

引用格式: 杨世忠, 衡丽帆, 孙国法. 非线性系统死区输入的自适应动态面控制[J]. 电光与控制, 2019, 26(4): 17-22. YANG S Z, HENG L F, SUN G F. Adaptive dynamic surface control for nonlinear systems with dead-zone input[J]. Electronics Optics & Control, 2019, 26(4): 17-22.

非线性系统死区输入的自适应动态面控制

杨世忠, 衡丽帆, 孙国法
(青岛理工大学信息与控制工程学院, 山东 青岛 266520)

摘要: 为实现对具有未知死区输入的非线性系统的跟踪控制, 提出一种基于扩张状态观测器的自适应动态面控制算法。采用扩张状态观测器代替函数逼近器在线估计反演法每一步中的不确定函数, 基于反演法技术构造自适应动态面输出反馈控制器, 通过跟踪微分器来消除传统反演控制算法计算负荷大的问题, 并给出稳定性证明。对所提出的控制方法进行仿真验证, 结果表明该算法跟踪效果较好, 鲁棒性和抗干扰能力较强。

关键词: 扩张状态观测器; 死区; 自适应动态面控制; 跟踪微分器

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-637X.2019.04.004

Adaptive Dynamic Surface Control for Nonlinear Systems with Dead-Zone Input

YANG Shi-zhong, HENG Li-fan, SUN Guo-fa

(School of Information and Control Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, China)

Abstract: In order to implement tracking control for nonlinear systems with unknown dead-zone inputs, an adaptive dynamic surface control algorithm is proposed based on Extended State Observer (ESO). The function approximator is replaced by ESO to online estimate the uncertain function of each step in backstepping control. An adaptive dynamic surface output feedback controller is constructed based on the backstepping technology. The Tracking Differentiator (TD) is employed to eliminate the problem of large computational load in the conventional backstepping control algorithm. Finally, the stability proof is given and the proposed control method is verified by simulations. The results show that the algorithm has good tracking effects, strong robustness and good anti-interference ability.

Key words: Extended State Observer (ESO); dead-zone; adaptive dynamic surface control; Tracking Differentiator (TD)

0 引言

死区常见于液压伺服机构、气压驱动等装置, 是工业系统常见的非平滑非线性特性^[1], 死区直接影响系统的控制精度, 甚至造成系统不稳定^[2]。为了能够减少或者消除死区对控制系统的影响, 很多学者进行了深入的研究。文献[3-5]研究了具有死区输入的非线性非仿射系统、存在未建模动态、未知控制方向和输入死区的非严格反馈非线性系统及非线性不确定性系统, 根据反演法技术, 提出基于神经网络的自适应控制器。上述控制方案在利用反演法技术设计控制器时用

到神经网络权值向量的更新, 随着神经元的增加, 计算负荷增大, 不利于算法的实际实现。文献[6-8]研究了多个死区输入的非线性系统、未知死区输入的非线性切换系统、未知死区输入和外来干扰的非线性系统, 提出了简单新型的无记忆控制器、迭代学习控制器、积分变结构模糊控制器。上述控制方案需要系统的状态是已知或可测量的, 不能解决系统状态未知或无法直接测量的情况。本文以含未知系统特性、未知死区输入特性的非线性系统为研究对象, 用扩张状态观测器(ESO)和跟踪微分器(TD)来改进动态面控制, 通过ESO在线估计并补偿非线性系统的未知动态特性和未知死区非线性来处理不确定性问题。在ESO有限收敛的基础上, 将TD结合到传统的动态面控制中的每一步, 利用TD对指令信号进行滤波, 减少控制算法的计算时间, 从本质上降低了计算负荷。利用Lyapunov稳定性理论证

收稿日期: 2018-05-23 修回日期: 2018-06-12

基金项目: 国家自然科学基金(61703224)

作者简介: 杨世忠(1973—), 男, 山西代县人, 博士, 副教授, 研究方向为控制理论与控制工程、建模与智能控制、建筑智能化技术。

明整个闭环系统的所有信号都是有界的。

1 问题描述及预备知识

1.1 模型描述和基本假设条件

考虑一类严格反馈非线性系统^[9]

$$\begin{cases} \dot{x}_i = f_i(\bar{x}_i) + g_i x_{i+1} + d_i(x, t) \\ \dot{x}_n = f_n(\bar{x}_n) + g_n u + d_n(x, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathbf{R}^n$ 为系统的状态向量; $\bar{\mathbf{x}}_i = [x_1, \dots, x_i]^T \in \mathbf{R}^i, i=1, \dots, n-1$; $y \in \mathbf{R}$ 为系统的输出; $f_i(\cdot)$ 为平滑未知的非线性函数; $g_i(\cdot)$ 为已知常数; $d_i(\cdot)$ 为未知扰动; u 为死区输入。

控制目标是设计自适应动态面控制器,使系统的输出 y 能够精准地跟踪参考信号 x_d , 并且闭环系统中的所有信号都是有界的。

假设 1 $x_d(t)$ 的各阶导数 $\dot{x}_d(t), \dots, x_d^{(n)}(t)$ 有界。

假设 2 存在未知常数 d_{i0} 使得 $|d_i(x, t)| \leq d_{i0}$ 。

死区模型的输出信号为^[10]

$$u(t) = D(v(t)) = \begin{cases} c_r(v(t) - B_r) & v(t) \geq B_r \\ 0 & B_l < |v(t)| < B_r \\ c_l(v(t) - B_l) & v(t) \leq B_l \end{cases} \quad (2)$$

式中: $v(t)$ 表示死区模型的输入信号; $c_r(\cdot), c_l(\cdot)$ 为未知的平滑函数。

假设 3 对应的死区参数 B_r 和 B_l 是未知的常数, 并满足 $B_r > 0, B_l < 0$ 。

假设 4 对于未知的 $c_r(\cdot), c_l(\cdot)$ 存在常数 $C_0 > 0, C_1 > 0$ 使得

$$\begin{cases} 0 < C_{r_0} < \dot{c}_r(v - B_r) < C_{r_1}, r \in [B_r, +\infty) \\ 0 < C_{l_0} < \dot{c}_l(v - B_l) < C_{l_1}, l \in (-\infty, B_l] \end{cases} \quad (3)$$

定义 $D_{\min} = \min\{C_0\}, D_{\max} = \max\{C_1\}$, 利用中值定理, 式(2)可变为

$$u(t) = D_u(v(t)) = C(v(t))v(t) + d(v(t)) \quad (4)$$

式中:

$$C(v(t)) = \begin{cases} \dot{C}_r(\cdot) & v(t) \geq B_r \\ \dot{C}_l(\cdot) & v(t) < B_l \end{cases} \quad (5)$$

$$d(v(t)) = \begin{cases} -\dot{C}_r(\cdot)B_r & v(t) \geq B_r \\ -\dot{C}_r(\cdot)v(t) & B_l < v(t) < B_r \\ -\dot{C}_l(\cdot)B_l & v(t) \leq B_l \end{cases} \quad (6)$$

把式(4)代入式(1)可得

$$\begin{cases} \dot{x}_i = m_i(\bar{x}_i) + g_i x_{i+1} \\ \dot{x}_n = M_n(\bar{x}_n) + b_0 v \\ y = x_1 \end{cases} \quad (7)$$

式中: $b_0 = g_n C; m_i(\bar{x}_i) = f_i(\bar{x}_i) + d_i(\bar{x}_i); M_n(\bar{x}_n) = f_n(\bar{x}_n) + d_n(\bar{x}_n) + g_n d(v)$ 。

1.2 跟踪微分器和扩张状态观测器的描述

考虑连续时间 TD^[11-12]

$$\begin{cases} \dot{\kappa}_{i1} = \kappa_{i2} \\ \dot{\kappa}_{i2} = -r_i \operatorname{sgn}(\kappa_{i1} - x'_d + \kappa_{i2}) |\kappa_{i2}| / 2r_i \end{cases} \quad (8)$$

式中: r_i 代表 TD 的最大反馈增益; x'_d 为 TD 的输入信号。在动态面设计过程中, x'_d 将被虚拟控制信号代替, 用来消除反演法中计算负荷大的问题。

考虑有限时间稳定非线性 ESO^[13]

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_{i1} = \zeta_{i2} - \beta_{i1} [v_i]^{i\gamma_i - (i-1)} \\ \dot{\zeta}_{i2} = \zeta_{i3} - \beta_{i2} [v_i]^{n\gamma_i - (n-1)} + g_i x_{i+1} \\ \dot{\zeta}_{i3} = -\beta_{i3} [v_i]^{(n+1)\gamma_i - n} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\beta_{i1}, \beta_{i2}, \beta_{i3}$ 为反馈增益; γ_i, g_i 是 ESO 的设计参数; ζ_{i3} 用来在线逼近未知函数; 自适应控制器设计的最后一步 $x_{i+1} = u; v_i = \zeta_{i3} - x_i$ 是 ESO 的误差。

由式(9)可得 ESO 的逼近误差为

$$\begin{cases} \tilde{m}_i = \zeta_{i3} - m_i & i = 1, \dots, n-1 \\ \tilde{M}_n = \zeta_{n3} - M_n \end{cases} \quad (10)$$

式中, $|\tilde{m}_i| \leq \psi, \psi$ 为正定常数^[14]。

2 控制器设计及稳定性分析

2.1 控制器设计

定义误差为

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - x_d \\ e_i = x_i - \alpha_{i-1} \end{cases} \quad (11)$$

式中: x_d 为参考信号; α_{i-1} 为中间虚拟控制信号; $i = 2, \dots, n$ 。

控制器设计过程如下所述。

1) Step 1。

由式(7)、式(11)可得

$$\dot{e}_1 = m_1(\bar{x}_1) + g_1(e_2 + \alpha_1) - \dot{x}_d \quad (12)$$

用 ESO 来逼近未知函数 $m_1(\bar{x}_1)$, 即

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_{11} = \zeta_{12} - \beta_{11} [v_1]^{\gamma_1} \\ \dot{\zeta}_{12} = \zeta_{13} - \beta_{12} [v_1]^{\gamma_1} + g_1 x_2 \\ \dot{\zeta}_{13} = -\beta_{13} [v_1]^{2\gamma_1 - 1} \end{cases} \quad (13)$$

通过 TD 获得 \dot{x}_d

$$\begin{cases} \dot{\kappa}_{11} = \kappa_{12} \\ \dot{\kappa}_{12} = -r_1 \operatorname{sgn}(\kappa_{11} - x_d + (\kappa_{12} | \kappa_{12} |) / 2r_1) \end{cases} \quad (14)$$

式中, $|\kappa_{12} - \dot{x}_d| \leq \iota$, ι 为正定常数。

设计 Step 1 虚拟控制信号为

$$\begin{cases} \alpha_1 = 1/g_1(-k_1 e_1 - \zeta_{13} + \kappa_{12} - \hat{\phi}_1 \tanh(e_1/\omega)) \\ \dot{\hat{\phi}}_1 = \vartheta_1(e_1 \tanh(e_1/\omega) - \sigma_1 \hat{\phi}_1) \end{cases} \quad (15)$$

式中, $k_1, \vartheta_1, \omega, \sigma_1$ 为正定常数。

将式(15)代入式(12)可得

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 - \tilde{m}_1 + g_1 e_2 - \hat{\phi}_1 \tanh(e_1/\omega) + \kappa_{12} - \dot{x}_d \quad (16)$$

定义 Lyapunov 候选泛函为

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2\vartheta_1} \tilde{\phi}_1^2 \quad (17)$$

式中: $\vartheta_1 > 0$ 为常数; $\tilde{\phi} = \hat{\phi} - \phi$ 为估计误差, $\phi > 0$ 为未知常数, $\hat{\phi}$ 为估计值。

对 V_1 进行求导并把式(15)、式(16)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -k_1 e_1^2 - e_1 \hat{\phi}_1 \tanh(e_1/\omega) + g_1 e_1 e_2 - e_1 \tilde{m}_1 + \\ & (\kappa_{12} - \dot{x}_d) e_1 + \tilde{\phi}_1 (e_1 \tanh(e_1/\omega) - \sigma_1 \hat{\phi}_1) \leq \\ & -k_1 e_1^2 + g_1 e_1 e_2 + |e_1| |\psi| + |e_1| \iota - \tilde{\phi}_1 e_1 \tanh(e_1/\omega) - \sigma_1 \tilde{\phi}_1 \hat{\phi}_1 \leq \\ & -k_1 e_1^2 + g_1 e_1 e_2 + |e_1| |\tilde{\phi}_1 - \tilde{\phi}_1 e_1 \tanh(e_1/\omega) - \sigma_1 \tilde{\phi}_1 \hat{\phi}_1 \end{aligned} \quad (18)$$

式中, $\tilde{\phi}_1 = \psi + \iota$ 。

由杨氏不等式可得

$$\begin{cases} g_1 e_1 e_2 \leq \frac{g_1 e_1^2}{2} + \frac{g_1 e_2^2}{2} \\ -\sigma_1 \tilde{\phi}_1 \hat{\phi}_1 \leq -\frac{\sigma_1 \tilde{\phi}_1^2}{2} + \frac{\sigma_1 \hat{\phi}_1^2}{2} \end{cases} \quad (19)$$

$\tanh(\cdot)$ 有下列性质^[15]

$$0 \leq |e_1| - e_1 \tanh(e_1/\omega) \leq 0.2785\omega \quad (20)$$

将式(19)、式(20)代入式(18)可得

$$\dot{V}_1 \leq -(k_1 - g_1/2) e_1^2 - \sigma_1 \tilde{\phi}_1^2/2 + 0.2785\omega \tilde{\phi}_1 + \sigma_1 \hat{\phi}_1^2/2 + g_1 e_2^2/2 \quad (21)$$

2) Step $i, 2 \leq i \leq n-1$ 。

由式(7)、式(11)可得

$$\dot{e}_i = m_i(\bar{x}_i) + g_i(e_{i+1} + \alpha_i) - \dot{\alpha}_{i-1} \quad (22)$$

用 ESO 在线逼近未知函数 $m_i(\bar{x}_i)$, 即

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_{i1} = \zeta_{i2} - \beta_{i1} [v_i]^{i\gamma_i - (i-1)} \\ \dot{\zeta}_{i2} = \zeta_{i3} - \beta_{i2} [v_i]^{(i+1)\gamma_i - ((i+1)-1)} + g_i x_{i+1} \\ \dot{\zeta}_{i3} = -\beta_{i3} [v_i]^{((i+1)+1)\gamma_i - (i+1)} \end{cases} \quad (23)$$

通过 TD 得到 $\dot{\alpha}_{i-1}$

$$\begin{cases} \dot{\kappa}_{i1} = \kappa_{i2} \\ \dot{\kappa}_{i2} = -r_i \operatorname{sgn}(\kappa_{i1} - \alpha_{i-1} + \kappa_{i2} | \kappa_{i2} | / 2r_i) \end{cases} \quad (24)$$

式中, $|\kappa_{i2} - \dot{\alpha}_{i-1}| \leq \iota$ 。

设计 Step i 虚拟控制信号为

$$\begin{cases} \alpha_i = 1/g_i(-k_i e_i - \zeta_{i3} + \kappa_{i2} - \hat{\phi}_i \tanh(e_i/\omega)) \\ \dot{\hat{\phi}}_i = \vartheta_i(e_i \tanh(e_i/\omega) - \sigma_i \hat{\phi}_i) \end{cases} \quad (25)$$

式中, $k_i, \vartheta_i, \sigma_i, \omega$ 为正定常数。

将式(25)代入式(22)可得

$$\dot{e}_i = -k_i e_i - \tilde{m}_i + g_{ir} e_{i+1} - \hat{\phi}_i \tanh(e_i/\omega) + \kappa_{i2} - \dot{\alpha}_{i-1} \quad (26)$$

定义 Lyapunov 候选泛函为

$$V_i = \frac{1}{2} e_i^2 + \frac{1}{2\vartheta_i} \tilde{\phi}_i^2 \quad (27)$$

对 V_i 进行求导并把式(25)、式(26)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_i = & -k_i e_i^2 - e_i \hat{\phi}_i \tanh(e_i/\omega) - e_i \tilde{m}_i + g_{ir} e_i e_{i+1} + \\ & e_i (\kappa_{i2} - \dot{\alpha}_{i-1}) + \tilde{\phi}_i (e_i \tanh(e_i/\omega) - \sigma_i \hat{\phi}_i) \leq \\ & -k_i e_i^2 + g_{ir} e_i e_{i+1} + |e_i| |\tilde{\phi}_i - e_i \tilde{\phi}_i \tanh(e_i/\omega) - \sigma_i \tilde{\phi}_i \hat{\phi}_i \end{aligned} \quad (28)$$

式中, $\tilde{\phi}_i = \psi + \iota$ 。

由杨氏不等式可得

$$\begin{cases} g_{ir} e_i e_{i+1} \leq \frac{g_{ir} e_i^2}{2} + \frac{g_{ir} e_{i+1}^2}{2} \\ -\sigma_i \tilde{\phi}_i \hat{\phi}_i \leq -\frac{\sigma_i \tilde{\phi}_i^2}{2} + \frac{\sigma_i \hat{\phi}_i^2}{2} \end{cases} \quad (29)$$

由 $|e_i| - e_i \tanh(e_i/\omega) \leq 0.2785\omega$ 和式(29)可得

$$\dot{V}_i \leq -(k_i - g_{ir}/2) e_i^2 - \sigma_i \tilde{\phi}_i^2/2 + 0.2785\omega \tilde{\phi}_i + \sigma_i \hat{\phi}_i^2/2 + g_{ir} e_{i+1}^2 \quad (30)$$

3) Step n 。

由式(7)、式(11)可得

$$\dot{e}_n = M_n(\bar{x}_n) + b_0 v - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (31)$$

用 ESO 逼近未知函数 $M_n(\bar{x}_n)$, 即

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_{n1} = \zeta_{n2} - \beta_{n1} [v_n]^{n\gamma_n - (n-1)} \\ \dot{\zeta}_{n2} = \zeta_{n3} - \beta_{n2} [v_n]^{(n+1)\gamma_n - ((n+1)-1)} + b_0 u \\ \dot{\zeta}_{n3} = -\beta_{n3} [v_n]^{((n+1)+1)\gamma_n - (n+1)} \end{cases} \quad (32)$$

通过 TD 获得 $\dot{\alpha}_{n-1}$, 即

$$\begin{cases} \dot{\kappa}_{n1} = \kappa_{n2} \\ \dot{\kappa}_{n2} = -r_n \operatorname{sgn}(\kappa_{n1} - \alpha_{n-1} + \kappa_{n2} | \kappa_{n2} | / 2r_n) \end{cases} \quad (33)$$

式中, $|\kappa_{n2} - \dot{\alpha}_{n-1}| \leq \iota$ 。

给出实际控制信号为

$$\begin{cases} v = 1/b_0(-k_n e_n - \zeta_{n3} + \kappa_{n2} - \hat{\phi}_n \tanh(e_n/\omega)) \\ \dot{\hat{\phi}}_n = \vartheta_n(e_n \tanh(e_n/\omega) - \sigma_n \hat{\phi}_n) \end{cases} \quad (34)$$

将式(34)代入式(31)可得

$$\dot{e}_n = -k_n e_n - \tilde{M}_n - \hat{\phi}_n \tanh(e_n/\omega) + \kappa_{n2} - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (35)$$

定义 Lyapunov 候选泛函为

$$V_n = \frac{1}{2} e_n^2 + \frac{1}{2\vartheta_n} \tilde{\phi}_n^2 \quad (36)$$

对 V_n 进行求导并把式(34)、式(35)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_n = & -k_n e_n^2 - e_n \hat{\phi}_n \tanh(e_n/\omega) + \tilde{\phi}_n (e_n \tanh(e_n/\omega) - \sigma_n \hat{\phi}_n) + \\ & e_n (\kappa_{n2} - \dot{\alpha}_{n-1}) - e_n \tilde{M}_n \leq \\ & -k_n e_n^2 + |e_n| |\tilde{\phi}_n - \tilde{\phi}_n e_n \tanh(e_n/\omega) - \sigma_n \tilde{\phi}_n \hat{\phi}_n| \quad (37) \end{aligned}$$

式中, $\tilde{\phi}_n = \psi + \iota$ 。

由杨氏不等式可得

$$-\sigma_n \tilde{\phi}_n \hat{\phi}_n \leq -\sigma_n \tilde{\phi}_n^2/2 + \sigma_n \hat{\phi}_n^2/2 \quad (38)$$

由 $|e_n| - e_n \tanh(e_n/\omega) \leq 0.2785\omega$ 和式(38)可得

$$\dot{V}_n \leq -k_n e_n^2 - \sigma_n \tilde{\theta}_n^2/2 + 0.2785\omega \tilde{\theta}_n + \sigma_n \hat{\theta}_n^2/2 \quad (39)$$

2.2 稳定性分析

定理1 考虑有未知死区(式(2))输入的闭环非线性系统(式(1)),在满足假设条件的情况下,如果有自适应律和控制规则式(15)、式(25)和式(34),则有:

1) 选取任意的初始条件 $x_i(0), \xi_i(0)$, 闭环系统所有信号是最终一致有界的;

2) 给出所有的初始条件,选取合适的设计参数,跟踪误差收敛到 $\Omega_\infty = \{e_i, \tilde{\phi}_i: |e_i| \leq \sqrt{2\chi_\infty}, |\tilde{\phi}_i| \leq \sqrt{2\vartheta_{\max}\chi_\infty}\}$ 定义的原点附近的紧集中,该紧集可任意小。

证明:

定义 Lyapunov 候选泛函

$$V = \sum_{i=1}^n V_i \quad (40)$$

将式(21)、式(30)和式(39)添加到式(40)的两边可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -(k_1 - g_1/2)e_1^2 - \sum_{i=2}^{n-1} (k_i - g_i)e_i^2 - (k_n - g_{n-1}/2)e_n^2 - \\ & \sum_{i=1}^n \sigma_i \tilde{\phi}_i^2/2 + \sum_{i=1}^n (0.2785\omega \tilde{\phi}_i + \sigma_i \hat{\phi}_i^2/2) \quad (41) \end{aligned}$$

因此,有

$$\dot{V} \leq -2\mu\chi + \theta \quad (42)$$

式中:

$$\begin{cases} \mu_{\min} = \min_{1 \leq i \leq n} \{k_1 - g_1/2, k_i - g_i, k_n - g_{n-1}/2, \sigma_i \tilde{\phi}_i^2/2\} \\ \theta = \sum_{i=1}^n \sigma_i \tilde{\phi}_i^2/2 + 0.2785n\omega \hat{\phi}_n \end{cases} \quad (43)$$

因此,所有的闭环信号都是半全局一致最终有界。

通过选取设计参数 $\mu > \theta/(2\chi)$, 对于任意大于0的常数 χ , 都可满足 $V(t) \leq \chi$, 设 $\Omega = \{V(t) | V \leq \chi\}$ 为一个不变集。这意味着, 如果 $V(0) \leq \chi$, 对于所有的 $t \geq 0, V(t) \leq \chi$ 。对式(41)的两端进行积分可得

$$0 \leq V(t) \leq \theta/2\mu + (V(0) - \theta/2\mu)e^{-2\mu t} \quad (44)$$

可知 $V(t)$ 最终被 $\theta/2\mu$ 所限定。由式(44)可得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V(t) \leq \frac{\theta}{2\mu} = \chi_\infty \quad (45)$$

存在另一个紧集定义为

$$\Omega_\infty = \{e_i, \tilde{\phi}_i: |e_i| \leq \sqrt{2\chi_\infty}, |\tilde{\phi}_i| \leq \sqrt{2\vartheta_{\max}\chi_\infty}\} \quad (46)$$

式中, ϑ_{\max} 代表 ϑ_i 的最大值。

证毕。

定理2 考虑定理1中满足假设1~假设4的闭环系统,除 $\zeta_{i3}(0) = x_i(0)$ 和 $\kappa_{i1}(0) = \alpha_i(0)$, 其他都设置为0, 则逼近误差 e_i 的 L_∞ 范数有上界如下

$$\|e_i\|_\infty \leq \sqrt{2\|V\|_\infty} \leq \theta_0 \quad (47)$$

证明:

由式(40)可知, $V(0)$ 为

$$V(0) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n e_i^2(0) + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2\vartheta_i} \tilde{\phi}_i^2(0) \quad (48)$$

可得

$$\begin{cases} e_i^2(0) = (x_1(0) - x_d(0))^2 = 0 \\ \tilde{\phi}_i^2(0) = (\hat{\phi}_i(0) - \phi_i(0))^2 = \phi_i^2 \end{cases} \quad (49)$$

将式(49)代入式(48)可得

$$\begin{aligned} V(0) &= \frac{1}{2} \sum_{i=2}^n e_i^2(0) + \sum_{i=1}^n \frac{\phi_i^2}{2\vartheta_i} \leq \\ & \sum_{i=2}^n e_i^2(0) + \sum_{i=1}^n \frac{\phi_i^2}{2\vartheta_i} \leq \sum_{i=2}^n e_i^2(0) + \frac{\theta}{2\mu} \end{aligned} \quad (50)$$

由式(40)和式(44), 可以进一步得到

$$\|e_i\|_\infty \leq \sqrt{2\|V\|_\infty} \leq \theta_0 \quad (51)$$

式中, $\theta_0 = \sqrt{2\sum_{i=2}^n e_i^2(0) + \frac{\theta}{\mu}}$ 。

证毕。

3 仿真研究

考虑不确定严格反馈非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + x_2 + d_1(x_1, t) \\ \dot{x}_2 = f_2(x_2) + d_2(x_2, t) + u \end{cases} \quad (52)$$

式中, 系统的不确定函数为

$$\begin{cases} f_1(x_1) = 9.5 \sin x_1 \\ f_2(x_2) = (1 - e^{-x_2})/(1 + e^{-x_2}) + 0.15 \sin x_2 \end{cases} \quad (53)$$

参考信号为

$$x_d = 0.4 \sin 0.75t + \cos 0.5t \quad (54)$$

给出死区特性为

$$u = D_u(v) = \begin{cases} 1.1(v-2) & v \geq 2 \\ 0 & -2 < v < 2 \\ 0.9(v+2) & v \leq -2 \end{cases} \quad (55)$$

给出扰动信号为

$$d_1(x_1, t) = d_2(x_2, t) = 2 \sin t + \cos 2t \quad (56)$$

控制目标是使式(1)系统的输出 y 逼近参考信号 x_d 的轨迹。仿真的初始条件和参数值如表 1 所示,由于是纯仿真,所以表中数值均无单位。

表 1 控制器参数和初始条件

Table 1 Controller parameters and initial conditions

ESO1	ESO2	TD1	TD2	α_1	v
$\beta_{11} = 10$	$\beta_{21} = 10$	$r_1 = 40$	$r_2 = 50$	$k_1 = 11$	$k_2 = 21$
$\beta_{12} = 300$	$\beta_{22} = 300$			$g_1 = 1$	$b_0 = 1.2$
$\beta_{13} = 900$	$\beta_{13} = 1000$			$\hat{\phi}_1(0) = 0$	$\hat{\phi}_2(0) = 0$
$\gamma_1 = 0.5$	$\gamma_1 = 0.25$			$\omega = 35$	$\omega = 35$
$g_1 = 1$	$b_0 = 1.2$				

为验证其鲁棒性,在 $t = 8, t = 43$ 处分别加入幅值为 0.5 和 -0.5 的阶跃信号作为干扰。仿真结果如图 1 ~ 图 4 所示,图 1 给出了参考信号 x_d 、系统的输出 y 、跟踪误差 e ;图 2 给出了 ESO1 的观测信号 ζ_{12} 、观测误差 v_{11} ;图 3 给出了 ESO2 的观测信号 ζ_{22} 、观测误差 v_{21} ;图 4 给出了系统的控制作用 u 的轨迹。由于是纯仿真,所以图 1 ~ 图 4 中纵坐标均无单位。

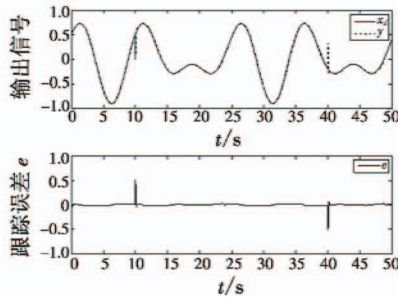


图 1 跟踪效果
Fig.1 Tracking effect

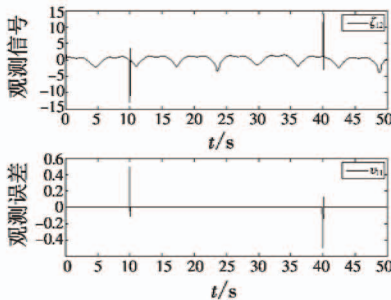


图 2 ESO1 观测效果
Fig.2 Observation effect of ESO1

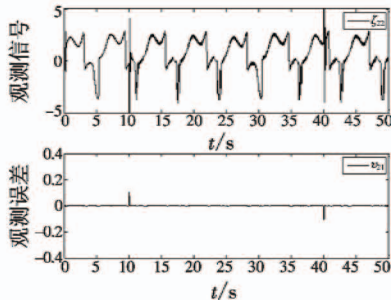


图 3 ESO2 观测效果
Fig.3 Observation effect of ESO2

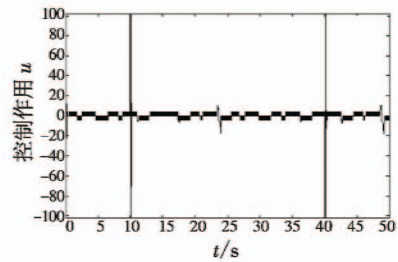


图 4 控制作用
Fig.4 Control effect

从图 1 ~ 图 3 中可以看出,系统的跟踪效果和观测器的观测效果较好,跟踪误差和观测误差都收敛到一个小的邻域中。从图 1 ~ 图 4 可以看出,当阶跃干扰消除后,系统能快速恢复原状,保持良好的观测效果。对上面的仿真结果进行分析可知,在处理第 1 章提出的控制问题时,本文提出的自适应动态面控制具有较好的跟踪性能、抗干扰能力和鲁棒性。

4 结束语

本文研究了含未建模动态、未知死区特性的不确定严格反馈非线性系统,提出了未知死区输入非线性系统的自适应动态面控制。通过 TD 和 ESO 来改进动态面控制,用 ESO 在线估计并补偿未知函数来处理不确定性问题;用 TD 降低计算负荷。整个闭环系统的控制性能得到提高,跟踪性能较好,鲁棒性强。

参考文献

- [1] 朱胜,孙明轩,王雪洁,等. 具有输入死区的非线性系统的鲁棒重复控制[J]. 自动化学报,2013, 39(6):908-912.
- [2] 张兴友. 一种液压伺服系统中阀门死区的控制方法[J]. 制造业自动化,2012,34(10):135-137.
- [3] 李红春,王斌,范丛山. 带有非线性输入和动态不确定性的神经网络控制[J]. 电光与控制,2015, 22(10):89-94.
- [4] WANG H Q, KARIMI H R, LIU P X, et al. Adaptive neural control of nonlinear systems with unknown control directions and input dead-zone[J]. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics: Systems, 2018, 48(11): 1897-1907.
- [5] 李飞,胡剑波,王坚浩,等. 一类输入受限的不确定非线性系统自适应 Backstepping 变结构控制[J]. 系统工程与电子技术,2017,39(8):1823-1833.
- [6] HUA C C, DING S. Model following controller design for large-scale systems with time-delay interconnections and multiple dead-zone inputs[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2011, 56(4):962-968.

- [7] 周卫东, 廖成毅, 郑兰, 等. 具有未知死区的 SISO 非仿射非线性系统间接自适应模糊控制[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2014, 46(10): 110-116.
- [8] 葛维维, 张天平. 带有未知死区的机器人积分变结构模糊控制[J]. 电光与控制, 2011, 18(6): 31-36.
- [9] 文杰, 姜长生, 薛雅丽. 严格反馈型非仿射非线性系统的自适应模糊控制[J]. 控制与决策, 2010, 25(8): 1237-1240.
- [10] 司文杰, 王聪, 曾玮. 状态观测的未知死区非线性系统的自适应神经网络跟踪控制[J]. 控制与决策, 2017, 32(5): 780-788.
- [11] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [12] YOO D, YAU S S T, GAO Z. Optimal fast tracking observer bandwidth of the linear extended state observer [J]. International Journal of Control, 2007, 80(1): 102-111.
- [13] MERA M, POLYAKOV A, PERRUQUETTI W, et al. Finite-time attractive ellipsoid method; implicit Lyapunov function approach [J]. International Journal of Control, 2016, 89(6): 1079-1090.
- [14] TONG S C, LI Y M, ZHANG H G. Adaptive neural network decentralized backstepping output-feedback control for nonlinear large-scale systems with time delays [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2011, 22(7): 1073-1086.
- [15] DOUDOU S, KHABER F. Adaptive fuzzy control of a class of SISO nonaffine nonlinear systems [J]. Fuzzy Sets & Systems, 2013, 45(12): 2490-2498.

(上接第 10 页)

导航。仿真结果表明, 该算法能为组合导航提供较高的导航精度, 证明了该算法的有效性。

参 考 文 献

- [1] 牛小骥, 班亚龙, 张提升, 等. GNSS/INS 深组合技术研究进展与展望[J]. 航空学报, 2016, 37(10): 2895-2908.
- [2] 陈建锋. 面向高动态环境的 SINS/GPS 高精度组合测量中的关键问题研究[D]. 南京: 东南大学, 2015.
- [3] 陈坡. GNSS/INS 深组合导航理论与方法研究[D]. 郑州: 解放军信息工程大学, 2013.
- [4] 赵琳, 王小旭, 丁继成, 等. 组合导航系统非线性滤波算法综述[J]. 中国惯性技术学报, 2009, 17(1): 46-52, 58.
- [5] GUSTAFSSON F, HENDEBY G. Some relations between extended and unscented Kalman filters [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(2): 545-555.
- [6] JULIER S J, UHLMANN J K. Unscented filtering and nonlinear estimation [J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(3): 401-422.
- [7] 石勇, 韩崇昭. 自适应 UKF 算法在目标跟踪中的应用 [J]. 自动化学报, 2011, 37(6): 755-759.
- [8] ARASARATNAM I, HAYKIN S. Cubature Kalman filters [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(6): 1254-1269.
- [9] ARASARATNAM H, HAYKIN S, HURD T. Cubature Kalman filtering for continuous-discrete systems: theory and simulations [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(10): 4977-4993.
- [10] WAN E A, VAN DER MERWE R. The unscented Kalman filter [M]//HAYKIN S. Kalman filtering and neural networks. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2001: 221-280.
- [11] 王君帅, 王新龙. GPS/INS 超紧组合系统综述 [J]. 航空兵器, 2013(4): 25-30.
- [12] 董亮, 陈帅, 韩乃龙. 发射惯性系下 GPS/SINS 组合导航方法研究 [J]. 电光与控制, 2016, 23(7): 11-14, 28.
- [13] 高怡, 高社生. 抗差自适应 Sage 滤波及其在组合导航中的应用 [J]. 测控技术, 2015, 34(4): 135-138, 141.