

控制与决策

Control and Decision

线控转向系统的自适应高阶滑模控制

李红娟, 王泽政, 王永富

引用本文:

李红娟, 王泽政, 王永富. 线控转向系统的自适应高阶滑模控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(6): 1529–1536.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1526>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

磁悬浮开关磁阻电机的自适应终端滑模控制

Adaptive terminal sliding mode control of bearingless switched reluctance motor
控制与决策. 2021, 36(6): 1449–1456 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1064>

基于时间延时估计和自适应模糊滑模控制器的双机械臂协同阻抗控制

Coordinated impedance control for dual-arm robots based on time delay estimation and adaptive fuzzy sliding mode controller
控制与决策. 2021, 36(6): 1311–1323 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1701>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

直线同步电动机磁悬浮系统的自适应模糊滑模控制

Adaptive fuzzy sliding mode control for magnetic suspension system of linear synchronous motor
控制与决策. 2021, 36(3): 693–698 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0774>

四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV
控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

线控转向系统的自适应高阶滑模控制

李红娟^{1,3}, 王泽政², 王永富^{1†}

(1. 东北大学 机械工程与自动化学院, 沈阳 110004; 2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083; 3. 宁夏理工学院 机械工程学院, 宁夏 石嘴山 753000)

摘要: 车辆线控转向 (steer-by-wire, SbW) 系统存在摩擦力矩及回正力矩等不确定动态特性, 难以实现精确建模与有效控制. 为此, 提出一种基于自适应模糊逻辑系统的自适应高阶滑模 (adaptive higher-order sliding mode, AHOSM) 方法, 实现 SbW 系统的有效控制. 首先, 通过自适应模糊逻辑系统逼近 SbW 系统的未知动态, 使控制器的设计不再需要摩擦力矩及回正力矩的动力学模型; 其次, 采用高阶滑模和自适应增益技术削弱传统滑模控制器存在的抖振现象; 再次, 通过构造 Lyapunov 函数设计增益自适应律补偿逼近误差和系统不确定项对控制精度的影响, 该方案不需要系统不确定项的界已知, 且能够避免增益过估计现象; 最后, 通过稳定性分析证明该控制器可以在有限时间内建立实际滑动模态, 数字仿真和硬件在环实验进一步验证了该控制方法的有效性和优越性.

关键词: 线控转向; 自适应高阶滑模控制; 自适应模糊逻辑系统; Lyapunov 稳定性; 硬件在环实验

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2019.1526

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 李红娟, 王泽政, 王永富. 线控转向系统的自适应高阶滑模控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(6): 1529-1536.

Adaptive higher-order sliding mode control for SbW system

LI Hong-juan^{1,3}, WANG Ze-zheng², WANG Yong-fu^{1†}

(1. College of Mechanical Engineering and Automation, Northeastern University, Shenyang 110004, China; 2. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China; 3. College of Mechanical Engineering, Ningxia Institute of Science and Technology, Shizuishan 753000, China)

Abstract: The uncertain dynamic model of friction torque and self-aligning torque in the steer-by-wire (SbW) system makes it difficult to achieve accurate modeling and effective control. Therefore, an adaptive higher-order sliding mode (AHOSM) control method based on the adaptive fuzzy logic system (FLS) is proposed to control the SbW system effectively. Firstly, the adaptive FLS is employed to approximate the unknown dynamics of the SbW system, so that the dynamic models of the friction torque and self-aligning torque are no longer needed in the design of the controller. Then, the higher-order sliding mode and dynamical gain technique are introduced to reduce chattering in traditional sliding mode controllers. In addition, the gain adaptive law obtained from the Lyapunov function is adopted to compensate the influence of approximation error and system uncertainties on the control precision, which does not require priori knowledge of the bounds of the uncertainties and can avoid the gain-overestimation phenomenon. Finally, the stability analysis shows that the real sliding mode can be established in finite time. Simulation results and hardware-in-the-loop (HIL) experiments further demonstrate the effectiveness and superiority of the proposed control strategy.

Keywords: steer-by-wire; adaptive higher-order sliding mode control; adaptive fuzzy logic system; Lyapunov stability; hardware-in-the-loop experiments

0 引言

线控转向 (steer-by-wire, SbW) 系统作为新一代的转向系统, 采用 AC 驱动电机和多传感器技术实现自主转向功能, 且可以实现转向系统传动比的调节, 是智能辅助驾驶和无人驾驶汽车必不可少的组成部分之一. 随着智能化汽车的发展, SbW 系统得到了国内外专家和学者的广泛关注^[1-2].

SbW 系统存在摩擦力矩、轮胎回正力矩等动力学特性, 难以实现有效控制. 为此, 国内外专家学者对 SbW 系统的控制问题作了大量研究. 目前 SbW 系统的控制方法主要分为两类: 基于精确模型和不需要精确模型的控制. 在基于精确模型的控制方法研究中, 文献[3-4]采用传统的比例微分 (PD) 控制结合反馈控制或极点配置控制实现了前轮对驾驶员指令的

收稿日期: 2019-11-01; 修回日期: 2020-03-21.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51775103); 国家重点研发计划“智能机器人”重点专项 (2017YFB1300200, 2017YFB1300203).

责任编辑: 张国山.

†通讯作者. E-mail: yfwang@mail.neu.edu.cn.

实时响应;文献[5]采用鲁棒增益调度 H_∞ 控制方法实现了车辆的横摆角速度跟踪;文献[6]采用位置-力矩反馈型双向控制策略实现了SbW系统的转向控制;文献[7]提出的模型预测控制方法实现了SbW系统的转向控制.然而,在系统存在未知动态情况下,该类方法控制精度不能得到有效保证.因此,不需要精确模型的控制策略,如模糊逻辑系统、神经网络、自适应控制和滑模控制等技术引起了广泛关注.文献[8]使用非对称隶属度函数的小波模糊神经网络逼近器逼近SbW系统总不确定项,采用二阶滑模控制方法控制前轮转角;文献[9]采用自适应控制方法对轮胎侧偏刚度进行在线估计,并通过扰动观测器消除不确定摩擦力矩;文献[10-12]采用滑模控制方法实现了SbW系统前轮转角的跟踪控制.然而,该类控制器的设计需要不确定项参数界已知的条件.为此,在近年来的SbW系统滑模控制方法研究中,无需不确定项上界的滑模控制方法得到了广泛关注和应用,如文献[13]提出了一种新的基于Lipschitz的滑模学习控制器,但是如何设计满足Lipschitz条件的控制参数仍有待进一步研究;文献[14]结合动态增益技术提出了嵌套自适应超螺旋滑模控制方法;文献[15]提出了一种自适应终端滑模控制方法.目前,在SbW领域应用的滑模控制方法均未能有效地解决由于控制量不连续而引起的抖振问题.

近年来,高阶滑模控制得到国内外专家和学者的深入研究和广泛应用^[16-19].值得注意的是,高阶滑模控制器的构造仍需要不确定项边界已知的条件,而在实际应用中不确定项的边界通常是难以获取的.针对这一难题,Edwards等在文献[20-21]中指出,自适应增益技术可有效地处理不确定项边界未知问题,同时可削弱过大的固定增益造成的抖振现象.为此,本文结合 σ 修正技术构造动态增益的自适应方案,使得动态增益在快速响应不确定项和外部扰动的同时,能够有效避免过估计现象;结合自适应模糊逻辑系统将该自适应高阶滑模技术应用于SbW系统中,通过稳定性分析可知,该控制方法可在有限时间内建立实际滑动模态.仿真与硬件在环实验验证了该控制器的有效性与实用性.

1 SbW系统动力学模型

SbW系统主要由转向电机、减速器和转向器等组成,如图1所示.转向电机产生的转矩通过转向电机轴、转向器和转向臂传递给前轮,保证前轮转角能紧跟参考角度.转向电机轴的转动由下列动力学方程^[10,13]描述:

$$J_{sm}\ddot{\delta}_{sm} + \tau_{f,sm} + \tau_{12} = \tau_{sm}. \quad (1)$$

其中: J_{sm} 为转向电机总成的转动惯量, δ_{sm} 为转向电机轴的转角, $\tau_{f,sm}$ 为转向电机总成的摩擦力矩, τ_{12} 为转向电机总成的负载转矩, τ_{sm} 为转向电机总成的输出转矩.

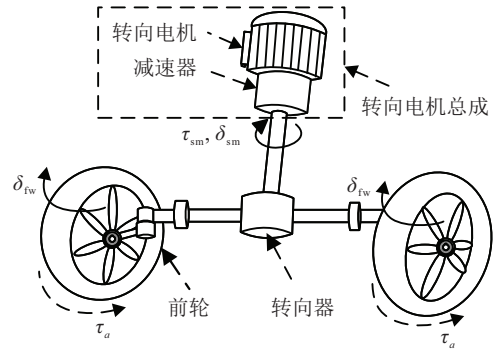


图1 SbW系统结构

转向前轮动力学模型可以表示为

$$J_{fw}\ddot{\delta}_{fw} + \tau_{f,fw} + \tau_a = \tau_s. \quad (2)$$

其中: J_{fw} 为前轮的转动惯量, δ_{fw} 为前轮转角, $\tau_{f,fw}$ 为前轮的摩擦力矩, τ_a 为前轮回正力矩, τ_s 为转向臂上的输入转矩.

根据转向电机与前轮之间的机械连接关系可得

$$\frac{\delta_{fw}}{\delta_{sm}} = \frac{\dot{\delta}_{fw}}{\dot{\delta}_{sm}} = \frac{\ddot{\delta}_{fw}}{\ddot{\delta}_{sm}} = \frac{\tau_{12}}{\tau_s} = \frac{1}{\mu}. \quad (3)$$

结合式(1)~(3)可得

$$J_{fw}\ddot{\delta}_{fw} + \tau_{f,fw} + \tau_a = \mu(\tau_{sm} - J_{sm}\mu\ddot{\delta}_{fw} - \tau_{f,sm}). \quad (4)$$

考虑转向电机总成的转矩扰动, τ_{sm} 表示为

$$\tau_{sm} = \tau_{sm}^* + \Delta\tau_{sm}. \quad (5)$$

其中: τ_{sm}^* 为控制器向转向电机提供的期望转矩信号, $\Delta\tau_{sm}$ 为电机转矩扰动.SbW系统(4)可表示为如下二阶微分方程:

$$J_{eq}\ddot{\delta}_{fw} + \tau_{f,fw} + \mu\tau_{f,sm} + \tau_a - \mu\Delta\tau_{sm} = \mu\tau_{sm}^*, \quad (6)$$

其中 $J_{eq} = J_{fw} + \mu^2 J_{sm}$, J_{eq} 为等效系统转动惯量.

根据式(6)可得SbW系统的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f_0(x_1, x_2) + d_0(t) + gu, \\ y = s(x, t). \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$[x_1, x_2]^T = [\delta_{fw}, \dot{\delta}_{fw}]^T \in \mathbf{R}^2;$$

$$f_0(x_1, x_2) = -(\tau_{f,fw} + \mu\tau_{f,sm} + \tau_a)/J_{eq};$$

$$d_0(t) = \mu\Delta\tau_{sm}/J_{eq};$$

$$g = \mu/J_{eq}; \quad u = \tau_{sm}^*;$$

滑模变量 $s(x, t) := \delta_{fw} - \delta_{fw,ref}$, 即前轮转角与其参考角度之间的跟踪误差。

2 自适应高阶滑模控制器设计

2.1 SbW 系统模型扩展

在自适应高阶滑模 (adaptive higher-order sliding mode, AHOSM) 控制器设计之前, 需要建立被控对象的增广动力学模型。通过引入辅助变量 $\zeta = u$ 并将 \dot{u} 作为新的控制输入, 可得到

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f_0(x_1, x_2) + d_0(t) + g\zeta, \\ \dot{\zeta} = \dot{u}, \\ y = s(x, t). \end{cases} \quad (8)$$

定义 $z_{i+1} = d^i y / dt^i (i = 0, 1, 2)$ 。方程 (8) 可表示为

$$\begin{cases} \dot{z}_i = z_{i+1}, \quad i = 1, 2; \\ \dot{z}_3 = f(x) + d(t) + g\dot{u}. \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$x = [x_1, x_2, x_3]^T = [\delta_{fw}, \dot{\delta}_{fw}, \ddot{\delta}_{fw}]^T \in \mathbf{R}^3,$$

$$f(x) = \frac{d}{dt}(f_0(x_1, x_2)), \quad d(t) = \frac{d}{dt}(d_0(t)) - \delta_{fw,ref}^{(3)}$$

假设存在未知正常数 \bar{d} 恒满足 $|d(t)| < \bar{d}$ 。

考虑 SbW 系统存在未知动态和外部扰动, 本文的控制目标是使系统 (9) 的输出, 即 $y = z_1$ 在有限时间内收敛到原点附近可调的邻域。

2.2 自适应模糊逻辑系统

自适应模糊逻辑系统是对具有未知动态的非线性系统有效建模与控制的方法之一^[22], 为此本文采用自适应模糊逻辑系统来逼近系统未知动态 $f(x)$, 且输入变量可测。构造以下模糊语句:

$$R^{(l_1, l_2, l_3)} : \text{if } x_1 \text{ is } F_1^{l_1} \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^{l_2} \text{ and } x_3 \text{ is } F_3^{l_3}, \\ \text{then } y \text{ is } G^{(l_1, l_2, l_3)}.$$

其中: $l_i = 1, 2, 3, i = 1, 2, 3; F_1^{l_1}, F_2^{l_2}, F_3^{l_3}$ 以及 $G^{(l_1, l_2, l_3)}$ 代表模糊集合。采用单值模糊化、乘积推理、加权平均反模糊化, 模糊系统输出可表示为

$$y = \hat{f}(x) = \frac{\sum_{l_1=1}^3 \sum_{l_2=1}^3 \sum_{l_3=1}^3 \bar{y}^{(l_1, l_2, l_3)} \left(\prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \right)}{\sum_{l_1=1}^3 \sum_{l_2=1}^3 \sum_{l_3=1}^3 \left(\prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \right)}. \quad (10)$$

其中 $\bar{y}^{(l_1, l_2, l_3)}$ 为 $\mu_{G^{(l_1, l_2, l_3)}}(\bar{y}^{(l_1, l_2, l_3)})$ 取得最大值时对应的点。定义模糊基函数为

$$\xi^{(l_1, l_2, l_3)}(x) =$$

$$\prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) / \sum_{l_1=1}^3 \sum_{l_2=1}^3 \sum_{l_3=1}^3 \left(\prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \right). \quad (11)$$

模糊逻辑系统输出 $\hat{f}(x)$ 表示为

$$\hat{f}(x) = \theta^T \xi(x). \quad (12)$$

其中: $\theta = [\bar{y}^{(1,1,1)}, \dots, \bar{y}^{(l_1, l_2, l_3)}, \dots, \bar{y}^{(3,3,3)}]^T$ 为模糊逻辑系统权重向量, $\xi(x) = [\xi^{(1,1,1)}(x), \dots, \xi^{(l_1, l_2, l_3)}(x), \dots, \xi^{(3,3,3)}(x)]^T$ 为模糊基函数向量。

引理 1 对于任意连续函数 $f(x) : \Omega \rightarrow \mathbf{R} (\Omega \subseteq \mathbf{R}$ 是一个紧集), 存在一个任意小的常数 ω 满足

$$\sup_{x \in \Omega} |f(x) - \hat{f}^*(x)| \leq \omega. \quad (13)$$

其中: $\hat{f}^*(x) = \theta^{*T} \xi(x), \theta^* = \arg \min(\sup_{x \in \Omega} |f(x) - \hat{f}(x)|)$ 为最优估计权重向量。

2.3 自适应高阶滑模控制器设计

对于系统 (9), 设计如下形式的滑模面^[23]:

$$S = z_3 + \int R^{-1} B^T P z' dt. \quad (14)$$

其中: R 为正常数, $B = [0, 0, 1]^T$. P 是代数 Riccati 方程的正定解, 有

$$PA + A^T P + Q - PBR^{-1}B^T P = 0, \quad (15)$$

$Q = Q^T > 0, A = [0, 1, 0; 0, 0, 1; 0, 0, 0]$. $z' = [z'_1, z'_2, z'_3]^T \in \mathbf{R}^3, z'_i$ 构造为

$$z'_i = \begin{cases} \text{sign}(z_i) |z_i|^{\alpha_i}, & \max\{|z_1|, |z_2|, |z_3|\} \leq 1; \\ z_i, & \max\{|z_1|, |z_2|, |z_3|\} > 1. \end{cases} \quad (16)$$

这里: $\alpha_{i-1} = \frac{\alpha_i \alpha_{i+1}}{2\alpha_{i+1} - \alpha_i}, i = 2, 3, \alpha_3 = \alpha > 0, \alpha_4 = 1$ 。

基于滑模面 (14), 设计如图 2 所示的 AHOSM 控制器, 即

$$\dot{u} = -\frac{1}{g} [\hat{f}(x) + R^{-1} B^T P z' + \kappa_1 S + (\kappa_2 |S|^{\frac{1}{2}} + \hat{\Phi}) \text{sign}(S)]. \quad (17)$$

其中: $\hat{\Phi}$ 为未知正常数 $\Phi = \bar{d} + \omega$ 的估计结果, $\kappa_i (i = 1, 2)$ 为设计的正常数。设计权重向量 θ 的自适应律为

$$\dot{\theta} = \gamma_1 S \xi(x) - \sigma_1 \theta, \quad (18)$$

其中 γ_1, σ_1 为设计的正常数。设计切换增益自适应律为

$$\dot{\hat{\Phi}} = \lambda_1 |S| - \sigma_2 \hat{\Phi}, \quad (19)$$

其中 λ_1, σ_2 为设计的正常数。

引理 2^[24] 若存在常数 $\rho_1 > 0, \rho_2 > 0$ 和 $0 < \iota < 1$ 使得正定的 Lyapunov 函数 V 满足 $\dot{V} + \rho_1 V + \rho_2 V^\iota \leq 0$, 则 V 在有限时间内收敛至原点。

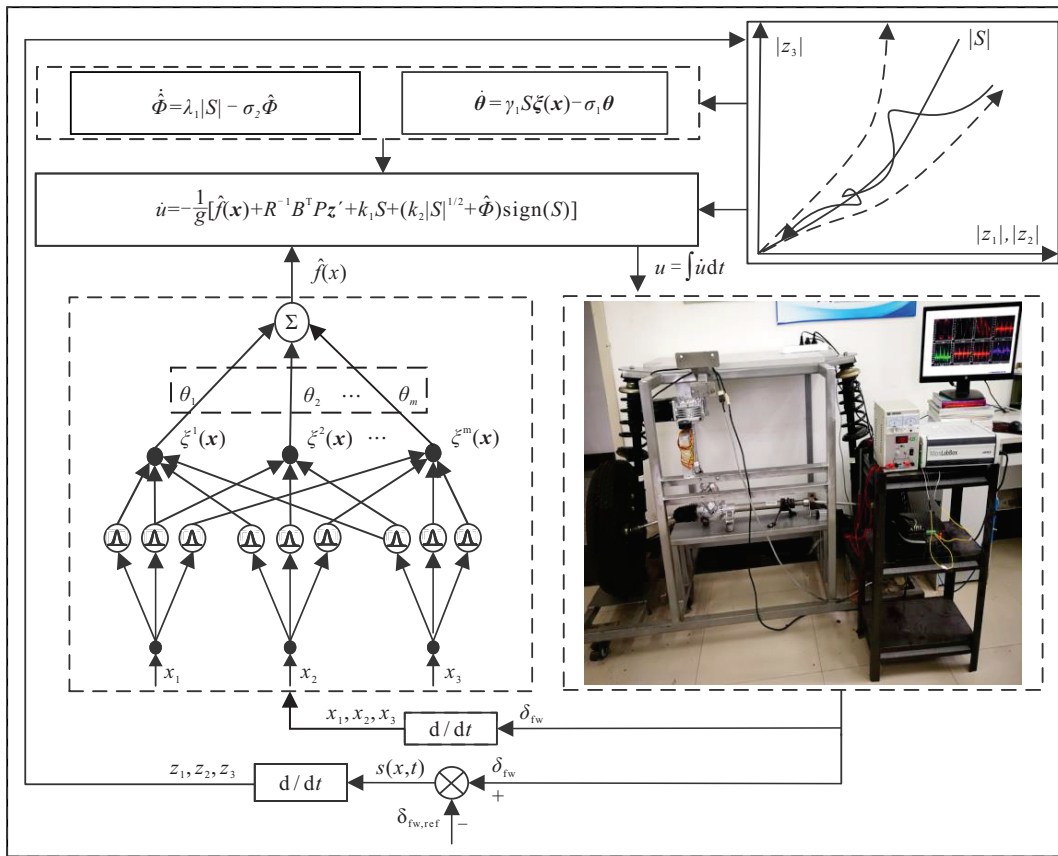


图2 AHOSM控制器结构示意图

定理1 对于不确定性系统(9),模糊逻辑系统的权重向量的逼近误差 $\tilde{\theta}$ 和增益的逼近误差 $\tilde{\phi}$ 是有界的.同时,系统(9)可在有限时间内建立实际滑动模态,即SbW系统跟踪误差在有限时间内可收敛至原点附近可调节的邻域内.

证明 选取Lyapunov函数为

$$V = \frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2\lambda_1} \tilde{\phi}^2. \quad (20)$$

其中: $\tilde{\theta} = \theta^* - \theta, \tilde{\phi} = \phi - \hat{\phi}$.结合式(14)和(17),滑模面函数的导数为

$$\begin{aligned} \dot{S} &= f(x) + d(t) + g\dot{u} + R^{-1} B^T P z' - \\ &\quad - \kappa_1 S + f(x) + d(t) + \tilde{\theta}^T \xi(x) - \\ &\quad \hat{f}^*(x) - (\kappa_2 |S|^{\frac{1}{2}} + \hat{\phi}) \text{sign}(S). \end{aligned} \quad (21)$$

因此, Lyapunov函数(20)的导数可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S\dot{S} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}} = \\ &\quad - \kappa_1 S^2 + S\tilde{\theta}^T \xi(x) + S[f(x) + d(t) - \hat{f}^*(x) - \\ &\quad (\kappa_2 |S|^{\frac{1}{2}} + \hat{\phi}) \text{sign}(S)] + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}} \leq \\ &\quad - \kappa_1 S^2 + S\tilde{\theta}^T \xi(x) + |S|(\phi - \hat{\phi}) - \\ &\quad \kappa_2 |S|^{\frac{3}{2}} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}} = \\ &\quad - \kappa_1 S^2 - \kappa_2 |S|^{\frac{3}{2}} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T [\dot{\tilde{\theta}} + \end{aligned}$$

$$\gamma_1 S \xi(x)] + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\phi} (\dot{\tilde{\phi}} + \lambda_1 |S|). \quad (22)$$

将式(18)和(19)代入(22)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\kappa_1 S^2 - \kappa_2 |S|^{\frac{3}{2}} + \frac{\sigma_1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\theta} + \frac{\sigma_2}{\lambda_1} \tilde{\phi} \dot{\phi} = \\ &\quad - \kappa_1 S^2 - \kappa_2 |S|^{\frac{3}{2}} - \frac{\sigma_1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \\ &\quad \frac{\sigma_1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \theta^* - \frac{\sigma_2}{\lambda_1} \tilde{\phi}^2 + \frac{\sigma_2}{\lambda_1} \tilde{\phi} \phi. \end{aligned} \quad (23)$$

引入以下杨氏不等式:

$$\tilde{\theta}^T \theta^* \leq \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \theta^{*T} \theta^*, \quad (24)$$

$$\tilde{\phi} \phi \leq \frac{1}{2} \tilde{\phi}^2 + \frac{1}{2} \phi^2. \quad (25)$$

将式(24)和(25)代入(23)得到

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\kappa_1 S^2 - \kappa_2 |S|^{\frac{3}{2}} - \frac{\sigma_1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} - \\ &\quad \frac{\sigma_2}{2\lambda_1} \tilde{\phi}^2 + \frac{\sigma_1}{2\gamma_1} \theta^{*T} \theta^* + \frac{\sigma_2}{2\lambda_1} \phi^2. \end{aligned} \quad (26)$$

情况1: $\|\tilde{\theta}\| \geq 1$ 且 $|\tilde{\phi}| \geq 1$.在该情况下,式(26)可表述为

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \\ &\quad - \kappa_1 S^2 - \kappa_2 |S|^{\frac{3}{2}} - \frac{\sigma_1}{4\gamma_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} - \frac{\sigma_1}{4\gamma_1} \|\tilde{\theta}\|^{\frac{3}{2}} - \\ &\quad \frac{\sigma_2}{4\lambda_1} \tilde{\phi}^2 - \frac{\sigma_2}{4\lambda_1} |\tilde{\phi}|^{\frac{3}{2}} + \frac{\sigma_1}{2\gamma_1} \theta^{*T} \theta^* + \frac{\sigma_2}{2\lambda_1} \phi^2 \leq \\ &\quad - \min \left\{ 2\kappa_1, \frac{\sigma_1}{2}, \frac{\sigma_2}{2} \right\} \times \left(\frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\lambda_1} \tilde{\Phi}^2) - \min \left\{ 2^{\frac{3}{4}} \kappa_2, (2\gamma_1)^{\frac{3}{4}} \frac{\sigma_1}{4\gamma_1}, (2\lambda_1)^{\frac{3}{4}} \frac{\sigma_2}{4\lambda_1} \right\} \times \\ & \left(\left(\frac{1}{2} S^2 \right)^{\frac{3}{4}} + \left(\frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \right)^{\frac{3}{4}} + \left(\frac{1}{2\lambda_1} \tilde{\Phi}^2 \right)^{\frac{3}{4}} \right) + \\ & \frac{\sigma_1}{2\gamma_1} \theta^{*T} \theta^* + \frac{\sigma_2}{2\lambda_1} \Phi^2 \leq \\ & -\delta_1 V - \rho V^{\frac{3}{4}} + C_1. \end{aligned} \tag{27}$$

其中

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \min \left\{ 2\kappa_1, \frac{\sigma_1}{2}, \frac{\sigma_2}{2} \right\}, \\ C_1 &= \frac{\sigma_1}{2\gamma_1} \theta^{*T} \theta^* + \frac{\sigma_2}{2\lambda_1} \Phi^2, \\ \rho &= \min \left\{ 2^{\frac{3}{4}} \kappa_2, (2\gamma_1)^{\frac{3}{4}} \frac{\sigma_1}{4\gamma_1}, (2\lambda_1)^{\frac{3}{4}} \frac{\sigma_2}{4\lambda_1} \right\}. \end{aligned}$$

情况2: $\|\tilde{\theta}\| < 1$ 且 $|\tilde{\Phi}| \geq 1$. 同理,在该情况下,式(26)可表述为

$$\dot{V} \leq -\delta_2 V - \rho V^{\frac{3}{4}} + C_2. \tag{28}$$

其中

$$\begin{aligned} \delta_2 &= \min \left\{ 2\kappa_1, \sigma_1, \frac{\sigma_2}{2} \right\}, \\ C_2 &= \frac{\sigma_1}{4\gamma_1} + \frac{\sigma_1}{2\gamma_1} \theta^{*T} \theta^* + \frac{\sigma_2}{2\lambda_1} \Phi^2. \end{aligned}$$

情况3: $\|\tilde{\theta}\| \geq 1$ 且 $|\tilde{\Phi}| < 1$. 同理,在该情况下,式(26)可表述为

$$\dot{V} \leq -\delta_3 V - \rho V^{\frac{3}{4}} + C_3. \tag{29}$$

其中

$$\begin{aligned} \delta_3 &= \min \left\{ 2\kappa_1, \frac{\sigma_1}{2}, \sigma_2 \right\}, \\ C_3 &= \frac{\sigma_2}{4\lambda_1} + \frac{\sigma_1}{2\gamma_1} \theta^{*T} \theta^* + \frac{\sigma_2}{2\lambda_1} \Phi^2. \end{aligned}$$

情况4: $\|\tilde{\theta}\| < 1$ 且 $|\tilde{\Phi}| < 1$. 同理,在该情况下,式(26)可表述为

$$\dot{V} \leq -\delta_4 V - \rho V^{\frac{3}{4}} + C_4. \tag{30}$$

其中

$$\begin{aligned} \delta_4 &= \min \{ 2\kappa_1, \sigma_1, \sigma_2 \}, \\ C_4 &= \frac{\sigma_1}{4\gamma_1} + \frac{\sigma_2}{4\lambda_1} + \frac{\sigma_1}{2\gamma_1} \theta^{*T} \theta^* + \frac{\sigma_2}{2\lambda_1} \Phi^2. \end{aligned}$$

综合以上情况,可得 Lyapunov 函数的动态方程为

$$\dot{V} \leq -\delta V - \rho V^{\frac{3}{4}} + C. \tag{31}$$

其中: $\delta = \min \{ \delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4 \}$, $C = \max \{ C_1, C_2, C_3, C_4 \}$. 由式(31)可知,当 $V \geq \frac{2C}{\delta}$ 时,可得到

$$\dot{V} \leq -\frac{\delta}{2} V - \rho V^{\frac{3}{4}}. \tag{32}$$

结合引理2可知,必然存在一个时刻 t_f , 满足

$$V \leq \frac{2C}{\delta}, \forall t \geq t_f. \tag{33}$$

结合式(20)和(33)可知,模糊系统权重向量的逼近误

差 $\tilde{\theta}$ 和增益的逼近误差 $\tilde{\Phi}$ 满足

$$\frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2\lambda_1} \tilde{\Phi}^2 \leq \frac{2C}{\delta}, \forall t \geq t_f. \tag{34}$$

同时,实际滑动模态在有限时间内被建立,即

$$|S| \leq \sqrt{2V} \leq 2\sqrt{\frac{C}{\delta}}, \forall t \geq t_f. \tag{35}$$

由式(34)和(35)可以看出,模糊系统权重向量的逼近误差和增益的逼近误差是有界的. 同时系统(9)可在有限时间内建立实际滑动模态,即 SbW 系统跟踪误差在有限时间内可收敛至原点附近可调节的邻域内. □

3 仿真与实验

3.1 仿真结果与分析

3.1.1 模型参数选择

SbW 系统模型参数选择为 $\mu = 18, J_{eq} = 4.934 \text{ kg} \cdot \text{m}^2; \tau_{f, fw}$ 和 $\tau_{f, sm}$ 的模型见文献[13], 其中 $B_{eq} = 15.832 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, F_s = 2.68 \text{ N} \cdot \text{m}; \tau_a$ 的模型见文献[10], 其中 $I_z = 1300 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, t_p = 0.023 \text{ m}, t_m = 0.016 \text{ m}, m = 2000 \text{ kg}, l_f = 1.2 \text{ m}, l_r = 1.05 \text{ m}, C_f = C_r = -12000 \text{ N/rad}, V_x = 10 \text{ m/s}$. 设前轮转角参考信号为 $\delta_{fw, ref} = 0.4 \sin(0.4t)$, 模拟时选择 Matlab/Simulink 离散求解器, 仿真步长为固定步长 $T = 0.01 \text{ s}$. 选择如下时变不确定扰动: $d_0(t) = 0, t \in (0, 30] \text{ s}; d_0(t) = 40 \sin(0.2t), t \in (30, 60] \text{ s}; d_0(t) = 60 \sin(0.3t), t \in (60, 90] \text{ s}; d_0(t) = 80 \sin(0.5t), t \in (90, 120] \text{ s}; d_0(t) = 100 \sin(0.4t), t \in (120, 150] \text{ s}$.

3.1.2 控制器参数设计

选取 AHOSM 控制器(14)~(19)的参数如下: $g = 3.6482, R = 0.05, \alpha_1 = \frac{1}{2}, \alpha_2 = \frac{3}{5}, \alpha_3 = \frac{3}{4}, \kappa_1 = 15, \kappa_2 = 0.5, g = 3.6482, \gamma_1 = 400, \sigma_1 = 1, \lambda_1 = 2, \sigma_2 = 1, Q = \text{diag}\{500, 350, 1\}$. 对输入变量进行归一化, 选取自适应模糊逻辑系统的隶属度函数为

$$\begin{aligned} \mu_{F_i^1}(x_i) &= \exp[-x_i^2/2]; \\ \mu_{F_i^2}(x_i) &= \exp[-(x_i - 0.5)^2/2]; \\ \mu_{F_i^3}(x_i) &= \exp[-(x_i - 1)^2/2]. \end{aligned}$$

3.1.3 对比控制器

选择文献[25]中的自适应超螺旋滑模控制器(ASTW)作为对比控制器:

$$\begin{cases} u = -\frac{1}{g}(f_0(z) + k\dot{\sigma} - \delta_{fw, ref} - \omega), \\ w = -\alpha|S|^{\frac{1}{2}}|S| + v_0, \\ S = k\sigma + \dot{\sigma}. \end{cases} \tag{36}$$

其中: $k > 0, [\sigma, \dot{\sigma}] = [\delta_{fw} - \delta_{fw, ref}, \dot{\delta}_{fw} - \dot{\delta}_{fw, ref}] \in R^2$. 自适应方案 α 及 v_0 定义为

$$\dot{\alpha} = \begin{cases} \omega_1 \sqrt{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}(|S| - \mu), & \alpha > \alpha_m; \\ \eta, & \alpha \leq \alpha_m. \end{cases} \quad (37)$$

$$\begin{cases} \dot{v}_0 = -\frac{\beta}{2} \text{sign}(S), \\ \beta = 2\varepsilon\alpha. \end{cases} \quad (38)$$

其中 $\varepsilon, \gamma, \omega_1, \mu, \alpha_m, \eta$ 为任意正常数.

选取ASTW控制器(36)~(38)的参数如下: $k = 70, \varepsilon = 110, \gamma = 0.001, \omega_1 = 100, \mu = 0.25, \alpha_m = 0.5, \eta = 0.7$.

3.1.4 仿真结果分析

SbW系统前轮转角跟踪效果及跟踪误差如图3(a)和图3(b)所示,可以看出AHOSM控制器具有较

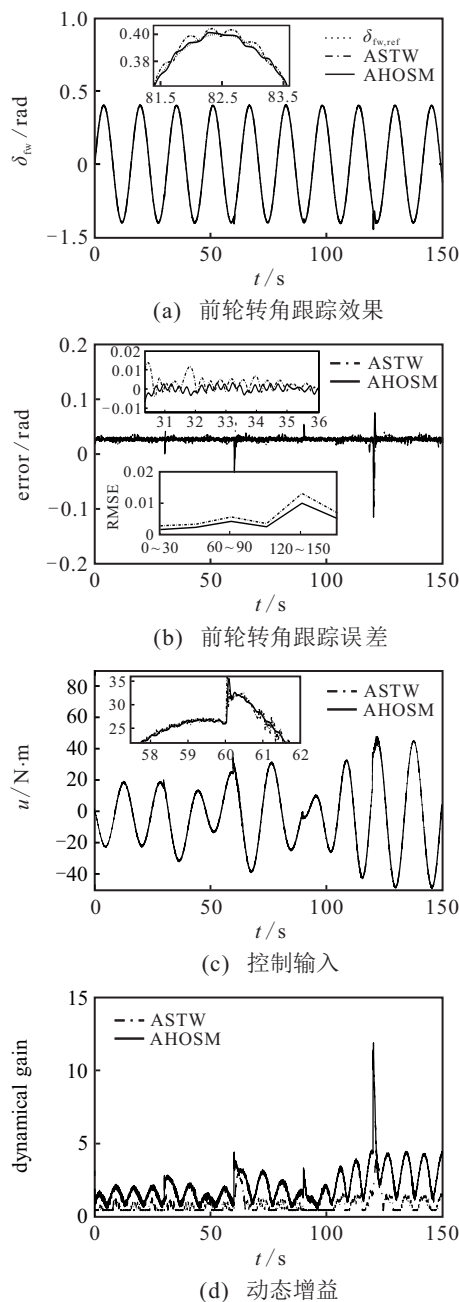


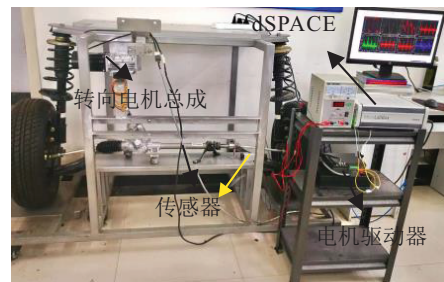
图3 控制器仿真结果对比

小的跟踪误差,在时变不确定扰动变化的情况下有较强的鲁棒性.由图3(c)可知,AHOSM控制器的控制输入始终处于连续状态,有效地衰减了抖振现象.由图3(d)可知,AHOSM控制器的动态增益可以在不同的运行条件下有效地自适应,不会产生过估计现象.

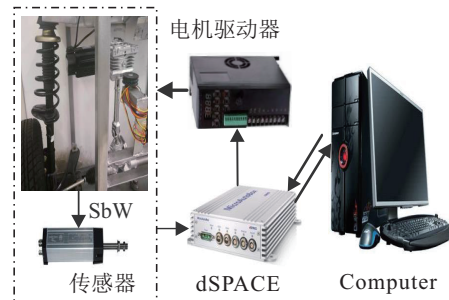
3.2 实验验证

3.2.1 搭建实验平台

为了进一步验证基于自适应模糊逻辑系统的AHOSM控制器的实际控制性能,在SbW系统硬件在环实验台上进行了实验验证,如图4所示.实验设备包括计算机、dSPACE(型号:DS1202)、转向电机(型号:XiNJE MS80ST-M02430B-20P7)、电机伺服驱动器(型号:XiNJE DS2-20P7)、线性传感器(型号:KTR11-10)、减速器、转向器等.在系统运行过程中,传感器将测量的前轮转角信号实时反馈到控制器dSPACE中,控制器控制转向电机完成要求的前轮转角,实现驾驶员的转向意图.



(a) 实验平台



(b) 实验平台原理图

图4 SbW系统硬件在环实验设备

3.2.2 实验结果分析

图5所示为SbW系统硬件在环实验结果.图5(a)和图5(b)分别为前轮转角跟踪效果及跟踪误差,表明本文设计的控制器在存在未知动态条件下仍能获得良好的跟踪控制效果;图5(c)中的控制输入始终处于连续状态,表明本文设计的控制器能有效地减弱抖振;图5(d)所示的AHOSM控制器增益能根据实验条件有效地自适应,没有产生增益过估计现象,保证了系统稳定性.以上结果表明了在SbW系统中采用AHOSM控制技术的实用性.

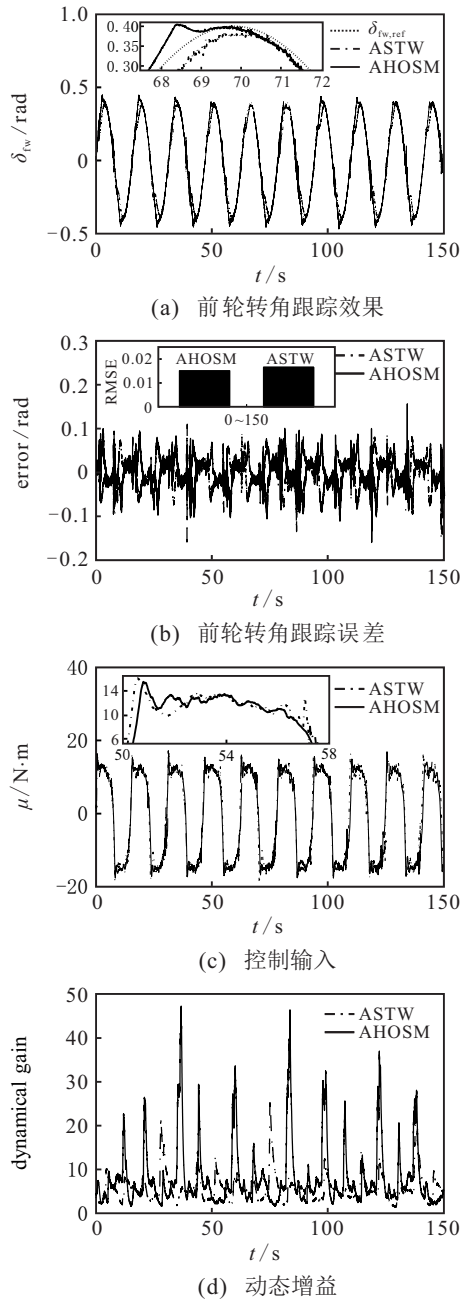


图5 实验结果对比

4 结论

本文考虑摩擦力矩及回正力矩等未知动态对SbW系统控制性能的影响,提出了一种基于自适应模糊逻辑系统的AHOSM方法实现SbW系统的有效控制.通过采用高阶滑模技术有效地减弱了抖振现象对系统稳定性以及执行器使用寿命的影响.同时,提出增益在线自适应方案,不但解除了未知界的不确定性对滑模控制器设计的约束,同时有效地解决了增益过估计问题.最后,通过Lyapunov稳定性分析及仿真实验表明了该控制器在SbW系统中应用的合理性和优越性.同样,该控制方法可以应用到存在未知动态的其他机电系统中.

参考文献(References)

- [1] 于树友,刘艺,王宇雷,等.线控转向系统主动信息安全控制[J].控制与决策,2019,34(11):2414-2420.
(Yu S Y, Liu Y, Wang Y L, et al. Active information security oriented steering control of steer-by-wire vehicles[J]. Control and Decision, 2019, 34(11): 2414-2420.)
- [2] Wang H, Man Z H, Shen W X, et al. Robust control for steer-by-wire systems with partially known dynamics[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(4): 2003-2015.
- [3] Yih P, Gerdes J C. Modification of vehicle handling characteristics via steer-by-wire[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2005, 13(6): 965-976.
- [4] Cetin A E, Adli M A, Barkana D E, et al. Implementation and development of an adaptive steering-control system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(1): 75-83.
- [5] Huang X Y, Zhang H, Zhang G G, et al. Robust weighted gain-scheduling H_∞ vehicle lateral motion control with considerations of steering system backlash-type hysteresis[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(5): 1740-1753.
- [6] Matsunaga N, Im J, Kawaji S. Control of steering-by-wire system of electric vehicle using bilateral control designed by passivity approach[J]. Journal of System Design and Dynamics, 2010, 4(1): 50-60.
- [7] Huang C, Naghdy F, Du H P. Delta operator-based fault estimation and fault-tolerant model predictive control for steer-by-wire systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(5): 1810-1817.
- [8] Lin F J, Hung Y C, Ruan K C. An intelligent second-order sliding-mode control for an electric power steering system using a wavelet fuzzy neural network[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2014, 22(6): 1598-1611.
- [9] Yamaguchi Y, Murakami T. Adaptive control for virtual steering characteristics on electric vehicle using steer-by-wire system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1585-1594.
- [10] Wang H, Kong H F, Man Z H, et al. Sliding mode control for steer-by-wire systems with AC motors in road vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1596-1611.
- [11] Sun Z, Zheng J C, Man Z H, et al. Robust control of a vehicle steer-by-wire system using adaptive sliding mode[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2251-2262.
- [12] Sun Z, Zheng J C, Man Z H, et al. Adaptive fast non-singular terminal sliding mode control for a vehicle steer-by-wire system[J]. IET Control Theory and Applications, 2016, 11(8): 1245-1254.
- [13] Do M T, Man Z H, Zhang C S, et al. Robust sliding mode-based learning control for steer-by-wire systems in modern vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(2): 580-590.

[14] Sun Z, Zheng J C, Man Z H, et al. Nested adaptive super-twisting sliding mode control design for a vehicle steer-by-wire system[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 122: 658-672.

[15] Wang H, Man Z H, Kong H F, et al. Design and implementation of adaptive terminal sliding mode control on a steer-by-wire equipped road vehicle[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9): 5774-5785.

[16] 于晶, 冯勇, 郑剑飞. 基于高阶滑模和加速度反馈的机械谐振抑制方法[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(10): 1133-1136.
(Yu J, Feng Y, Zheng J F. Suppression of mechanical resonance based on higher-order sliding mode and acceleration feedback[J]. Control Theory & Applications, 2009, 26(10): 1133-1136.)

[17] Chandrasekhara B P, Antonio R, Shtessel Y, et al. Closing gaps for aircraft attitude higher order sliding mode control certification via practical stability margins identification[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(6): 2020-2034.

[18] 马克茂. 大型空间飞行器的高阶滑模姿态控制律设计[J]. 控制与决策, 2013, 28(2): 201-204.
(Ma K M. Design of higher order sliding mode attitude control laws for large-scale spacecraft[J]. Control and Decision, 2013, 28(2): 201-204.)

[19] Levant A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control[J]. International Journal of Control, 1993, 58(6): 1247-1263.

[20] Edwards C, Shtessel Y. Adaptive continuous higher order sliding mode control[J]. Automatica, 2016, 65: 183-190.

[21] Laghrouche S, Harmouche M, Ahmed F S, et al. Control of PEMFC air-feed system using Lyapunov-based robust and adaptive higher order sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 23(4): 1594-1601.

[22] Wang L X. Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 1993, 1(2): 146-155.

[23] Li P, Yu X, Xiao B. Adaptive quasi-optimal higher order sliding-mode control without gain overestimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(9): 3881-3891.

[24] Bhat S P, Bernstein D S. Finite-time stability of continuous autonomous systems[J]. SIAM Journal on Control and Optimization, 2000, 38(3): 751-766.

[25] Shtessel Y, Taleb M, Plestan F. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller: Methodology and application[J]. Automatica, 2012, 48(5): 759-769.

作者简介

李红娟(1989—), 女, 讲师, 博士生, 从事新能源汽车与滑模控制的研究, E-mail: lihongjuan101@163.com;

王泽政(2001—), 男, 本科生, 从事机电系统智能建模与控制的研究, Email: 18813111735@163.com;

王永富(1969—), 男, 教授, 博士, 从事机电系统的智能建模与控制、新能源汽车等研究, E-mail: yfwang@mail.neu.edu.cn.

(责任编辑: 齐 霖)

下 期 要 目

基于图卷积网络的行为识别方法综述 孔 玮, 等

行人重识别中度量学习方法研究进展 邹国锋, 等

混合柯西变异和均匀分布的蝗虫优化算法 何 庆, 等

基于分类的多策略预测方法求解动态多目标优化问题 李二超, 等

基于参数自适应蚁群算法的高速列车行车调度优化 刘 辉, 等

基于PID参数整定的线性自抗扰控制参数整定 韩文杰, 等

周围神经MicroCT图像中神经束轮廓获取算法的改进 钟映春, 等

基于小波变换与差分变异BSO-BP算法的大坝变形预测 陈俊风, 等

基于MI-SVR模型的航空旅客出行指数预测方法研究 熊红林, 等

基于稀疏化神经网络的浮选泡沫图像特征选择 朱建勇, 等

求解卫星舱布局问题的蚁群劳动分工优化算法 王英聪, 等

基于局部信息增量与MPLS的质量相关故障检测方法 孔祥玉, 等