

未知死区输入非线性系统的双观测器动态面控制

王源庆^{1,2†}, 张桂臣², 施祝斌¹, 王 琪¹, 苏 娟¹

(1. 江苏航运职业技术学院 轮机工程系, 江苏 南通 226010; 2. 上海海事大学 商船学院, 上海 201306)

摘要: 针对一类含死区输入的严格反馈非线性系统, 提出基于双观测器的自适应鲁棒控制算法. 动态面的每一步设计中, 第1观测器即跟踪信号观测器对指令信号进行观测, 并得到指令信号的差分信号, 消除传统动态面控制中计算复杂问题. 第二观测器即扰动观测器在线估计高阶动态面控制系统中每一步的不确定模型, 与跟踪信号观测器实现双反馈控制, 提高控制效果. 通过李雅普诺夫方法分析了自适应鲁棒控制器的输入输出有界的特性. 最后, 实验验证基于双观测器的自适应鲁棒控制器的性能, 结果表明本文方法控制效果较好. 且采用反双曲正弦函数建立观测器, 参数调节少, 利于工业应用.

关键词: 死区; 非线性系统; 双观测器; 动态面控制

引用格式: 王源庆, 张桂臣, 施祝斌, 等. 未知死区输入非线性系统的双观测器动态面控制. 控制理论与应用, 2021, 38(3): 407–415

DOI: 10.7641/CTA.2020.90912

Robust simultaneous formation tracking and stabilization of nonholonomic wheeled mobile robots

WANG Yuan-qing^{1,2†}, ZHANG Gui-chen², SHI Zhu-bin¹, WANG Qi¹, SU Juan¹

(1. Marine Engineering Department, Jiangsu Shipping College, Nantong Jiangsu 226010, China;

2. Merchant Marine College, Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China)

Abstract: In order to deal with a class of strictly feedback nonlinear systems with dead zone input, an adaptive robust control algorithm based on dual extended state observers is proposed. The first extended state observers (ESO) is designed to obtain the filtered and differential signals of the reference signal, which can eliminate “explosion of complexity” in traditional back-stepping scheme. Another ESO is used to observe and compensate the internal uncertain model and external unknown disturbance of the control system. Lyapunov method is used to analyze the stability of the adaptive robust controller. The simulation results show that the adaptive robust controller based on dual ESO has good performance.

Key words: dead zone; nonlinear system; dual extended state observers; dynamic surface control

Citation: WANG Yuanqing, ZHANG Guichen, SHI Zhubin, et al. Robust simultaneous formation tracking and stabilization of nonholonomic wheeled mobile robots. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(3): 407–415

1 引言

在实际工业控制系统中, 因执行机构物理结构限制, 存在控制输入饱和即死区动态问题, 引起控制滞后、超调甚至系统不稳定, 许多学者展开了研究. Zuo等^[1]研究了未知死区的非线性问题, 利用现代数学方法, 提出基于微分同胚的自适应控制方法. He等^[2]为了解决未知死区带来的不确定性和轨迹跟踪问题, 设计了基于神经网络的自适应控制方案. 文献[3]针对死区输入的非线性系统, 设计了一种自适应鲁棒动态面的控制策略. 文献[4]针对一类具有未知死区的纯

反馈非线性系统, 利用神经网络建立了自适应鲁棒动态面控制方法. Li等^[5]研究了具有未知死区输入的纯反馈不确定非线性系统的精确控制问题, 设计了基于观测器的动态面控制方案. 鉴于动态面控制在高阶系统中的优异表现, 本文研究了一类含死区输入的严格反馈非线性系统, 提出了基于观测器的自适应鲁棒动态面控制方法.

多年来, 自适应鲁棒控制是解决不确定非线性问题的重要方法. 文献[6]研究了一类存在有界扰动的非线性系统的自适应控制问题, 提出了基于Lyapunov的

收稿日期: 2019–11–03; 录用日期: 2020–10–06.

†通信作者. E-mail: wangyqdmu@163.com; Tel.: +86 13773621041.

本文责任编辑: 武玉强.

国家自然科学基金项目(51779136), 江苏省高等学校自然科学研究项目(18KJB413008), 江苏省自然科学基金项目(BK20191205)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (51779136), the Natural Science Fund for Colleges and Universities in Jiangsu Province (18KJB413008) and the Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20191205).

直接自适应鲁棒控制. 类似的, 文献[7]针对一类严格反馈形式的非线性系统, 设计了基于神经网络的自适应鲁棒控制方法. 文献[8]为了解决不确定单输入单输出非线性离散系统的控制问题, 提出了直接自适应神经网络鲁棒控制. 文献[9]将基于神经网络的自适应鲁棒控制方法拓展到多输入多输出的不确定非线性系统中, 取得了较好的效果. 文献[10]针对一类严格反馈非线性系统, 提出一种基于神经网络的反演自适应鲁棒控制法. 以上成果广泛的采用自适应神经网络函数逼近法来解决不确定非线性系统的控制问题. 与此同时, 基于自适应神经网络的函数逼近法还被推广到一类连续时间非仿射非线性系统^[11]、多输入多输出仿射非线性系统^[12]、未知参考方向的非仿射非线性系统^[13]、未知死区的分散非线性大系统^[14]. 综上可知基于神经网络的函数逼近方法已经得到深入研究, 但是神经网络属于黑箱方法, 理论分析较为困难. 而且, 其调节参数多, 相互影响, 这类基于函数逼近器的自适应鲁棒控制要达到理想的效果, 需耗费大量的时间来调节参数. 因函数逼近精度影响反馈控制效果, 继续研究其他方法来代替函数逼近器处理未知函数的问题, 将具有重要的意义. 基于此, 本文采用扩张观测器替代函数逼近方法来改善传统自适应鲁棒动态面控制.

扩张观测器(extended state observer, ESO)来至于韩京清教授的自抗扰算法, 因其不依赖精确数学模型, 能观测和补偿外部和内部扰动, 收敛速度快、控制精度高, 被广泛应用于处理非线性系统中的不确定扰动. 文献[16]利用观测器解决动力学模型未知问题, 以提升系统鲁棒性能, 并通过仿真得到验证. 在文献[17]中, 针对系统模型含不确定结构, 并常受未知扰动影响, 设计了基于观测器的抗扰动方法. 文献[18]针对机器人系统中存在的时滞现象, 提出了一种含扰动观测器的自适应神经网络控制方法, 取得了较好的效果. 由上可知, 扩展观测器能有效处理非线性系统不确定性问题, 丰富了反馈控制器效果提升路径.

文献[19]在建立每一步动态面时, 采用扩张状态观测器观测和补偿系统扰动, 采用跟踪微分器过滤虚拟中间信号并得到差分信号, 跟踪微分器的使用不但消除了计算复杂问题, 也提高了控制效果. 但跟踪微分器参数调节复杂, 因此本文设计第1观测器代替微分器来实现信号过滤并得到差分信号. 因第1观测器引入了控制输出信号, 实现了动态面的双反馈控制, 有利于反馈控制效果的提高.

本文主要工作如下:

1) 采用基于反双曲正弦函数的扩张观测器, 以降低参数调节和理论分析难度.

2) 在动态面每一步设计时, 引入第1观测器即参考信号观测器跟踪和过滤参考信号, 并得到差分信号,

避免了传统反演法的“微分爆炸”情况, 解决了反演法的计算复杂问题.

3) 设计了一种基于双观测器的自适应鲁棒控制算法, 该方法采用精度更高的扰动观测器替代常规的函数逼近器, 且与第1观测器实现双反馈控制, 加快了收敛速度, 提高了闭环系统性能.

本文主要内容组织如下: 第2节, 给出一类严格反馈非线性系统的数学模型, 并设计新型双观测器; 第3节, 针对含输入死区的非线性系统, 提出基于双观测器的自适应动态面控制律; 第4节, 利用李雅普诺夫方法, 分析输出反馈控制信号的参数选择与整个闭环系统的关系; 第5节, 仿真实验验证算法的有效性; 第6节, 对本文进行总结.

2 问题描述与预备知识

2.1 模型描述

考虑一类严格反馈非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(X), & 1 \leq i \leq n-1, \\ \dot{x}_n = f_n(X) + D(u(t)), \\ y = x_1, \end{cases} \quad (1)$$

式中: 时间 $t \in [0, \infty)$; $X(t) = [x_1 \cdots x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ 是系统状态量; y 是系统输出; $f(X) \in \mathbb{R}^1$ 是系统不确定性函数; u 是系统输入; $D(\cdot)$ 是系统死区输入函数, 形式如下:

$$D(u(t)) = \begin{cases} m(u(t) - \kappa), & u(t) \geq \kappa, \\ 0, & |u(t)| \leq \kappa, \\ m(u(t) + \kappa), & u(t) \leq -\kappa, \end{cases} \quad (2)$$

式中 m, κ 为未知正定常数. 利用中值定理, 死区输入函数简化如下:

$$D(u(t)) = mu(t) + \lambda(u(t)), \quad (3)$$

式中

$$\lambda(u(t)) = \begin{cases} -m\kappa, & u(t) \geq \kappa, \\ -mu(t), & |u(t)| < \kappa, \\ m\kappa, & u(t) \leq -\kappa. \end{cases} \quad (4)$$

将式(3)代入式(1)可知

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(X), \\ \dot{x}_n = F_n(X) + m(u(t)), \\ y = x_1, \end{cases} \quad (5)$$

式中

$$F_n(X) = f_n(X) + \lambda(u(t)). \quad (6)$$

针对含输入死区(2)的严格非线性系统(1), 设计基于双扩张观测器的自适应鲁棒控制器控制输入 u , 以实现以下目标:

1) 精确在线逼近系统未知模型函数, 设计自适应

动态面鲁棒控制器的控制输入信号。

2) 确保在 L_∞ 范数意义下系统误差 $e_i (i = 1, \dots, n)$ 的稳态和暂态控制性能。

2.2 双观测器设计

2.2.1 跟踪信号观测器设计

动态面每一步设计时,为了解决动态面算法计算复杂性问题,设计跟踪信号观测器,并考虑系统控制输出的影响,提高反馈控制效果。

引理 1 文献[20]给出了如下形式的扩展观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = \hat{x}_2(t) - \beta_1 g_1(\hat{x}_1(t) - x_r(t)), \\ \dot{\hat{x}}_2(t) = \hat{x}_3(t) - \beta_2 g_1(\hat{x}_1(t) - x_r(t)), \\ \vdots \\ \dot{\hat{x}}_n(t) = \hat{x}_{n+1}(t) - \beta_n g_n(\hat{x}_1(t) - x_r(t)) + b_0 u(t), \\ \dot{\hat{x}}_{n+1}(t) = \beta_{n+1} g_1(\hat{x}_1(t) - x_r(t)), \end{cases} \quad (7)$$

式中: $x_r(t)$ 是参考信号, $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n, \beta_{n+1}, b_0$ 为正定常数。选择合适的参数, 有下式成立:

$$\begin{cases} \hat{x}_0(t) = x_r(t), \\ \hat{x}_i(t) = x_r^i(t), i = 1, \dots, n, \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\hat{x}_i$ 是参考输入信号 $x_r^i(t)$ 经过观测器得到的滤波信号, $x_r^i(t)$ 是表示通过观测器得到的滤波信号的第 i 阶导数。文献[21]对其进行了稳定性分析。

参考文献[15, 20], 设计第1观测器式(9):

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{i1}(t) = \hat{x}_{i2}(t) - \beta_{i1} g(e_{ri}(t)) + b_0 x_{i+1}, \\ \dot{\hat{x}}_{i2}(t) = -\beta_{i2} g(e_{ri}(t)), \end{cases} \quad (9)$$

其中: $g(\cdot) = \text{arsh}(\cdot)$ 为反双曲正弦函数,

$$\text{arsh}(x) = \ln(x + \sqrt{x^2 + 1}).$$

最后一个 x_{n+1} 是 u 。 $e_{ri}(t)$ 为跟踪信号观测器的滤波误差:

$$e_{ri}(t) = \hat{x}_{i1}(t) - x_{ri}(t), \quad (10)$$

式中 $x_{ri}(t) = x_r^i(t)$ 。若参考信号

$$\begin{cases} \dot{x}_{r1}(t) = x_{r2}(t), \\ \dot{x}_{r2}(t) = x_{r3}(t), \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\|x_{r3}\| \leq \iota$, ι 是正定常数, 且

$$\hat{x}_{i1}(0) = x_{r1}(0), \hat{x}_{i2}(0) = 0.$$

当参数选取合适, $\nabla_\varsigma > 0$, 存在 $\|\hat{x}_{r1} - x_{r1}\| < \varsigma$, 且 $\|\dot{\hat{x}}_{i1}\|, \|\ddot{\hat{x}}_{i1}\|, \|\hat{x}_{i1}^{(3)}\|$ 均有界。

证 因 $g(\cdot)$ 是反双曲正弦函数, 式(9)可表示为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{i1}(t) = \hat{x}_{i2}(t) - \beta_{i1} \text{arsh}(e_i(t)) + b_0 x_{i+1}, \\ \dot{\hat{x}}_{i2}(t) = -\beta_{i2} \text{arsh}(e_i(t)) - x_{r3}. \end{cases} \quad (12)$$

根据式(10)–(12)可得观测器的误差方程

$$\begin{cases} \dot{e}_{ri1}(t) = \dot{e}_{ri2}(t) - \beta_{i1} \text{arsh}(e_{ri1}(t)) + b_0 x_{i+1}, \\ \dot{e}_{ri2}(t) = -\beta_{i2} \text{arsh}(e_{ri1}(t)) - x_{r3}, \end{cases} \quad (13)$$

式中: $e_{ri1}(t) = \hat{x}_{i1} - x_{r1}$, $e_{ri2}(t) = \hat{x}_{i2} - x_{r2}$ 。令

$$e_{ri21} = e_{ri1}, e_{ri22} = e_{ri2} - \beta_{i1} e_{ri1},$$

则系统(13)可改写为

$$\begin{cases} \dot{e}_{ri21} = e_{ri22}, \\ \dot{e}_{ri22} = -\beta_{i2} \text{arsh}(e_{ri1}) - \beta_{i1} e_{ri22} - x_{r3}. \end{cases} \quad (14)$$

联系式(14)的李雅普诺夫函数:

$$V_1 = \int_0^{e_{ri21}} 2\beta_{i2} \cdot \text{arsh}(\tau) d\tau + e_{ri22}^2, \quad (15)$$

则至少存在一点 $\gamma \in [0, e_{ri21}]$ 使得

$$V_1 = \int_0^{e_{ri21}} 2\beta_{i2} \cdot \text{arsh}(\tau) d\tau + e_{ri22}^2 = 2\beta_{i2} \cdot \text{arsh}(\gamma) \cdot e_{ri21} + e_{ri22}^2. \quad (16)$$

根据反双曲线函数一、三象限单调增的性质, 又由 $\beta_{i2} > 0$, 可得出

$$V_1 = 2\beta_{i2} \cdot \text{arsh}(\gamma) \cdot e_{ri21} + e_{ri22}^2 > 0. \quad (17)$$

对式(17)求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= 2e_{ri22}\beta_{i2} \cdot \text{arsh}(e_{ri21}) + \\ &2e_{ri2}(-\beta_{i2} \cdot \text{arsh}(e_{ri21}) - \beta_{i1} \cdot e_{ri22} - x_{r3}) = \\ &2e_{ri22}(\beta_{i1} \cdot e_{ri22} + x_{r3}), \end{aligned} \quad (18)$$

当 $x_{r3} > 0$, $e_{ri22} > \frac{x_{r3}}{\beta_{i1}}$, 或 $e_{ri22} < -\frac{x_{r3}}{\beta_{i1}}$ 时, $\dot{V}_1 < 0$ 。

同理, 若 $x_{r3} < 0$, $e_{ri22} > \frac{x_{r3}}{\beta_{i1}}$, 或 $e_{ri22} < -\frac{x_{r3}}{\beta_{i1}}$ 时,

$\dot{V}_1 < 0$ 。

当且仅当 $e_{ri22} = 0$ 时, $V_1 = 0$, 因此, 系统(14)渐进稳定。

在观测器(9)中, 因考虑了系统控制输出量, 与扰动观测器共同实现双反馈控制。证毕。

2.2.2 扰动观测器设计

为了观测和补偿系统不确定函数, 参考文献[15], 设计扰动观测器如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_{i1}(t) = z_{i2}(t) - \rho_{i1} g(e_{zi}(t)) + b_0 x_{i+1}, \\ \dot{z}_{i2}(t) = -\rho_{i2} g(e_{zi}(t)), \end{cases} \quad (19)$$

其中: ρ_{i1}, ρ_{i2} 为正定常数; $e_{zi}(t)$ 为扰动观测器的观测误差:

$$e_{zi}(t) = z_{i1}(t) - x_i(t); \quad (20)$$

$z_{i2}(t)$ 用来逼近并观测和补偿未知模型, 自适应动态面最后一步中的 $x_{n+1}(t)$ 为 u 。上式的收敛性证明与跟

踪信号观测器类似.

3 自适应动态面控制器设计

定义误差为

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - x_r, \\ e_i = x_i - \alpha_{i-1}, i = 2, \dots, n, \end{cases} \quad (21)$$

式中 α_{i-1} 为中间控制量.

自适应动态面控制器工作原理如图1所示.

第1步 根据式(5)和式(21)可知

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= x_2 + f_1(x_1, x_2) - \dot{x}_r = \\ &e_2 + \alpha_1 + f_1(x_1, x_2) - \dot{x}_r. \end{aligned} \quad (22)$$

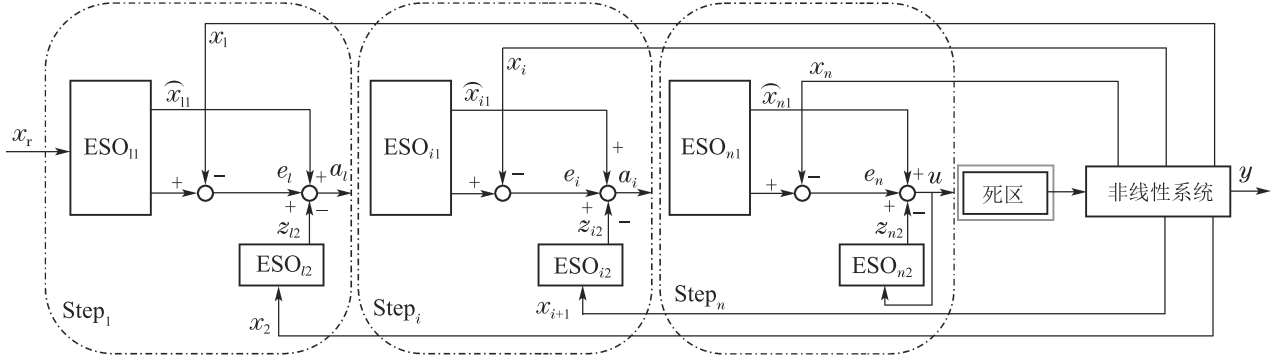


图1 自适应动态面工作原理图

Fig. 1 Working principle diagram of adaptive dynamic surface

设计第1观测器ESO₁₁以得到 $\dot{x}_r$,

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{11}(t) = \hat{x}_{12}(t) - \beta_{11}g(e_{r1}(t)) + x_2, \\ \dot{\hat{x}}_{12}(t) = -\beta_{12}g(e_{r1}(t)), \end{cases} \quad (23)$$

式中 $e_{ri}(t)$ 是观测器误差. 第1观测器误差 $e_{r1}(t) = \hat{x}_{11}(t) - x_{r1}(t)$, 且有界.

$$|e_{r1}(t)| \leq \mu_{i1}\rho_1, \quad (24)$$

式中 ρ_1 检测噪声信号上界, 即 $|\hat{x}_{r1}(t) - x_{12}(t)| \leq \rho_1$. 设计第2观测器ESO₁₂在线逼近和补偿未知模型函数 $f_1(x_1, x_2)$:

$$\begin{cases} \dot{z}_{11}(t) = \dot{z}_{12}(t) - \rho_{11}g(e_{z1}(t)) + x_2, \\ \dot{z}_{12}(t) = -\rho_{12}g(e_{z1}(t)), \end{cases} \quad (25)$$

式中 z_{12} 用来逼近未知函数 $f_1(x_1, x_2)$. 观测器误差 $e_{z1} = z_{11} - x_1$, 且有界.

设计第1个虚拟控制量:

$$\alpha_1 = -c_1 e_1 - z_{12} + \hat{x}_{12} - \hat{\theta}_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi}, \quad (26)$$

式中 c_1, φ 均是正定常数.

式(26)中, 自适应调节律为

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \lambda_1 (e_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} - \sigma_1 \hat{\theta}_1), \quad (27)$$

式中 λ_1, σ_1 为正定常数.

将虚拟控制量(26)代入式(22), 得到系统(1)的误差 e_1 的动态方程是

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -c_1 e_1 + e_2 - \hat{\theta}_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} + \\ &(f_1 - z_{12}) + (\hat{x}_{12} - \dot{x}_r) = \end{aligned}$$

$$-c_1 e_1 + e_2 - \hat{\theta}_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} + \varepsilon_1 + \eta_1, \quad (28)$$

式中 $\varepsilon_1 = f_1 - z_{12}$ 和 $\eta_1 = \hat{x}_1 - \dot{x}_r$ 分别是未知函数逼近误差和参考信号逼近误差.

选取李雅普诺夫函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2\lambda_1} \tilde{\theta}_1^2, \quad (29)$$

式中: λ_1 是正定常数, $\tilde{\theta}_1 = \hat{\theta} - \theta$ 是参数估计误差, $\hat{\theta}$ 是 θ 的估计值.

对式(29)微分可得

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\theta}_1 \dot{\tilde{\theta}}_1. \quad (30)$$

将式(27)–(28)代入式(30)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 (-c_1 e_1 + e_2 - \hat{\theta}_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} + \varepsilon_1 + \eta_1) + \\ &\frac{1}{\lambda_1} \tilde{\theta}_1 (\lambda_1 (e_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} - \sigma_1 \hat{\theta}_1)) = \\ &-c_1 e_1^2 + e_1 e_2 - e_1 \hat{\theta}_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} + e_1 \varepsilon_1 + e_1 \eta_1 + \\ &\tilde{\theta}_1 (e_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} - \sigma_1 \hat{\theta}_1). \end{aligned} \quad (31)$$

式(31)满足

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 - e_1 \hat{\theta}_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} + |e_1| \varepsilon_1 + \\ &|e_1| \eta_1 + \tilde{\theta}_1 (e_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} - \sigma_1 \hat{\theta}_1) \leq \\ &-c_1 e_1^2 + e_1 e_2 - e_1 \hat{\theta}_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} + |e_1| \theta_1 + \\ &\theta_1 (e_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} - \sigma_1 \tilde{\theta}_1 \hat{\theta}_1), \end{aligned} \quad (32)$$

式中 $\theta_1 = \varepsilon_1 + \eta_1$.

根据Yong不等式可知

$$\begin{cases} e_1 e_2 \leq \frac{e_1^2}{2} + \frac{e_2^2}{2}, \\ \sigma_1 \tilde{\theta}_1 \hat{\theta}_1 \leq -\frac{\sigma_1 \tilde{\theta}_1^2}{2} + \frac{\sigma_1 \hat{\theta}_1^2}{2}, \end{cases} \quad (33)$$

由文献[22]可知

$$|e_1| - e_1 \tanh \frac{e_1}{\varphi} \leq 0.2785\varphi. \quad (34)$$

由于 $\tanh x$ 和 $\operatorname{arsh} x$ 均是一、三象限单调增函数, 且具有保号性, 因此

$$x^* \tanh \frac{x}{\varphi} \geq 0, \quad x^* \operatorname{arsh} \frac{x}{\varphi} \geq 0.$$

由图2可知

$$x^* \tanh \frac{x}{\varphi} \geq x^* \operatorname{arsh} \frac{x}{\varphi} \geq 0. \quad (35)$$

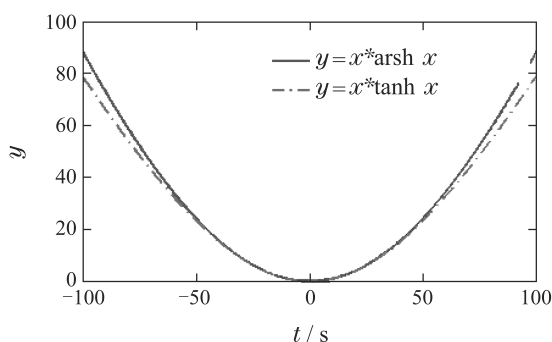


图2 取 $\varphi = 100$ 时 $x^* \tanh \frac{x}{\varphi}$ 和 $x^* \operatorname{arsh} \frac{x}{\varphi}$ 的对比曲线

Fig. 2 Contrast of inverse hyperbolic sine function and tangent function $\varphi = 100$

结合式(35)和式(34)可知

$$|e_1| - e_1 \operatorname{arsh} \frac{e_1}{\varphi} \leq |e_1| - e_1 \tanh \frac{e_1}{\omega} \leq 0.2785\varphi. \quad (36)$$

将式(33)和式(36)代入式(32)可知

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & -(c_1 - \frac{1}{2})e_1^2 - \frac{\rho_1 \tilde{\theta}_1^2}{2} + 0.2785\varphi\theta_1 + \\ & \frac{\rho_1 \hat{\theta}_1^2}{2} + \frac{1}{2}e^2. \end{aligned} \quad (37)$$

第*i*步 根据式(5)和式(21)可知

$$\begin{aligned} \dot{e}_i = & x_{i+1} + f_{i+1}(x_i, x_{i+1}) - \dot{x}_r = \\ & e_{i+1} + \alpha_i + f_{i+1}(x_i, x_{i+1}) - \dot{\alpha}_{i-1}, \end{aligned} \quad (38)$$

式中 α_i 为第*i*个虚拟控制量.

设计第*i*观测器ESO_{i1}以得到 $\dot{\alpha}_{i-1}$

$$\dot{\hat{x}}_{i1} = \hat{x}_{i2} - \beta_{i1}g(e_n) + x_{i+1}, \quad (39a)$$

$$\dot{\hat{x}}_{i2} = -\beta_{i2}g(e_{in}), \quad (39b)$$

式中: e_{ri} 是第*i*观测器误差, $e_{ri} = \hat{x}_{i1} - \alpha_{r-1}$,

$$|e_{ri}(t)| \leq \mu_{i1}\rho_i, \quad (40)$$

式中: ρ_i 检测噪声信号上界, 即 $|\hat{x}_{i1} - x_{r1}(t)| \leq \rho_i$.

设计第*i*+1观测器ESO_{i2}在线逼近和补偿未知模型函数 $f_i(x_i, x_{i+1})$:

$$\begin{cases} \dot{z}_{i1}(t) = \dot{z}_{i2}(t) - \rho_{i1}g(e_{zi}(t)) + x_{i+1}, \\ \dot{z}_{i2}(t) = -\rho_{i2}g(e_{zi}(t)), \end{cases} \quad (41)$$

式中: z_{i2} 用来逼近未知函数 $f_i(x_i, x_{i+1})$, 观测器误差 $e_{zi}(t) = z_{i1} - x_i$, 且有界.

设计第*i*个虚拟控制量:

$$\alpha_i = -c_i e_i - z_{i2} + \hat{x}_{i2} - \hat{\theta}_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi}, \quad (42)$$

式中 c_i 是正定常数.

式(25)中, 自适应调节律为

$$\dot{\hat{\theta}}_i = \lambda_i (e_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi} - \sigma_i \hat{\theta}_i), \quad (43)$$

式中 λ_i, σ_i 为正定常数.

将虚拟控制量式(42)代入式(38), 得到误差 e_i 的动态方程是

$$\begin{aligned} \dot{e}_i = & -c_i e_i + e_{i+1} - \hat{\theta}_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi} + \\ & (f_i - z_{i2}) + (\hat{x}_{i2} - \dot{\alpha}_{i-1}) = \\ & -c_i e_i + e_{i+1} - \hat{\theta}_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi} + \varepsilon_i + \eta_i, \end{aligned} \quad (44)$$

式中 $\varepsilon_i = f_i - z_{i2}$ 和 $\eta_i = \hat{x}_{i2} - \dot{\alpha}_{i-1}$ 分别是未知函数逼近误差和参考信号逼近误差.

选取李雅普诺夫函数:

$$V_i = \frac{1}{2}e_i^2 + \frac{1}{2\lambda_i}\tilde{\theta}_i^2, \quad (45)$$

式中 λ_i 是正定常数.

对式(45)微分可得

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\theta}_1 \dot{\tilde{\theta}}_1, \quad (46)$$

将式(43)–(44)代入(46)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_i = & -c_i e_i^2 + e_i e_{i+1} - e_i \hat{\theta}_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi} + e_i \varepsilon_i + \\ & e_i \eta_i + \tilde{\theta}_i (e_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi} - \sigma_i \hat{\theta}_i), \end{aligned} \quad (47)$$

式(47)满足

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & -c_i e_i^2 + e_i e_{i+1} - e_i \hat{\theta}_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi} + |e_i| \varepsilon_i + \\ & |e_i| \eta_i + \tilde{\theta}_i (e_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi} - \sigma_i \hat{\theta}_i) \leq \end{aligned}$$

$$-c_i e_i^2 + e_i e_{i+1} - e_i \hat{\theta}_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi} + |e_i| \theta_i + \theta_i (e_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\alpha} - \sigma_i \tilde{\theta}_i \hat{\theta}_i), \quad (48)$$

式中 $\theta_i = \varepsilon_i + \eta_i$.

根据Yong不等式可知

$$\begin{cases} e_i e_{i+1} \leq \frac{e_i^2}{2} + \frac{e_{i+1}^2}{2} \\ \sigma_i \tilde{\theta}_i \hat{\theta}_i \leq -\frac{\sigma_i \tilde{\theta}_i^2}{2} + \frac{\sigma_i \hat{\theta}_i^2}{2}, \end{cases} \quad (49)$$

因

$$|e_i| - e_i \operatorname{arsh} \frac{e_i}{\varphi} \leq |e_i| - e_i \tanh \frac{e_i}{\varphi} \leq 0.2785\varphi,$$

将式(49)代入式(48)可知

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &\leq -(c_i - \frac{1}{2})e_i^2 - \frac{\rho_i \tilde{\theta}_i^2}{2} + 0.2785\varphi \theta_i + \\ &\quad \frac{\rho_i \hat{\theta}_i^2}{2} + \frac{1}{2}e_{i+1}^2. \end{aligned} \quad (50)$$

第n步 根据式(5)和式(21)可知

$$\dot{e}_n = u + f_{n+1}(x_n, x_{n+1}) - \dot{\alpha}_{n-1}, \quad (51)$$

式中 α_n 为第n个虚拟控制量.

设计第n观测器ESO_{n1}以得到 α_{n-1}

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{n1} = \hat{x}_{n2} - \beta_{n1}g(e_{rn}) + x_{n+1}, \\ \dot{\hat{x}}_{n2} = -\beta_{n2}g(e_m), \end{cases} \quad (52)$$

式中: e_{rn} 是第n观测器误差, $e_{rn} = \hat{x}_{1n} - \alpha_{r-n}$.

$$e_m(t) \leq \mu_{n1}\rho_n. \quad (53)$$

设计第n+1观测器ESO_{n2}在线逼近和补偿未知模型函数 $f_n(x_n, x_{n+1})$:

$$\begin{cases} \dot{z}_{n1}(t) = \dot{z}_{n2}(t) - \rho_{n1}g(e_{zn}(t)) + x_{n+1}, \\ \dot{z}_{n2}(t) = -\rho_{n2}g(e_{zn}(t)), \end{cases} \quad (54)$$

式中: z_{n2} 用来逼近未知函数 $f_n(x_n, x_{n+1})$, 观测器误差 $e_{zn}(t) = z_{n1} - x_n$, 且有界 $|e_{zn}| \leq \iota_1$.

最后, 设计实际控制信号:

$$u = -c_n e_n - z_{n2} + \hat{x}_{n2} - \hat{\theta}_n \operatorname{arsh} \frac{e_n}{\varphi}, \quad (55)$$

式中 c_n 是正定常数.

式(55)中, 自适应调节律为

$$\dot{\hat{\theta}}_n = \lambda_n (e_n \operatorname{arsh} \frac{e_n}{\varphi} - \sigma_n \hat{\theta}_n), \quad (56)$$

将虚拟控制量式(55)代入式(51), 可知

$$\dot{e}_n = -c_n e_n + e_{n+1} - \hat{\theta}_n \operatorname{arsh} \frac{e_n}{\varphi} +$$

$$(f_n - z_{n2}) + (\hat{x}_{n2} - \dot{\alpha}_{n-1}) = -c_n e_n + e_{n+1} - \hat{\theta}_n \operatorname{arsh} \frac{e_n}{\varphi} + \varepsilon_n + \eta_n, \quad (57)$$

式中 $\varepsilon_n = f_n - z_{n2}$ 和 $\eta_n = \hat{x}_{n2} - \dot{\alpha}_{n-1}$ 分别是未知函数逼近误差和参考信号逼近误差.

选取李雅普诺夫函数

$$V_n = \frac{1}{2}e_n^2 + \frac{1}{2\lambda_n}\tilde{\theta}_n^2, \quad (58)$$

式中 λ_i 是正定常数.

对式(58)微分可得

$$\dot{V}_n = e_n \dot{e}_n + \frac{1}{\lambda_n} \tilde{\theta}_n \dot{\tilde{\theta}}_n. \quad (59)$$

将式(56)–(57)代入式(59)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= -c_n e_n^2 - e_n \hat{\theta}_n \operatorname{arsh} \frac{e_n}{\varphi} + e_n \varepsilon_i + \\ &\quad e_i \eta_i + \tilde{\theta}_n (e_n \operatorname{arsh} \frac{e_n}{\varphi} - \sigma_n \hat{\theta}_n) \leq \\ &\quad -c_n e_n^2 - e_n \hat{\theta}_n \operatorname{arsh} \frac{e_n}{\varphi} + |e_n| \theta_n - \\ &\quad \tilde{\theta}_n (e_n \operatorname{arsh} \frac{e_n}{\varphi} - \sigma_n \tilde{\theta}_n) \hat{\theta}_n, \end{aligned} \quad (60)$$

式中

$$\theta_n = \varepsilon_n + \eta_n. \quad (61)$$

根据Yong不等式可知

$$\sigma_n \tilde{\theta}_n \hat{\theta}_n \leq -\frac{\sigma_n \tilde{\theta}_n^2}{2} + \frac{\sigma_n \hat{\theta}_n^2}{2}, \quad (62)$$

因

$$|e_n| - e_n \operatorname{arsh} \frac{e_n}{\varphi} \leq |e_n| - e_n \tanh \frac{e_n}{\varphi} \leq 0.2785\varphi,$$

将式(62)代入式(61)可知

$$\dot{V}_i \leq -c_n e_n^2 - \frac{\rho_n \tilde{\theta}_n^2}{2} + 0.2785\varphi \theta_n + \frac{\rho_n \hat{\theta}_n^2}{2}. \quad (63)$$

4 稳定性分析

定理1针对有未知死区(2)输入的闭环非线性系统(1), 设计参数自适应律(26)(34)(41)的控制规则(25)(35)(42), 设置适当参数, 选取任意双观测器的初始条件 $\hat{x}_{i1}(0)$ 和 $z_{i1}(0)$, 可保证整个闭环控制系统是半全局一致最终有界的. 而且, 系统状态和自适应参数收敛于如下紧集:

$$\Omega_\infty = \{e_i : \|e_i\|_\infty \leq c_0, i = 1, \dots, n\}. \quad (64)$$

证 选取李雅普诺夫函数如下:

$$V = \sum_{i=1}^n V_i. \quad (65)$$

将误差动态方程(37)(50)(64)代入(65)可知

$$\dot{V} \leq -(c_1 - \frac{1}{2})e_1^2 - \sum_{i=2}^{n-1} (c_i - \frac{1}{2})e_i^2 - (c_n - \frac{1}{2})e_n^2 - \sum_{i=1}^n \frac{\rho_i \tilde{\theta}_i^2}{2} + \sum_{i=1}^n (0.2785\varphi\theta_i + \frac{\rho_i \hat{\theta}_i^2}{2}). \quad (66)$$

由式(66)可得

$$\dot{V} \leq -2Cv + \varpi, \quad (67)$$

式中:

$$\begin{cases} C_{\min} = \min_{1 \leq i \leq n} \{c_1 - \frac{1}{2}, c_i - \frac{1}{2}, c_n - \frac{1}{2}, \frac{\rho_i \tilde{\theta}_i^2}{2}\}, \\ \varpi = \sum_{i=1}^n \frac{\rho_i \hat{\theta}_i^2}{2} + 0.2785n\varphi\theta_i. \end{cases} \quad (68)$$

由此可证, 闭环系统都是半全局一致最终有界.

证毕.

根据式(67)可知, 通过选取合适参数 $C > \frac{\varpi}{2v}$, $\forall C > 0$, 则有 $\dot{V} \leq 0$.

对式(67)两端积分可知

$$0 \leq V(t) \leq \frac{\varpi}{2C} + (V(0) - \frac{\varpi}{2C})e^{-2Ct}. \quad (69)$$

根据上式可知, $V(t)$ 最终是被 $\frac{\varpi}{2C}$ 限定的. 由式(69)可知

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V(t) \leq \frac{\varpi}{2C} = v_{\infty}. \quad (70)$$

存在定义为式(71)的第2个紧集.

$$\Omega_{\infty} = \{e_i, \tilde{\theta}_i: |e_i| \leq \sqrt{2v_{\infty}}, |\tilde{\theta}_i| \leq \sqrt{2\lambda_{\max}v_{\infty}}\}, \quad (71)$$

式中 $\lambda_{\max}$ 为 λ_i 的最值.

根据式(65)可得

$$V(0) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n e_i^2(0) + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2\lambda_i} \tilde{\theta}_i^2(0). \quad (72)$$

由式(72)可知

$$\begin{cases} e_1^2(0) = (x_1(0) - x_r(0))^2 = 0, \\ \tilde{\theta}_i^2(0) = (\hat{\theta}_i(0) - \theta_i(0))^2 = \theta_i^2. \end{cases} \quad (73)$$

将式(74)代入式(78)可知

$$\begin{aligned} V(0) &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n e_i^2(0) + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2\lambda_i} \tilde{\theta}_i^2(0) \leq \\ &\sum_{i=1}^n e_i^2(0) + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2\lambda_i} \tilde{\theta}_i^2(0) \leq \\ &\sum_{i=1}^n e_i^2(0) + \frac{\varpi}{2C}. \end{aligned} \quad (74)$$

根据式(65)(69)可得

$$\|e_i\|_{\infty} \leq \sqrt{2\|V\|_{\infty}} \leq \varpi_0, \quad (75)$$

$$\text{式中 } w_0 = \sqrt{2 \sum_{i=1}^n e_i^2(0) + \frac{\varpi}{2C}}.$$

5 仿真实验

考虑如下不确定非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + x_2, \\ \dot{x}_2 = f_2(x_2) + u, \end{cases} \quad (76)$$

式中: $f_1(x_1) = 2 \sin x_1$, $f_2(x_1, x_2) = x_1 x_2$, 参考信号为方波. 通过合理设置系统参数, 以跟踪期望参考信号. 死区参数 $m = 1.5$, $\kappa = 2.5$. 系统初始条件和参数设置如表1所示.

表1 控制器参数设置

Table 1 Parameter setting of the controller

ESO ₁₁	$\beta_{11} = 20$	$\beta_{12} = 400$	$\beta_{13} = 1100$
ESO ₁₂	$\rho_{11} = 11$	$\rho_{12} = 270$	$\rho_{13} = 870$
ESO ₁₃	$\beta_{21} = 35$	$\beta_{22} = 500$	$\beta_{23} = 1200$
ESO ₁₄	$\rho_{21} = 23$	$\rho_{22} = 450$	$\rho_{23} = 1000$
α_1	$c_1 = 26$	$\hat{\theta}_1(0) = 0$	$\varphi = 100$
u	$c_2 = 43$	$\hat{\theta}_2(0) = 0$	$\varphi = 100$

为了验证本文算法的控制效果, 与传统非线性ADRC做仿真实验对比, 结果如图3所示. 控制系统性能指标如表2所示. 表2中: π 为超调量均值, t_r 为上升段平均时间, t_s 为下降段平均时间, e_{ss} 为稳态误差平均值.

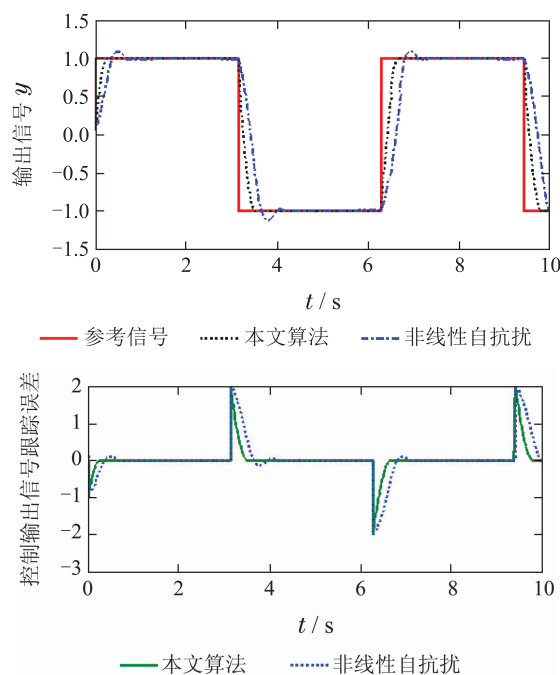


图3 控制效果

Fig. 3 Comparison of control effects

表2 控制系统性能指标

Table 2 The experimental index of square wave reference signal

控制方式	π	$t_r(S)$	$t_s(S)$	ees
本文算法	0.1	0.3	0.4	0.001
非线性自抗扰	0.5	0.9	5	0.06

根据图3和表2可知: 本文自适应鲁棒控制算法控制效果比传统非线性自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)跟踪误差超调更小, 收敛速度更快, 控制精度更高. 表明采用双观测器跟踪动态面控制中的不确定量, 可提升系统控制效果.

为进一步验证本文方法的鲁棒性, 参考信号定为 $x_r = 5 \sin t$, 系统在10 s和25 s分别加入幅值为1和-1的阶跃扰动信号, 其结果如图3-8所示.

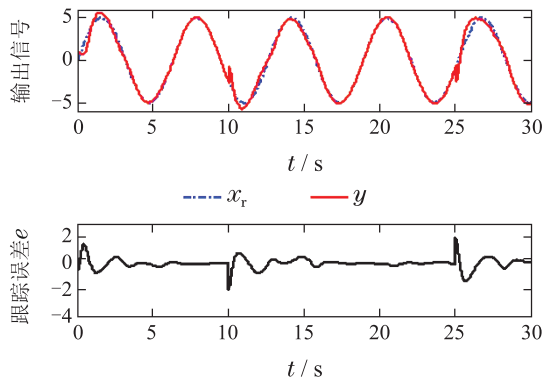


图4 负载扰动时控制效果

Fig. 4 Control effect under load disturbance

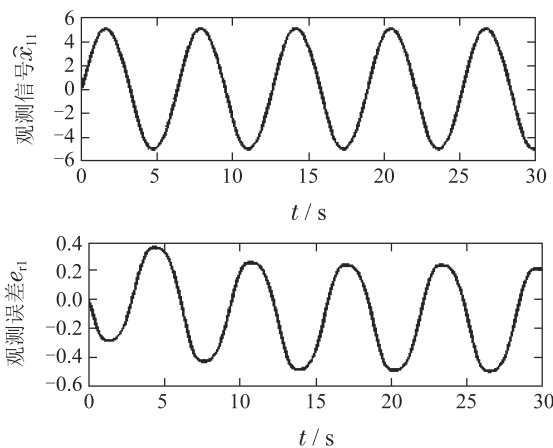


图5 观测器ESO11的跟踪效果

Fig. 5 The tracking effects of the observer ESO11

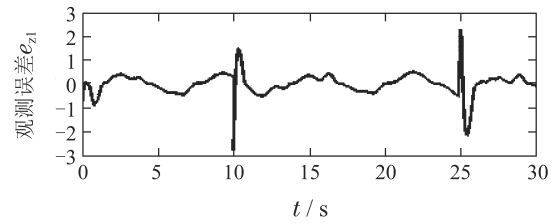
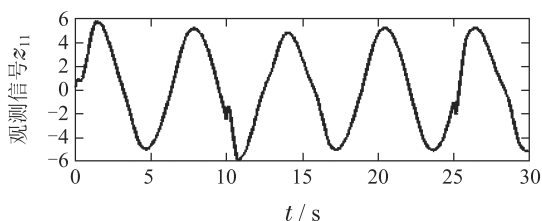


图6 观测器ESO12的跟踪效果

Fig. 6 The tracking effects of the observer ESO12

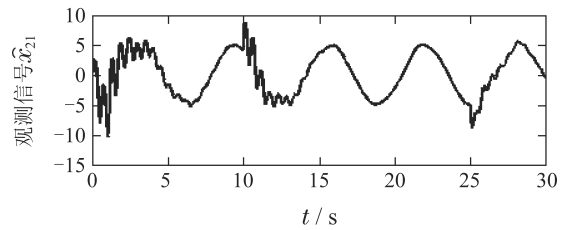


图7 观测器ESO21的跟踪效果

Fig. 7 The tracking effects of the observer ESO21

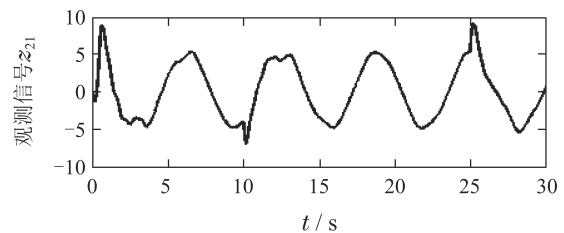


图8 观测器ESO22的跟踪效果

Fig. 8 The tracking effects of the observer ESO22

由图3-8可知: 当受到外部扰动时, 系统表现出良好的鲁棒性, 系统信号跟踪误差和观测误差均能快速收敛到一个较小领域中. 在消除干扰后, 系统能快速恢复稳定状态, 保持良好的跟踪效果, 观测误差较小. 基于以上分析可知, 本文提出的自适应动态面鲁棒控制方法具有较好的信号跟踪能力, 鲁棒性和抗扰动能力较强.

6 结束语

本文针对不确定非线性系统存在未知死区输入的情况, 设计了基于双观测器的自适应动态面控制

方法. 动态面的每一步设计中, 跟踪信号观测器替代常规动态面控制的滤波器, 并考虑了系统控制输出的影响. 扰动观测器代替常规函数逼近器, 可预估并补偿动态面每一步未知状态量, 抑制未知死区输入扰动的影响. 两个观测器实现双反馈控制, 提高了反馈控制能力. 仿真实验表明, 基于双观测器的自适应动态面控制方法抗扰动能力强, 鲁棒性能好. 在此基础上, 作者会将此方法应用到无人机控制系统中, 验证并改进该方法的性能.

参考文献:

- [1] ZUO Z Y, LI X, SHI Z G. Adaptive control of uncertain gear transmission servo systems with dead zone nonlinearity. *ISA Transactions*, 2015, 58: 67 – 75.
- [2] HE W, HUANG B, DONG Y T, et al. Adaptive neural network control for robotic manipulators with unknown dead zone. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2017, 48(9): 2670 – 2682.
- [3] WANG C L, YAN L. Robust adaptive dynamic surface control for a class of MIMO nonlinear systems with unknown non-symmetric dead-zone. *Asian Journal of Control*, 2014, 16(2): 478 – 488.
- [4] ZHANG T P, GE S S. Adaptive dynamic surface control of nonlinear systems with unknown dead zone in pure feedback form. *Automatica*, 2007, 44(7): 1895 – 1903.
- [5] LI G, XU W, ZHAO J, et al. Precise robust adaptive dynamic surface control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer. *IET Science, Measurement & Technology*, 2017, 11(5): 590 – 599.
- [6] GE S S, HANG C C, ZHANG T. A direct method for robust adaptive nonlinear control with guaranteed transient performance. *Systems & control letters*, 1999, 37(5): 275 – 284.
- [7] GONG J Q, YAO B. Neural network adaptive robust control of nonlinear systems in semistrict feedback form. *Automatica*, 2001, 37(8): 1149 – 1160.
- [8] WEN G X, LIU Y J, CHEN C L P. Direct adaptive robust NN control for a class of discrete-time nonlinear strict-feedback SISO systems. *Neural Computing and Applications*, 2012, 21(6): 1423 – 1431.
- [9] CHEN M, GE S S, HOW B V E. Robust adaptive neural network control for a class of uncertain MIMO nonlinear systems with input nonlinearities. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2010, 21(5): 796 – 812.
- [10] LI Y, QIANG S, ZHUANG X, et al. Robust and adaptive back stepping control for nonlinear systems using RBF neural networks. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2004, 15(3): 693 – 701.
- [11] CUI L, LUO Y, ZHANG H. Adaptive critic design based robust neural network control for a class of continuous-time no affine nonlinear system. *Proceedings of 2011 International Conference on Modelling, Identification and Control*. Shanghai, China: IEEE, 2011: 261 – 266.
- [12] ELKOTESHYI Y, JIAO L C, CHEN W. ELM-based adaptive backstepping neural control for a class of uncertain MIMO nonlinear systems with predefined tracking accuracy. *International Journal of Control*, 2014, 87(5): 1047 – 1060.
- [13] AREFI M M, JAHED MOTLAGH M R. Observer-based adaptive neural control of uncertain MIMO nonlinear systems with unknown control direction. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2013, 27(9): 741 – 754.
- [14] LI J, CHEN W, LI J M. Adaptive NN output feedback decentralized stabilization for a class of large scale stochastic nonlinear strict feedback systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2011, 21(4): 452 – 472.
- [15] HAN Jingqing. From PID technique to active disturbances rejection control technique. *Control Engineering of China*, 2002, 9(3): 13 – 18.
(韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术. 控制工程, 2002, 9(3): 13 – 18.)
- [16] 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. *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics: Systems*, 2018, 48(11): 1897 – 1907.
- [17] GINOYA D, SHENDE P D, PHADKE S B. Sliding mode control for mismatched uncertain systems using an extended disturbance observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 61(4): 1983 – 1992.
- [18] CHEN M, GE S S. Adaptive neural output feedback control of uncertain nonlinear systems with unknown hysteresis using disturbance observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(12): 7706 – 7716.
- [19] SUN Guofa, HENG Lifan. Active disturbance rejection dynamic surface control of high-order nonlinear system with dead-zone. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(8): 1336 – 1344.
(孙国法, 衡丽帆. 含死区高阶非线性系统自抗扰动态面控制. 控制理论与应用, 2019, 36(8): 1336 – 1344.)
- [20] WANG Yuanqing, SU Juan, REN Guang, et al. Research on speed control of electronically controlled diesel engine based on automatic disturbance rejection control. *Journal of Shanghai Maritime University*, 2018, 39(4): 95 – 99.
(王源庆, 苏娟, 任光, 等. 基于齐次有限时间收敛的电控柴油机转速自抗扰控制方法. 上海海事大学学报, 2018, 39(4): 95 – 99.)
- [21] ZHAO Zhiliang. *Convergence of nonlinear active disturbance rejection control*. Hefei: University of Science and Technology of China, 2012.
(赵志良. 非线性自抗扰控制的收敛性. 合肥: 中国科学技术大学, 2012.)
- [22] POLYCARPOU M M, IOANNOU P A. A robust adaptive nonlinear control design. *Automatica*, 1996, 32(3): 423 – 427.

作者简介:

王源庆 博士, 讲师, 目前研究方向为轮机自动化机器智能化等,
E-mail: wangyqdmu@163.com;

张桂臣 博士, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为船舶电站及其自动化等, E-mail: gc Zhang@shmtu.edu.cn;

施祝斌 硕士研究生, 目前研究方向为船舶动力装置自动控制等,
E-mail: shizb@ntsc.edu.cn;

王 琪 硕士研究生, 目前研究方向为船舶动力装置自动控制等,
E-mail: wangq@ntsc.edu.cn;

苏 娟 硕士研究生, 目前研究方向为船舶动力装置自动控制等,
E-mail: sujuan@ntsc.edu.cn.