

具有未建模动态系统的自适应动态面输出反馈控制

夏晓南, 张天平

(扬州大学 信息工程学院, 江苏 扬州 225127)

摘要: 针对一类具有未建模动态和动态扰动且状态不可量测的非线性系统, 利用神经网络逼近未知函数设计 K-滤波器重构系统状态, 提出一种自适应输出反馈控制策略. 通过对未建模动态的新刻画, 避免动态信号的引入. 采用动态面设计方法, 取消理论分析中产生的未知连续函数的估计, 降低设计的复杂性. 利用 Lyapunov 方法证明了闭环系统的所有信号是半全局一致终结有界的, 并通过仿真结果验证了所提出方案的有效性.

关键词: 自适应控制; 输出反馈控制; 动态面控制; 未建模动态

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Adaptive dynamic surface output feedback control for systems with unmodeled dynamics

XIA Xiao-nan, ZHANG Tian-ping

(College of Information Engineering, Yangzhou University, Yangzhou 225127, China. Correspondent: ZHANG Tian-ping, E-mail: tpzhang@yzu.edu.cn)

Abstract: An output feedback adaptive control scheme is proposed for a class of nonlinear systems with unmodeled dynamics and dynamic uncertainties as well as the unmeasured states. Neural networks are used to approximate the unknown continuous functions, and the unknown system states are reconstructed by using K-filters. By the novel description to unmodeled dynamics, the dynamic signal used to dominate the unmodeled dynamics in the existing literature is avoided. Based on the dynamic surface design method, the estimations of the unknown continuous functions produced in the course of theoretical analysis are removed. The complexity of the design is reduced. By using the method of the Lyapunov function, all the signals in the closed-loop control system are proved to be bounded semi-globally, uniformly and ultimately. Simulation results illustrate the effectiveness of the proposed approach.

Key words: adaptive control; output feedback control; dynamic surface control; unmodeled dynamics

0 引言

文献[1-2]针对一类具有未建模动态和动态扰动的非线性系统, 提出了2种处理未建模动态的方法(即引入动态信号来处理未建模动态^[1]和利用 Lyapunov 函数对未建模动态进行约束^[2]), 并给出了相应的自适应控制器的设计策略; 文献[3]提出了动态面控制的设计方法; 文献[4-5]将其结果分别推广到一类严格反馈和纯反馈非线性系统, 提出了2种自适应神经网络动态面控制方案; 文献[6]利用后推设计和文献[1]中对未建模动态的描述方法, 提出了一种自适应模糊控制设计方案; 文献[7-8]利用中值定理、动态信号和 Young's 不等式, 提出了2种自适应动态面控制

策略; 利用文献[2]中对未建模动态的描述方法, 文献[9]提出了2种自适应神经网络动态面控制算法; 针对具有不确定性纯反馈非线性系统, 文献[10]利用动态面控制方法和后推设计, 提出了2种鲁棒自适应控制策略, 并利用 Nussbau 函数处理了虚拟增益符号未知的问题, 但没有考虑未建模动态. 上述方案都是针对状态可测的非线性系统提出的, 当状态不可测时, 只能利用系统的可量测输出设计控制器. Krstic等^[11]提出了在具有输出反馈形式的非线性系统中, 用于估计系统不可测状态的 K-滤波器的设计方法; 在文献[11]的基础上, 文献[12]利用输出反馈, 针对一类特殊的非线性系统, 提出了全局自适应控制策略; 文献

收稿日期: 2013-11-04; 修回日期: 2014-02-21.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61174046).

作者简介: 夏晓南(1970—), 女, 博士生, 从事智能控制、鲁棒自适应控制的研究; 张天平(1964—), 男, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒自适应控制、非线性控制等研究.

[13]针对一类关于输入是线性的、关于属于已知集合的未知常数向量是非线性的非线性系统,提出了一种全局自适应输出反馈控制设计方法;文献[14]引入调节函数设计参数自适应律,提出了一种自适应输出反馈控制方案;文献[15]利用模糊逼近能力和 Nussbaum 性质,针对控制方向和死区均未知的非线性系统,提出了一种自适应输出反馈控制器设计方案;文献[16]利用中值定理并引入动态信号,讨论了一类具有输入迟滞和未建模动态的非线性纯反馈系统的自适应控制问题,提出了一种自适应神经动态面控制方案;文献[17]讨论了一类具有未建模动态且状态不可量测的耦合非线性大系统的输出反馈控制问题,利用 Nussbaum 函数处理了未知高频增益符号,通过构造 K-滤波器估计未知状态,并将后推设计与模糊逼近相结合,提出了一种分散自适应模糊控制策略;文献[18]利用动态信号和 Nussbaum 函数,讨论了一类具有未知高频增益的严格反馈非线性系统的自适应模糊输出反馈控制问题;文献[19]基于动态面设计方法,针对一类不确定性非线性系统,提出了一种自适应输出反馈控制策略,取消了以往在动态面设计中需要虚拟控制对时间的导数有界的假设,但没有考虑未建模动态,并假定控制增益符号已知。

本文针对一类具有未建模动态、动态不确定性和未知系统函数的非线性系统,将 K-滤波器与动态面控制有机结合,提出了一种输出反馈自适应控制方案。本文的主要创新点如下: 1) 通过对未建模动态的刻画,在输出反馈控制器设计中避免了动态信号处理未建模动态的引入,并弱化了动态不确定项的假设。2) 利用动态面控制方法,取消了对理论分析中产生的未知连续函数的估计,减少了在线调节参数,同时避免了传统后推设计中调节函数的引入,降低了设计的复杂性。3) 由于 $W(z, t)$ 为关于未建模动态的非线性函数,不能在用来定义紧集的 Lyapunov 函数 V_ρ 中出现。本文通过所构造的方法,在 V_ρ 中加入了 $\|z\|^4$ 项,在总 Lyapunov 函数 V 表达式中加入 $W(z, t)$ 项,建立了 V_ρ 与 V 之间的数学关系,保证了当 $V \leq c$ 时, $V_\rho \leq p$, 并进而证明了所设计的具有未建模动态的输出反馈自适应动态面控制系统的稳定性。

1 问题描述和基本假设

考虑如下—类具有未建模动态、以输出反馈形式表示的非线性系统:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= q(z, y, t), \\ \dot{x}_1 &= x_2 + f_1(y) + \Delta_1(z, y, t), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\vdots \\ \dot{x}_{\rho-1} &= x_\rho + f_{\rho-1}(y) + \Delta_{\rho-1}(z, y, t), \\ \dot{x}_\rho &= x_{\rho+1} + f_\rho(y) + \Delta_\rho(z, y, t) + b_m \sigma(y)u, \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n + f_{n-1}(y) + \Delta_{n-1}(z, y, t) + b_1 \sigma(y)u, \\ \dot{x}_n &= f_n(y) + \Delta_n(z, y, t) + b_0 \sigma(y)u, \\ y &= x_1. \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$ 为系统的状态; $u \in R$ 为系统的输入; $y \in R$ 为系统的输出; $\sigma(y) \neq 0$ 为已知的连续函数; $f_i(y)$ 为未知光滑函数; $z \in R^{n_0}$ 为未建模动态; $\Delta_i(z, y, t)$ 为非线性动态扰动; $\Delta_i(z, y, t)$ 和 $q(z, y, t)$ 均为未知的满足 Lipschitz 条件的连续函数; $b = [b_m, b_{m-1}, \dots, b_0]^T \in R^{m+1}$ 为未知常数向量, $B(s) = b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0$ 为 Hurwitz 多项式。本文不妨假设系统中只有输出可量测。

控制目标: 设计输出反馈自适应神经网络动态面控制 u , 使得 y 跟踪给定的期望轨迹 y_d , 同时保证闭环控制系统中的所有信号有界。

假设 1 $|\Delta_i(z, y, t)| \leq \rho_{i1}(|y|) + \rho_{i2}(y)\|z\|$, $i = 1, 2, \dots, n$, $\rho_{i1}(|y|)$ 和 $\rho_{i2}(y)$ 为非负的未知连续函数, $\|\cdot\|$ 表示向量的欧氏范数。

假设 2 系统 $\dot{z} = q(z, 0, t) - q(0, 0, t)$ 在 $z = 0$ 时是全局渐近稳定的, 即存在一个 Lyapunov 函数 $W(z, t)$, 满足如下不等式:

$$c_1 \|z\|^4 \leq W(z, t) \leq c_2 \|z\|^4, \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial W}{\partial t}(z, t) + \frac{\partial W}{\partial z}(z, t)(q(z, 0, t) - q(0, 0, t)) &\leq \\ -c_3 \|z\|^4, \end{aligned} \quad (3)$$

$$\left| \frac{\partial W}{\partial z}(z, t) \right| \leq c_4 \|z\|^3. \quad (4)$$

其中: c_1, c_2, c_3, c_4 为正常数, 且存在 $c_5 \geq 0$, $\|q(0, 0, t)\| \leq c_5, \forall t \geq 0$ 。

假设 3 存在未知光滑函数 ψ_0 , 且 $\psi_0(0) = 0$ 满足 $\|q(z, y, t) - q(z, 0, t)\| \leq \psi_0(|y|)$ 。

假设 4 期望轨迹向量 $X_d = [y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d]^T \in \Omega_d$ 光滑可测, 其中 $\Omega_d = \{x_d : y_d^2 + \dot{y}_d^2 + \ddot{y}_d^2 \leq B_0\}$, 且 B_0 为已知常数。

假设 5 存在已知正常数 b_{\max} , 使得不等式 $0 < b_m \leq b_{\max}$ 成立。

注 1 假设 2 是文献[2]中 Lyapunov 函数的进一步推广。与现有结果相比, 假设 3 中无需 ψ_0 已知, 假设 5 中无需 b_m 的下界已知。

为了便于叙述, 将系统 (1) 转化为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{z} = q(z, y, t), \\ \dot{x} = Ax + f(y) + G\sigma(y)u + \Delta(z, y, t), \\ y = e_1^T x. \end{cases} \quad (5)$$

其中: $A = \begin{bmatrix} 0 & I_{n-1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; $G = [0_{1 \times (n-m-1)}, b]^T$; $f(y) = [f_1(y), f_2(y), \dots, f_n(y)]^T$; $\Delta(z, y, t) = [\Delta_1(z, y, t), \dots, \Delta_n(z, y, t)]^T$; $e_i \in R^n$ 表示第 i 个分量为 1, 其余分量为 0 的 n 维向量.

定义紧集 $\Omega_y = \{y | |y| \leq M_y\}$, 其中 $M_y > 0$ 为设计常数. 利用神经网络在区域 Ω_y 上对 $f_i(y)$ 进行逼近, 即 $f_i(y) = \varphi_i^T(y)\theta_i^* + \delta_i(y)$. 其中: $\delta_i(y)$ 为逼近误差; $\theta_i^* = [\theta_{i1}^*, \theta_{i2}^*, \dots, \theta_{iM_i}^*]^T$, $\theta_i^* = \arg \min_{\theta \in R^{M_i}} [\sup |\theta_i^T \varphi_i(y) - f_i(y)|]$, M_i 为第 i 个神经网络节点数; $\varphi_i(y) = [\varphi_{i1}(y), \varphi_{i2}(y), \dots, \varphi_{iM_i}(y)]^T$, $\varphi_{ij}(y)$ 为径向基函数, 通常取高斯函数

$$\varphi_{ij}(y) = \exp \left[-\frac{(y - \mu_{ij})^2}{d_{ij}} \right].$$

其中: μ_{ij}, d_{ij} 分别为函数的中心和宽度, $j = 1, 2, \dots, M_i, i = 1, 2, \dots, n$.

2 滤波器的设计及系统重构

令

$$\Phi^T(y) = \begin{bmatrix} \varphi_1^T(y) & & & \\ & \varphi_2^T(y) & & \\ & & \ddots & \\ & & & \varphi_n^T(y) \end{bmatrix},$$

$$\theta_h = [\theta_1^{*T}, \theta_2^{*T}, \dots, \theta_n^{*T}]^T,$$

$$\delta(y) = [\delta_1(y), \delta_2(y), \dots, \delta_n(y)]^T,$$

$$F^T(y, u) =$$

$$\left[\begin{array}{c} 0_{(\rho-1) \times (m+1)} \\ I_{m+1} \end{array} \right] \sigma(y)u, \Phi^T(y) \in R^{n \times (m+1+N)},$$

$$\theta = [b^T, \theta_h^T]^T \in R^{(m+1+N) \times 1},$$

$$N = \sum_{i=1}^n M_i, n = \rho + m,$$

则系统 (5) 可转化为

$$\begin{cases} \dot{z} = q(z, y, t), \\ \dot{x} = Ax + F^T(y, u)\theta + \delta(y) + \Delta(z, y, t), \\ y = e_1^T x. \end{cases} \quad (6)$$

受文献[11]启发, 神经网络滤波器设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A_0\xi + Ly, \xi \in R^n; \\ \dot{\Omega}^T = A_0\Omega^T + F^T(y, u), \Omega^T \in R^{n \times N}. \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$A_0 = A - Le_1^T = \begin{bmatrix} -l_1 & & & \\ & -l_2 & & I_{n-1} \\ & & \vdots & \\ & & & -l_n & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix},$$

A_0 为 Hurwitz 矩阵, 即满足 Lyapunov 方程 $PA_0 + A_0^T P = -hI, P = P^T > 0, h > 0$ 为设计常数, $L = [l_1, l_2, \dots, l_n]^T$.

观测器设计为 $\hat{x} = \xi + \Omega^T\theta$, 定义状态观测误差为 $\varepsilon = x - \hat{x}$, 则 $x = \xi + \Omega^T\theta + \varepsilon$. 由式 (6) 和以上定义可得

$$\dot{\varepsilon} = A_0\varepsilon + \delta(y) + \Delta(z, y, t). \quad (8)$$

令 $\Omega^T = [v_m, v_{m-1}, \dots, v_0, \vartheta]$, 矩阵 $\vartheta \in R^{n \times N}$, 向量 $v_i \in R^n$, 且满足等式

$$\dot{v}_i = A_0v_i + e_{n-i}\sigma(y)u, i = 0, 1, \dots, m; \quad (9)$$

$$A_0^i e_n = e_{n-i}, i = 0, 1, \dots, n-1; \quad (10)$$

$$v_i = A_0^i \lambda, i = 0, 1, \dots, m. \quad (11)$$

令 $v_{i,j}$ 和 λ_l 分别表示列向量 v_i 和 λ 的第 j 个分量和第 l 个分量, 则有

$$v_{i,j} = [* , \dots , * , 1] \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \vdots \\ \lambda_{i+j} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

其中: $j = 1, 2, \dots, n; i = 0, 1, \dots, m; \lambda_l = 0, l > n; *$ 为关于 l_1, l_2, \dots, l_n 的某一个多项式. 由于 l_1, l_2, \dots, l_n 为设计参数, $*$ 代表的多项式是有界的.

为了证明控制器 u 的有界性, 引入新的滤波器, 由式 (9)~(11) 可得

$$\dot{\lambda} = A_0\lambda + e_n\sigma(y)u. \quad (13)$$

矩阵 ϑ 满足

$$\dot{\vartheta} = A_0\vartheta + \Phi^T(y). \quad (14)$$

由式 (7)、(13)~(14) 可知, 滤波器可以改写为

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A_0\xi + Ly, \xi \in R^n; \\ \dot{\vartheta} = A_0\vartheta + \Phi^T(y), \vartheta \in R^{n \times N}; \\ \dot{\lambda} = A_0\lambda + e_n\sigma(y)u, \lambda \in R^n. \end{cases} \quad (15)$$

基于上述观测器, 系统状态 x_2 可以表示为

$$x_2 = \xi_2 + \Omega_{(2)}^T\theta + \varepsilon_2 =$$

$$\xi_2 + [v_{m,2}, v_{m-1,2}, \dots, v_{0,2}, \vartheta_{(2)}]\theta + \varepsilon_2 =$$

$$b_m v_{m,2} + \xi_2 + [0, v_{m-1,2}, v_{m-2,2}, \dots, v_{0,2}, \vartheta_{(2)}]\theta + \varepsilon_2. \quad (16)$$

其中: $\Omega_{(2)}^T$ 和 $\vartheta_{(2)}$ 分别表示 Ω^T 和 ϑ 的第 2 个行向量, ξ_2 和 ε_2 分别表示列向量 ξ 和 ε 的第 2 个分量. 将式 (16) 代入 (6), 可得

$$\dot{y} = b_m v_{m,2} + \xi_2 + \bar{\omega}^T \theta + \varepsilon_2 + \delta_1(y) + \Delta_1(z, y, t). \quad (17)$$

其中: $\omega^T = [v_{m,2}, v_{m-1,2}, \dots, v_{0,2}, \vartheta_{(2)} + \Phi_{(1)}^T], \bar{\omega}^T = [0, v_{m-1,2}, v_{m-2,2}, \dots, v_{0,2}, \vartheta_{(2)} + \Phi_{(1)}^T], \Phi_{(1)}^T$ 表示 Φ^T 的第 1 行. 综合式 (9) 和 (17), 系统 (6) 可以转化为

$$\begin{cases} \dot{y} = b_m v_{m,2} + \xi_2 + \bar{\omega}^T \theta + \varepsilon_2 + \delta_1(y) + \Delta_1(z, y, t); \\ \dot{v}_{m,i} = v_{m,i+1} - l_i v_{m,1}, \quad i = 2, 3, \dots, \rho - 1; \\ \dot{v}_{m,\rho} = \sigma(y)u + v_{m,\rho+1} - l_\rho v_{m,1}; \\ v_{m,\rho+1} = 0, \quad m + \rho + 1 > n. \end{cases} \quad (18)$$

3 基于动态面的自适应控制器设计

对式 (18) 所描述的 ρ 阶系统采用动态面控制方法和 K-滤波器设计自适应输出反馈控制器, 整体设计过程共分 ρ 步.

定义 Lyapunov 函数如下:

$$V_\varepsilon = \varepsilon^T P \varepsilon; \quad (19)$$

$$V_W = \frac{1}{\lambda_0} W(z, t), \quad \lambda_0 > 0; \quad (20)$$

$$V_{s_i} = \frac{s_i^2}{2}; \quad (21)$$

$$V_{sW\varepsilon} = V_{s_1} + V_W + V_\varepsilon. \quad (22)$$

其中: $W(z, t)$ 在假设 (2) 中已给出, s_i 在下文中给出. 将 V_ε 对时间 t 求导, 并利用式 (8) 和 Young's 不等式, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\varepsilon &= \varepsilon^T (PA_0 + A_0^T P) \varepsilon + 2\varepsilon^T P \delta(y) + 2\varepsilon^T P \Delta(z, y, t) \leq \\ &\varepsilon^T (PA_0 + A_0^T P) \varepsilon + 2\varepsilon^T \varepsilon + \|P\|^2 \|\delta(y)\|^2 + \\ &\|P\|^2 \|\Delta(z, y, t)\|^2. \end{aligned} \quad (23)$$

根据假设 1, 利用 Young's 不等式, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\varepsilon &\leq -(h-2)\varepsilon^T \varepsilon + \sum_{j=1}^n \|P\|^2 \delta_j^2(y) + \\ &2 \sum_{j=1}^n \|P\|^2 \rho_{j1}^2(|y|) + \\ &\frac{16n\lambda_0}{c_3} \sum_{j=1}^n \|P\|^4 \rho_{j2}^4(y) + \frac{c_3}{16\lambda_0} \|z\|^4. \end{aligned} \quad (24)$$

将 V_W 对时间 t 求导, 可得

$$\dot{V}_W = \frac{1}{\lambda_0} \left(\frac{\partial W}{\partial z}(z, t)(q(z, 0, t) - q(0, 0, t)) + \right.$$

$$\left. \frac{\partial W}{\partial t}(z, t) \right) + \frac{1}{\lambda_0} \frac{\partial W}{\partial z}(z, t)(q(z, y, t) - q(z, 0, t)) + \frac{1}{\lambda_0} \frac{\partial W}{\partial z}(z, t)q(0, 0, t). \quad (25)$$

根据假设 2 和假设 3, 利用 Young's 不等式, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_W &\leq \\ &-\frac{c_3}{\lambda_0} \|z\|^4 + \frac{c_4}{\lambda_0} \|z\|^3 \psi_0(|y|) + \frac{c_4 c_5}{\lambda_0} \|z\|^3 \leq \\ &-\frac{5c_3}{8\lambda_0} \|z\|^4 + \frac{16c_4^4}{\lambda_0 c_3^3} \psi_0^4(|y|) + \frac{16c_4^4 c_5^4}{\lambda_0 c_3^3}. \end{aligned} \quad (26)$$

Step 1 令 $\omega_1 = y_d$, 定义第 1 个动态面

$$s_1 = x_1 - \omega_1. \quad (27)$$

利用式 (18) 的第 1 个方程可得 s_1 对时间 t 的导数

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= b_m v_{m,2} + \xi_2 + \bar{\omega}^T \theta + \varepsilon_2 + \\ &\delta_1(y) + \Delta_1(z, y, t) - \dot{y}_d. \end{aligned} \quad (28)$$

选取虚拟控制律 α_1 如下:

$$\alpha_1 = \frac{\hat{b}_m}{\hat{b}_m^2 + \beta} (-k_1 s_1 - \xi_2 - \bar{\omega}^T \hat{\theta}). \quad (29)$$

其中: $\beta > 0, k_1 > 0$ 为设计常数; $\hat{\theta}$ 和 \hat{b}_m 分别表示 θ 和 b_m 在 t 时刻的估计值, $\tilde{b}_m = b_m - \hat{b}_m, \tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$.

V_{s_1} 对时间 t 的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s_1} &= s_1 (b_m v_{m,2} + \xi_2 + \bar{\omega}^T \theta + \varepsilon_2 + \\ &\delta_1(y) + \Delta_1(z, y, t) - \dot{y}_d). \end{aligned} \quad (30)$$

引入新变量 ω_2 作为虚拟控制 α_1 通过一阶滤波器后的输出, 且 τ_2 为时间常数, 则有

$$\tau_2 \dot{\omega}_2 + \omega_2 = \alpha_1, \quad \omega_2(0) = \alpha_1(0). \quad (31)$$

令 $y_2 = \omega_2 - \alpha_1$, 由上式可得 $\dot{\omega}_2 = -\frac{y_2}{\tau_2}$. 又由于 $v_{m,2} = s_2 + y_2 + \alpha_1$, 利用 Young's 不等式可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s_1} &\leq -(k_1 - 2b_{\max})s_1^2 + \tilde{b}_m s_1 \alpha_1 + \frac{b_{\max}}{4} s_2^2 + \\ &\frac{b_{\max}}{4} y_2^2 + s_1 \bar{\omega}^T \tilde{\theta} + s_1 \varepsilon_2 - \frac{s_1 \beta}{\hat{b}_m^2 + \beta} (-k_1 s_1 - \\ &\xi_2 - \bar{\omega}^T \hat{\theta}) + s_1 \delta_1 + s_1 \Delta_1 - s_1 \dot{y}_d. \end{aligned} \quad (32)$$

根据假设 1, 利用 Young's 不等式, 可得

$$\begin{aligned} |s_1| |\Delta_1(y, z, t)| &\leq \\ |s_1| \rho_{11}(|y|) + |s_1| \rho_{12}(y) \|z\| &\leq \\ 2s_1^2 + \frac{\rho_{11}^2(|y|)}{4} + \frac{\lambda_0}{4c_3} \rho_{12}^4(y) + \frac{c_3}{16\lambda_0} \|z\|^4. \end{aligned} \quad (33)$$

对 Lyapunov 函数 $V_{sW\varepsilon}$ 求导, 综合式 (24)、(26) 和 (32) 和 (33), 并利用 Young's 不等式, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{sW\varepsilon} &\leq -\left(h - \frac{9}{4}\right) \varepsilon^T \varepsilon - (k_1 - 2b_{\max} - 3)s_1^2 - \\ \frac{c_3}{2\lambda_0} \|z\|^4 + \tilde{b}_m s_1 \alpha_1 + \frac{b_{\max}}{4} s_2^2 + \frac{b_{\max}}{4} y_2^2 + \\ s_1 \bar{\omega}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{4} S^2 + \kappa + D. \end{aligned} \quad (34)$$

其中

$$H(X) = \sum_{j=1}^n \|P\|^2 \delta_j^2 + 2 \sum_{j=1}^n \|P\|^2 \rho_{j1}^2 (|y|) + \frac{1}{4} \rho_{11}^2 (|y|) + \frac{\lambda_0}{4c_3} \rho_{12}^4 (y) + \frac{16c_4^4}{\lambda_0 c_3^3} \psi_0^4 (|y|) + \frac{16n\lambda_0}{c_3} \sum_{j=1}^n \|P\|^4 \rho_{j2}^4 (y) - \frac{1}{4} \dot{y}_d^2.$$

存在非负连续函数 $\kappa(X)$ 满足 $|H(X)| \leq \kappa(X)$, $X = [y, y_d, \dot{y}_d]^T$. 存在非负连续函数 $S(s_1, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \xi, \|z\|, \vartheta, \bar{\lambda}_{m+2}, y_d)$, 满足不等式

$$\left| \delta_1(y) - \frac{\beta}{\hat{b}_m^2 + \beta} (-k_1 s_1 - \xi_2 - \bar{\omega}^T \hat{\theta}) \right| \leq S(s_1, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \xi, \|z\|, \vartheta, \bar{\lambda}_{m+2}, y_d).$$

其中: $\bar{\lambda}_{m+2} = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{m+2}]^T$, $D = \frac{16c_4^4 c_5^4}{\lambda_0 c_3^3}$ 为常数. 根据 $y_2 = \omega_2 - \alpha_1$ 求得 y_2 对时间 t 的导数

$$\dot{y}_2 = -\frac{y_2}{\tau_2} - \frac{\hat{b}_m}{\hat{b}_m^2 + \beta} (-k_1 \dot{s}_1 - \dot{\xi}_2 - \bar{\omega}^T \dot{\hat{\theta}} - \bar{\omega}^T \dot{\hat{\theta}}) - \dot{\hat{b}_m} \frac{\beta - \hat{b}_m^2}{(\hat{b}_m^2 + \beta)^2} (-k_1 s_1 - \xi_2 - \bar{\omega}^T \hat{\theta}). \quad (35)$$

存在非负连续函数 $\eta_2(\bar{s}_2, y_2, \varepsilon_2, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \xi, \vartheta, \bar{\lambda}_{m+2}, y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d)$, 使得

$$\left| \dot{y}_2 + \frac{y_2}{\tau_2} \right| \leq \eta_2(\bar{s}_2, y_2, \varepsilon_2, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \xi, \vartheta, \bar{\lambda}_{m+2}, y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d). \quad (36)$$

其中: $\bar{s}_i = [s_1, s_2, \dots, s_i]^T, i = 1, 2, \dots, \rho$. 由式 (35)、(36) 和 Young's 不等式可得

$$y_2 \dot{y}_2 \leq -\frac{y_2^2}{\tau_2} + y_2^2 + \frac{\eta_2^2}{4}. \quad (37)$$

Step i ($2 \leq i \leq \rho - 1$) 考虑式 (18) 中的第 i 个方程, 定义第 i 个动态面为 $s_i = v_{m,i} - \omega_i$, 则 s_i 对时间 t 的导数为

$$\dot{s}_i = \dot{v}_{m,i} - \dot{\omega}_i = \dot{v}_{m,i+1} - l_i v_{m,1} - \dot{\omega}_i. \quad (38)$$

选取如下虚拟控制:

$$\alpha_i = -k_i s_i + l_i v_{m,1} + \dot{\omega}_i. \quad (39)$$

引入变量 ω_{i+1} 作为虚拟控制 α_i 通过一阶滤波器后的输出, 且 τ_{i+1} 为时间常数, 即

$$\tau_{i+1} \dot{\omega}_{i+1} + \omega_{i+1} = \alpha_i, \omega_{i+1}(0) = \alpha_i(0). \quad (40)$$

其中 τ_{i+1} 由后文定理 1 中的式 (53) 给出. 令 $y_{i+1} = \omega_{i+1} - \alpha_i$, 由上式可得 $\dot{\omega}_{i+1} = -\frac{y_{i+1}}{\tau_{i+1}}$. 考虑到

$$v_{m,i+1} = s_{i+1} + y_{i+1} + \alpha_i. \quad (41)$$

综合式 (38)、(39) 和 (41), 求 V_{s_i} 对时间 t 的导数, 并利用 Young's 不等式, 可得

$$\dot{V}_{s_i} \leq -(k_i - 2)s_i^2 + \frac{1}{4}s_{i+1}^2 + \frac{1}{4}y_{i+1}^2. \quad (42)$$

求 y_{i+1} 对时间 t 的导数, 可得

$$\dot{y}_{i+1} = -\frac{y_{i+1}}{\tau_{i+1}} - (-k_i \dot{s}_i + l_i \dot{v}_{m,1} + \dot{\omega}_i). \quad (43)$$

存在非负连续函数 $\eta_{i+1}(\bar{s}_{i+1}, \bar{y}_{i+1}, \varepsilon_2, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \xi, \vartheta, \bar{\lambda}_{m+2}, y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d)$, 使得

$$\left| \dot{y}_{i+1} + \frac{y_{i+1}}{\tau_{i+1}} \right| \leq \eta_{i+1}(\bar{s}_{i+1}, \bar{y}_{i+1}, \varepsilon_2, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \xi, \vartheta, \bar{\lambda}_{m+2}, y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d). \quad (44)$$

其中: $\bar{y}_j = [y_2, y_3, \dots, y_j]^T, j = 2, 3, \dots, \rho$. 由式 (43) 和 (44) 可得

$$y_{i+1} \dot{y}_{i+1} \leq -\frac{y_{i+1}^2}{\tau_{i+1}} + y_{i+1}^2 + \frac{\eta_{i+1}^2}{4}. \quad (45)$$

Step ρ 构造最终控制律. 定义第 ρ 个动态面为 $s_\rho = v_{m,\rho} - \omega_\rho$ 对时间 t 的导数

$$\dot{s}_\rho = \sigma(y)u + v_{m,\rho+1} - l_\rho v_{m,1} - \dot{\omega}_\rho. \quad (46)$$

选取控制律

$$u = \frac{-k_\rho s_\rho - v_{m,\rho+1} + l_\rho v_{m,1} + \dot{\omega}_\rho}{\sigma(y)}. \quad (47)$$

则由式 (46) 和 (47) 可得

$$\dot{V}_{s_\rho} = -k_\rho s_\rho^2. \quad (48)$$

选取如下自适应律:

$$\dot{\hat{\theta}} = \gamma_1 (\bar{\omega} s_1 - \sigma_1 \hat{\theta}), \quad (49)$$

$$\dot{\hat{b}_m} = \gamma_2 (s_1 \alpha_1 - \sigma_2 \hat{b}_m). \quad (50)$$

其中 $\gamma_1, \gamma_2, \sigma_1, \sigma_2$ 为设计常数.

定义 Lyapunov 函数

$$V_1 = s_1^2 + 2V_\varepsilon + \frac{1}{\gamma_1} \bar{\theta}^T \bar{\theta} + \frac{1}{\gamma_2} \hat{b}_m^2 + \frac{c_3}{\lambda_0} \|z\|^4, \quad (51)$$

$$V_i = \sum_{j=1}^i s_j^2 + \sum_{j=2}^i y_j^2 + 2V_\varepsilon + \frac{1}{\gamma_1} \bar{\theta}^T \bar{\theta} + \frac{1}{\gamma_2} \hat{b}_m^2 + \frac{c_3}{\lambda_0} \|z\|^4. \quad (52)$$

其中 $i = 2, 3, \dots, \rho$.

定义紧集

$$\Omega_1 = \{(s_1, y_2, \varepsilon, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \|z\|) : V_1 \leq p\} \subset R^{p_1},$$

$$\Omega_i = \{(\bar{s}_i, \bar{y}_i, \varepsilon, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \|z\|) : V_i \leq p\} \subset R^{p_i}.$$

其中: $i = 2, 3, \dots, \rho; p > 0$ 为设计常数, 可由给定的任意正常数 c 确定, $p_i = n + N + m + 2i + 2$. 易知 $\Omega_1 \times R^{p_\rho - p_1} \supset \Omega_2 \times R^{p_\rho - p_2} \supset \dots \supset \Omega_{\rho-1} \times R^{p_\rho - p_{\rho-1}} \supset \Omega_\rho$.

假设连续函数 $S(s_1, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \xi, \|z\|, \vartheta, \bar{\lambda}_{m+2}, y_d)$ 在紧集 $\Omega_d \times \Omega_1$ 上的最大值为 M , 连续函数 $\kappa(s_1, y_d, \dot{y}_d)$ 在紧集 $\Omega_d \times \Omega_1$ 的最大值为 N_0 , 连续函数 $\eta_{i+1}(\bar{s}_{i+1}, \bar{y}_{i+1}, \varepsilon_2, \hat{b}_m, \hat{\theta}, \xi, \vartheta, \bar{\lambda}_{m+2}, y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d)$ 在紧集 $\Omega_d \times \Omega_{i+1}$ 上的最大值为 N_{i+1} ($\xi, \vartheta, \bar{\lambda}_{m+2}$ 有界时).

定理 1 考虑由非线性系统 (1), 控制律 (47), 以

及自适应律(49)和(50)构成的闭环系统,若满足假设1~假设5,对于有界初始条件满足 $V(0) \leq c$,并选取适当的正常数 $k_i, \tau_i, h, \gamma_1, \gamma_2, \sigma_1, \sigma_2$,则闭环系统中的所有信号是半全局一致终结有界的.其中 k_i, τ_i, h 满足

$$\begin{cases} k_i \geq 2b_{\max} + 3 + \frac{1}{2}\alpha_0, i = 1, 2, \dots, \rho; \\ \frac{1}{\tau_i} \geq \frac{1}{4}b_{\max} + \frac{5}{4} + \frac{1}{2}\alpha_0, i = 2, 3, \dots, \rho; \\ h \geq \frac{9}{4} + \alpha_0\lambda_{\max}(P); \\ \alpha_0 = \min \left\{ \gamma_1\sigma_1, \gamma_2\sigma_2, \frac{c_3}{2c_2} \right\}. \end{cases} \quad (53)$$

证明 考虑如下 Lyapunov 函数:

$$V = V_{sW\varepsilon} + \sum_{i=2}^{\rho} V_{s_i} + \frac{1}{2} \sum_{i=2}^{\rho} y_i^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{b}_m^2. \quad (54)$$

其中 $V_{sW\varepsilon} = V_{s_1} + V_W + V_\varepsilon \leq V$.对于任意给定的正常数 $c > 0$,若 $V \leq c$,则 $\varepsilon, s_1, \dots, s_\rho, y_2, \dots, y_\rho, \hat{\theta}, \hat{b}_m, y$ 有界.进一步, $V_W \leq c$,由假设2可知

$$\frac{c_1}{\lambda_0} \|z\|^4 \leq \frac{1}{\lambda_0} W \leq c,$$

即

$$\|z\|^4 \leq \frac{\lambda_0 c}{c_1}.$$

将式(54)改写为

$$V = \frac{1}{\lambda_0} W + \frac{1}{2} V_\rho - \frac{c_3}{2\lambda_0} \|z\|^4,$$

则有

$$V_\rho = 2V - \frac{2}{\lambda_0} W + \frac{c_3}{\lambda_0} \|z\|^4 \leq \left(2 + \frac{c_3}{c_1}\right) c.$$

取 $p = \left(2 + \frac{c_3}{c_1}\right) c$,则 $V_\rho \leq p$.由式(1)、(13)可得

$$\lambda_i = \frac{s^{i-1} + l_1 s^{i-2} + \dots + l_{i-1}}{|sI - A_0|} \sigma(y) u = \frac{s^{i-1} + l_1 s^{i-2} + \dots + l_{i-1}}{L(s)B(s)} \times \left\{ \frac{d^n y}{dt^n} - \sum_{i=1}^n \frac{d^{n-i}}{dt^{n-i}} [f_i(y) + \Delta_i] \right\}, \quad (55)$$

其中 $L(s) = s^n + l_1 s^{n-1} + \dots + l_n$.由于 $f_i(y), \Delta_i$ 为光滑函数, $\lambda_1, \dots, \lambda_{m+1}$ 都有界.由式(12)和(15)可知, $v_{m,1}, v_{m-1,2}, \dots, v_{1,2}, v_{0,2}, \xi, \vartheta, \bar{\omega}, \alpha_1$ 有界.由于 $v_{m,2} = s_2 + y_2 + \alpha_1, v_{m,2}$ 有界,由式(12)可得 λ_{m+2} 有界.因此, $S^2 \leq M^2, \kappa \leq N_0, \eta_{i+1}^2 \leq N_{i+1}^2, \frac{c_3}{\lambda_0} \|z\|^4 \leq p$.利用 Young's 不等式可得

$$\sigma_1 \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \leq \frac{1}{2} \sigma_1 \|\theta\|^2 + \frac{1}{2} \sigma_1 \|\tilde{\theta}\|^2. \quad (56)$$

综合式(34)、(42)、(48)~(50)、(52)、(54),利用 Young's 不等式,将 V 对时间 t 求导,可得

$$\dot{V} \leq - \left(h - \frac{9}{4} \right) \varepsilon^T \varepsilon - \sum_{i=1}^{\rho} \left(k_i - 2b_{\max} - 3 \right) s_i^2 -$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=2}^{\rho} \left(\frac{1}{\tau_i} - \frac{b_{\max}}{4} - \frac{5}{4} \right) y_i^2 - \frac{c_3}{2\lambda_0} \|z\|^4 - \\ & \frac{\sigma_1 \|\tilde{\theta}\|^2}{2} - \frac{\sigma_2 \tilde{b}_m^2}{2} + N_0 + \frac{1}{4} M^2 + \\ & \frac{1}{4} \sum_{i=2}^{\rho} N_i^2 + \frac{\sigma_1 \|\theta\|^2}{2} + \frac{\sigma_2 b_m^2}{2} + D. \end{aligned} \quad (57)$$

将式(53)代入(57),可得

$$\dot{V} \leq -\alpha_0 V + \mu. \quad (58)$$

其中

$$\mu = N_0 + \frac{1}{4} M^2 + \frac{1}{4} \sum_{i=2}^{\rho} N_i^2 + \frac{\sigma_1 \|\theta\|^2}{2} + \frac{\sigma_2 b_m^2}{2} + D.$$

在式(58)中,若 $\alpha_0 \geq \mu/c$,则有 $\dot{V} \leq 0$.由此可知,当初始条件 $V(0) \leq c$ 时, $V(t) \leq c, \forall t > 0$.因此,闭环系统内的所有信号 $s_i, y_{i+1}, \hat{\theta}, \hat{b}_m, \|z\|$ 都一致终结有界,从而 $y = s_1 + y_d$ 一致终结有界.由式(15)可知, ξ, ϑ 有界.考虑到 $v_{m,2} = s_2 + y_2 + \alpha_1, v_{m,i} = s_i + y_i + \alpha_{i-1}$,由以上变量的有界性可知, $v_{m,2} \dots v_{m,\rho}$ 有界.由式(12)可得, λ 有界;再由式(11)可得 $v_i, i = 0, 1, \dots, m$ 有界;由 $\varepsilon = x - \hat{x}$ 和 $x = \xi + \Omega^T \theta + \varepsilon$ 可知, x, \hat{x} 有界;由式(47)可知, u 有界.□

4 仿真结果

下面通过2个数值仿真例子验证所提出的自适应输出反馈控制算法的有效性.考虑如下2个以输出反馈形式表示的具有未建模动态和动态不确定性的非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{z} = q(z, y, t) = -2z + y \sin t + 0.5, \\ \dot{x}_1 = x_2 + (y^2 + 2y) \sin y + \frac{1 - e^{-y}}{1 + e^{-y}} + 0.1 \cos t + z, \\ \dot{x}_2 = \frac{y - y^3}{1 + y^4} \cos y + 0.2(0.5 + y^2)u + 0.1 \sin t + yz, \\ y = x_1, \end{cases} \quad (59)$$

$$\begin{cases} \dot{z} = q(z, y, t) = -2z + y^2 \sin t + 0.5, \\ \dot{x}_1 = x_2 + (y^2 + 2y) \sin y + (0.1 \cos t + e^{-y})z, \\ \dot{x}_2 = \frac{\cos y}{1 + y^2} + (1 + y^2)u + (0.1 \sin t + y)z, \\ y = x_1. \end{cases} \quad (60)$$

对于系统(59), $\rho = 2, m = 0, n = 2, y_d = \sin t \times \cos^2(0.5t)$ 为跟踪的期望信号,令

$$W(z, t) = \frac{1}{4} z^4, c_1 = \frac{1}{8}, c_2 = 1,$$

$$c_3 = 2, c_4 = 1, c_5 = 0.5,$$

有

$$\frac{\partial W}{\partial t}(z, t) + \frac{\partial W}{\partial z}(z, t)(q(z, 0, t) - q(0, 0, t)) = -2z^4,$$

$$\left| \frac{\partial W}{\partial z}(z, t) \right| = |z|^3, |q(0, 0, t)| = 0.5, \psi_0(|y|) = |y|,$$

则 $|q(z, y, t) - q(z, 0, t)| = |y \sin t| \leq \psi_0(|y|)$ 符合假设 2 和假设 3 的条件. 在仿真中, 滤波器、控制律和自适应律设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = -l_1 \xi_1 + \xi_2 + l_1 y; \\ \dot{\xi}_2 = -l_2 \xi_1 + l_2 y; \\ \dot{\vartheta}_1 = -l_1 \vartheta_1 + \vartheta_2 + \Phi_1^T(y), \vartheta_1 \in R^{1 \times 20}; \\ \dot{\vartheta}_2 = -l_2 \vartheta_1 + \Phi_2^T(y), \vartheta_2 \in R^{1 \times 20}; \\ \dot{\lambda}_1 = -l_1 \lambda_1 + \lambda_2; \\ \dot{\lambda}_2 = -l_2 \lambda_1 + \sigma(y)u; \\ \dot{\omega}_2 = (-\omega_2 + \alpha_1)/\tau_2. \end{cases} \quad (61)$$

$$u = (-k_2 s_2 + l_2 v_{0,1} + \dot{\omega}_2)/\sigma(y). \quad (62)$$

$$\alpha_1 = \frac{\hat{b}_0}{\hat{b}_0^2 + \beta} (-k_1 s_1 - \xi_2 - \bar{\omega}^T \hat{\theta}). \quad (63)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \gamma_1 (\bar{\omega} s_1 - \sigma_1 \hat{\theta}), \hat{\theta} \in R^{21}. \quad (64)$$

$$\dot{\hat{b}}_0 = \gamma_2 (s_1 \alpha_1 - \sigma_2 \hat{b}_0), \hat{b}_0 \in R^1. \quad (65)$$

其中

$$s_1 = y - y_d, s_2 = \lambda_2 - \omega_2, v_{0,1} = \lambda_1, v_{0,2} = \lambda_2,$$

$$\Phi_1^T(y) = [\varphi_{11}(y), \dots, \varphi_{1M_1}(y), 0_{1 \times 10}],$$

$$\Phi_2^T(y) = [0_{1 \times 10}, \varphi_{21}(y), \varphi_{22}(y), \dots, \varphi_{2M_2}(y)],$$

$$\varphi_{ij}(y) = \exp \left[-\frac{(y - \mu_{ij})^2}{d_{ij}} \right];$$

进一步, 取

$$l_1 = 5, l_2 = 6, k_1 = 80, k_2 = 60,$$

$$\beta = 0.02, \tau_2 = 0.01, \gamma_1 = \gamma_2 = 1,$$

$$\sigma_1 = 0.01, \sigma_2 = 0.01, M_1 = M_2 = 10,$$

$$x(0) = [0, 0]^T, \xi(0) = [0, 0]^T,$$

$$\lambda(0) = [0, 0]^T, \hat{b}_0(0) = 1, \hat{\theta}(0) = 0,$$

$$\vartheta_{(1)}(0) = [0_{1 \times 20}], \vartheta_{(2)}(0) = [0_{1 \times 20}].$$

仿真结果如图 1 和图 2 所示. 在图 1 中, 虚线为系统的输出 y , 实线为跟踪的期望 y_d . 由图 1 可知, 本文所提出的控制方案具有良好的跟踪性能.

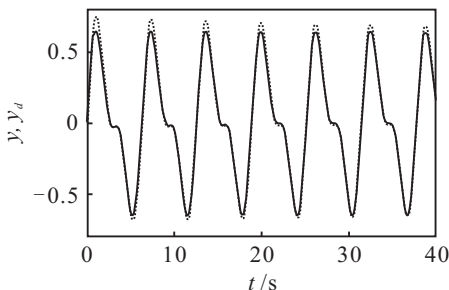


图 1 系统 (59) 的输出 y 和跟踪的期望轨迹 y_d

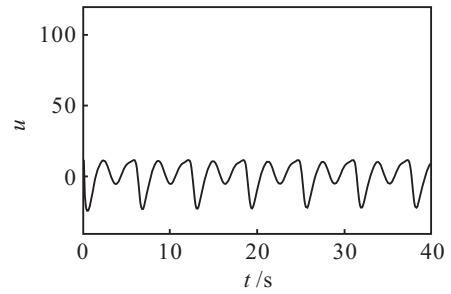


图 2 系统 (59) 的控制信号 u

对于系统 (60), 跟踪的期望信号为 $y_d = \sin t$. 取 $W(z, t) = \frac{1}{4}z^4, c_1 = \frac{1}{8}, 4c_2 = 1, c_3 = 2, c_4 = 1, c_5 = 0.5$, 未建模动态符合假设 2 和假设 3 的条件. 在仿真中, 其他设计参数与例 1 相同, 仿真结果如图 3 和图 4 所示. 在图 3 中, 虚线为系统的输出 y , 实线为跟踪的期望 y_d . 由图 3 可知, 本文提出的控制方案具有良好的跟踪性能.

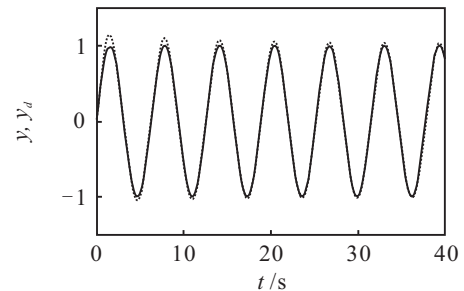


图 3 系统 (60) 的输出 y 和跟踪的期望轨迹 y_d

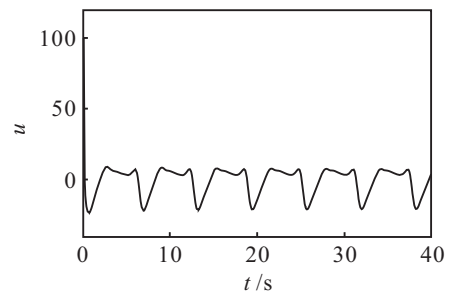


图 4 系统 (60) 的控制信号 u

5 结 论

本文针对一类具有动态不确定性的输出反馈形式的非线性系统, 利用 K -滤波器和动态面设计方法, 提出了一种自适应输出反馈神经网络控制策略. 通过对未建模动态的新刻画, 避免了以往利用动态信号处理未建模动态的方式, 取消了理论分析中产生的未知连续函数的估计, 简化了假设 1 中动态不确定性上界函数的形式, 降低了设计的复杂性. 利用 Lyapunov 方法证明了整个闭环系统是半全局一致终结有界的.

参考文献(References)

[1] Jiang Z P, Praly L. Design of robust adaptive controllers for nonlinear systems with dynamic uncertainties[J]. Automatica, 1998, 34(7): 825-840.

- [2] Jiang Z P, Hill D J. A robust adaptive backstepping scheme for nonlinear systems with unmodeled dynamics[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1999, 44(9):1705-1711.
- [3] Swaroop D, Hedrick J K, Yip P P, et al. Dynamic surface control for a class of nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2000, 45(10): 1893-1899.
- [4] 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.
- [5] Zhang T P, Ge S S. Adaptive dynamic surface control of nonlinear systems with unknown dead zone in pure feedback form[J]. Automatica, 2008, 44(7): 1895-1903.
- [6] 佟绍成, 李永明. 一类具有未建模动态的非线性系统模糊自适应鲁棒控制[J]. 控制与决策, 2009, 24(3): 417-422.
(Tong S C, Li Y M. Fuzzy adaptive robust control for a class of nonlinear systems with unmodeled dynamics[J]. Control and Decision, 2009, 24(3): 417-422.)
- [7] Zhang T P, Shi X C, Zhu Q, et al. Adaptive neural tracking control of pure-feedback nonlinear systems with unknown gain signs and unmodeled dynamics[J]. Neurocomputing, 2013, 121: 290-297.
- [8] 张天平, 高志远. 具有动态不确定性的自适应动态面控制[J]. 控制与决策, 2013, 28(10): 1541-1546.
(Zhang T P, Gao Z Y. Adaptive dynamic surface control including dynamic uncertainties[J]. Control and Decision, 2013, 28(10): 1541-1546.)
- [9] 张天平, 施泉铖, 沈启坤, 等. 具有未建模动态的自适应神经网络动态面控制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(4): 475-481.
(Zhang T P, Shi X C, Shen Q K, et al. Adaptive neural network dynamic surface control with unmodeled dynamics[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(4): 475-481.)
- [10] Zhang T P, Zhu Q, Yang Y Q. Adaptive neural control of non-affine pure-feedback non-linear systems with input nonlinearity and perturbed uncertainties[J]. Int J of Systems Science, 2012, 43(4), 691-706.
- [11] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: Wiley, 1995: 327-369.
- [12] Kanellakopoulos I, Kokotovic P V, Morse A S. Adaptive output-feedback control of a class of nonlinear systems[C]. Proc of 30th IEEE Conf on Decision and Control. Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 1991: 1082-1087.
- [13] Marino R, Tomei P. Global adaptive output-feedback control of nonlinear systems, Part 1: Linear parametrization[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1993, 33(7): 1239-1245.
- [14] Krstic M, Kokotovic P V. Adaptive nonlinear output-feedback schemes with Marino-Tomei controller[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1996, 41(2): 274-280.
- [15] 王芹, 张天平. 基于动态面的自适应模糊输出反馈控制[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(3): 647-652.
(Wang Q, Zhang T P. Adaptive fuzzy output feedback control using dynamic surface control[J]. Systems Engineering and Electrics, 2009, 31(3): 647-652.)
- [16] Zhang X Y, Lin Y. Adaptive tracking control for a class of pure-feedback nonlinear systems including actuator hysteresis and dynamic uncertainties[J]. IET Control Theory and Applications, 2011, 5(16): 1868-1880.
- [17] Tong S C, Liu C L, Li Y M. Fuzzy-adaptive decentralized output-feedback control for large-scale nonlinear systems with dynamical uncertainties[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2010, 18(5): 845-861.
- [18] Tong S C, Liu C L, Li Y M. Adaptive fuzzy backstepping output feedback control for strict feedback nonlinear systems with unknown sign of high-frequency gain[J]. Neurocomputing, 2012, 77(1): 58-70.
- [19] Liu Y J, Wang W. Adaptive output feedback control of uncertain nonlinear systems based on dynamic surface control technique[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2012, 22(9): 945-958.

(责任编辑: 闫 妍)