

智能汽车线控转向系统鲁棒保性能容错控制

杨锦雯¹ 胡一明^{1,2} 余银犬³ 刘俊辉¹ 曾德全¹ 郑玲⁴ 张培志⁵ 刘卫东⁶ CARBONE Giuseppe^{1,7}

(1. 华东交通大学机电与车辆工程学院, 330013, 南昌; 2. 南昌智能新能源汽车研究院, 330200, 南昌; 3. 厦门大学马来西亚分校机电与车辆工程学院, 43900, 马来西亚吉隆坡; 4. 重庆大学机械与运载工程学院, 400044, 重庆; 5. 同济大学汽车学院, 201804, 上海; 6. 江铃汽车股份有限公司, 330000, 南昌; 7. 卡拉布里亚大学机械、能源与管理工程学院, I-87036, 意大利伦德)

摘要: 线控转向系统是智能汽车实现高阶智能驾驶的关键技术, 多重不确定性与输入约束条件下线控转向系统的跟踪精度与控制性能难以保证, 针对这一问题, 提出一种融合鲁棒保性能控制与前馈调节的协同容错控制方法。首先, 构建包含系统参数摄动、外界扰动、执行器故障和输入约束的线控转向系统仿真模型, 其次, 将多重不确定性和一定范围内的故障统一纳入控制设计框架, 通过构造二次型性能指标并利用线性矩阵不等式方法求解保性能控制律, 实现对系统跟踪性能和鲁棒性的约束, 并根据李雅普诺夫稳定性判据证明系统闭环稳定。最后, 融合分段变曲率前馈调节器提高控制系统初始阶段的响应速度, 形成完整的转角跟踪控制器。仿真及实车测试结果表明, 所提控制方法不但具备精确稳定的转角跟踪能力, 还具有快速的系统调节性能, 在执行器故障等多重不确定性情况下, 典型工况的仿真综合跟踪误差相比单一保性能控制降低约50%, 相比PID控制降低约65%, 相比自适应滑模控制降低约63%; 实验综合跟踪误差相比单一保性能控制降低17%, 相比PID控制降低约4%。确保了线控转向车辆在多变场景与故障工况中仍能高效稳定运行。

关键词: 线控转向; 容错控制; 保性能控制; 多重不确定性; 输入约束; 智能汽车

中图分类号: U463.4 **文献标志码:** AA

DOI: XXX **文章编号:** 0253-987X(XXXX)XX-0001-21

Robust Guaranteed Performance Fault-Tolerant Control of the Steer-by-Wire System for Intelligent Vehicle

YANG Jinwen¹, HU Yiming^{1,2}, YU Yinquan³, LIU Junhui¹, ZENG Dequan¹, ZHENG Ling⁴, ZHANG Peizhi⁵, LIU Weidong⁶, CARBONE Giuseppe^{1,7}

(1. School of Mechatronics and Vehicle Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330000, China;

2. Nanchang Automotive Institute of Intelligence & New Energy, Nanchang 330200, China;

3. School of Mechatronics and Vehicle Engineering, Xiamen University Malaysia, Sepang

收稿日期: 2026-03-02。

43900, Malaysia;

4. College of Mechanical and Vehicle Engineering, Chongqing University, Chongqing
400044, China;

5. School of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai 201804, China;

6. Jiangling Motors Co., Ltd, Nanchang 330000, China;

7. Dept. of Mechanical, Energy, and Management Engineering, University of Calabria,
Rende, I-87036, Italy)

Abstract: Steer-by-wire (SBW) is a key technology for advanced intelligent driving, yet its tracking accuracy and control performance are hard to guarantee under multiple uncertainties and input constraints. To address this issue, a novel cooperative fault-tolerant control method integrates robust guaranteed performance control and feedforward regulation is proposed. First, an SBW simulation model considering system parameter perturbations, external disturbances, actuator faults, and input constraints is established. Then, multiple uncertainties and faults within a certain range are incorporated into a unified control design framework. By defining a quadratic performance index and solving the guaranteed performance control law via linear matrix inequalities (LMI), the tracking performance and robustness of the system are constrained, and closed-loop system stability is proven via Lyapunov theory. Finally, a segmented variable-curvature feedforward compensator is introduced to improve the initial response speed, forming a complete steering angle tracking controller. Simulations and real-vehicle tests show that the proposed method achieves accurate and stable steering angle tracking with fast dynamic response. The comprehensive simulation tracking error under typical steering conditions is reduced by about 50% compared with guaranteed performance control, 65% compared with PID control, and 63% compared with adaptive sliding mode control. The comprehensive experimental tracking error is reduced by about 17% compared with guaranteed performance control, 4 % compared with PID control. It significantly maintains efficient and stable operation of the SBW vehicle under varying scenarios and fault conditions.

Keywords: steer-by-wire; fault-tolerant control; guaranteed performance control; multiple uncertainties; input constraints; intelligent vehicle

随着智能驾驶技术的飞速发展，转向系统正从传统机械结构向高度电子化、智能化方向的转变，线控转向作为未来先进底盘系统的核心部件，不提升了车辆的操纵灵活性与空间利用率，也为高阶智能驾驶奠定了基础。然而，相比机械结构，电子元件更易受电磁干扰、元件老化和过热等因素影响，在复

杂工况下即使微小故障也可能影响转向系统的正常运行，威胁行车安全^[1]。因此，研究有效的容错策略以提高线控转向系统的功能安全和可靠性至关重要。

当前，执行器故障容错主要依赖冗余设计，包括硬件冗余和解析冗余两类^[2]。硬件冗余通过增加物理备份实现故障切换，虽结构直观、可靠性高，但

会增加成本和复杂性。软件冗余通过控制算法在软件层面构建功能备份,不增加硬件成本的前提下对故障进行实时补偿并维持系统的性能。常见的容错控制方法包括滑模控制^[3]、模型预测控制^[4]、强化学习^[5]等。

根据是否依赖实时故障信息,软件冗余容错控制可分为主动容错与被动容错^[6]。主动容错依赖于快速、精确的在线故障诊断与隔离模块,在诊断出故障后动态重构控制器参数或结构^[7]。常见方法有基于观测器的控制^[8]和自适应控制^[9]。在诊断准确且模型精确的理想条件下,主动容错能对故障进行高效补偿。然而,汽车运行环境复杂且不确定性强,长期运行后还会出现参数摄动和性能失效,在故障与不确定性强耦合的复杂工况下,依赖于精确诊断信息的主动容错性能难以保障,设计复杂度也急剧增加。一旦诊断出现延迟或误差,就会降低容错精度和控制效能。

被动容错控制无需故障诊断环节,在设计阶段预先考虑一类固定的、已知的故障模式及系统不确定性,通过鲁棒控制机制保证系统在预期故障集内的稳定性和性能^[10]。目前,在被动容错控制研究中,预设性能控制与保性能控制是两类常见方法。预设性能控制通过预设性能包络,对系统误差施加严格约束,从而保证特定的瞬态和稳态性能^[11]。XU等^[12]、ZHOU等^[13]和ZHAO等^[14]针对转向系统执行电机和传感器故障开展了预设性能自适应容错控制,SHEN等则

将其应用于机器人系统执行器故障^[15]。g该方法能够提高系统在故障下的控制精度和稳定性,但对模型精度要求高,面对多重不确定性时往往需结合自适应控制、反步控制等方法才能达到预期效果。

相比之下,保性能控制在处理多重不确定性系统时优势更为突出。其思想源于最优控制理论,通过在允许扰动范围内设计控制器,使系统稳定且性能指标有界,并可自然纳入输入约束,更符合实际执行器物理受限的特性^[16]。该方法自提出以来,就因其优越的鲁棒性而备受关注^[17],例如,QIAO等结合模糊理论和量化控制,将其推广至复杂非线性奇异系统,并提高了通讯约束下传感器与执行器复合故障的容错性能^[18]。保性能控制已在航天器^[19]、工业过程^[20]、多智能体系统^[21]和通信网络控制^[22]等领域取得良好效果。在汽车领域,HUAI等考虑驾驶员神经肌肉参数摄动和误操作的影响,设计了鲁棒保性能控制器以实现目标轨迹的稳定跟踪^[23]。WEN等考虑车速和路面附着系数的影响,设计了最优保性能反馈控制器,实现了良好的跟踪效果^[24]。ZHANG等基于鲁棒保性能控制理论提出了面向不可靠车载传输环境的智能汽车轨迹跟踪方法,减弱了外界扰动和未建模误差的不利影响,改善了系统控制精度^[25]。

综上,尽管保性能控制在诸多领域取得了成功应用,但在线控转向中的研究相对不足,现有控制器对多重不确定

性耦合问题考虑不够充分。另一方面,部分研究倾向于牺牲转向系统的响应速度来换取高控制精度,例如,LIU等对线控转向系统执行器故障设计了保性能和自适应容错控制,当故障超出保性能控制极限时仍可保持一定的跟踪性能,但未考虑参数摄动和外界扰动,且响应速度较慢[26]。因此,如何在确保线控转向系统具备超高稳态精度的前提下,提升其响应速度,并充分考虑实际运行中的多重不确定性,仍是线控转向研究中亟待解决的问题。

本文针对线控转向系统实际运行中的复杂工况,综合考虑由转动惯量与黏性阻尼波动引起的参数摄动、电机转矩脉动、路面回正作用及机构摩擦构成的多重不确定性,电机退磁导致的转矩部分失效故障,以及电机物理特性约束下的转矩输入饱和限制,提出了一种融合保性能控制与前馈调节的协同容错控制方法。首先,建立线控转向系统动力学模型;其次,将执行器故障等多重不确定性统一纳入控制设计框架,通过定义二次型性能指标并构造线性矩阵不等式求取性能上界和保性能控制律,兼顾了系统的跟踪精度和稳定性。同时,为提升响应速度,融合分段变曲率前馈调节器,通过对理想输入的预判调整控制输出,在不牺牲稳态性能的基础上缩短了系统达到期望状态的时间。然后,在阶跃、正弦和双移线等典型转向工况下进行仿真分析,并与其他容错控制方法对比,证明所提控制策略的有效性。最

后,通过实车实验进一步验证该策略的实际性能。

1 线控转向系统建模

转向执行电机为永磁同步电机,动力学方程为:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + \tau_{mf} = \tau_m^* + \tau_{md} \quad (1)$$

式中, θ_m 为电机机械转角, J_m 为电机转动惯量, B_m 为电机黏性阻尼, τ_{mf} 为转向前轮通过齿轮齿条转向器施加到的电机转向轴的力矩, τ_m^* 为转向电机的理想电磁转矩, τ_{md} 为转向电机的转矩脉动干扰。

转向前轮的动力学方程表达式为:

$$J_f \ddot{\delta}_f + B_f \dot{\delta}_f + \tau_f + \tau_c = \tau_{fm} \quad (2)$$

式中, δ_f 为前轮转角, J_f 为前轮转动惯量, B_f 为前轮黏性阻尼, τ_f 为前轮转动阻力矩, τ_c 为回正力矩, τ_{fm} 为转向电机通过齿轮齿条转向器施加给前轮的力矩。

假设齿轮齿条之间没有传动侧隙,那么前轮转角和电机机械转角之间存在如下关系:

$$\frac{\delta_f}{\theta_m} = \frac{1}{r} = \frac{\tau_{mf}}{\tau_{fm}} \quad (3)$$

式中, r 为转向电机与转向前轮之间的传动比。

对公式(3)进行微分,得到如下关系:

$$\frac{\dot{\delta}_f}{\dot{\theta}_m} = \frac{\ddot{\delta}_f}{\ddot{\theta}_m} = \frac{1}{r} = \frac{\tau_{mf}}{\tau_{fm}} \quad (4)$$

根据公式(1)-(4),得到线控转向系

统转向执行机构总成的等效模型为:

$$\begin{cases} J_{eq}\ddot{\delta}_f + B_{eq}\dot{\delta}_f - r\tau_{md} + \tau_f + \tau_c = r\tau_m^* \\ J_{eq} = J_f + r^2 J_m \\ B_{eq} = B_f + r^2 B_m \end{cases} \quad (5)$$

式中, J_{eq} 为等效转动惯量, B_{eq} 为等效黏性阻尼。

根据公式(5), 将转向电机的输出转矩 τ_m^* 作为转向系统的控制输入 u , 得到系统微分方程如下:

$$\ddot{\delta}_f = \frac{1}{J_{eq}} ru + \frac{1}{J_{eq}} [-B_{eq}\dot{\delta}_f + r\tau_{md} - \tau_c - \tau_f] \quad (6)$$

电机输出转矩的扰动表示为^[27]:

$$\begin{aligned} \tau_{md} = & \tau_{md6} \cos(6\theta_c) + \tau_{md12} \cos(12\theta_c) + \\ & \frac{3}{2} P_n \psi_{f0} i_{dis} \end{aligned} \quad (7)$$

式中, P_n 为磁极对数, ψ_{f0} 为 d 轴磁链的直流平均幅值, ψ_{f6} 和 ψ_{f12} 分别为 d 轴磁链的第六次和第十二次谐波幅值。 θ_c 为电机电转角, 与电机机械转角 θ_m 之间的关系为 $\theta_c = P_n \theta_m$ 。 i_{dis} 为电流扰动, 可以表示为:

$$\begin{aligned} i_{dis} = & \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\theta_c + \\ & \frac{2}{3} \pi) \sqrt{(\Delta i_a^2) + \Delta i_a \Delta i_b + (\Delta i_b^2)} \end{aligned} \quad (8)$$

式中, Δi_a 和 Δi_b 分别为 a 和 b 相的电流偏置。

为便于控制器设计, 忽略轮胎形变特性, 将回正力矩视为侧向力与轮胎拖距的乘积, 表达式如下^[28]:

$$\tau_c = -k_l l \left(\zeta + \frac{\omega_r a}{V_{CG}} - \delta_f \right) \quad (9)$$

式中, k_l 为前轮侧偏刚度, l 为轮胎拖

距, ζ 为质心侧偏角, ω_r 为横摆角速度, a 为前轮中心到车辆质心的距离, V_{CG} 为车辆的纵向速度。

前轮转动阻力矩可表示为:

$$\tau_r = \tau_{fs} \text{sgn}(\dot{\delta}_f) \quad (10)$$

式中, τ_{fs} 为阻力矩系数, $\text{sgn}(\dot{\delta}_f)$ 为切换函数。

方向盘动力学方程为:

$$J_h \ddot{\theta}_h + B_h \dot{\theta}_h + C_h \theta_h = \tau_h - \tau_r \quad (11)$$

式中, J_h 为方向盘转动惯量, θ_h 为方向盘转角, B_h 为方向盘黏性阻尼, C_h 为方向盘刚度, τ_r 为路感反馈电机的反馈转矩, τ_h 为驾驶员输入的转矩, 通过输入驾驶员转矩便可以得到方向盘转角 θ_h 。

假设方向盘转角与前轮转角之间的传动比为固定值 N , 则理论上前轮参考转角为:

$$\delta_{fr} = \frac{\theta_h}{N} \quad (12)$$

则前轮转角的跟踪误差可以表示为:

$$e = \delta_{fr} - \delta_f \quad (13)$$

引入跟踪误差的积分项作为系统状态变量, 令 $\mathcal{G}(t) = \int_0^t e(t) dt$, 对其求并结合公式(13), 得到该状态变量的微分方程 $\dot{\mathcal{G}}(t) = e(t)$, 构建系统状态向量为:

$$\mathbf{x}(t) = [\mathcal{G}(t) \quad \delta_f(t) \quad \dot{\delta}_f(t)]^T \quad (14)$$

结合公式(6)和(13), 得到系统状态空间方程为:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_0 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_0 u(t) + \mathbf{C}_0 \quad (15)$$

式中, $\mathbf{A}_0$ 、 $\mathbf{B}_0$ 和 $\mathbf{C}_0$ 为适维矩阵。

线控转向系统的主要参数如表1所示。

表1 线控转向系统主要参数
Table 1 Model parameters of SBW system

参数	数值	参数	数值
$J_f/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	2.6	P_n	4
$B_f/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	12	ψ_{f0}/Wb	0.0275
$J_m/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.0213	$\tau_{md6}/(\text{N}\cdot\text{m})$	0.022
$B_m/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.038	$\tau_{md12}/(\text{N}\cdot\text{m})$	0.005
$J_h/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.0791	$\Delta i_a/\text{A}$	-0.08
$B_h/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.15	$\Delta i_b/\text{A}$	0.06
$C_h/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.2	$I_z/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	1300
$\tau_{fs}/(\text{N}\cdot\text{m})$	2.68	m/kg	2000
r	100	$V_{CG}/(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	30
l/m	0.039	$k_1/(\text{N}\cdot\text{rad}^{-1})$	45000
a/m	1.2	$k_2/(\text{N}\cdot\text{rad}^{-1})$	45000
b/m	1.05	N	12

2 鲁棒保性能-变前馈协同容错控制器设计

2.1 鲁棒保性能容错控制器设计

在实际线控转向系统中,标称参数并非固定不变,转动惯量会因制造公差和材料温度特性而偏离标称值,黏性阻尼会因非线性摩擦和润滑油粘度变化发生摄动。同时,永磁体退磁会导致电机转矩部分失效,即仍可工作,但输出转矩仅为标称输出的一部分。本文考虑的多重不确定性主要包括等效转动惯量和等效黏性阻尼的摄动、电机转矩脉动干扰、回正力矩和转动阻力矩,以及电机转矩部分失效故障。

设 ΔA 和 ΔB 分别表示系统状态矩

阵不确定性和控制输入矩阵不确定性, u_g 为保性能控制输入, ω 表示系统干扰。包含多重不确定的系统状态方程为:

$$\dot{x}(t) = (A + \Delta A)x(t) + (B + \Delta B)u_g(t) + \omega, x(0) = x_0 \quad (16)$$

假设等效转动惯量的摄动量为 ΔJ_{cq} , 等效黏性阻尼的摄动量为 ΔB_{cq} , 转矩故障因子为 ρ , 定义 ρ 的范围为 $\rho \in (0, 1)$, 则 J_{cq0} 、 B_{cq0} 和 u_g 可表示为:

$$\begin{cases} J_{cq} = J_{cq0} + \Delta J_{cq} \\ B_{cq} = B_{cq0} + \Delta B_{cq} \\ u_g = (1 - \rho)u_c \end{cases} \quad (17)$$

式中, J_{cq0} 为理想转动惯量, B_{cq0} 为理想黏性阻尼, u_c 为理想输入转矩。

结合公式(17), 公式(6)可写为:

$$\ddot{\delta}_f = -\frac{B_{cq0} + \Delta B_{cq}}{J_{cq0} + \Delta J_{cq}} \dot{\delta}_f + \frac{r(1 - \rho)}{J_{cq0} + \Delta J_{cq}} u_c - \frac{r\tau_{md} - \tau_c - \tau_f}{J_{cq0} + \Delta J_{cq}} \quad (18)$$

令 $\beta = 1/J_{cq0}$ 且 $\Delta\beta = 1/J_{cq} - 1/J_{cq0}$, 则公式(18)写为:

$$\begin{aligned} \ddot{\delta}_f = & \left[-\beta B_{cq0} - \Delta\beta B_{cq0} - (\beta + \Delta\beta)\Delta B_{cq} \right] \dot{\delta}_f \\ & + \left[\beta r - \beta r\rho + \Delta\beta r(1 - \rho) \right] u_c \\ & - (\beta + \Delta\beta)(r\tau_{md} - \tau_c - \tau_f) \end{aligned} \quad (19)$$

结合公式(15)、(16)和(19), 得到公式(16)中矩阵:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\beta B_{eq0} \end{bmatrix},$$

$$B = [0 \quad 0 \quad \beta r]^T, \Delta A =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\Delta\beta B_{eq0} - (\beta + \Delta\beta)\Delta B_{eq} \end{bmatrix}, \Delta B =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\beta r\rho + \Delta\beta r(1-\rho) \end{bmatrix}^T, \omega =$$

$$\begin{bmatrix} \delta_{fr} & 0 & -(\beta + \Delta\beta)(r\tau_{md} - \tau_c - \tau_r) \end{bmatrix}^T.$$

ΔA 、 ΔB 和 ω 矩阵范数有界,且具有以下形式:

$$[\Delta A \quad \Delta B] = D F(t) [E_1 \quad E_2] \quad (20)$$

式中, D 、 E_1 和 E_2 是适当维数的已知常数矩阵,反映不确定性的结构信息, $F(t) \in \mathbf{R}^{i \times j}$ 是未知矩阵,它可以是时变的,且满足:

$$F^T(t)F(t) \leq I \quad (21)$$

对于系统(16),定义二次型性能指标:

$$J = \int_0^\infty [x^T(t) Q x(t) + u_g^T(t) R u_g(t)] dt \quad (22)$$

式中, Q 和 R 是给定的对称正定加权矩阵。

引理1

Schur 补定理^[29] 对于给定的对称矩阵 $S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$, 其中 S_{11} 是方阵, 则

$$Q + K^T R K + P(A + BK) + (A + BK)^T P + \tau P^2 + \frac{\varepsilon}{\tau} I$$

$$+ \varepsilon_1 P D D^T P + \frac{1}{\varepsilon_1} (E_1 + E_2 K)^T (E_1 + E_2 K) < 0 \quad (25)$$

$$\gamma - \gamma x_0^T P \gamma x_0 > 0 \quad (26)$$

则 $u_g(t) = Kx(t)$ 是系统(16)的一个最

以下条件等价:

$$\begin{cases} S < 0 \\ S_{11} < 0, S_{22} - S_{12}^T S_{11}^{-1} S_{12} < 0 \\ S_{22} < 0, S_{11} - S_{12} S_{22}^{-1} S_{12}^T < 0 \end{cases} \quad (23)$$

引理2

^[30] 对于满足位数要求的任意矩阵 Z 、 Y , 任意一个正数 φ 均可使如下不等式成立:

$$Z^T Y + Y^T Z \leq \varphi Z^T Z + \frac{1}{\varphi} Y^T Y \quad (24)$$

根据引理1和引理2,可获得最优保性能状态反馈控制律。

假设1

在系统运行过程中,系统干扰 ω 满足 $\omega^T \omega < \varepsilon x^T x$, $\varepsilon > 0$ 。该物理可行性由以下两点保证:

(1) x 中包含误差积分分量,因此 $x^T x$ 只会趋近于零而不会严格等于零。

(2) 系统干扰 ω 各分量均与系统状态物理耦合且幅值受边界约束。 ε 非人为给定,而是作为优化变量经线性矩阵不等式求解得到,不等式有解即 ε 存在,其值完全由系统结构特性决定。

定理1

对不确定系统(16)和性能指标(22),如果存在矩阵 K 和对称正定矩阵 P , 正数 ε 、 ε_1 、 τ 、 γ , 对所有允许的不确定性满足:

优保性能控制律,相应的系统指标上界 $J \leq 1/\gamma$ 。

稳定性证明如下：根据最优保性能控制律，结合公式(16)和(20)得到相应的闭环系统为：

$$\dot{\mathbf{x}}(t)=[\mathbf{A}+\mathbf{BK}+\mathbf{DF}(\mathbf{E}_1+\mathbf{E}_2\mathbf{K})]\mathbf{x}(t)+\boldsymbol{\omega} \quad (27)$$

选取 Lyapunov 函数 $V(t)=\mathbf{x}^T\mathbf{P}\mathbf{x}$ ，由矩阵 $\mathbf{P}$ 的正定性可得 $V(t)>0$ 是正定的。对 $V(t)$ 求导得：

$$\begin{aligned} \dot{V}(t)=\mathbf{x}^T\left\{P[\mathbf{A}+\mathbf{BK}+\mathbf{DF}(\mathbf{E}_1+\mathbf{E}_2\mathbf{K})]+ \right. \\ \left. [\mathbf{A}+\mathbf{BK}+\mathbf{DF}(\mathbf{E}_1+\mathbf{E}_2\mathbf{K})]^T\mathbf{P} \right\}\mathbf{x} \\ +\mathbf{x}^T\mathbf{P}\boldsymbol{\omega}+\boldsymbol{\omega}^T\mathbf{P}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (28)$$

根据引理2可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}(t)\leq\mathbf{x}^T\left\{\Lambda_1+\frac{1}{\varepsilon_1}(\mathbf{E}_1+\mathbf{E}_2\mathbf{K})^T(\mathbf{E}_1+ \right. \\ \left. \mathbf{E}_2\mathbf{K})\right\}\mathbf{x}+\frac{1}{\tau}\boldsymbol{\omega}^T\boldsymbol{\omega} \end{aligned} \quad (29)$$

式中 $\Lambda_1=\mathbf{P}(\mathbf{A}+\mathbf{BK})+(\mathbf{A}+\mathbf{BK})^T\mathbf{P}+\tau\mathbf{P}^2+\varepsilon_1\mathbf{P}\mathbf{D}\mathbf{D}^T\mathbf{P}$ 。

根据假设1可得：

$$\begin{bmatrix} \Lambda_1 & (\mathbf{E}_1+\mathbf{E}_2\mathbf{K})^T & \mathbf{I} & \mathbf{K}^T & \mathbf{I} \\ \mathbf{E}_1+\mathbf{E}_2\mathbf{K} & -\varepsilon_1\mathbf{I} & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{I} & 0 & -\mathbf{Q}^{-1} & 0 & 0 \\ \mathbf{K} & 0 & 0 & -\mathbf{R}^{-1} & 0 \\ \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 & -\frac{\tau}{\varepsilon}\mathbf{I} \end{bmatrix} < 0 \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} \gamma & \gamma\mathbf{x}_0^T \\ \gamma\mathbf{x}_0 & \mathbf{P}^{-1} \end{bmatrix} > 0 \quad (35)$$

对不等式(34)分别左乘和右乘矩阵

$$\dot{V}(t)<\mathbf{x}^T\left\{\Lambda_1+\frac{\varepsilon}{\tau}\mathbf{I}+\frac{1}{\varepsilon_1}(\mathbf{E}_1+\mathbf{E}_2\mathbf{K})^T(\mathbf{E}_1+\mathbf{E}_2\mathbf{K})\right\}\mathbf{x} \quad (30)$$

根据公式(25)和(30)，对所有允许的不确定性，以下关系成立：

$$\dot{V}(t)<-\mathbf{x}^T(\mathbf{Q}+\mathbf{K}^T\mathbf{R}\mathbf{K})\mathbf{x}<0 \quad (31)$$

根据 Lyapunov 稳定性理论，公式(27)所示闭环系统是鲁棒渐进稳定的。

对公式(31)积分，利用系统的渐进稳定性，可得：

$$\begin{aligned} J=\int_0^\infty[\mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t)+u_g^T(t)\mathbf{R}u_g(t)]dt\leq \\ V(0)=\mathbf{x}_0^T\mathbf{P}\mathbf{x}_0 \end{aligned} \quad (32)$$

令 $V(0)<1/\gamma$ ，可得：

$$V(0)=\mathbf{x}_0^T\mathbf{P}\mathbf{x}_0<\frac{1}{\gamma} \quad (33)$$

由公式(30)、(31)和(33)可得公式(25)和(26)，定理1得证。根据引理1，将公式(25)和(26)转化为：

$\text{diag}\{\mathbf{P}^{-1}, \mathbf{I}, \mathbf{I}, \mathbf{I}\}$ ，并记 $\mathbf{X}=\mathbf{P}^{-1}$ 且 $\mathbf{W}=\mathbf{K}\mathbf{P}^{-1}$ ，可得：

$$\begin{bmatrix} \Lambda_2 & (E_1 X + E_2 W)^T & X & W^T & X \\ E_1 X + E_2 W & -\varepsilon_1 I & 0 & 0 & 0 \\ X & 0 & -Q^{-1} & 0 & 0 \\ W & 0 & 0 & -R^{-1} & 0 \\ X & 0 & 0 & 0 & -\frac{\tau}{\varepsilon} I \end{bmatrix} < 0 \quad (36)$$

$$\begin{bmatrix} \gamma & \gamma x_0^T \\ \gamma x_0 & X \end{bmatrix} > 0 \quad (37)$$

式 (36) 中, $\Lambda_2 = AX + BW + (AX + BW)^T + \tau I + \varepsilon_1 DD^T$ 。

实际工程中, 受限于电机电磁物理特性, 线控转向系统的控制输入存在幅值受限, 即 $u < u_{\max}$ 。将输入约束作为求解条件之一, 可提高系统的控制可靠性。

引理 3

^[31] 定义椭球体 $\xi =$

$$\{x(t) \in R^n | x(t)^T P x(t) \leq 1, P > 0\},$$

$\forall x(t) \in \xi, t \geq 0$, 若 $u(t) = Kx(t) = WPx(t)$,

则 $\|u(t)\| \leq u_{\max}$ 可描述为:

$$\begin{bmatrix} P^{-1} & W^T \\ W & u_{\max}^2 \gamma I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (38)$$

证明:

$$\begin{aligned} \max_{t \geq 0} \|u(t)\|^2 &= \max_{t \geq 0} \|WPx(t)\|^2 \leq \\ &\max_{x \in \xi} \|WPx\|^2 \end{aligned} \quad (39)$$

又:

$$\begin{aligned} \|WPx\|^2 &= x^T P W^T W P x = \\ &x^T P^{1/2} (P^{1/2} W^T W P^{1/2}) P^{1/2} x \end{aligned} \quad (40)$$

由于 $x \in \xi$, 所以:

$$x^T P x \leq 1, \quad x^T P^{1/2} P^{1/2} x \leq 1 \quad (41)$$

由公式(33)、(40)和(41)得:

$$\max_{x \in \xi} \|WPx\|^2 \leq \frac{1}{\gamma_g} (P^{1/2} W^T W P^{1/2}) \quad (42)$$

由公式(39)和(42)得:

$$\max_{t \geq 0} \|u(t)\|^2 \leq \frac{1}{\gamma} (P^{1/2} W^T W P^{1/2}) \quad (43)$$

要使控制输入满足 $\|u(t)\| \leq u_{\max}$, 下式成立即可:

$$\mu_{\max}^2 \geq \frac{1}{\gamma} (P^{1/2} W^T W P^{1/2}) \quad (44)$$

由公式(44)可得:

$$P^{-1} - \frac{1}{\mu_{\max}^2 \gamma} W^T W \geq 0 \quad (45)$$

利用引理 1, 即可得公式(38), 代入 $X=P^{-1}$ 可得:

$$\begin{bmatrix} X & W^T \\ W & u_{\max}^2 \gamma I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (46)$$

已知系统的矩阵 A 、 B 、 D 、 F 、 E_1 、 E_2 , 转矩峰值 $u_{\max}$, 设定矩阵 Q 、 R , 设定 ε 、 ε_1 、 τ 、 γ 大于零, 求解矩阵 X 和 K , 使得 $1/\gamma$ 最小, 并满足不等式(36)、(37)和(46)约束, 得到最优状态反馈保性能控制律。

2.2 分段变曲率前馈控制设计

保性能控制虽能保证较高跟踪精度和故障容错能力, 但初段响应速度却不足。为此, 在其基础上融合分段变曲率前馈调节器, 在控制响应初段提升响应

速度。采用二次型比例调节,表达式如下:

$$u_f(t) = \begin{cases} k_f \left[1 - \left(\frac{|\delta_f|}{k_l |\delta_{fr}|} \right)^2 \right] \delta_{fr} & |\delta_f| < k_l |\delta_{fr}| \\ 0 & |\delta_f| \geq k_l |\delta_{fr}| \end{cases} \quad (47)$$

式中, k_f 和 k_l 为调整前馈介入时机与输出量的参数。

因此,鲁棒保性能-变前馈协同容

错控制律为:

$$u(t) = u_g(t) + u_f(t) \quad (48)$$

在初始阶段利用前馈控制快速响应期望转角,接近目标转角后利用保性能特性对系统多重不确定性和故障进行鲁棒容错。基于参考转角与前轮转角的误差 e , 采用PID控制路感反馈电机的反馈转矩,为驾驶员提供路感,控制参数 k_p 、 k_i 和 k_d 见表2。保性能-变前馈协同容错控制策略框架如图1所示。

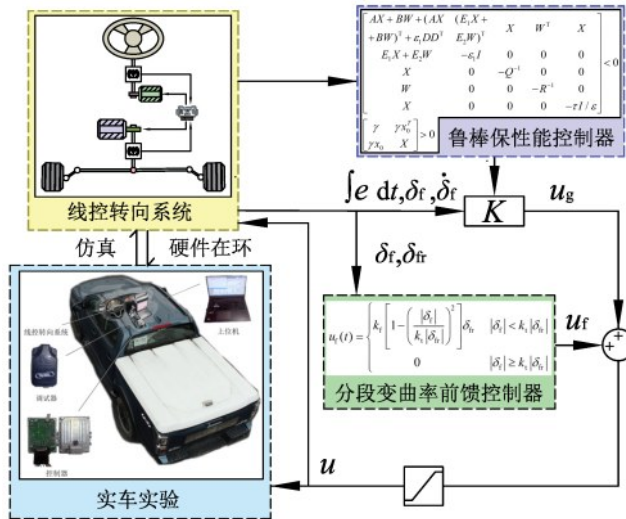


图1 线控转向系统鲁棒保性能-变前馈协同容错策略框架

Fig. 1 Robust Performance-Preserving Variable Feedforward Cooperative Fault-Tolerant Strategy Framework for SBW Systems

3 仿真分析

在 MATLAB/Simulink 中对上述控制策略进行仿真验证,鲁棒保性能-变前馈协同容错控制器主要参数如表2所示。仿真设置如下:

(1) 设置计算时间步长为 0.001 s;

(2) 设置 ΔJ_{cq} 为 J_{cq} 的 $\pm 5\%$, 表示由制造公差、建模简化、负载及温度波动引起的等效建模误差;

(3) 设置 ΔB_{cq} 为 B_{cq} 的 $\pm 5\%$, 代表正常工作温度和润滑条件下非线性摩擦引起的等效建模误差。

(4) 设置电机转矩失效程度为30%, 从仿真第7秒开始注入, 直至仿真结束。即 $\rho=0$ ($0 < t < 7$) 且 $\rho=0.3$ ($t \geq 7$), 对应的电机有效转矩为 τ_m^* ($(1-\rho)$)。

表2 容错控制器主要参数

Table 2 Key parameters of fault-tolerant controllers

参数	数值	参数	数值
$\mathbf{Q}$	$[10^7, 0, 0; 0, 10^{-5}, 0; 0, 0, 10^{-4}]$	$\mathbf{R}$	$[10^{-8}]$
$u_{\max}$ (正常)	$\pm 6.4 \text{ Nm}$	z	0.1
$u_{\max}$ (故障)	$\pm 4.48 \text{ Nm}$	c	30
k_p	4.5	k_s	2.5
k_i	3	η	0.1
k_d	1.5	k_{p1}	200
k_r	20 000	k_{i1}	150
k_t	0.7	k_{d1}	50

采用 LMI Mincx 求解得到 $K=[1.591 \ 6, -0.038 \ 6, -0.000 \ 5] \times 10^6$; $J=7.398 \ 1e-07$; $1/\gamma_g=1.310 \ 6e-06$ 。

为了体现本文所提控制策略的优越性, 与保性能容错控制、PID 容错控制和自适应滑模容错控制进行对比分析。PID 容错控制律设计如下:

$$u_p = k_{p1}e + k_{i1} \int e \, dt + k_{d1}\dot{e} \quad (49)$$

式中, k_{p1} 、 k_{i1} 和 k_{d1} 是控制器参数, 如表2所示。

用指数趋近律设计自适应滑模容错控制律如下:

$$\begin{cases} u_a = -\hat{p}\alpha \\ \dot{\hat{p}} = z s \alpha \\ \alpha = \eta \text{sign}(s) + k_s s + c\dot{e} - \ddot{\delta}_{fr} \\ \quad + \frac{1}{J_{eq}} [-B_{eq} \dot{\delta}_f + r\tau_{md} - \tau_c - \tau_f] \end{cases} \quad (50)$$

式中, s 为滑模函数, z 、 η 、 k_s 和 c 为控制器参数, 如表2所示。

根据公式(11)和(12), 输入驾驶员操纵方向盘的转矩 τ_h , 获得阶跃转向、正弦转向和双移线转向三种典型工况下的前轮参考转角。阶跃、正弦和阶跃转向工况下各控制策略的性能分别如图2、3和4所示。

由图2(a)可知, 阶跃转向工况下, 保性能-变前馈协同控制的精度、稳定性和容错能力均优于对比方法。在整个控制过程中有更小的跟踪误差, 且在电机故障注入后, 误差维持在更低水平。此外, 响应速度相比单一保性能控制得到了明显提升。由图2(b)可以看出, 电机出现部分失效故障时, 保性能-变前馈协同控制能在短时间内迅速响应以此应对故障的影响, 其余算法的响应迟缓, 滑模控制器的抖振较大。

由图3可知, 正弦工况下, 所提策略的跟踪精度基本不受故障影响, 始终维持在故障前的最低水平, 而PID与自适应滑模控制在故障注入后, 跟踪误差明显增大。四种控制策略均能实现电机故障情况下的转矩调节, 本文控制器的调节过程更加平稳迅速。

如图4所示, 双移线工况下的性能与前述工况趋势相同, 保性能-变前馈协同控制具有最小的跟踪误差与最快的

响应调节速度,控制转矩约束在给定区间内且幅值更小,控制效能高。

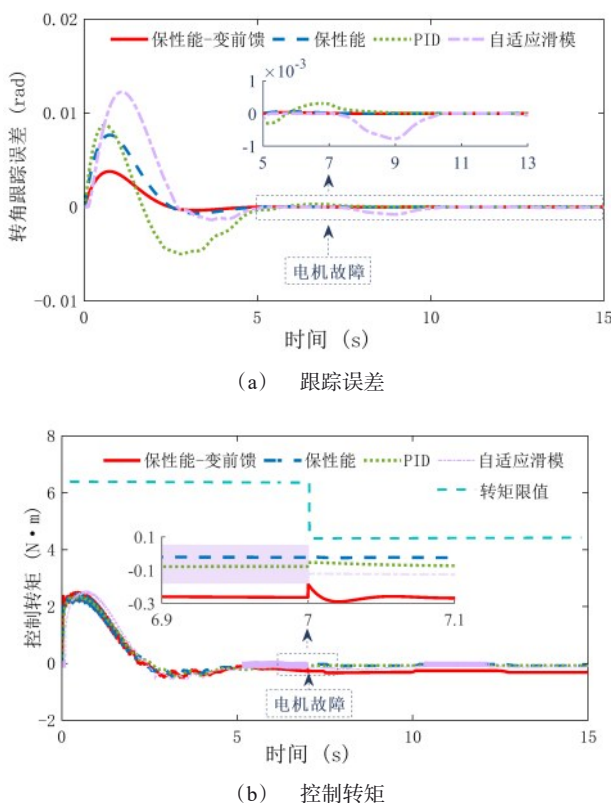


图2 阶跃转向工况下的各控制策略仿真性能对比

Fig. 2 Comparison of simulation results under step conditions for different control strategies

为了进一步对比控制策略的性能,对跟踪误差进行定量分析,计算误差均方根值结果如表3所示。

分析表3中数据可知,在三种典型转向工况中,保性能-变前馈协同控制的综合误差相比保性能控制降低约50%,相比PID控制降低约65%,相比自适应滑模控制降低约63%。由此说明保性能-变前馈协同控制可以有效提升系统在参数摄动、外界干扰和故障等多

种复杂条件下的跟踪精度和鲁棒性。

4 实车验证

为了进一步验证控制策略的有效性,进行实车测试验证,实车测试平台如图1中所示。测试实车为经过改装后具备线控转向功能的五十铃D-max轻型皮卡,控制器为恩智浦S32k344芯片,通过上位机进行数据显示与标定

操作。

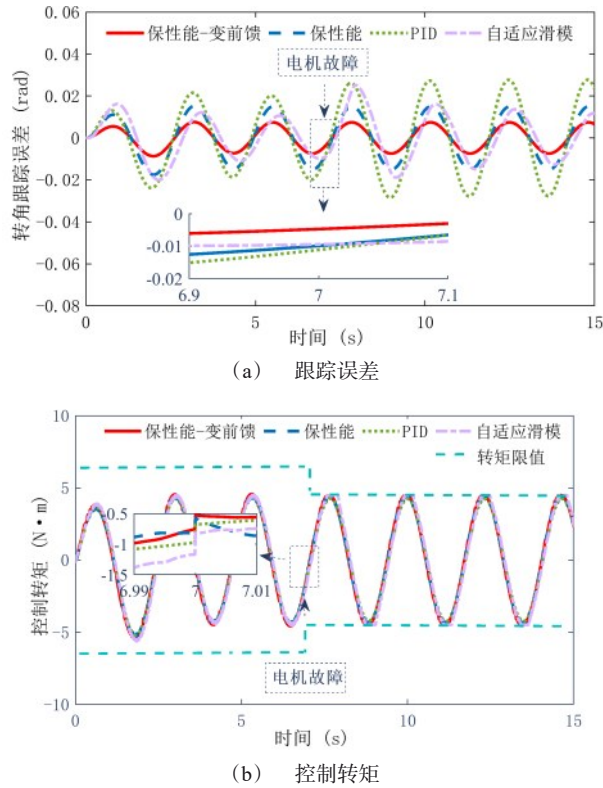


图3 正弦转向工况下的各控制策略仿真性能对比

Fig. 3 Comparison of simulation results under sinusoidal conditions for different control strategies

为了保证驾驶安全,在平坦路面上匀速行驶,通过控制器限制电机的最大输出转矩。实验过程中,设置转向电机产生30%的转矩失效故障,阶跃转向从实验第7秒时间注入,正弦转向从实验第11秒时间注入,双移线转向从实验第3.5秒时间注入。

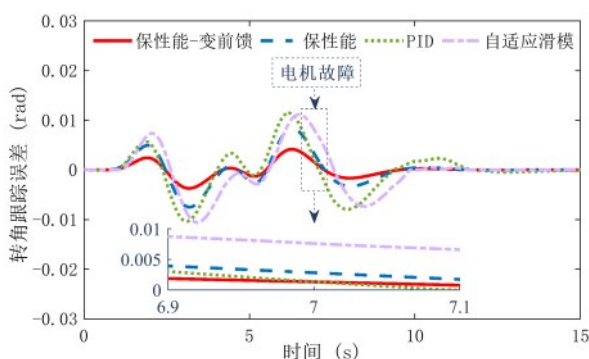
在典型转向工况下,对转向系统分别开展保性能-变前馈协同容错控制、保性能容错控制和PID容错控制实验,阶跃、正弦和双移线转向工况下各控制

策略的性能分别如图5、6和7所示。

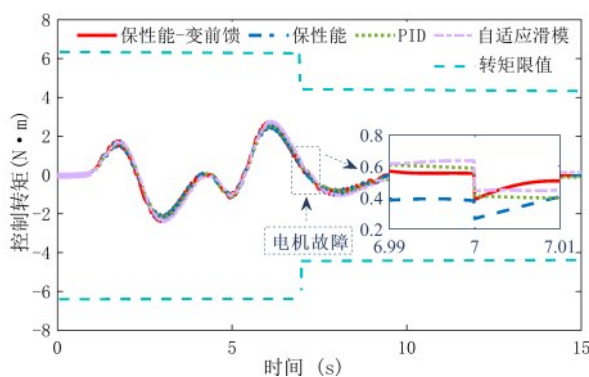
如图5(a)所示,在阶跃转向工况下,保性能-变前馈协同控制的响应速度相较单一保性能控制明显提升,具有更短的上升时间和更小的超调量。故障发生后,三种控制策略的跟踪误差均有所增大,但保性能-变前馈协同控制与保性能控制的跟踪误差能够快速收敛,而PID控制难以恢复。从图5(b)可以看出,在故障发生的瞬间,三种控制策略的转矩均骤然下降。其中保性能

控制的转矩调节速度最快，PID控制调节最慢且转矩调节能力不足，难以有效抑制故障引发的性能衰减，而保性能-

变前馈协同控制在动态响应与稳定保持之间实现了更优平衡。



(a) 跟踪误差



(b) 控制转矩

图4 双移线转向工况下的各控制策略仿真性能对比

Fig. 4 Comparison of simulation results under double lane-change conditions for different control strategies

如图6所示，在正弦转向工况下，保性能-变前馈协同控制的响应速度同样有所提升，尽管PID控制响应速度最快，但其跟踪参考转角所能达到的峰值明显低于保性能-变前馈协同控制和保性能控制。故障发生后，保性能-变前馈协同控制和保性能控制的跟踪精度保持不变，而PID控制的跟踪精度显著下

降。由于转向指令持续变化且转矩本身不断调整，故障瞬间难以判定控制转矩的波动是否由故障引发。

如图7所示，在双移线转向工况下，保性能-变前馈协同控制的响应速度较单一保性能显著提升，达到了与PID控制相当的水平。且故障发生后跟踪精度基本不受影响，展现出较强的鲁

棒性,而PID控制的转角跟踪能力明显降低。

表3 仿真各工况的跟踪误差均方根值/ rad

Table 3 The root mean square values of tracking errors for each simulation condition/ rad

控制策略	阶跃	正弦	双移线
保性能-变前馈	1.005×10^{-3}	5.237×10^{-3}	1.464×10^{-3}
保性能	2.037×10^{-3}	1.057×10^{-3}	2.956×10^{-3}
PID	2.485×10^{-3}	1.728×10^{-3}	4.239×10^{-3}
自适应滑模	3.288×10^{-3}	1.083×10^{-3}	4.488×10^{-3}

为了进一步定量分析控制策略的性能,计算实验各工况下跟踪误差均方根值结果如表4所示。

分析表4数据可知,保性能-变前馈协同控制的综合误差相比单一保性能控制降低约17%,相比PID控制降低约4%。尽管此数据显示相比PID控制跟踪精度提升不大,但需要指出的是,实车实验受场地条件和安全性约束,采样时长较短。在此有限时间窗内计算的误差均方根值并不能全面反映故障工况下的长期误差累积特性,若适当延长采集时间,PID的累积误差会随时间增大,而保性能-变前馈协同控制和保性能控制的误差增长则能够保持在较小的范围内。

综合仿真和实车实验结果可知,在多重不确定性与执行器故障并存的行车条件下,本文提出的保性能-变前馈协同控制策略在响应速度、稳态精度及故障保持能力方面具有更优的整体控制性

能,能够有效满足车辆在突发与连续转向操纵下的行驶需求。

5 结论

本文聚焦于线控转向系统多重不确定性、执行器故障和输入约束对转角跟踪性能的影响,提出了一种保性能-变前馈协同容错控制策略,通过仿真和实车实验验证了控制策略的有效性,总结如下:

(1) 建立了包含参数摄动、外部扰动、执行器故障和控制输入约束的线控转向系统动力学模型。

(2) 定义了系统性能指标并通过线性矩阵不等式获得了鲁棒保性能控制律,融合分段变前馈调节器,设计了鲁棒保性能-变前馈协同容错控制器。

(3) 在阶跃、正弦和双移线转向的仿真测试中,所设计的控制策略不仅提升了系统的响应速度和稳态精度,而且在执行器故障情况下,仍能保证系统的精准稳定控制,表现出更优的整体控制性能。

(4) 实车实验验证了该控制策略在应对实际道路的多重不确定性与执行器突发故障时,兼具较高的跟踪精度与强鲁棒容错能力,能够满足复杂驾驶场景对线控转向系统安全性和稳定性的严苛要求。

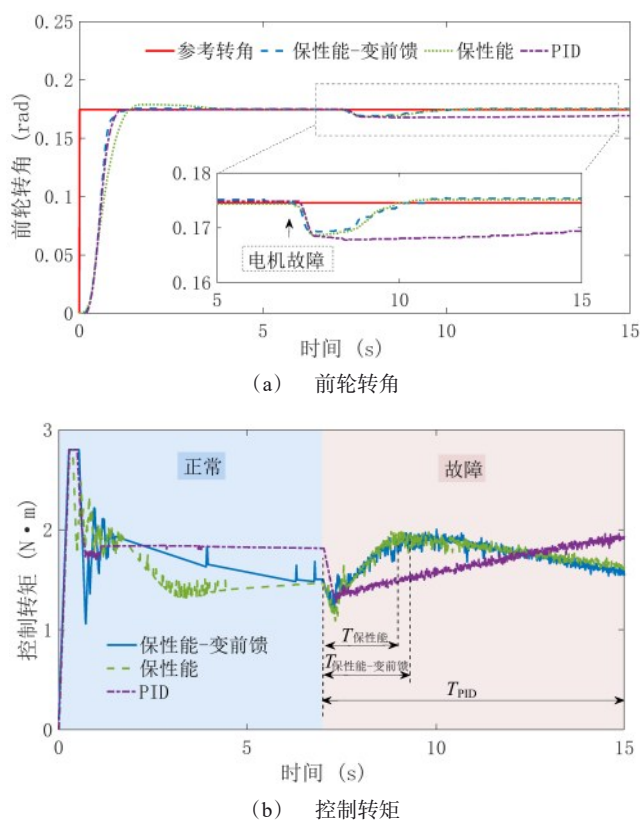


图5 阶跃转向工况下各控制策略实验性能对比

Fig. 5 Comparison of experimental results under step conditions for different strategies

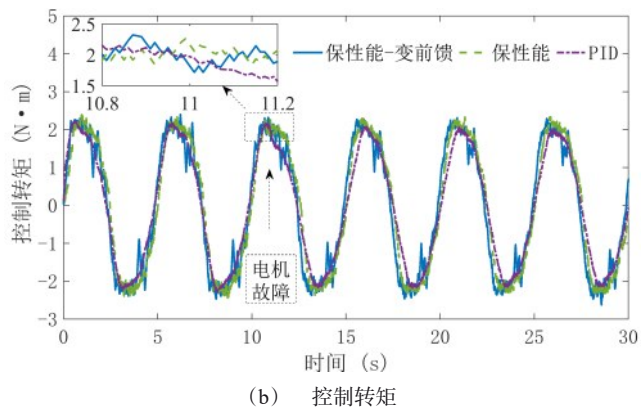
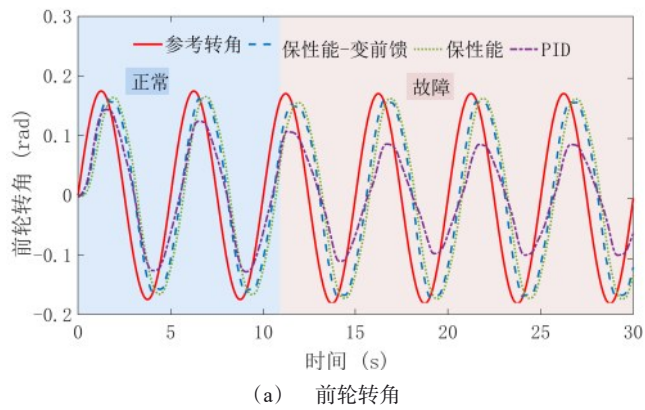


图6 正弦转向工况下各控制策略实验性能对比

Fig. 6 Comparison of experimental results under sinusoidal conditions for different strategies

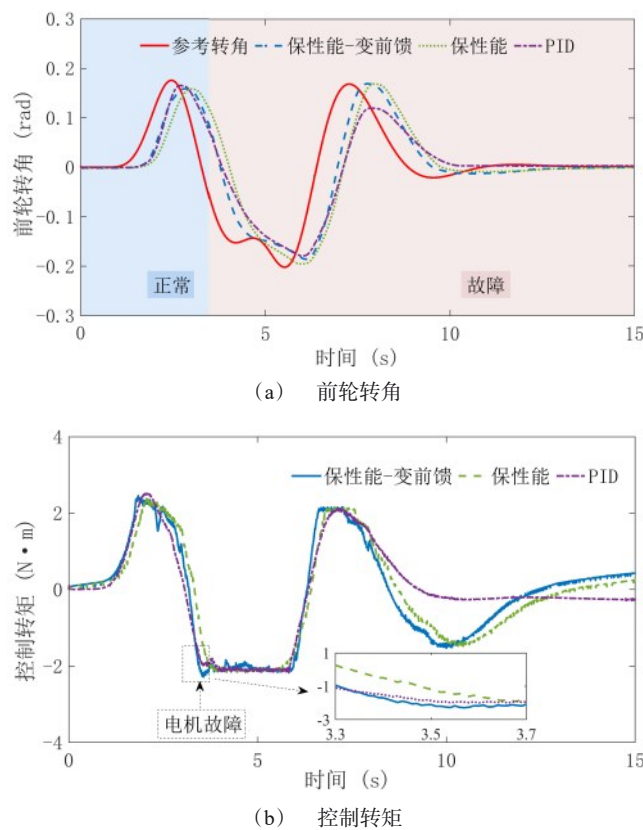


图7 双移线转向工况下各控制策略实验性能对比

Fig. 7 Comparison of experimental results under double lane-change conditions for different strategies

表4 实验的跟踪误差均方根值/ rad
Table 4 The root mean square value of tracking error for the experimental/ rad

控制策略	阶跃	正弦	双移线
保性能-变前馈	3.053×10^{-2}	8.164×10^{-2}	4.908×10^{-2}
保性能	3.182×10^{-2}	1.016×10^{-1}	6.720×10^{-2}
PID	3.139×10^{-2}	8.195×10^{-2}	5.376×10^{-2}

参考文献

[1] YU M, WANG Z, WANG H, et al. Intermittent fault diagnosis and prognosis for steer-by-wire system using composite degradation model[J]. IEEE journal on emerg-

ing and selected topics in circuits and systems, 2023, 13(2): 557-571.

[2] XU K, WANG C, ZHAO W, 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.

[3] WANG X, PAN L, TIAN Y, et al. Adaptive Fault-Tolerant Fixed-Time Sliding Mode Tracking Control for Steer-By-Wire System with Dual-Three-Phase PMSM[J].

- IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025, 74(5): 7554-7564.
- [4] HE L, XU Z, GUO C, et al. A Model Predictive Backstepping Control Approach for Angle Tracking of Steer-by-Wire System[J]. Automot. Innov, 2024, 7: 613 - 626.
- [5] CHEN H, TU Y, WANG H, et al. Fault-tolerant tracking control based on reinforcement learning with application to a steer-by-wire system[J]. Journal of the Franklin Institute, 2022, 359(3): 1152-1171.
- [6] CHEN X, CUI Q, ZHAO W, et al. Variable structure robust H_∞ fault-tolerant control for distributed drive electric vehicle[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, 2025: 09544070251325911.
- [7] WANG X. Active fault tolerant control for unmanned underwater vehicle with actuator fault and guaranteed transient performance[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2020, 6(3): 470-479.
- [8] YANG C, WANG Q, WANG, W, et al. A fault estimation and fault-tolerant operation scheme design under simultaneous actuator and sensor faults for steer-by-wire system[J]. Vehicle System Dynamics, 2025: 1 - 28.
- [9] GLIDA H, SENTOUH C, CHELIHI A, et al. Event-triggered adaptive fault-tolerant control based on sliding mode/neural network for lane keeping assistance systems in steer-by-wire vehicles[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2024.
- [10] XU X, WU Z, HE S, et al. Fault detection and fault-tolerant control of dual-motor autonomous steering system[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2024, 46(15): 2984-2995.
- [11] GONG W, Li B, Ahn C K, et al. Prescribed-time extended state observer and prescribed performance control of quadrotor UAVs against actuator faults[J]. Aerospace Science and Technology, 2023, 138: 108322.
- [12] XU K, ZHOU X, ZHAO W, et al. Performance-guaranteed adaptive switching fault-tolerant control of steer-by-wire system considering actuator fault and load disturbance[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024.
- [13] ZHOU S, LI Y, TONG S. Prescribed performance adaptive fuzzy output feedback control for steer-by-wire vehicle system with intermittent actuator faults[J]. Neural Computing and Applications, 2024: 1-14.
- [14] ZHAO X, ZHAO L. Steering angle tracking control of steer-by-wire system with prescribed performance under primary sensor failure[J]. 2025, 161: 106354.
- [15] SHEN Z, ZHANG T, SONG Y. Performance guaranteed fault-tolerant control of robotic manipulators under actuator faults and motion constraints[J]. International Journal of Control, 2021, 94(4): 881-892.
- [16] 蔡赫, 师鹏. 基于LPV模型的挠性航天器保性能姿态控制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50 (12): 3921-3929.
- CAI H, SHI P. Attitude guaranteed cost control method for flexible spacecraft based on LPV model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024, 50 (12): 3921-3929.
- [17] CHANG S, PENG T. Adaptive guaranteed cost control of systems with uncertain pa-

- rameters[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1972, 17(4): 474-483.
- [18] QIAO M, CHANG X. Quantified Guaranteed Cost Fault-Tolerant Control for Continuous-Time Fuzzy Singular Systems With Sensor and Actuator Faults[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2023., 32(2): 660-670.
- [19] 段虹州. 控制输入受限的陀螺仪系统保性能控制策略研究[D]. 吉林化工学院, 2024.
- DUAN H. Research on guaranteed performance control strategy of gyroscope system with limited control input[D]. Jilin Institute of Chemical Technology, 2024.
- [20] WANG L, CHEN X, GAO F. An LMI method to robust iterative learning fault-tolerant guaranteed cost control for batch processes[J]. Chinese Journal of Chemical Engineering, 2013, 21(4): 401-411.
- [21] XIE C, YANG G. Cooperative guaranteed cost fault-tolerant control for multi-agent systems with time-varying actuator faults [J]. Neurocomputing, 2016, 214: 382-390.
- [22] WU L, LAM J, YAO X, et al. Robust guaranteed cost control of discrete-time networked control systems[J]. Optimal control applications and methods, 2011, 32(1): 95-112.
- [23] HUAI H, WU H, XU J. Robust Lateral Shared Control of Autonomous Vehicle Considering Driver NMS Characteristics [J]. JOURNAL OF MECHANICAL ENGINEERING, 2024, 60(16): 280-290.
- [24] 温俊亮. 四轮转向电动汽车变传动比转向控制及稳定性研究[D]. 燕山大学, 2021.
- WEN J. Research on Variable Transmission Ratio Steering Control and Stability of Four-Wheel Steering Electric Vehicle [D]. Yanshan University, 2021.
- [25] 张紫薇, 郑玲, 李以农, 等. 不可靠车载传输环境下的智能汽车轨迹跟踪控制方法[J]. 中国公路学报, 2023, 36(06): 284-297.
- ZHANG Z, ZHENG L, LI Y, et al. Trajectory Tracking Control of Intelligent Vehicle in Unreliable Onboard Data Transmission Environment[J]. China J. Highw. Transp., 2023, 36(06): 284-297.
- [26] LIU W, JIANG Z. Adaptive fault-tolerant control based on linear matrix inequalities for actuator failures in steer-by-wire system[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, 2024, 238(14): 4379-4393.
- [27] WANG H, KONG H, MAN Z, et al. Sliding mode control for steer-by-wire systems with AC motors in road vehicles[J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(3): 1596-1611.
- [28] 余志生. 汽车理论[M]. 北京: 机械工业出版社, 2023.
- YU Z. Automobile theory[M]. China machine press, 2023.
- [29] 汪选要. 横向辅助驾驶及人机共驾控制策略的研究[D]. 合肥工业大学, 2017.
- WANG X. Research on Control Strategy of Lateral Assistance Driving and Man-machine Mutual Driving[D]. Hefei University of Technology, 2017.
- [30] 俞凡. 鲁棒控制——线性矩阵不等式处理方法[M]. 清华大学出版社, 2002.
- YU F. Robust Control - Linear Matrix Inequality (LMI) Approach [M]. Tsinghua University Press, 2002.
- [31] 罗剑. 分布式电驱车辆制/驱动力协调

及主动容错控制[D]. 清华大学, 2014.

LUO J. Brake and Traction Force Coordi-
nation and Active Fault Tolerant Control

for Distributed Electric Vehicles[D]. Tsing-
hua University, 2014.