_n - \alpha_{nf}$ , 有

$$\dot{z}_n = g_{\mu_n} (u - \mathbf{W}_n^{*T} \xi_n(Z_n) - \delta_n(Z_n)) + h_n(\bar{x}_n(t - \tau_n)) + d_n(\bar{x}_n, t) - \omega_n - \dot{\alpha}_{nf}$$

选择一个二次函数  $V_{z_n} = z_n^2/2$ 。那么, 它的导数是

$$\dot{V}_{z_n} = g_{\mu_n} z_n (u - \mathbf{W}_n^{*T} \xi_n(Z_n) - \delta_n(Z_n)) - z_n \omega_n +$$

$$\begin{aligned} & z_n h_n(\bar{x}_n(t - \tau_n)) + z_n d_n(\bar{x}_n, t) - z_n \dot{\alpha}_{nf} \leq \\ & g_{\mu_n} z_n (u - W_n^T \xi_n(Z_n) - \delta_n(Z_n)) - g_{\mu_{n-1}} z_{n-1} z_n + \\ & \frac{a_n^2}{2} + \sum_{l=1}^n \frac{\bar{\omega}_{nl}^2(x_l(t - \tau_n))}{2} - z_n Y_n(\bar{x}_n, \alpha_{nf}) \end{aligned} \quad (14)$$

其中,  $Y_n(\bar{x}_n, \alpha_{nf}) = \frac{2}{z_n} \tanh^2(\frac{z_n}{v_n}) Q_n$ 。

考虑动态面控制设计的最后一步,结合滑模变结构控制定义滑动表面为  $s = z_n$ 。

现在,选择一个 Lyapunov 函数:

$$V_n = V_{n-1} + V_{Q_n} + V_{z_n}$$

其中,  $Q_n = \sum_{l=1}^n \bar{\omega}_{nl}^2(x_l)/2$ 。然后,代入式(12)和(14),  $V_n$  导数是

$$\begin{aligned} \dot{V}_n \leq & \sum_{i=1}^{n-1} g_{\mu_i} z_i x_{i+1} + g_{\mu_n} z_n u - \sum_{i=1}^{n-1} g_{\mu_i} z_i z_{i+1} + \\ & \sum_{i=1}^n \left( \frac{b\theta_i}{2\eta_i^2} \xi_i(Z_i)^T \xi_i(Z_i) z_i^2 + g_{\mu_i} k_{i0} z_i^2 + m_i \right) + \\ & \sum_{i=1}^n (1 - 2 \tanh^2(\frac{z_i}{v_i})) Q_i \end{aligned} \quad (15)$$

其中,  $m_i = c^2 \eta_i^2/2 + c \varepsilon_i^2/4k_{i0} + a_i^2/2$ 。

接下来,构造实际控制  $u$  为

$$u = -\lambda \text{sat}(z_n) - k_n z_n - \frac{\hat{\theta}_n}{2\eta_n^2} \xi_n(Z_n)^T \xi_n(Z_n) z_n \quad (16)$$

$$\text{其中, } \text{sat}(s) = \begin{cases} 1 & s > \Delta \\ ks & |s| \leq \Delta, k = \frac{1}{\Delta} \\ -1 & s < -\Delta \end{cases}$$

$k_n, \lambda, \Delta$  和  $\eta_n$  是设计参数,  $\lambda > |H|$ ,  $k_n = k_{n0} + k_{n1}$ ,  $k_{n0} > 0, k_{n1} > 0$  以及  $\eta_n > 0$ , 且  $H$  是一个常数。

到现在为止,已经完成了控制器的设计,并得到了论文的主要结果。

### 3 稳定性分析

本节中,将证明闭环系统中所有信号的全局有界性。定义边界层误差如下:

$$\begin{cases} y_2 = \alpha_{2f} - \alpha_1 \\ y_{i+1} = \alpha_{(i+1)f} - \alpha_i, i = 2, \dots, n-1 \end{cases}$$

考虑到坐标变换(6),有

$$\begin{cases} z_1 = x_1 \\ z_i = x_i - y_i - \alpha_{i-1}, i = 2, 3, \dots, n \end{cases} \quad (17)$$

此外

$$\left| \dot{y}_{i+1} + \frac{y_{i+1}}{\vartheta_{i+1}} \right| \leq D_{i+1}(z_1, z_2, \dots, z_{i+1}, \hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_i, y_1, y_2, \dots, y_{i+1}) \quad (18)$$

其中,  $D_{i+1}, i = 1, 2, \dots, n-1$  是一些正连续函数。

现在准备提出文中的另一个主要结果。

定理1:考虑纯反馈非线性时滞系统(1),如果控制律选为(16),虚拟控制信号描述为(13),以及自适应律定义为

$$\dot{\hat{\theta}}_i = \frac{\gamma_i}{2\eta_i^2} \xi_i(Z_i)^T \xi_i(Z_i) z_i^2 - \sigma_i \hat{\theta}_i, i = 1, 2, \dots, n \quad (19)$$

其中,正常数  $\gamma_i, \eta_i$  以及  $\sigma_i (i = 1, 2, \dots, n)$  是设计参数,则可以保证闭环系统半全局有界的。

证明:考虑如下 Lyapunov 函数:

$$V = V_n + \sum_{i=1}^n \frac{b\tilde{\theta}_i^2}{2\gamma_i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} y_{i+1}^2 \quad (20)$$

由式(15),(17)和(18)可得到如下导数:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{i=1}^{n-1} g_{\mu_i} z_i y_{i+1} + \sum_{i=1}^{n-1} g_{\mu_i} z_i \alpha_i + g_{\mu_n} z_n u + \\ & \sum_{i=1}^n \left( \frac{b\theta_i}{2\eta_i^2} \xi_i(Z_i)^T \xi_i(Z_i) z_i^2 + g_{\mu_i} k_{i0} z_i^2 + m_i \right) - \\ & \sum_{i=1}^n \frac{b\tilde{\theta}_i}{\gamma_i} \dot{\hat{\theta}}_i + \sum_{i=1}^{n-1} \left( -\frac{y_{i+1}^2}{\vartheta_{i+1}} + |y_{i+1}| D_{i+1} \right) + \\ & \sum_{i=1}^n (1 - 2 \tanh^2(\frac{z_i}{v_i})) Q_i \end{aligned} \quad (21)$$

利用虚拟控制律(13)和真正控制律(16),以及根据假设1和引理3,可以得到下面的不等式:

$$\begin{aligned} g_{\mu_i} z_i \alpha_i & \leq -2k_{i0} g_{\mu_i} z_i^2 - b k_{i1} z_i^2 - \\ & \frac{b\hat{\theta}_i}{2\eta_i^2} \xi_i(Z_i)^T \xi_i(Z_i) z_i^2 \\ g_{\mu_n} z_n u & \leq -k_{n0} g_{\mu_n} z_n^2 - b k_{n1} z_n^2 - \\ & \frac{b\hat{\theta}_n}{2\eta_n^2} \xi_n(Z_n)^T \xi_n(Z_n) z_n^2 \end{aligned} \quad (22)$$

然后,用将式(22)代入式(21)并利用式(19),可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & - \sum_{i=1}^n b k_{i1} z_i^2 + \sum_{i=1}^n \frac{b\sigma_i \tilde{\theta}_i}{\gamma_i} + \sum_{i=1}^n m_i + \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \left( -\frac{y_{i+1}^2}{\vartheta_{i+1}} + |y_{i+1}| D_{i+1} + \frac{c y_{i+1}^2}{4k_{i0}} \right) + \\ & \sum_{i=1}^n (1 - 2 \tanh^2(\frac{z_i}{v_i})) Q_i \end{aligned}$$

利用下面的不等式:  $\hat{\theta}_i \tilde{\theta}_i = (\theta_i - \tilde{\theta}_i) \tilde{\theta}_i \leq \frac{\theta_i^2}{2} - \frac{\tilde{\theta}_i^2}{2}$ ,

可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & - \sum_{i=1}^n (b k_{i1} z_i^2 + \frac{b\sigma_i \tilde{\theta}_i^2}{2\gamma_i}) + \sum_{i=1}^n (m_i + \frac{b\sigma_i \theta_i^2}{2\gamma_i}) + \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \left( -\frac{y_{i+1}^2}{\vartheta_{i+1}} + |y_{i+1}| D_{i+1} + \frac{c y_{i+1}^2}{4k_{i0}} \right) + \end{aligned}$$

$$\sum_{i=1}^n (1 - 2 \tanh^2(\frac{z_i}{v_i})) Q_i \quad (23)$$

现在,定义一集合为

$$\Omega_i = \{z_i^2 + \int_{t-\tau_i}^t \bar{\omega}_{11}^2(x_1(\tau)) d\tau + (b\bar{\theta}_1^2/\gamma_1) + \sum_{j=2}^i (y_j^2 + z_j^2 + \int_{t-\tau_j}^t \sum_{l=1}^j \bar{\omega}_{jl}^2(x_l(\tau)) d\tau + (b\bar{\theta}_j^2/\gamma_j)) \leq 2\mu\}$$

由于  $\Omega_i$  是  $R^{3i-1}$  的一个紧致集,其中包含变量  $z_1, z_2, \dots, z_i; \hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_i$  和  $y_2, y_3, \dots, y_i, i = 2, 3, \dots, n$ , 从式(18)很容易看出,连续函数  $D_{i+1}(\cdot)$  的所有变量都在紧致集  $\Omega_i$  内。因此  $D_{i+1}$  在  $\Omega_i$  上存在一个最大值  $N_{i+1}$ 。那么利用  $|y_{i+1}| D_{i+1} \leq \lambda y_{i+1}^2/2 + N_{i+1}^2/2\lambda$ , 并选择设计常数  $1/\vartheta_{i+1} = \lambda/2 + c/4k_{\theta_0} + \vartheta_{i+1}^*$ ,  $i = 2, \dots, n-1$ , 可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & - \sum_{i=1}^n (bk_{i1}z_i^2 + \frac{b\sigma_i\bar{\theta}_i^2}{2\gamma_i}) - \sum_{i=1}^{n-1} \vartheta_{i+1}^* y_{i+1}^2 + \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \frac{N_{i+1}^2}{2\lambda} + \sum_{i=1}^n (m_i + \frac{b\sigma_i\bar{\theta}_i^2}{2\gamma_i}) + \sum_{i=1}^n (1 - \\ & 2 \tanh^2(\frac{z_i}{v_i})) Q_i \leq -\gamma[2V - \sum_{i=1}^n V_{Q_i}] + C + \\ & \sum_{i=1}^n (1 - 2 \tanh^2(\frac{z_i}{v_i})) Q_i \end{aligned} \quad (24)$$

其中,正常数  $\gamma = \min\{bk_{i1}, \dots, bk_{n1}, \sigma_i/2, \vartheta_2^*, \dots, \vartheta_n^*\}$ ;  $C = \sum_{i=1}^n (m_i + (b\sigma_i\bar{\theta}_i^2/2\gamma_i)) + \sum_{i=1}^n (N_{i+1}^2/2\lambda)$  依赖设计参数。

从式(24)可以看出,第一项显然是负定,第二项是正的常数  $C$ 。然而,最后一项可以是正定的也可以是负定的,这依赖于  $z_i$  的大小。因此,根据引理 2,需要进行不同情况下的稳定性分析。详细分析过程可以参照文献[17]。最后分析结果表明,所有闭环系统的信号是有界的。因此,定理 1 证明完毕。

## 4 仿真实例

本节中,将举一个仿真实例验证该控制方案的有效性。考虑扰动下非线性时滞系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1 - e^{-x_1}}{1 + e^{-x_1}} + x_2^3 + x_2 e^{-1+x_1^2} + h_1(\bar{x}_1(t - \tau_1)) + d_1 \\ \dot{x}_2 = x_1^2 + 0.15u^3 + 0.1(1 + x_2^2)u + \\ h_2(\bar{x}_2(t - \tau_2)) + d_2 \end{cases} \quad (25)$$

其中,未知非线性时滞项定义为  $h_1(\bar{x}_1(t - \tau_1)) = 0.5x_1^2(t - \tau_1) \cos(x_1(t - \tau_1))$ ,  $h_2(\bar{x}_2(t - \tau_2)) = x_1(t - \tau_2)x_2(t - \tau_2)$ 。外部干扰项定义为  $d_1 = 0.7x_1^2 \cos 1.5t$ ,  $d_2 = 0.5(x_1^2 + x_2^2) \sin^3 t$ 。在这个模拟中,选择  $\tau_1 = 1$  s,

$\tau_2 = 1$  s。因此,时间延迟的上限取为  $\tau_{\max} = 2$  s。根据定理 1,设计控制器为

$$u = -\lambda \text{sat}(z_2) - k_2 z_2 - \frac{\hat{\theta}_2}{2\eta_2} \xi_2(Z_2)^T \xi_2(Z_2) z_2$$

其中,  $z_2 = x_2 - \alpha_{2f}$ ,  $Z_2 = [z_1, z_2, \dot{\alpha}_{2f}]^T$ ,  $z_1 = x_1$ , 以及  $\alpha_{2f}$  由式(11)给出。同时虚拟控制律和自适应控制律分别为

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= -k_1 z_1 - \frac{\hat{\theta}_1}{2\eta_1} \xi_1(Z_1)^T \xi_1(Z_1) z_1 \\ \dot{\hat{\theta}}_i &= \frac{\gamma_i}{2\eta_i} \xi_i(Z_i)^T \xi_i(Z_i) z_i^2 - \sigma_i \hat{\theta}_i, i = 1, 2 \end{aligned}$$

在仿真中,设计参数为  $k_1 = 3, k_2 = 5, \eta_1 = \eta_2 = 2.5, \gamma_1 = 40, \gamma_2 = 20, \sigma_1 = 0.2, \sigma_2 = 0.15, \Delta = 0.15, H = 10, \lambda = H + 0.10$  以及  $\vartheta_2 = 0.01$ 。并且  $W_1^* \xi_1(Z_1)$  包含 5 个节点,节点中心在  $[-2, 2]$  中均匀地隔开,宽度等于 2,  $W_2^* \xi_2(Z_2)$  包含 120 节点在  $[-2, 2] \times [-2, 2] \times [-4, 4]$  中均匀隔开,在  $[-2, 2] \times [-2, 2]$  中宽度为 2,在  $[-4, 4]$  中为 4.5。模拟的初始条件为  $[x_1(t), x_2(t)]^T = [0.5, 1]^T$ ,  $[\hat{\theta}_1(0), \hat{\theta}_2(0)]^T = [0, 0]^T$ 。

图 2 是状态变量  $x_1$  和  $x_2$  的轨迹,图 3 是控制输入信号  $u$  的轨迹,图 4 是自适应参数  $\hat{\theta}_1$  和  $\hat{\theta}_2$  的响应曲线。

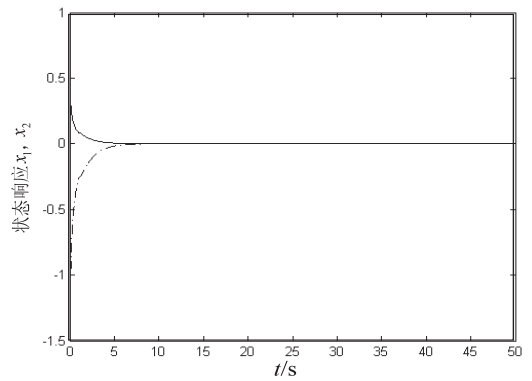


图 2 状态变量  $x_1$  (实线),  $x_2$  (虚线) 轨迹

结果表明,所有的闭环系统信号是有界的。通过仿真结果可知,文中的设计相较于文献[17]中基于神经网络的自适应动态面控制器更为出色,其中  $x_1$  的稳定时间提升 19.8%,  $x_2$  的稳定时间提升 4.18%,而且减轻了状态变量的抖动。

## 5 结束语

文中研究了自适应模糊神经网络 DSSMC 算法在一类带有不确定扰动的非线性纯反馈时滞系统中的控制问题。通过结合反推方法和 DSSMC 技术,提出了一种自适应模糊神经网络控制方案。文中已证明,该控制方案能保证闭环系统的所有信号有界,并且具有良



好的稳定性。

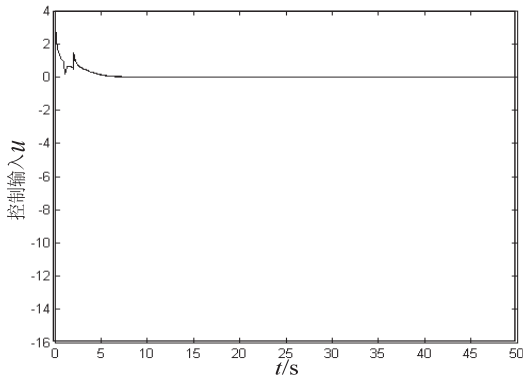


图3 控制输入  $u$  轨迹

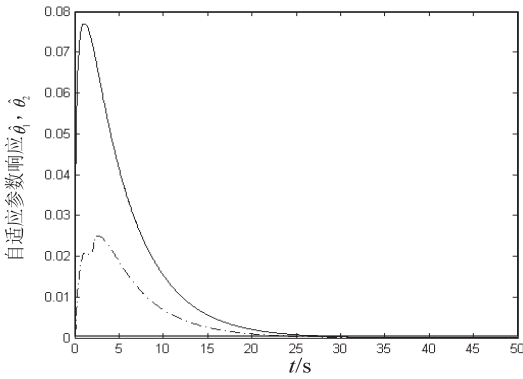


图4 自适应参数  $\hat{\theta}_1$  (实线),  $\hat{\theta}_2$  (虚线) 轨迹

仿真结果表明了该控制方案的有效性,而且通过参数的估计代替神经网络权值的调整,自适应算法简单,参数少,实时性强,便于实际工程应用。在未来的研究中,所提出的方法将应用到具有时间延迟的实际工程系统中。

参考文献:

[1] Krsti M, Kanellakopoulos I, Kokotovi P V. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York:Wiley,1995.

[2] Hua Changchun, Guan Xinping, Shi Peng. Robust backstepping control for a class of time delayed systems[J]. IEEE Trans on Automation Control,2005,50(6):894-899.

[3] Chen C L P, Pao Y H. An integration of neural network and rule-based systems for design and planning of mechanical assemblies[J]. IEEE Trans on Systems, Man and Cybernetics, 1993,23(5):1359-1371.

[4] Ge S, Wang C. Adaptive neural control of uncertain MIMO nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Neural Networks,2004,15(3):674-692.

[5] Tong S, Li Y, Wang T. Adaptive fuzzy backstepping fault-tolerant control for uncertain nonlinear systems based on dynamic surface[J]. International Journal on Innovative Computing Information and Control,2009,5(10A):3249-3261.

[6] Su X, Shi P, Wu L, et al. A novel approach to filter design for T-S fuzzy discrete-time systems with time-varying delay[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems,2012,20(6):1114-1129.

[7] Zhang H G, Wang Y, Liu D. Delay-dependent guaranteed cost control for uncertain stochastic fuzzy systems with multiple time delays[J]. IEEE Trans on Systems, Man and Cybernetics Part B,2008,38(1):126-140.

[8] Jankovic M. Control Lyapunov-Razumikhin functions and robust stabilization of time delay systems[J]. IEEE Trans on Automation Control,2001,46(7):1048-1060.

[9] Hale J. Theory of functional differential equations[M]. 2nd ed. New York:Springer-Verlag,1997.

[10] Zhou Q, Shi P, Xu S, et al. Adaptive output feedback control for nonlinear time-delay systems by fuzzy approximation approach[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems,2013,21(2):301-313.

[11] Hua C, Guan X, Shi P. Robust output feedback tracking control for time-delay nonlinear systems using neural network[J]. IEEE Trans on Neural Networks,2007,18(2):495-505.

[12] Chen B, Liu X, Liu K, et al. Fuzzy approximation-based adaptive control of strict-feedback nonlinear systems with time delays[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems,2010,18(5):883-892.

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

[14] Yoo S, Park J, Choi Y. Adaptive dynamic surface control for stabilization of parametric strict-feedback nonlinear systems with unknown time delays[J]. IEEE Trans on Automation Control,2007,52(12):2360-2365.

[15] Han S I, Lee J M. Precise positioning of nonsmooth dynamic systems using fuzzy wavelet echo state networks and dynamic surface sliding mode control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,2013,60(11):5124-5136.

[16] Vicente P V, Gerd H. Chattering-free sliding mode control for a class of nonlinear mechanical systems[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control,2001,11(12):1161-1178.


[17] Wang M, Liu X, Shi P. Adaptive neural control of pure-feedback nonlinear time-delay systems via dynamic surface technique[J]. IEEE Trans on Systems, Man and Cybernetics Part B,2011,41(6):1681-1692.

[18] Chen C L P, Liu Y, Wen G. Fuzzy neural network-based adaptive control for a class of uncertain nonlinear stochastic systems[J]. IEEE Trans on Cybernetics, 2013,44(5):583-593.

[19] Ge S S, Wang C. Adaptive NN control of uncertain nonlinear pure-feedback systems[J]. Automatica,2002,38(4):671-682.

[20] Ge S S, Tee K P. Approximation-based control of nonlinear MIMO time-delay systems[J]. Automatica,2007,43(1):31-43.

基于逼近的动态面滑膜智能控制算法的研究

作者：[邹晶](#)，[李雷](#)，[ZOU Jing](#)，[LI Lei](#)  
作者单位：[南京邮电大学 自动化学院, 江苏 南京, 210023](#)  
刊名：[计算机技术与发展](#)  
英文刊名：[Computer Technology and Development](#)  
年，卷(期)：2015(6)

引用本文格式：[邹晶](#). [李雷](#). [ZOU Jing](#). [LI Lei](#) [基于逼近的动态面滑膜智能控制算法的研究](#)[期刊论文]-[计算机技术与发展](#) 2015(6)