

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514129

# 输入迟滞与全状态约束下线控转向系统自适应 模糊固定时间容错控制\*

郝 明, 曾庆王, 朱 敏

(合肥工业大学电气与自动化工程学院 合肥 230009)

**摘 要:**针对具有执行器故障、输入迟滞以及全状态约束的线控转向系统,提出了一种自适应模糊固定时间容错控制方法。首先,建立了综合考虑执行器故障与输入迟滞的线控转向系统动力学模型,其中输入迟滞由转向电机电磁特性、机械传动间隙和传感器信号处理延时等原因引起,采用 Backlash 模型描述;执行器故障通过有效因子和偏置故障建模,反映转向电机性能退化现象。接着,基于反步控制理论、模糊逻辑系统以及自适应技术,设计执行器故障和输入迟滞的补偿方法,其中模糊逻辑系统用于逼近系统中的未知非线性项,且自适应律设计仅需对单一全局参数进行实时更新,有效降低计算复杂度。为了确保系统状态始终处于预设约束边界内,引入障碍 Lyapunov 函数,将前轮转角及其变化率的约束条件融入控制律设计,从安全性、执行器可实现性和驾驶舒适性等角度进行分析。在此基础上,构建固定时间控制器,保证系统跟踪误差在固定时间内收敛至有界紧集,从而有效提升复杂因素影响下闭环系统的控制精度与可靠性。实验结果表明,所提方法在双移线和急转弯两种经典工况以及低附着路面极端工况下均未发生状态越界,且平均最大误差和平均均方根误差分别为 0.038 和 0.006 rad,明显优于现有文献中其他方法。

**关键词:** 输入迟滞;全状态约束;线控转向系统;容错控制;模糊逻辑系统

**中图分类号:** TH165+.3 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8060

## Adaptive fuzzy fixed-time fault-tolerant control for steer-by-wire system with input hysteresis and full-state constraints

Yu Ming, Zeng Qingwang, Zhu Min

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** In this article, an adaptive fuzzy fixed-time fault-tolerant control is developed for a steer-by-wire system with actuator fault, input hysteresis, and full-state constraints. Firstly, a dynamic model of the steer-by-wire system considering actuator fault input hysteresis is formulated. The input hysteresis, caused by factors such as the electromagnetic characteristics of the steering motor, mechanical transmission clearance and the delay in sensor signal processing, is characterized using a backlash model. Actuator faults are modeled by incorporating effectiveness factors and bias faults, which reflect the performance degradation and deviation of the steering motor. Then, based on backstepping control theory, fuzzy logic system, and adaptive technology, the compensation method for actuator fault and input hysteresis is designed. In this method, the fuzzy logic system is employed to approximate the unknown nonlinearities in the system, while the adaptive law is designed to update only a single global parameter in real time, thereby effectively reducing computational complexity. To ensure that the system states always remain within predefined constraint boundaries, the barrier Lyapunov functions are introduced to incorporate the constraint conditions of the front wheel angle and its rate of change into the control law design. The method is then analyzed from the perspectives of safety, actuator feasibility, and driving comfort. On this basis, a fixed-time controller is constructed to ensure that the system tracking error converges to a bounded compact set within a fixed time, thereby effectively improving the control accuracy and reliability of the closed-loop system under the influence of complex factors. The experimental results show that the states of the proposed method do not exceed the bounds under both classic scenarios, including double lane change and sharp turn, as well

收稿日期: 2025-06-07 Received Date: 2025-06-07

\* 基金项目: 国家自然科学基金(62173119)项目资助

as extreme conditions on a low adhesion road surface. Furthermore, the average maximum error and average root mean square error are 0.038 and 0.006 rad, respectively, which are obviously superior to other methods in existing literature.

**Keywords:** input hysteresis; full-state constraints; steer-by-wire system; fault-tolerant control; fuzzy logic system

## 0 引言

随着智能汽车技术的快速发展,线控转向作为实现智能驾驶的关键技术受到了广泛关注。与传统转向系统不同,线控转向系统通过电子架构取代机械连接,利用反馈电机提供路感反馈信息,并采用转向电机控制前轮转角,这种高度电子化与智能化的设计显著提升了车辆的操控性能与驾驶舒适性。然而,线控转向系统对电子部件的高度依赖性导致系统更容易发生故障,一旦执行器或传感器发生故障,可能导致转向系统失效,进而引发严重行车安全事故。因此,如何提升线控转向系统在各类故障下的容错能力,已成为智能汽车控制领域亟待解决的关键问题。

近年来,国内外学者针对线控转向系统的容错控制问题提出了多种有效的方法<sup>[1-6]</sup>。文献[1]设计一种基于管状模型预测控制的容错控制方法,有效克服了转向电机故障以及系统有界干扰的不利影响。文献[2]针对搭载了线控转向系统的电动汽车,设计了结合个性化辅助控制器的容错方法,以适应不同驾驶员的转向特性。文献[3]通过结合模型预测控制与故障估计观测器,实现了对执行器故障的实时在线估计与补偿。文献[4]针对具有执行器故障的不确定线控转向系统,设计了一种基于二阶段卡尔曼滤波的滑模预测容错控制方法。文献[5]针对具有不确定非线性、时变扰动和执行器故障的线控转向系统,设计了一种基于区间二型模糊逻辑系统的事件触发滑模控制方法。然而,上述研究没有考虑输入迟滞的影响,也没有考虑状态约束问题(例如汽车行驶中前轮转角和前轮转角速度需要满足一定的物理边界条件,否则可能引发行车安全问题)。

针对状态约束下非线性系统的控制问题,近年来国内外学者提出了模型预测控制、障碍 Lyapunov 函数和非线性变换函数等方法,以防止系统状态超出预设边界,从而提升系统的安全性与可靠性<sup>[7-9]</sup>。文献[10]研究了全状态约束下非线性系统的自适应控制问题。然而,该方法依赖于精确的模型参数,难以应对复杂环境下的建模不确定性及扰动。值得注意的是,神经网络和模糊逻辑系统具有良好的非线性逼近能力,可以有效处理建模不确定性和扰动,被广泛应用于复杂非线性系统的控制器设计中<sup>[11-14]</sup>。文献[15]基于障碍 Lyapunov 函数,提出了一种增广神经网络自适应导纳控制方法,该方法能够在全状态约束下保持系统稳定。文献[16]针对具有全状

态约束的仿射非线性系统,引入了加法变换和一对一映射方法,并设计了具有预定义性能的自适应模糊控制方法。尽管上述研究在状态约束控制方面取得了一定成果,但尚未考虑建模不确定性以及执行器故障对控制系统带来的不利影响。

针对具有执行器故障、输入迟滞与全状态约束的线控转向系统,提出一种自适应模糊固定时间容错控制方法。该方法将执行器故障和输入迟滞转化为建模不确定性,利用模糊逻辑系统和自适应技术进行逼近;通过在虚拟控制律与实际控制律中引入障碍 Lyapunov 函数,实现了全状态约束的显式处理,确保系统状态始终受限预设约束边界;基于固定时间稳定性理论设计控制器,使得转角跟踪误差在与初始条件无关的固定时间内收敛到有界聚集,并通过 Lyapunov 理论严格证明了闭环系统的固定时间稳定性。最后,通过实验验证了所提方法的有效性。

## 1 执行器故障和输入迟滞下线控转向系统的建模

### 1.1 线控转向系统动力学模型

线控转向系统的结构如图1所示,该系统由3个部分组成:方向盘子系统、前轮子系统以及电子控制单元。其中,方向盘子系统包括方向盘、反馈电机和方向盘转角传感器;前轮子系统包括转向电机、齿轮齿条、前轮 $\delta$ 和前轮转角传感器;电子控制单元主要对传感器采集的转角信号进行实时分析处理,并生成控制信号以驱动反馈电机与转向电机,以实现前轮转向功能。

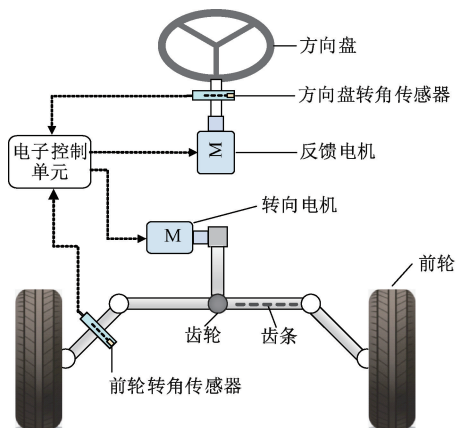


图1 线控转向系统结构

Fig. 1 Structure diagram of the steer-by-wire system

这里,主要考虑前轮子系统的动力学行为,那么,该子系统可以表示为如式(1)<sup>[17]</sup>所示。

$$J_e \ddot{\theta}_f + B_e \dot{\theta}_f + \tau_f + \tau_e = k_e \tau_m(t) \quad (1)$$

式中:  $J_e$  为等效转动惯量;  $\theta_f$  为前轮转角;  $B_e$  为等效阻尼系数;  $\tau_f$  为前轮摩擦力矩;  $\tau_e$  为轮胎自回正扭矩;  $k_e$  表示转向电机转角与前轮转角之比;  $\tau_m(t)$  为转向电机输出转矩。

## 1.2 执行器故障与输入迟滞的数学描述

输入迟滞是控制系统中的一种典型非线性现象,其特征在于系统输出对系统输入的响应存在时间滞后与幅值衰减。在线控转向系统中,迟滞主要由转向电机的电磁特性、机械传动间隙以及传感器信号处理延时等多重因素共同作用而产生,会导致车辆转向响应的滞后与控制精度下降。因此,为了提高控制系统性能,有必要对输入迟滞进行精确建模。目前,常用的迟滞模型包括 Backlash 模型、Preisach 模型、Duhem 模型和 Bouc-Wen 模型等<sup>[18]</sup>。

采用图2所示的 Backlash 模型对线控转向系统的输入迟滞进行建模,其数学表达式如式(2)<sup>[19]</sup>所示。

$$\tau_m^*(t) = B_h(\tau_c) = \begin{cases} k_h(\tau_c - B_r), & \dot{\tau}_c > 0, \tau_m^*(t) = k_h(\tau_c - B_r) \\ k_h(\tau_c - B_l), & \dot{\tau}_c < 0, \tau_m^*(t) = k_h(\tau_c - B_l) \\ \tau_m^*(t_-), & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $B_h(\cdot)$  为 Backlash 函数;  $\tau_c$  表示 Backlash 函数的输入,即待设计的输入控制转矩;  $\tau_m^*(t)$  表示健康状态下转向电机输出转矩;  $k_h$  和  $B_r$  为未知正实数;  $B_l$  为未知负实数;  $\tau_m^*(t_-)$  表示  $\tau_m^*(t)$  不发生改变。

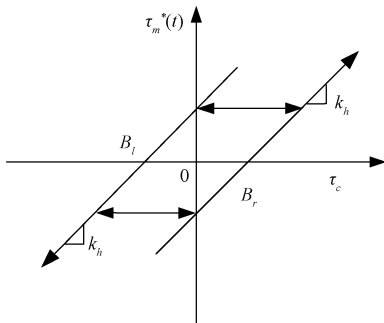


图2 输入迟滞的非线性特性

Fig. 2 Nonlinear characteristic of input hysteresis

在线控转向系统中引入输入迟滞具有重要工程意义。首先,通过对输入迟滞进行建模和补偿,可有效提高前轮转角跟踪精度,确保车辆的转向性能。其次,输入迟滞会放大外部干扰和参数不确定性的影响,导致控制系统性能下降,而基于迟滞模型的控制策略可以有效抑制这一负面影响,提高系统在复杂环境中的稳定性。最后,

精确建立输入迟滞模型可以提高执行器故障容错能力,为系统的安全运行提供保障。

为了方便设计控制器,可以将式(2)中的 Backlash 函数改写为如式(3)<sup>[20]</sup>所示。

$$\tau_m^*(t) = \sigma_r(t)k_h(\tau_c - B_r) + \sigma_l(t)k_h(\tau_c - B_l) + \sigma_s(t)u_s \quad (3)$$

其中,

$$\sigma_r(t) = \begin{cases} 1, & \dot{\tau}_c > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

$$\sigma_l(t) = \begin{cases} 1, & \dot{\tau}_c < 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

$$\sigma_s(t) = \begin{cases} 1, & \dot{\tau}_c = 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $u_s$  为常数;且满足不等式  $k_h(\tau_c - B_r) \leq u_s \leq k_h(\tau_c - B_l)$ 。

注意到式(3)~(6)中的函数在任意时刻满足等式  $\sigma_r + \sigma_l + \sigma_s = 1$ , 因此,可以将式(3)整理为:

$$\tau_m^*(t) = k_h \tau_c + d_h(\tau_c) \quad (7)$$

其中,

$$d_h(\tau_c) = \begin{cases} -k_h B_r, & \dot{\tau}_c > 0 \\ -k_h B_l, & \dot{\tau}_c < 0 \\ \xi(\tau_c), & \dot{\tau}_c = 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中:未知函数  $\xi(\tau_c)$  满足  $-k_h B_r \leq \xi(\tau_c) \leq -k_h B_l$ 。

此外,线控转向系统的转向电机对电磁干扰和电子故障敏感,转向电机发生故障会对系统控制性能产生负面影响。因此,有必要在控制器设计时考虑执行器(转向电机)故障。这里,将执行器故障描述为:

$$\tau_m(t) = \rho_f \tau_m^*(t) + \Delta\tau \quad (9)$$

式中:  $\rho_f$  ( $0 \leq \rho_f \leq 1$ ) 表示转向电机有效因子;  $\Delta\tau$  表示转向电机偏置故障。

基于式(7)中的输入迟滞模型和式(9)中的执行器故障模型,转向电机输入控制转矩和输出转矩之间的关系可以表示为:

$$\tau_m = \rho_f \tau_c + \Delta l \quad (10)$$

式中:  $\rho_f = \rho_f k_h$ ;  $\Delta l = \rho_f d_h(\tau_c) + \Delta\tau$ 。

将式(10)代入式(1),同时定义状态变量  $x_1 = \theta_f$ ,  $x_2 = \dot{\theta}_f$ , 则执行器故障与输入迟滞下线控转向系统模型可表示为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) + gu + d \\ y = x_1 \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $f(x_1, x_2) = (B_e x_2 + \tau_f + \tau_e)/J_e$ ;  $g = (\rho_f k_e)/J_e$ ,  $u = \tau_c$  为系统输入;  $d = (k_e \Delta l)/J_e$  为集总扰动;  $y = x_1$  为系统输出。

考虑线控转向系统的全状态约束条件,即:

$$|x_1| < k_{c1}, |x_2| < k_{c2} \quad (12)$$

式中:  $k_{c1}$  和  $k_{c2}$  为大于 0 的常数;分别表示状态  $x_1$  和  $x_2$  的约束边界。上述约束条件源于线控转向系统的物理限制与安全性要求。

考虑线控转向系统的状态约束主要基于 3 个方面的考虑:1) 安全性角度:前轮转角及其变化率是影响车辆稳定性的关键变量,这些变量超出物理限制可能导致车辆侧滑或失控;2) 执行器可实现性角度:转向电机的输出转矩与转速存在上限,那么,确保系统状态处于执行器可承受范围内,可以避免饱和和引发的系统性能退化或硬件损坏;3) 驾驶舒适性角度:过大的转向角速度会引起驾驶员的不适,需将其限制在合理范围内。因此,在控制器设计中考虑状态约束不仅是为了满足理论分析的严谨性,而且是确保系统安全性与舒适性的必要条件。

定义系统输出参考值  $y_d = \theta_{fd}$ , 其中  $\theta_{fd}$  为期望前轮转角。本文的控制目标为:针对存在执行器故障和输入迟滞的非线性系统式(11)设计一种自适应模糊固定时间容错控制器,在确保系统状态满足预设约束条件的前提下,实现前轮转角跟踪误差在固定时间内收敛于有界紧集。

## 2 自适应模糊固定时间容错控制器设计与分析

### 2.1 控制器设计

为了实现上述控制目标,将基于障碍 Lyapunov 函数与反步法设计自适应模糊固定时间控制器。首先,定义误差信号为:

$$\begin{cases} z_1 = x_1 - y_d \\ z_2 = x_2 - \alpha_1 \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $\alpha_1$  为虚拟控制律。

控制器的具体设计步骤为:

1) 定义障碍 Lyapunov 函数为:

$$V_1 = \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b1}^2}{k_{b1}^2 - z_1^2} \quad (14)$$

式中:  $k_{b1}$  为正常数。

对  $V_1$  求导可得:

$$\dot{V}_1 = \frac{z_1 \dot{z}_1}{k_{b1}^2 - z_1^2} = \frac{z_1(z_2 + \alpha_1 - \dot{y}_d)}{k_{b1}^2 - z_1^2} \quad (15)$$

将虚拟控制律  $\alpha_1$  设计为:

$$\begin{aligned} \alpha_1 = & -\lambda_{11} \frac{k_{b1}^2 - z_1^2}{z_1} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b1}^2}{k_{b1}^2 - z_1^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \\ & \lambda_{12} \frac{k_{b1}^2 - z_1^2}{z_1} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b1}^2}{k_{b1}^2 - z_1^2} \right)^2 + \dot{y}_d \end{aligned} \quad (16)$$

式中:  $\lambda_{11}$  与  $\lambda_{12}$  为正常数。

将式(16)代入式(15),可得:

$$\dot{V}_1 = \frac{z_1 z_2}{k_{b1}^2 - z_1^2} - \lambda_{11} V_1^{\frac{1}{2}} - \lambda_{12} V_1^2 \quad (17)$$

2) 定义障碍 Lyapunov 函数为:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b2}^2}{k_{b2}^2 - z_2^2} + \frac{1}{2r} \tilde{\theta}^2 \quad (18)$$

式中:  $k_{b2}$  和  $r$  为正常数;  $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$  表示估计误差,其中  $\hat{\theta}$  为  $\theta$  的估计值( $\theta$  为模糊向量二范数的平方,将会在后文中给出详细定义)。

对  $V_2$  求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \dot{V}_1 + \frac{z_2 \dot{z}_2}{k_{b2}^2 - z_2^2} + \frac{1}{r} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} = -\lambda_{11} V_1^{\frac{1}{2}} - \lambda_{12} V_1^2 + \\ & \frac{z_2(g\tau_c + f(x_1, x_2) + d - \alpha_1)}{k_{b2}^2 - z_2^2} + \frac{z_1 z_2}{k_{b1}^2 - z_1^2} + \frac{1}{r} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \end{aligned} \quad (19)$$

定义未知函数  $\mathcal{F}(\mathbf{Z})$ , 其具体表达式为:

$$\mathcal{F}(\mathbf{Z}) = f(x_1, x_2) - \dot{\alpha}_1 + \frac{z_2}{2} + \frac{k_{b2}^2 - z_2^2}{k_{b1}^2 - z_1^2} z_2 \quad (20)$$

式中:  $\mathbf{Z} = [x_1 \ x_2 \ \dot{\alpha}_1 \ \dot{y}_d]$ 。

利用模糊逻辑系统对  $\mathcal{F}(\mathbf{Z})$  进行逼近,可表示为:

$$\mathcal{F}(\mathbf{Z}) = \mathbf{W}^T \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{Z}) + \varepsilon(\mathbf{Z}), |\varepsilon(\mathbf{Z})| \leq \bar{\varepsilon} \quad (21)$$

式中:  $\mathbf{W} = [w_1, \dots, w_N]^T$  为权重向量;  $\varepsilon(\mathbf{Z})$  为逼近误差;  $\bar{\varepsilon}$  表示逼近误差上界;  $\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{Z}) = [\varphi_1(\mathbf{Z}), \dots, \varphi_N(\mathbf{Z})]^T$  为模糊基向量。这里,将  $\varphi_i(\mathbf{Z})$  ( $1 \leq i \leq N$ ) 定义为:

$$\varphi_i(\mathbf{Z}) = \exp \left[ - \frac{(\mathbf{Z} - \tilde{\mathbf{Z}}_i)^T (\mathbf{Z} - \tilde{\mathbf{Z}}_i)}{\eta_i^2} \right] \quad (22)$$

式中:  $\tilde{\mathbf{Z}}_i = [Z_{i,1}, \dots, Z_{i,m}]^T$  和  $\eta_i$  分别表示  $\varphi_i(\mathbf{Z})$  的中心与宽度。

根据完全平方定理,可得到的不等式为:

$$z_2 \mathcal{F}(\mathbf{Z}) \leq \frac{1}{2a^2} z_2^2 \theta \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{Z})^T \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{Z}) + \frac{a^2}{2} + \frac{z_2^2}{2} + \frac{\bar{\varepsilon}^2}{2} \quad (23)$$

$$z_2 d \leq \frac{z_2^2}{2} + \frac{\bar{d}^2}{2} \quad (24)$$

式中:  $\theta = \|\mathbf{W}\|^2$ ;  $a$  为正常数;  $\bar{d} \geq |d|$  表示集总扰动上界。

将式(23)与(24)代入式(19),可得到的不等式为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & \frac{z_2 g u}{k_{b2}^2 - z_2^2} + \frac{1}{r} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} - \lambda_{11} V_1^{\frac{1}{2}} - \lambda_{12} V_1^2 + \\ & \frac{1}{k_{b2}^2 - z_2^2} \left( \frac{1}{2a^2} z_2^2 \theta \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{Z})^T \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{Z}) + \frac{a^2}{2} + \frac{z_2^2}{2} + \frac{\bar{\varepsilon}^2}{2} + \frac{\bar{d}^2}{2} \right) \end{aligned} \quad (25)$$

如果存在已知常数  $\underline{g}$ , 满足  $0 < \underline{g} \leq g$ 。那么,控制器



可以设计为:

$$u = - \frac{z_2 \tilde{\alpha}^2}{g \sqrt{z_2^2 \tilde{\alpha}^2 + \epsilon^2}} \quad (26)$$

其中,

$$\begin{aligned} \tilde{\alpha} &= \lambda_{21} \frac{k_{b2}^2 - z_2^2}{z_2} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b2}^2}{k_{b2}^2 - z_2^2} \right)^{\frac{1}{2}} + \\ &\lambda_{22} \frac{k_{b2}^2 - z_2^2}{z_2} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b2}^2}{k_{b2}^2 - z_2^2} \right)^2 + \frac{1}{2a^2} z_2 \hat{\theta} \varphi(Z)^T \varphi(Z) \end{aligned} \quad (27)$$

同时,  $\hat{\theta}$  的自适应律设计为:

$$\dot{\hat{\theta}} = \frac{1}{k_{b2}^2 - z_2^2} \cdot \frac{1}{2a^2} \cdot rz_2^2 \hat{\theta} \varphi(Z)^T \varphi(Z) - \beta_1 \hat{\theta} - \frac{\beta_2}{r} \hat{\theta}^3 \quad (28)$$

式中:  $\epsilon, \lambda_{21}, \lambda_{22}, \beta_1$  和  $\beta_2$  为正常数。

## 2.2 稳定性分析

引理 1<sup>[21]</sup>: 考虑到动力学系统:

$$\dot{x} = f(x, t), x(0) = x_0 \quad (29)$$

式中:  $x \in \mathbf{R}^n$  为状态向量;  $f: \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}_+ \rightarrow \mathbf{R}^n$  为连续函数; 该系统的原点是平衡点且  $f(0, t) = 0$ 。定义一个连续可微的正定函数  $V(x)$ , 若如式(30) 不等式成立, 即:

$$\dot{V}(x) \leq -(\mu_1 V(x))^{\omega_1} + \mu_2 V(x)^{\omega_2} \gamma_s + \tilde{n} \quad (30)$$

式中:  $\mu_1, \mu_2, \omega_1, \omega_2$  以及  $\gamma_s$  为正实数, 同时满足  $\omega_1 \gamma_s \in (0, 1), \omega_2 \gamma_s \in (1, \infty)$  与  $\tilde{n} > 0$ 。那么, 式(29) 中的系统是固定时间稳定的。

引理 2<sup>[22]</sup>: 对于任意实数  $\phi_1$  和  $\phi_2$ , 以及正实数  $p, q$  和  $m$ , 式(31) 所示的不等式成立, 即:

$$|\phi_1|^p |\phi_2|^q \leq \frac{p}{p+q} m |\phi_1|^{p+q} + \frac{q}{p+q} m^{-p/q} |\phi_2|^{p+q} \quad (31)$$

引理 3<sup>[23]</sup>: 对于任意变量  $s \in \mathbf{R}$ , 以及任意常数  $\bar{\omega} > 0$ , 式(32) 所示的不等式成立, 即:

$$0 \leq |s| \leq \frac{s^2}{\sqrt{s^2 + \bar{\omega}^2}} + \bar{\omega} \quad (32)$$

定理 1: 如果采用式(26) 中的控制器和式(28) 中的自适应律, 那么式(11) 中的闭环系统是固定时间稳定的, 系统的前轮转角跟踪误差可以在固定时间内收敛到有界紧集, 且该系统的所有状态变量都满足式(12) 中的约束条件。

证明: 对式(26) 的等号两边同时乘以  $z_2 g$ , 且根据引理 3, 可以推导出如式(33) 所示的不等式。

$$z_2 g u = - \frac{g z_2^2 \tilde{\alpha}^2}{g \sqrt{z_2^2 \tilde{\alpha}^2 + \epsilon^2}} \leq - \frac{z_2^2 \tilde{\alpha}^2}{\sqrt{z_2^2 \tilde{\alpha}^2 + \epsilon^2}} \leq - z_2 \tilde{\alpha} + \epsilon \quad (33)$$

将式(28) 与(33) 代入式(25), 可得到的不等式为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -\lambda_{21} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b2}^2}{k_{b2}^2 - z_2^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \lambda_{22} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b2}^2}{k_{b2}^2 - z_2^2} \right)^2 + \\ &\frac{\beta_1}{r} \hat{\theta} \hat{\theta} + \frac{\beta_2}{r^2} \hat{\theta} \hat{\theta}^3 - \lambda_{11} V_1^{\frac{1}{2}} - \lambda_{12} V_1^2 + \sigma \end{aligned} \quad (34)$$

$$\text{式中: } \sigma = \frac{1}{k_{b2}^2 - z_2^2} \left( \epsilon + \frac{a^2}{2} + \frac{z_2^2}{2} + \frac{\bar{\epsilon}^2}{2} + \frac{\bar{d}^2}{2} \right)。$$

根据完全平方定理, 可得到的不等式为:

$$\frac{\beta_1}{r} \hat{\theta} \hat{\theta} \leq -\frac{\beta_1 \tilde{\theta}^2}{2r} + \frac{\beta_1 \theta^2}{2r} \leq \left( \frac{\beta_1 \tilde{\theta}^2}{2r} \right)^{\frac{1}{2}} - \left( \frac{\beta_1 \tilde{\theta}^2}{2r} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{\beta_1 \tilde{\theta}^2}{2r} \quad (35)$$

根据引理 2, 令  $\phi_1 = 1, \phi_2 = (\beta_1 \tilde{\theta}^2)/2r, p = 1 - \kappa, q = \kappa$ , 以及  $m = \exp[(\kappa/(1 - \kappa)) \ln \kappa]$ , 可得:

$$\left( \frac{\beta_1 \tilde{\theta}^2}{2r} \right)^{\kappa} \leq \Gamma(\kappa) + \frac{\beta_1 \tilde{\theta}^2}{2r} \quad (36)$$

式中:  $\Gamma(\kappa) = (1 - \kappa) \kappa^{\kappa/(1 - \kappa)}$ 。若令  $\kappa = 1/2$ , 可得:

$$\left( \frac{\beta_1 \tilde{\theta}^2}{2r} \right)^{1/2} \leq \Gamma(1/2) + \frac{\beta_1 \tilde{\theta}^2}{2r} \quad (37)$$

式中:  $\Gamma(1/2) = 0.25$ 。

基于式(35)~(37), 可以推导出的不等式为:

$$\frac{\beta_2}{r^2} \hat{\theta} \hat{\theta}^3 = \frac{\beta_2}{r^2} \tilde{\theta} \tilde{\theta}^3 - \frac{3\beta_2}{r^2} \tilde{\theta}^2 \theta^2 + \frac{3\beta_2}{r^2} \tilde{\theta}^3 \theta - \frac{\beta_2}{r^2} \tilde{\theta}^4 \quad (38)$$

根据杨氏不等式, 可以获得的不等式为:

$$\frac{\beta_2}{r^2} \hat{\theta} \hat{\theta}^3 \leq \frac{3\beta_2}{r^2} \tilde{\theta}^2 \theta^2 + \frac{\beta_2}{12r^2} \theta^4 \quad (39)$$

$$\frac{3\beta_2}{r^2} \tilde{\theta}^3 \theta \leq \frac{9\beta_2}{4r^2} \tilde{\theta}^4 + \frac{3\beta_2}{4r^2} \theta^4 \quad (40)$$

将式(39) 和(40) 代入式(38), 整理可得:

$$\frac{\beta_2}{r^2} \hat{\theta} \hat{\theta}^3 \leq -5\beta_2 \left( \frac{\tilde{\theta}^2}{2r} \right)^2 + \left( \frac{\beta_2}{12r^2} + \frac{3\beta_2}{4r^2} \right) \theta^4 \quad (41)$$

将式(35) 和(41) 代入式(34), 整理可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -\lambda_{21} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b2}^2}{k_{b2}^2 - z_2^2} \right)^{1/2} - \lambda_{22} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{k_{b2}^2}{k_{b2}^2 - z_2^2} \right)^2 - \\ &\beta_1^{\frac{1}{2}} \left( \frac{\tilde{\theta}^2}{2r} \right)^{1/2} - 5\beta_2 \left( \frac{\tilde{\theta}^2}{2r} \right)^2 - \lambda_{11} V_1^{1/2} - \lambda_{12} V_1^2 + \tilde{n} \leq -\mu_1 V_2^{1/2} - \\ &\mu_2 V_2^2 + \tilde{n} \end{aligned} \quad (42)$$

式中:  $\tilde{n} = \sigma + \Gamma(1/2) + (\beta_2/12r^2 + 24\beta_2/r^2) \theta^4 > 0$ ;  $\mu_1 = \min(\lambda_{21}, \beta_1^{1/2}, \lambda_{11})$ ;  $\mu_2 = \min(\lambda_{22}, 5\beta_2, \lambda_{12})$ 。根据式(42) 与引理 1, 可知闭环系统是固定时间稳定的。至此, 定理 1 证明完成。所设计的自适应模糊固定时间容错控制器如图 3 所示。

在自适应模糊控制方法中, 通常需在线更新模糊权重向量(如文献[6, 24]), 这带来了一定计算负担, 限制了其在实时控制系统中的应用。相比之下, 本文在自适



3.1 双移线工况测试

在双移线测试场景中,时变执行器故障设置如表 1 所示:0~5 s 为正常工作状态,无故障注入;5~10 s 注入执行器突变故障,即执行器有效因子突变为 0.8,偏置故障突变为 0.2 Nm;10~15 s 注入渐变故障,即执行器有效因子由 0.8 逐渐下降至 0.3。

表 1 双移线测试场景中的执行器故障			
Table 1 Actuator fault in dual line testing scenario			
实验环境	0~5 s	5~10 s	10~15 s
有效因子 $\rho_f$	1	0.8	$1.8 - 0.1t$
偏置故障 $\Delta\tau/\text{Nm}$	0	0.2	0.2

双移线测试场景中线控转向系统控制效果对比结果如图 5 所示。

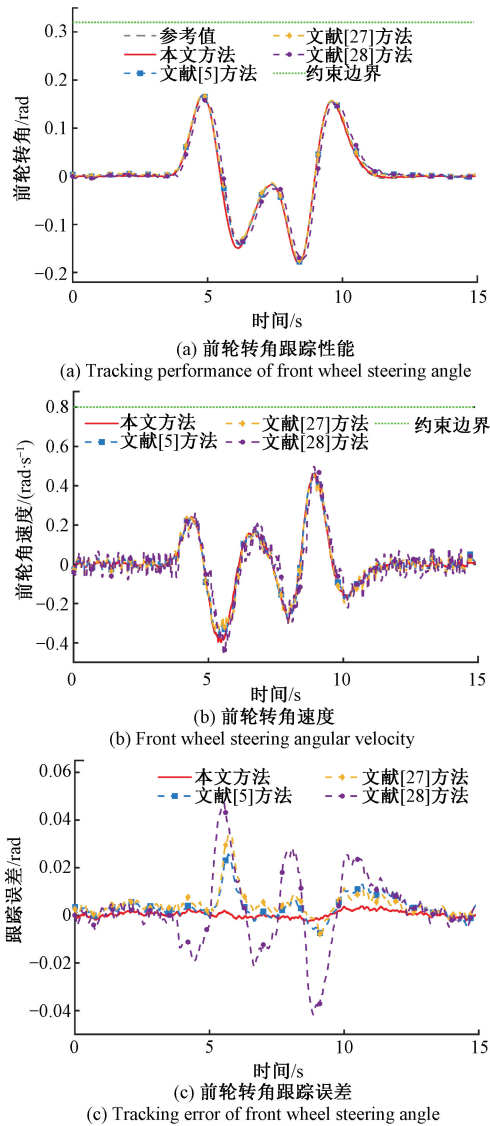


图 5 双移线测试场景中的实验结果

Fig. 5 Experimental results in the dual line testing scenario

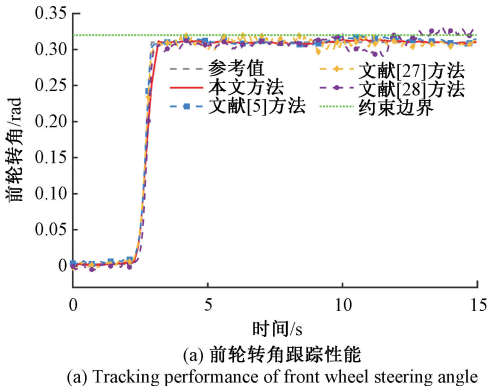
从图 5(a) 可以看出,本文所提方法的前轮转角与期望转角基本一致,而文献[5,27-28]设计方法表现出明显的相位滞后现象。图 5(b) 描述了前轮转角速度响应,可以看出 4 种方法均未出现状态越界。图 5(c) 的前轮转角跟踪误差对比结果表明,本文所提方法在满足状态约束条件下拥有更高的控制精度。因此,本文所提方法在执行器故障、输入迟滞以及全状态约束下的控制性能更好,特别是在迟滞补偿方面的优势较为显著。

3.2 急转弯工况测试

在急转弯测试场景中,时变执行器故障设置如表 2 所示:0~5 s 无故障;5~10 s 执行器发生渐变故障,即执行器有效因子从 1 逐渐下降至 0.8;10~15 s 发生复合故障,即执行器有效因子从 0.8 突变为 0.6,同时执行器偏置故障以正弦函数  $(0.4\sin(t)/\text{Nm})$  形式发生变化。

表 2 急转弯测试场景中的执行器故障			
Table 2 Actuator fault in sharp turning testing scenario			
实验环境	0~5 s	5~10 s	10~15 s
有效因子 $\rho_f$	1	$1.2 - 0.04t$	0.6
偏置故障 $\Delta\tau/\text{Nm}$	0	0	$0.4\sin(t)$

急转弯测试场景中线控转向系统前轮转角控制实验结果如图 6 所示,实验结果表明在执行器故障、输入迟滞以及全状态约束影响下,本文所提方法具有优越的控制性能:1)在故障容错方面,根据图 6(a) 和 (c),在应对执行器故障时,本文所提方法表现出更强的容错能力,相比之下文献[5,27-28]所设计方法获得的前轮转角响应出现了较大的波动。2)在迟滞补偿方面,由图 6(a) 可以看出,所提方法能够更好地实现前轮转角跟踪,表现出了良好的迟滞补偿能力。3)在状态约束控制方面,在图 6(a) 和 (b) 中,本文所提方法能够将所有状态严格限制在预设边界内,而对比方法均出现了多次状态越界,导致车辆稳定性和舒适性无法得到保障。值得注意的是,在图 6(c) 中,虽然文献[5,27]设计的方法在急转弯时瞬态跟踪误差更小,但这以牺牲状态约束为代价,导致车辆横向加速度波动增大,严重影响驾驶舒适性。



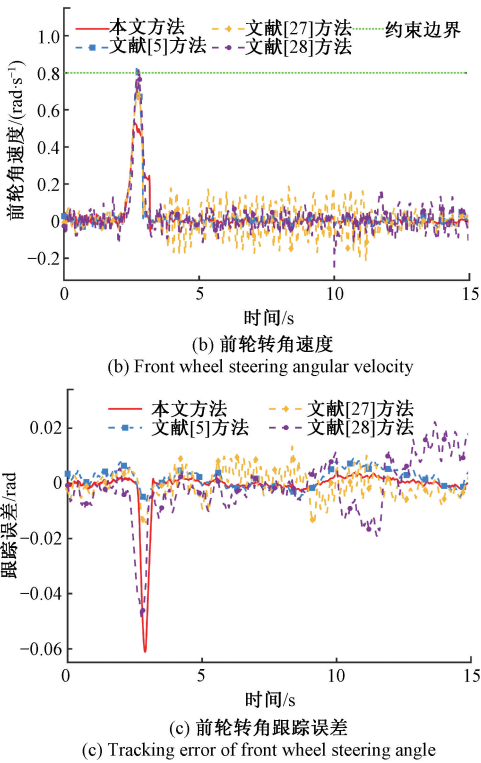


图 6 急转弯测试场景中的实验结果

Fig. 6 Experimental results in the sharp turning testing scenario

3.3 低附着路面工况测试

轮胎-路面附着系数的变化会影响线控转向系统中的轮胎自回正扭矩  $\tau_e$ 。在低附着路面工况测试场景中,设置系数  $\rho_e = 585$ , 另外,时变执行器故障设置如表 3 所示:0~5 s 无故障;5~10 s 执行器发生突变故障,即执行器有效因子突变至 0.8;10~15 s 发生复合故障,即执行器有效因子从 0.8 逐渐下降为 0.5,同时执行器偏置故障突变为 0.2 Nm。

表 3 低附着路面测试场景中的执行器故障

Table 3 Actuator fault in the low adhesion road surface testing scenario			
实验环境	0~5 s	5~10 s	10~15 s
有效因子 $\rho_f$	1	0.8	1.4 ~ 0.06t
偏置故障 $\Delta\tau/\text{Nm}$	0	0	0.2

低附着路面测试场景中线控转向系统控制效果对比结果如图 7 所示。实验结果表明,在路面附着系数较低的情况下,所提方法仍然具有优越的控制性能,而文献[5,27-28]所设计方法的前轮转角和前轮转角速度响应在执行器故障的影响下均出现了较大的波动和偏差。另外,从图 7(a)和(b)中可以看出,所提方法始终未出现

状态越界,而对比的 3 种方法均无法将所有状态严格限制在预设边界内,且状态越界次数比急转弯测试工况下更多。

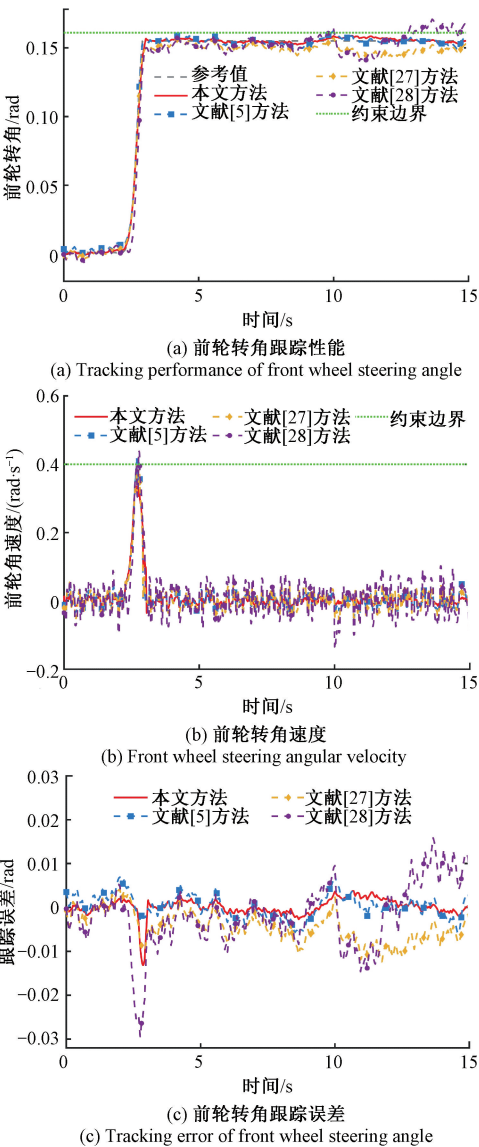


图 7 低附着路面测试场景中的实验结果

Fig. 7 Experimental results in the low adhesion road surface testing scenario

为了进行定量对比分析,选取最大误差 (maximum error, ME) 和均方根误差 (root mean squared error, RMSE) 作为性能评价指标,即:

$$ME = \max_{i=1, \dots, N_m} (|z_1(i)|)$$
 (47)

$$RMSE = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_m} \frac{z_1^2(i)}{N_m}}$$
 (48)

式中:  $N_m$  为采样点数量。

4 种控制方法的性能比较结果如表 4 (保留小数点后 3 位数) 所示。由该表可以看出,在双移线测试中,本文



所提方法的 RMSE 为 0.004 rad,比文献[5,27-28]所设计方法分别降低了 75%、81%和 83%。同时,本文所提方法的 ME 为 0.015 rad,明显优于对比方法;而在急转弯测试和低附着路面测试中,尽管文献[5,27]所设计方法的 ME 略低于本文方法,但代价是违反了状态约束条件,降低了驾驶舒适性与行车安全性。相比之下,本文所提方法通过引入固定时间稳定性理论,确保跟踪误差在固定时间内快速收敛;并结合基于障碍 Lyapunov 函数的约束处理策略,有效防止了系统状态超出约束边界,从而在控制精度与车辆安全性之间实现了良好平衡。由此可见,本文所提控制方法不仅能有效提升前轮转角跟踪精度,还在鲁棒性和安全性方面展现出优越性能。

表 4 4 种控制方法的性能对比结果

Table 4 Performance comparison results of four control methods (rad)			
控制方法	测试场景	ME	RMSE
本文	双移线测试	0.015	0.004
	急转弯测试	0.087	0.013
	低附着路面测试	0.013	0.002
	平均值	0.038	0.006
文献[5]	双移线测试	0.045	0.016
	急转弯测试	0.041	0.015
	低附着路面测试	0.009	0.003
	平均值	0.031	0.011
文献[27]	双移线测试	0.053	0.021
	急转弯测试	0.062	0.017
	低附着路面测试	0.011	0.005
	平均值	0.042	0.014
文献[28]	双移线测试	0.076	0.024
	急转弯测试	0.091	0.019
	低附着路面测试	0.029	0.007
	平均值	0.065	0.016

4 结 论

本研究提出了一种自适应模糊固定时间容错控制方法,应用于具有执行器故障、输入迟滞和全状态约束的线控转向系统。该方法首先采用模糊逻辑系统和自适应技术在线逼近系统未知非线性函数,有效补偿建模不确定性;其次,利用障碍 Lyapunov 函数严格保证系统状态满足约束条件;最后,基于固定时间稳定性理论,确保跟踪误差在与初始条件无关的预设时间内收敛。此外,通过严格的 Lyapunov 理论证明了闭环系统的固定时间稳定

性。实验结果表明,所设计的控制器能够在复杂工况下实现准确可靠的前轮转角跟踪,显著提升了线控转向系统的安全性和可靠性。

在未来的研究工作中,可以考虑将本研究所提方法推广到执行器和传感器同时发生故障的场景。在该场景中,如何处理输入迟滞、全状态约束以及同时发生的两类故障,是一个具有挑战性的难题。此外,未来研究可以针对其他线控系统(例如线控驱动系统、线控制动系统等)设计容错控制器方法。

参考文献

[ 1 ] WU X T, WEI CH, TIAN H Q, et al. Fault-tolerant control for path-following of independently actuated autonomous vehicles using tube-based model predictive control[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 23(11): 20282-20297.

[ 2 ] ZHAO W ZH, WANG A, ZOU S CH, et al. Individual auxiliary and fault-tolerant control of steer-by-wire system considering different drivers steering characteristics[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 26(3): 1558-1569.

[ 3 ] HUANG CH, NAGHDY F, DU H P. Observer-based fault-tolerant controller for uncertain steer-by-wire systems using the delta operator[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(6): 2587-2598.

[ 4 ] HUANG CH, NAGHDY F, DU H P. Fault tolerant sliding mode predictive control for uncertain steer-by-wire system[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2019, 49(1): 261-272.

[ 5 ] LI H J, TIE M, WANG Y F. Event-triggered sliding mode control using the interval type-2 fuzzy logic for steer-by-wire systems with actuator fault[J]. International Journal of Fuzzy Systems, 2022, 24(7): 3104-3117.

[ 6 ] XU K H, WANG CH Y, ZHAO W ZH, et al. Event-triggered adaptive fuzzy switching fault-tolerant control of dual-motor steer-by-wire system considering load fluctuation and limited communication bandwidth[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2024, 32(7): 4086-4098.

[ 7 ] LIU Y J, TONG SH CH. Barrier Lyapunov functions-based adaptive control for a class of nonlinear pure-feedback systems with full state constraints[J]. Automatica, 2016, 64: 70-75.

[ 8 ] ZHANG L L, ZHU L CH, HUA CH CH, et al. Fixed-

- time observer-based output feedback control for nonlinear systems with full-state constraints[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2024, 71(2): 657-661.
- [9] YAO Y G, KANG Y, ZHAO Y B, et al. A novel prescribed-time control approach of state-constrained high-order nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Systems Man Cybernetics: Systems, 2024, 54(5): 2941-2951.
- [10] HE W, ZHANG SH, GE S S. Adaptive control of a flexible crane system with the boundary output constraint[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 4126-4133.
- [11] 王宽田, 李鹏, 周光祥. 基于径向基神经网络的爬壁机器人姿态调节控制方法[J]. 国外电子测量技术, 2023, 42(2): 60-65.
- WANG K T, LI P, ZHOU G X. Attitude adjustment control method of wall-climbing robot based on radial basis neural network[J]. Foreign Electric Measurement Technology, 2023, 42(2): 60-65.
- [12] 刘晓龙, 张蕾, 王清, 等. 基于 T-S MPC 的车辆自适应巡航控制策略研究[J]. 国外电子测量技术, 2024, 43(7): 57-64.
- LIU X L, ZHANG L, WANG Q, et al. Research on vehicle adaptive cruise control strategy based on T-S MPC[J]. Foreign Electric Measurement Technology, 2024, 43(7): 57-64.
- [13] 冯旭刚, 黄鹏辉, 张泽辰, 等. 基于 GA-模糊 RBF 的发电机组滑模自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(8): 319-328.
- FENG X G, HUANG P H, ZHANG Z CH, et al. Sliding mode active disturbance rejection control for generator sets based on GA-fuzzy RBF[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(8): 319-328.
- [14] 李东方, 张滨新, 曾林林, 等. 基于跟踪误差约束的机器鱼抗扰动路径跟踪控制[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(4): 282-293.
- LI D F, ZHANG B X, ZENG L L, et al. Disturbance-resistant path-tracking control method for robotic fish with tracking error constraints[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(4): 282-293.
- [15] 吴青聪, 张祖国. 基于屏障 Lyapunov 函数的上肢康复机器人自适应主动交互训练控制[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(2): 216-224.
- WU Q C, ZHANG Z G. Adaptive active interaction exercise control of upper limb rehabilitation robot based on barrier Lyapunov function[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(2): 216-224.
- [16] SHEN L Y, WANG H Q, YUE H X. Prescribed performance adaptive fuzzy control for affine nonlinear systems with state constraints[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2022, 30(12): 5351-5360.
- [17] ZHANG J, WANG H, MA M Y, et al. Active front steering-based electronic stability control for steer-by-wire vehicles via terminal sliding mode and extreme learning machine[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(12): 14713-14726.
- [18] 周民瑞, 周振华, 刘鑫, 等. 压电执行器的非对称动态迟滞特性建模研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(4): 108-120.
- ZHOU M R, ZHOU ZH H, LIU X, et al. Modeling of asymmetric dynamic hysteresis characteristics of piezoelectric actuator[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(4): 108-120.
- [19] IBRIR S, SU CH Y. Adaptive stabilization of a class of feedforward nonlinear systems subject to unknown backlash-hysteresis inputs[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017, 25(4): 1180-1192.
- [20] ZHOU J, ZHANG CH J, WEN CH Y. Robust adaptive output control of uncertain nonlinear plants with unknown backlash nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2007, 52(3): 503-509.
- [21] JIANG B Y, HU Q L, FRISWELL M I. Fixed-time attitude control for rigid spacecraft with actuator saturation and faults[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(5): 1892-1898.
- [22] WANG L X, MENDEL J M. Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning[J]. IEEE Transactions on Neural Network, 1992, 3(5): 807-814.
- [23] CHEN M, WANG H Q, LIU X P. Adaptive fuzzy practical fixed-time tracking control of nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2021, 29(3): 664-673.
- [24] SUN K K, LIU L, QIU J B, et al. Fuzzy adaptive finite-time fault tolerant control for strict-feedback nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2021, 29(4): 786-796.

[25] ZHANG B, WANG CH Y, ZHAO W ZH, et al. The design and stable delay range analysis of  $td-h_2/h_\infty$  controller for SBW systems [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 404-415.

[26] WANG Y L, LIU Y, WANG Y F, et al. Neural output feedback control of automobile steer-by-wire system with predefined performance and composite learning [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(5): 5906-5921.

[27] CHEN L B, TANG L. Yaw stability control for steer-by-wire vehicle based on radial basis network and terminal sliding mode theory[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part D: Journal of Automobile Engineering, 2023, 237 (8): 2036-2048.

[28] SHI Q, WEI Y J, XIE D, et al. A model predictive control approach for angle tracking of steer-by-wire system with nonlinear transmission ratio [J]. Asian Journal of Control, 2023, 25(2): 1156-1166.

作者简介



郁明(通信作者),2012 年于新加坡南洋理工大学获得博士学位,现为合肥工业大学电气与自动化工程学院教授,主要研究方向为复杂系统的故障诊断与预测,混杂系统建模和容错控制。  
E-mail:yu0202@hfut.edu.cn

Yu Ming (Corresponding author) received his Ph.D. degree from Nanyang Technological University, Singapore, in 2012. He is currently a professor at Hefei University of Technology. His main research interests include fault diagnosis and prognosis of complex system, hybrid system modeling and fault tolerant control.



曾庆王,2021 年于格里菲斯大学获得硕士学位,现为合肥工业大学电气与自动化工程学院博士研究生,主要研究方向为故障诊断和容错控制。  
E-mail:2022010047@mail.hfut.edu.cn

Zeng Qingwang received his M. Sc. degree from Griffith University in 2021. He is currently pursuing his Ph.D. degree at Hefei University of Technology. His main research interests include fault diagnosis and fault tolerant control.



朱敏,2022 年于重庆交通大学获得学士学位,2025 年于合肥工业大学获得硕士学位,主要研究方向为间歇故障诊断和容错控制。  
E-mail:2021110422@mail.hfut.edu.cn

Zhu Min received his B.Sc. degree from Chongqing Jiaotong University in 2022, his M.Sc. degree from Hefei University of Technology in 2025. His main research interests include intermittent fault diagnosis and fault tolerant control.