

# 分布式电驱动承载平台的动力学建模与模型预测控制\*

原野<sup>1</sup> 陈龙<sup>2</sup> 潘伟<sup>2</sup> 李艺<sup>1</sup> 秦兆博<sup>2</sup>

(1. 中国汽车工程研究院股份有限公司, 重庆 401122; 2. 湖南大学机械与运载工程学院, 长沙 410082)

**【摘要】**针对分布式电驱动承载平台轨迹跟踪控制存在高速跟踪精度低、鲁棒性弱等问题, 设计了基于期望前轮转角跟踪的分层式横向运动控制策略。以分布式电驱动承载平台为研究对象, 基于各子系统的动力学分析和轮地作用关系分析, 构建了完整的胶轮、车体、电驱等模块的一体化动力学模型。通过构建上层模型预测控制(MPC)轨迹跟踪和下层转向电机转角控制的分层式运动控制策略, 可实现承载平台横向位置的高精度控制。基于Simulink搭建承载平台整体动力学仿真模型, 仿真结果表明: 设计的横向运动控制策略在多级速度下均能高精度实现多场景轨迹跟踪; 与滑模控制器相比, 其控制精度提升了33%, 控制稳定性显著提升。

**关键词:** 分布式电驱动承载平台 动力学建模 模型预测控制 滑模控制 轨迹跟踪

**中图分类号:** U467.1 **文献标志码:** A **DOI:** 10.19620/j.cnki.1000-3703.20240594

## Dynamic Modeling and Model Predictive Control of Distributed Electric Drive Bearing Platforms

Yuan Ye<sup>1</sup>, Chen Long<sup>2</sup>, Pan Wei<sup>2</sup>, Li Yi<sup>1</sup>, Qin Zhaobo<sup>2</sup>

(1. China Automotive Engineering Research Institute Co., Ltd, Chongqing 401122; 2. College of Mechanical and Vehicle Engineering, Hunan University, Changsha 410082)

**【Abstract】**Aiming at the issues of low high-speed tracking accuracy and weak robustness in the trajectory tracking control of distributed electric drive bearing platforms, a hierarchical lateral motion control strategy based on desired front wheel angle tracking is designed. Taking the distributed electric drive bearing platform as the research object, a comprehensive dynamic model integrating rubber wheels, vehicle body, and electric drive modules is constructed based on the dynamic analysis of each subsystem and the interaction relationship between the wheels and the ground. By constructing a hierarchical motion control strategy with upper-level Model Predictive Control (MPC) trajectory tracking and lower-level steering motor angle control, high-precision control of the platform's lateral position can be achieved. A holistic dynamic simulation model of the bearing platform is built using Simulink. The simulation results show that the lateral motion control strategy designed in this research can achieve multi-scenario trajectory tracking with high precision at various speeds. Compared with the sliding mode controller, the control accuracy of this strategy is improved by 33%, and the control stability is significantly enhanced.

**Key words:** Distributed electric drive bearing platform, Dynamic modeling, Model predictive control, Sliding mode control, Trajectory tracking

**【引用格式】**原野, 陈龙, 潘伟, 等. 分布式电驱动承载平台的动力学建模与模型预测控制[J]. 汽车技术, 2025(3): 46-55.

YUAN Y, CHEN L, PAN W, et al. Dynamic Modeling and Model Predictive Control of Distributed Electric Drive Bearing Platforms[J]. Automobile Technology, 2025(3): 46-55.

### 1 前言

先进驾驶辅助系统(Advanced Driver Assistance Systems, ADAS), 如自动紧急制动系统<sup>[1]</sup>、紧急转向辅助

系统等, 可有效增强汽车驾驶的安全性、平稳性、舒适性, 已成为汽车智能化的重要组成部分, 并逐渐向低成本车辆推广<sup>[2]</sup>。分布式电驱动承载平台可通过跟踪预设轨迹, 模拟复杂交通场景, 以评估 ADAS 系统的性能。

\*基金项目: 国家重点研发计划项目(2022YFB2503301); 国家自然科学基金(52402470); 江苏省产业技术研究院集萃青年研究员项目。  
通信作者: 陈龙(2001—), 男, 硕士, 研究方向为车辆动力学控制、路面附着系数估计, chenlong\_autoe@hnu.edu.cn。

该平台采用四轮轮边电机的分布式驱动系统,简化传动链、降低平台高度,使其可承受重型车辆碾压,并克服传统碰撞测试风险大、成本高、设备复用率低等问题,已广泛用于ADAS与自动驾驶技术测试。4activeSystem的Robotic platforms产品已获Euro NCAP 2020测试批准<sup>[3]</sup>,AB Dynamics的可控软目标可在120 km/h下精确运动<sup>[4]</sup>。此外,长沙立中汽车的超平承载机器人测试装置也在相关研究中进行了动力学分析与元器件选型<sup>[5-6]</sup>。尽管该平台已在测试场和智能驾驶公司得到应用,但其动力学模型与运动控制算法研究仍较少。

运动控制包括纵向控制和横向控制,其中横向控制通过自动转向使平台沿期望路径行驶<sup>[7]</sup>,是精准复现行驶工况的关键。已有研究采用嵌套PID<sup>[8]</sup>和Stanley算法<sup>[9]</sup>进行路径跟踪,其控制器结构简单、响应快,但在高速、大曲率工况下稳定性较差。为提升鲁棒性,赵熙俊等人设计了基于指数趋近率的自动转向控制,提高了跟踪精度和动态性能<sup>[10]</sup>,高琳琳等人基于路径跟踪误差和车路位置关系优化线性二次型调节器(Linear Quadratic Regulator, LQR),增强其适应性<sup>[11]</sup>。但这些方法未充分考虑执行器约束,易导致电机工作不平稳,影响控制精度和稳定性。

电驱动承载平台与传统汽车结构不同,质量轻、附着小,抗干扰能力弱。其特制胶轮和独特转向机构使轮胎刚度、转动惯量等参数难以精确获取,增加了建模不确定性。模型预测控制(Model Predict Control, MPC)通过模型预测和在线优化策略实现控制序列的精确控制,且具有实时性<sup>[12]</sup>,通过自适应选择最优时域参数可以取得较好的控制效果<sup>[13]</sup>。

本文结合动力学和轮地作用分析,构建胶轮、车体、电驱等模块的一体化动力学模型,并针对高速轨迹跟踪,设计基于期望前轮转角跟踪的分层横向控制策略,最后通过仿真验证该策略在高速工况下的控制精度和稳定性。

## 2 系统动力学建模

### 2.1 电驱动承载平台

电驱动承载平台根据承载目标物类型可分为电动自行车承载平台(小平台)、摩托车承载平台(中平台)和机动车承载平台(大平台),本文将围绕小平台展开研究。电驱动承载平台采用四轮驱动前轮转向的驱动形式,由铝合金外壳、控制器、驱动系统、转向系统和定位系统等构成。由控制器向各子系统发送驱动/制动/转向信号,控制驱动电机、转向电机正反转,从而实现胶轮

的加速、减速和变向。电驱动承载平台的实物图和应用场景如图1、图2所示。

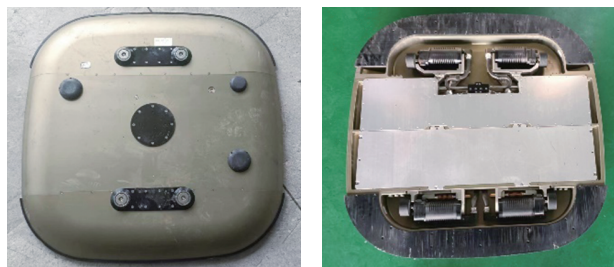


图1 电驱动承载平台(小平台)实物



图2 电驱动承载平台(小平台)应用场景

### 2.2 平台动力学模型

平台在运动过程中受到的外部纵向力包括驱动电机驱动力 $F_t$ 、空气阻力 $F_w$ 、坡道阻力 $F_i$ 、滚动阻力 $F_f$ 、加速阻力 $F_j$ 。由纵向动力学分析可知:

$$F_t = F_w + F_f + F_i + F_j \quad (1)$$

沿 $x$ 轴的纵向动力学方程为:

$$m\ddot{x} = F_t - mg \sin \theta - fmg \cos \theta - \frac{1}{2} \rho C_d A_f \dot{x}^2 \quad (2)$$

式中: $m$ 为平台与目标物整体质量; $x$ 为平台行驶的纵向距离; $g$ 为重力加速度; $\theta$ 为平台所在位置的坡度角; $f$ 为胶轮的滚动阻力; $\rho$ 为空气密度; $C_d$ 为空气阻力系数; $A_f$ 为迎风面积,此处定义为目标物在纵向的投影面积。

平台具有扁平化的外观结构,其运动过程中俯仰运动、侧倾运动的幅度较小,因此只考虑平台沿 $y$ 轴的横向运动和绕 $z$ 轴的横摆运动<sup>[14]</sup>,其动力学模型如图3所示。

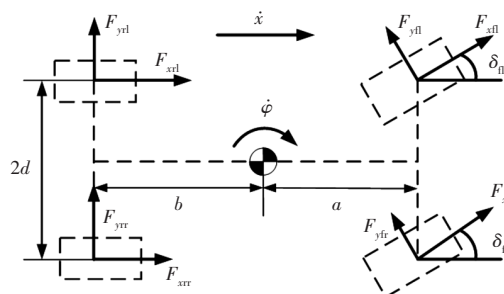


图3 电驱动承载平台动力学模型

沿 $y$ 轴的横向动力学方程为:

$$m(\ddot{y} + \dot{x}\dot{\phi}) = F_{yrl} + F_{yrr} + F_{xrl} \sin \delta_n + F_{xrl} \cos \delta_n + F_{xfr} \sin \delta_{fr} + F_{xfr} \cos \delta_{fr} \quad (3)$$

式中: $y$ 为平台行驶的横向距离, $\phi$ 为平台的航向角, $\delta_n$ 、

$\delta_{fl}$  分别为左前轮、右前轮的转角,  $F_{xfl}$ 、 $F_{xfr}$  分别为左前轮、右前轮的纵向力,  $F_{yfl}$ 、 $F_{yfr}$ 、 $F_{yrl}$ 、 $F_{yrr}$  分别为左前轮、右前轮、左后轮、右后轮的横向力。

绕  $z$  轴的力矩平衡可得横摆动力学方程为:

$$I_z \ddot{\varphi} = b(F_{yrl} + F_{yrr}) - a(aF_{xfl} \sin \delta_{fl} + F_{yfl} \cos \delta_{fl} + F_{xfr} \sin \delta_{fr} + F_{yfr} \cos \delta_{fr}) + d(F_{xrl} + F_{xfl} \cos \delta_{fl} + F_{yfr} \sin \delta_{fr} - F_{xrr} - F_{xfr} \cos \delta_{fl} - F_{yrl} \sin \delta_{fl}) \quad (4)$$

式中:  $I_z$  为平台的转动惯量,  $a$  为质心到前轴的距离,  $b$  为质心到后轴的距离,  $d$  为轮距半宽,  $F_{xrl}$ 、 $F_{xrr}$  分别为左后轮、右后轮的纵向力。

将平台在 Frenet 坐标系下的位置坐标转化为大地坐标系下的位置坐标, 即

$$\dot{X} = \dot{x} \cos \varphi - \dot{y} \sin \varphi \quad (5)$$

$$\dot{Y} = \dot{x} \sin \varphi + \dot{y} \cos \varphi \quad (6)$$

### 2.3 胶轮模型

电驱动承载平台采用特制实心橡胶轮, 其动力学性能具有较强的非线性。由 Pacejka 提出的魔术公式揭示了轮胎的侧向力与车轮侧偏角的定量关系, 即当轮胎侧偏角较小时, 轮胎侧向力与侧偏角近似呈线性关系<sup>[15]</sup>:

$$F_y = C_\alpha \cdot \alpha \quad (7)$$

式中:  $C_\alpha$  为轮胎的侧偏刚度,  $\alpha$  为轮胎侧偏角。

由几何关系和刚体运动可得左前轮侧偏角  $\alpha_{fl}$ 、右前轮侧偏角  $\alpha_{fr}$ 、左后轮侧偏角  $\alpha_{rl}$ 、右后轮侧偏角  $\alpha_{rr}$  分别为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{fl} = \arctan\left(\frac{\dot{y} - a\dot{\varphi}}{\dot{x} + d\dot{\varphi}}\right) - \delta_{fl} \approx \frac{\dot{y} - a\dot{\varphi}}{\dot{x} + d\dot{\varphi}} - \delta_{fl} \\ \alpha_{fr} = \arctan\left(\frac{\dot{y} - a\dot{\varphi}}{\dot{x} - d\dot{\varphi}}\right) - \delta_{fr} \approx \frac{\dot{y} - a\dot{\varphi}}{\dot{x} - d\dot{\varphi}} - \delta_{fr} \\ \alpha_{rl} = \arctan\left(\frac{\dot{y} + b\dot{\varphi}}{\dot{x} + d\dot{\varphi}}\right) \approx \frac{\dot{y} + b\dot{\varphi}}{\dot{x} + d\dot{\varphi}} \\ \alpha_{rr} = \arctan\left(\frac{\dot{y} + b\dot{\varphi}}{\dot{x} - d\dot{\varphi}}\right) \approx \frac{\dot{y} + b\dot{\varphi}}{\dot{x} - d\dot{\varphi}} \end{array} \right. \quad (8)$$

通过实时获取电驱动承载平台的纵向速度、横向速度、横摆角速度和前轮转角, 根据轮胎模型求取车轮侧偏角, 从而解决车轮侧向力无法精确估计和测量的问题。

将式(3)、式(4)、式(8)联立, 根据小角度假设, 其侧向动力学方程可改写为:

$$\left\{ \begin{array}{l} m\ddot{y} = C_{af}\left(\frac{\dot{y} - a\dot{\varphi}}{\dot{x} + d\dot{\varphi}} - \delta_{fl}\right) + C_{af}\left(\frac{\dot{y} - a\dot{\varphi}}{\dot{x} - d\dot{\varphi}} - \delta_{fr}\right) + C_{ar}\frac{\dot{y} + a\dot{\varphi}}{\dot{x} + d\dot{\varphi}} + C_{ar}\frac{\dot{y} + a\dot{\varphi}}{\dot{x} - d\dot{\varphi}} - m\dot{x}\dot{\varphi} \\ I_z \ddot{\varphi} = bC_{ar}\frac{\dot{y} + a\dot{\varphi}}{\dot{x} - d\dot{\varphi}} + bC_{ar}\frac{\dot{y} + a\dot{\varphi}}{\dot{x} + d\dot{\varphi}} - aC_{af}\left(\frac{\dot{y} - a\dot{\varphi}}{\dot{x} + d\dot{\varphi}} - \delta_{fl}\right) - aC_{af}\left(\frac{\dot{y} - a\dot{\varphi}}{\dot{x} - d\dot{\varphi}} - \delta_{fr}\right) \end{array} \right. \quad (9)$$

### 2.4 电机模型

电驱动承载平台驱动电机选用直流无刷电机, 额定电压为 36 V; 转向电机选用直流有刷电机, 额定电压为 48 V。直流电机具有额定转速高、启动转矩大、调速性能好等特点, 在高转速、高负载可实现高精度的稳定转速控制。电机性能参数如表 1 所示。

表 1 电机性能参数

电机参数	电机类型	
	驱动电机	转向电机
额定电压/V	36	48
空载转速/r·min <sup>-1</sup>	5 010	7 590
空载电流/mA	493	68.6
额定转速/r·min <sup>-1</sup>	3 920	7 000
额定转矩/N·m	1 040	187
额定电流/A	13.2	3.17
转矩常数/N·m·A <sup>-1</sup>	68	60.3
转速常数/r·min <sup>-1</sup> ·V <sup>-1</sup>	140	158
转子转动惯量/g·cm <sup>2</sup>	170	137

选择 36 V 驱动电机能够有效满足电驱动承载平台在已知目标负载和目标速度下的动力需求。低电压电机的选用有助于降低承载平台的整体成本, 同时其尺寸符合紧凑型布局设计的要求; 48 V 转向电机则具备高扭矩和高动态响应的特性, 能够在复杂驾驶条件下实现快速调整, 从而满足高精度控制需求。

电机的输出扭矩  $T$  与电机的工作电流  $I$  近似呈现线性关系:

$$T = K_i \cdot I \quad (10)$$

式中:  $K_i$  为电机的转矩常数。

同时, 电机的输出扭矩  $T_w$  受到电机转速的限制。其对应关系由电机的外特性曲线决定:

$$T_w = \begin{cases} T_m & n \leq n_0 \\ \frac{9550P}{n} & n > n_0 \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $T_m$  为电机的额定转矩,  $P$  为电机的额定功率,  $n$  为电机的工作转速,  $n_0$  为基速。

驱动电机的输出轴通过同步带与车轮的轮毂轴相连, 从而带动车轮旋转。其工作转速可由车速计算得到:

$$n = \frac{v_x}{\pi D} \quad (12)$$

式中:  $v_x$  为电驱动承载平台的纵向车速,  $D$  为车轮直径。

由此, 电机的驱动扭矩  $T_d$  可由下式确定:

$$T_d = \begin{cases} \min(T_c, T_m), & n \leq n_0 \\ \min\left(T_c, \frac{9550\pi PD}{v_x}\right), & n > n_0 \end{cases} \quad (13)$$

式中: $T_c$ 为控制器给定的电机扭矩。

当电驱动承载平台处于减速过程时,驱动电机中通过反向工作电流产生制动力矩阻碍电机旋转。反向工作电流由两部分组成,一部分是由控制器给定的反向控制电流,另一部分是由旋转的电机转子在回路中切割磁感线产生反向电动势产生的电流。反向电动势产生的电流为:

$$I_r = \frac{n}{K_v R} \quad (14)$$

式中: $K_v$ 为电机的转速常数, $R$ 为回路电阻。

由此,电机的制动扭矩 $T_b$ 可由式(8)计算得到:

$$T_b = K_t \cdot (I_f + I_c) \quad (15)$$

式中: $I_c$ 为控制器给定的反向控制电流。

转向电机的工作原理与驱动电机类似,其输出的转向扭矩可由式(10)确定。转向机构由丝杆滑块、转向推动块和转向拉杆等部分组成,丝杆滑块机构将转向电机输出轴的角位移转化为滑块的直线往复运动,转向推动块与滑块刚性连接,由转向推动块推动转向拉杆从而实现轮胎的变向。

转向电机的转动方程为:

$$J\ddot{\theta}_\omega = T_\omega - T_z \quad (16)$$

式中: $J$ 为转向电机的转动惯量, $\theta_\omega$ 为转向电机的角位移, $T_\omega$ 为转向电机产生的转向扭矩, $T_z$ 为转向电机的负载扭矩。

设丝杆总行程为 $L$ ,丝杆螺纹导程为 $L_h$ ,转向内侧极限转角为 $\delta_{in}$ ,转向外侧极限转角为 $\delta_{out}$ ,左前轮转角可近似确定为:

$$\delta_n = \begin{cases} \frac{\theta_\omega L_h}{\pi L} \cdot \delta_{in} & \theta_\omega > 0 \\ 0 & \theta_\omega = 0 \\ \frac{\theta_\omega L_h}{\pi L} \cdot \delta_{out} & \theta_\omega < 0 \end{cases} \quad (17)$$

根据阿克曼转向原理,右前轮转角为:

$$\cot \delta_{fr} - \cot \delta_n = \frac{2d}{a+b} \quad (18)$$

### 3 运动控制系统设计

针对分布式电驱动承载平台的轨迹跟踪,本文提出了基于纵向PID/横向MPC的运动控制方法。对于横向运动控制,该方法设计了基于期望前轮转角跟踪的分层式横向运动控制策略。该策略分为上层轨迹跟踪控制和下层转向电机转角控制。上层轨迹跟踪控制由MPC算法基于预测模型求解的横向误差和航向角误差滚动求解考虑执行器约束的期望前轮转角,下层转向电机转

角控制由PID算法基于前轮转角误差输出转向电机扭矩,从而控制电机转角以实现期望前轮转角的精准跟踪,实现电驱动承载平台横向运动的高精度控制。对于纵向运动控制,该方法设计了纵向车速跟随控制器。由PID控制算法基于速度误差输出驱动电机的期望驱动扭矩,从而实现承载平台的高精度速度控制。纵向车速跟随控制器的原理与转向电机控制器类似,控制系统总体框架如图4所示。

#### 3.1 上层MPC控制器设计

##### 3.1.1 预测模型搭建

为了保证高速工况下控制器的实时性,将非线性系统 $\dot{\xi} = f(\xi, u)$ 在工作点 $(\xi_r, u_r)$ 进行泰勒展开,转换为线性时变系统。设状态量为 $\xi = [\dot{y}, \varphi, \dot{\varphi}, Y, X]$ ,控制量选取为 $u = [\delta]$ ,有:

$$\dot{\tilde{\xi}} = \tilde{\xi} - \tilde{\xi}_r = \mathbf{A}_l \tilde{\xi} + \mathbf{B}_l \tilde{u} \quad (19)$$

式中: $\mathbf{A}(t)$ 、 $\mathbf{B}(t)$ 分别为状态空间方程对状态量、控制量的雅可比矩阵。

采用前向欧拉法将线性时变系统离散化,可将(17)和(18)式写为:

$$\tilde{\xi}(k+1) = \mathbf{A}_k \tilde{\xi}(k) + \mathbf{B}_k \tilde{u}(k) \quad (20)$$

式中: $\mathbf{A}_k = \mathbf{A}_l T + \mathbf{I}$ , $\mathbf{B}_k = \mathbf{B}_l T$ , $T$ 为采样时间, $k$ 为当前时刻。

将式(20)展开,可得:

$$d(k) = \xi_r(k+1) - \mathbf{A}_k \xi_r(k) - \mathbf{B}_k u_r(k) \quad (21)$$

$$\xi(k+1) = \mathbf{A}_k \xi(k) + \mathbf{B}_k u(k) + d(k) \quad (22)$$

为了约束控制增量,将状态量和控制量合并成为新的状态量:

$$\xi(k) = \begin{bmatrix} \xi(k) \\ u(k-1|t) \end{bmatrix} \quad (23)$$

联立式(22)和式(23),可得新的状态空间方程:

$$\xi(k+1) = \mathbf{A} \xi(k) + \mathbf{B} \Delta u(k) + d(k|t) \quad (24)$$

$$\eta(k|t) = \mathbf{C} \xi(k|t) \quad (25)$$

其中, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_k & \mathbf{B}_k \\ \mathbf{0}_{m \times n} & \mathbf{I}_m \end{bmatrix}$ , $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_k \\ \mathbf{I}_m \end{bmatrix}$ 。

由此,根据式(26)可基于当前的状态量和控制量预测系统未来任意时刻的状态量和输出量。假设系统的预测时域为 $N_p$ ,控制时域为 $N_c$ ,当前时刻为 $t$ 时可得预测方程:

$$\mathbf{Y}(t) = \Psi \xi(t|t) + \Theta \Delta \mathbf{U}(t) + \Gamma \Phi(t) \quad (26)$$

式中: $\mathbf{Y}(t)$ 、 $\xi(t|t)$ 分别为预测时域内被控系统的输出量矩阵和状态量矩阵, $\Phi(t)$ 为模型线性化推导出的误差矩阵, $\Delta \mathbf{U}(t)$ 为控制时域内的控制量增量矩阵, $\Psi$ 、 $\Gamma$ 、 $\Theta$ 均为常矩阵,其中:

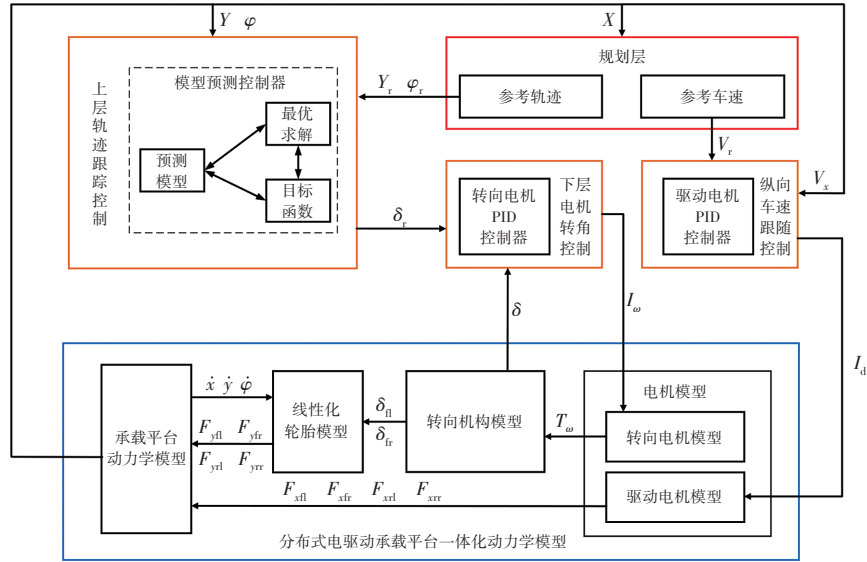


图4 控制系统总体框架

$$Y(t) = \begin{bmatrix} \eta(t+1|t) \\ \eta(t+2|t) \\ \vdots \\ \eta(t+N_c|t) \\ \vdots \\ \eta(t+N_p|t) \end{bmatrix}, \Psi = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{N_c} \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix},$$

$$\Delta U(t) = \begin{bmatrix} \Delta u(t|t) \\ \Delta u(t+1|t) \\ \vdots \\ \eta(t+N_c|t) \end{bmatrix}, \Phi(t) = \begin{bmatrix} d(t|t) \\ d(t+1|t) \\ \vdots \\ d(t+N_p|t) \end{bmatrix},$$

$$F = \begin{bmatrix} C & 0 & \cdots & 0 \\ CA & C & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ CA^{N_p-1} & CA^{N_p-2} & \cdots & C \end{bmatrix},$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & 0 \\ CAB & CB & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ CA^{N_c}B & CA^{N_c-1}B & \cdots & CAB \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & \cdots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix} \circ$$

### 3.1.2 约束条件设计

在动态系统中实现优化控制目标的同时,应确保控制变量和系统状态在预先定义的物理和工程约束范围内。约束条件的引入在控制器设计过程中便于有效地限制控制变量,以防止系统因控制变量超出可行范围失去稳定。

将转向电机系统作为执行机构,由于丝杆行程和电机转速有限,应对前轮转角及其变化率作出如下限制:

$$\delta_{\min} \leq \delta(t+k|t) \leq \delta_{\max}, \quad k = 1, 2, \dots, N_c - 1 \quad (27)$$

$$\Delta\delta_{\min} \leq \Delta\delta(t+k|t) \leq \Delta\delta_{\max}, \quad k = 1, 2, \dots, N_c - 1 \quad (28)$$

对状态量作出如下限制:

$$Y_{\min} \leq Y(t+k|t) \leq Y_{\max}, \quad k = 1, 2, \dots, N_p - 1 \quad (29)$$

$$\varphi_{\min} \leq \varphi(t+k|t) \leq \varphi_{\max}, \quad k = 1, 2, \dots, N_p - 1 \quad (30)$$

### 3.1.3 目标函数设计

根据分布式电驱动承载平台运动控制要求,平台的实际运动轨迹与参考轨迹的偏差应尽可能小,平台在运动的过程中应保持稳定的状态,避免过大横摆角速度的情况。通过综合考虑平台的轨迹跟踪精度和运动稳定性,设计目标函数 $J(k)$ 如下:

$$J(k) = \sum_{i=1}^{N_p} \|\eta_{\text{ref}}(k+i|k) - \eta(k+i|k)\|_Q^2 + \sum_{i=1}^{N_c-1} \|\Delta U(k+i|k)\|_R^2 + \rho\varepsilon^2 \quad (31)$$

式中: $\eta_{\text{ref}}(k+i|k)$ 为预测时域内的期望输出量; $Q$ 、 $R$ 分别为控制精度和控制稳定性在平台性能指标中所占权重; $\rho\varepsilon^2$ 为引入的松弛因子,避免二次规划求解过程中出现无可解的情况。

对以上设计的目标函数和约束条件进行求解,可得到控制时域内的最优控制量增量序列:

$$\Delta U^*(t) = [\Delta u^*(t), \Delta u^*(t+1), \dots, \Delta u^*(t+N_c-1)] \quad (32)$$

选取序列中第一个元素作为当前时刻的控制量增量输入系统,即可求解当前时刻的最优前轮转角:

$$u(t) = u(t-1) + \Delta u^*(t) \quad (33)$$

### 3.2 下层转向电机转角控制器设计

转向电机控制器采用PID控制转向电机转子的旋转变角从而实现前轮转角的精确控制。其接收上层由

MPC控制器求解生成的期望前轮转角和转向电机模型输出的实际前轮转角,实时输出转向电机的期望扭矩。其PID控制的离散化公式为:

$$u(k) = K_p(k) \cdot e(k) + K_i(k) \cdot \sum e(k) + K_d(k) \cdot [e(k) - e(k-1)] \quad (34)$$

式中: $u(k)$ 为转向电机期望扭矩, $e(k)$ 为期望前轮转角与实际前轮转角的偏差, $K_p(k)$ 、 $K_i(k)$ 、 $K_d(k)$ 分别为比例、积分、微分系数。

## 4 系统性能验证

### 4.1 基于测试场景的平台性能分析

针对ADAS的测试场景,《C-NCAP管理规则》中制定的主动安全ADAS试验规程明确划分了车辆直行与前方静止目标车辆测试场景(Car-to-Car Rear Stationary, CCRs)、车辆高速直行与前方静止目标车辆测试场景(High Speed Car to Car Rear, CCRH)、车辆左转与对向目标车辆测试场景(Car-to-Car Front Turn-Across-Path, CCFT)等多个典型场景,以上测试场景主要要求电驱动承载平台在低中速的条件下实现直线工况的行驶;在智能驾驶系统的测试场景中,承载平台需要模拟真实行人、自行车及机动车,为智能汽车创造极限复杂的道路交通环境,以验证其智能驾驶系统的有效性和可靠性。该场景要求平台具备大加速度驱动/制动直线行驶、小曲率转向、大曲率转向等工况下的优异性能。

基于实际应用场景,以下对平台所需验证的关键性能指标进行分析:

a. 轨迹跟踪精度。包括速度跟踪精度和位置跟踪精度,平台在各种测试工况中都对预定轨迹实现高精度跟踪,从而模拟目标物的精确行驶轨迹。现行测试法规均对测试车辆与承载平台的相对速度和相对位置作出了严格规定,轨迹跟踪偏差将影响测试结果,进而导致对被测系统的评估出现偏差。因此,高精度轨迹跟踪是保证测试结果可靠性的核心。

b. 动力响应性能。在模拟高速公路超车以及紧急避障等测试场景时,平台需迅速响应加速与转向指令;此外,由于定位精度、控制精度等的影响,平台启动时往往存在一定的横向偏差,因此需要通过精确控制迅速缩小误差。快速和精确的动力响应是确保平台模拟真实车辆动态行为的重要条件,直接关系到测试结果的真实性。

c. 控制稳定性和鲁棒性。在高速换道、急转弯或避

障测试中,承载平台必须具备稳定的横向控制能力。横向稳定控制避免承载平台因反复横摆影响测试精度,更降低了高速行驶的承载平台在低附着路面上出现甩尾、失控的风险;此外,较高的控制鲁棒性也保证平台在面对外部扰动(横向风、路面不平)时仍能稳定行驶,确保了承载平台的稳定性和安全性。

### 4.2 运动控制系统仿真验证

为验证所设计的模型预测控制器,本文基于Simulink搭建分布式电驱动承载平台的仿真模型和轨迹规划模块,考虑到本文设置的行驶工况应复现真实的交通场景,分别基于40 km/h、60 km/h、80 km/h的车速针对直线工况、换道工况、双移线工况进行了仿真试验。为进一步验证模型预测控制算法在多级速度下横向控制的鲁棒性,本文采用所提出的MPC控制器与滑模控制器进行对比分析。仿真搭建的平台模型参数如表2所示。

表2 仿真平台参数

平台参数	数值
平台质量 $m/\text{kg}$	56
质心距离前轴距离 $a/\text{m}$	0.279
质心距离后轴距离 $b/\text{m}$	0.279
绕Z轴转动惯量 $I_z/\text{kg}\cdot\text{m}^2$	10
前轮侧偏刚度 $C_{af}/\text{N}\cdot\text{rad}^{-1}$	-12 000
后轮侧偏刚度 $C_{ar}/\text{N}\cdot\text{rad}^{-1}$	-12 000

#### 4.2.1 滑模控制器设计

滑模控制对于系统参数的不确定性和外界扰动具有较强的鲁棒性,可设计滑模控制器跟踪期望横向位置。定义横向位置跟踪误差 $y_e$ :

$$y_e = y - y_r \quad (35)$$

式中: $y_r$ 为期望的横向位置, $y$ 为平台当前的横向位置。

定义滑模切换面为:

$$S = C \cdot y_e + \dot{y}_e \quad (36)$$

式中: $C$ 为滑模控制器的参数。

对滑模面求导:

$$\dot{S} = C \cdot \dot{y}_e + \ddot{y}_e \quad (37)$$

根据车辆动力学模型,可得:

$$\dot{y}_e = \dot{y} + V_x(\varphi - \varphi_{des}) \quad (38)$$

$$\ddot{y}_e = -\frac{2C_{af} + 2C_{ar}}{mV_x} \dot{y} - \frac{2C_{af}l_f - 2C_{ar}l_r}{mV_x} \dot{\varphi} + \frac{2C_{af}}{m} \delta - V_x \dot{\varphi}_{des} \quad (39)$$

式中: $\dot{\varphi}_{des}$ 为承载平台跟踪预设轨迹的期望横摆角速度。

合适的趋近律可使系统状态快速趋近滑模面 $S=0$ 并在其上滑动。本文采用等速趋近律进行设计:

$$u = -\lambda \cdot \text{sgn}(S) \quad (40)$$

式中: $\lambda$ 为等速趋近律的参数。

将趋近律代入系统动力学方程,得到控制律:

$$\delta = -\lambda \cdot \text{sgn}(S) + \frac{2C_{af} + 2C_{ar}}{mV_x} \dot{y} - \frac{2C_{af}l_f - 2C_{ar}l_r}{mV_x} \varphi + \dot{V}_x \dot{\varphi}_{\text{des}} - C[\dot{y} + V_x(\varphi - \varphi_{\text{des}})] \quad (41)$$

由此,完成基于横向位置误差的滑模控制器设计。

#### 4.2.2 直线工况仿真

根据行业标准《检测仪器设备国产化验证评价指南 道路交通柔性目标驱动平台车》中的指标要求,直线行驶工况是承载平台基础特性评价的重要测试场景。由于定位精度、控制精度等因素的影响,承载平台在实际工况的初始位置会与规划的直线轨迹产生小距离的横向偏差,因此,本文设置平台的初始横向偏差为0.1 m。图5~图7分别为承载平台在匀速40 km/h、60 km/h、80 km/h采用两种控制器追踪直线轨迹的结果对比。

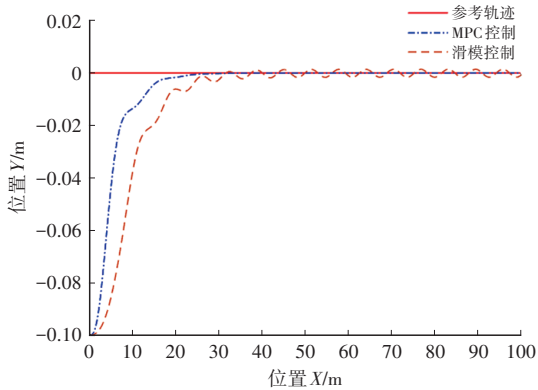


图5 直线工况轨迹跟踪结果对比(40 km/h)

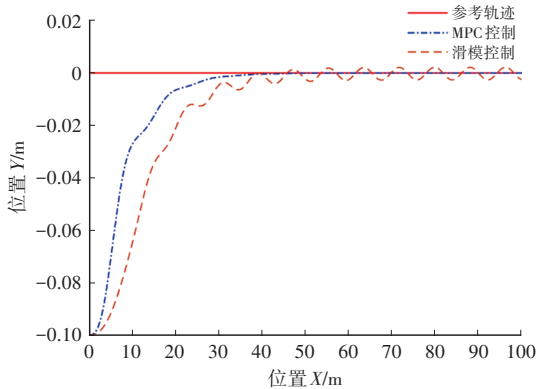


图6 直线工况轨迹跟踪结果对比(60 km/h)

由仿真结果可知,本文设计的MPC控制器和滑模控制器均能迅速消除初始横向误差并准确跟踪参考轨迹。在三级车速工况下,MPC控制器可在2 s内由初始位置平滑逼近参考直线轨迹,其跟踪过程未出现明显的抖振现象。滑模控制器的响应速度相对缓慢,需要3 s才能消除初始横向误差。且由于滑模控制器的控制特性,等速趋近律引入的控制量波动导致实际轨迹沿着

参考轨迹存在抖振的现象,40 km/h、60 km/h、80 km/h工况下抖振产生的最大横向误差分别为0.001 7 m、0.002 6 m、0.004 4 m。

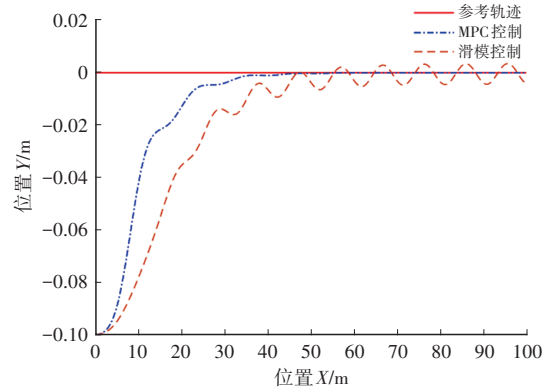


图7 直线工况轨迹跟踪结果对比(80 km/h)

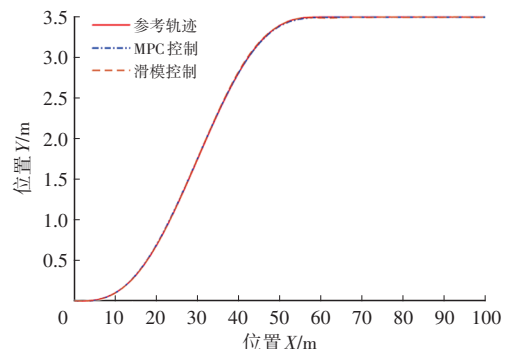
#### 4.2.3 换道工况仿真

为进一步验证所设计的MPC控制器在横向控制中的控制效果,选择曲率较小的换道工况进行轨迹跟踪仿真。换道工况可作为自动紧急转向(Autonomous Emergency Steering, AES)、紧急转向辅助(Emergency Steering Assist, ESA)等ADAS功能的重要测试场景,设置换道工况总长为100 m,前60 m由承载平台向横向距离为3.5 m的左侧车道执行变道操作,后40 m由承载平台完成稳定的直线行驶。设置MPC控制器的控制参数如表3所示。

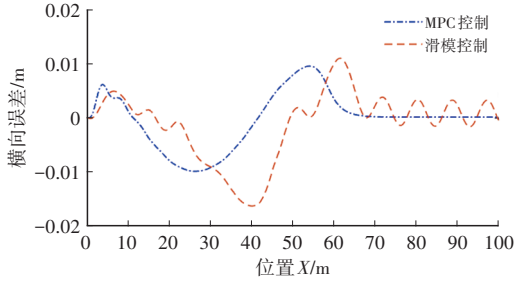
表3 MPC控制器控制参数

控制参数	数值
预测时域 $N_p/s$	40
控制时域 $N_c/s$	4
采样时间 $T_s/s$	0.025
状态量权重矩阵 $Q$	$\begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 5000 \end{bmatrix}$
控制量权重 $R$	$6 \times 10^4$

图8~图10分别为承载平台在匀速40 km/h、60 km/h、80 km/h采用两种控制器跟踪换道轨迹的仿真结果。

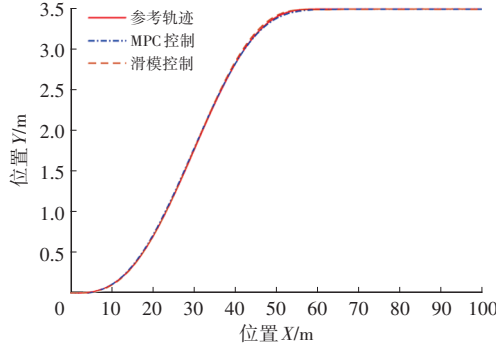


(a)运动轨迹

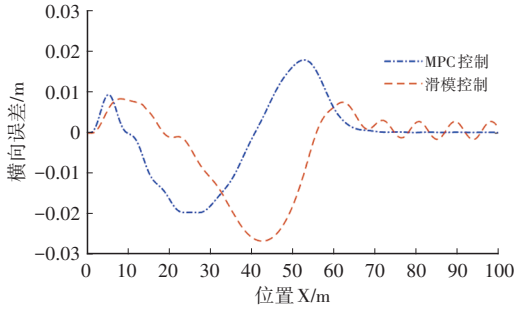


(b) 横向误差

图8 换道工况轨迹跟踪结果对比(40 km/h)



(a) 运动轨迹

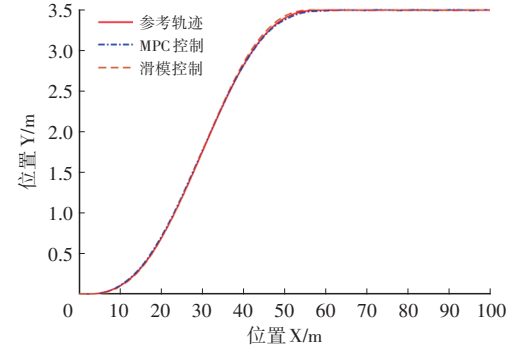


(b) 横向误差

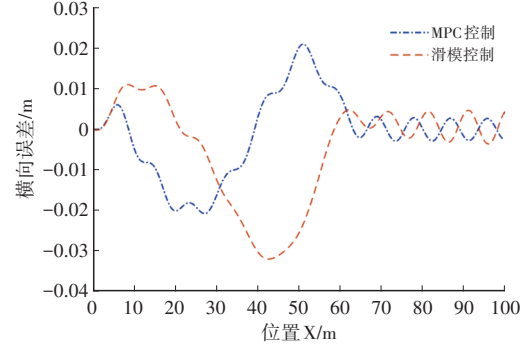
图9 换道工况轨迹跟踪结果对比(60 km/h)

由图8b、图9b、图10b可知:40 km/h车速下MPC控制器产生的最大横向误差为0.009 m,滑模控制器产生的最大横向误差为0.011 m;60 km/h车速下MPC控制器产生的最大横向误差为0.018 m,滑模控制器的最大横向误差为0.027 m;80 km/h车速下MPC控制器产生的最大横向误差为0.021 m,滑模控制器的最大横向误差为0.031 m。同时,MPC控制器在纵向速度为40 km/h、60 km/h时,由换道段向直线段的横向误差可平滑收敛至0 m附近,但在80 km/h时其直线段存在抖振现象,其造成的最大横向误差为0.003 m。滑模控制器在直线段均存在一定的抖振现象。

综上所述,针对换道工况的轨迹跟踪,两种控制器在低速工况下的控制精度相差不大;但在中速和高速工况下,MPC控制器产生的横向误差相对滑模控制器减小了33%左右。同时,MPC控制器在低速、中速、高速工况下的控制稳定性均优于滑模控制器。



(a) 运动轨迹



(b) 横向误差

图10 换道工况轨迹跟踪结果对比(80 km/h)

#### 4.2.4 双移线工况仿真

为进一步验证所设计的MPC控制器的鲁棒性,选择曲率变化较大的双移线工况进行仿真。双移线不仅是车辆行驶稳定性测试中使用频率较高的测试工况,同样也应用于无人驾驶车辆轨迹跟踪能力的测试。本文选取参考轨迹为横向位置和航向角均为纵向位置的非线性函数<sup>[16]</sup>为:

$$Y_{\text{ref}}(X) = \frac{d_{y1}}{2} [1 + \tanh(z_1)] - \frac{d_{y2}}{2} [1 + \tanh(z_2)] \quad (42)$$

$$\varphi_{\text{ref}}(X) = \arctan \left[ d_{y1} \left( \frac{1}{\cosh(z_1)} \right)^2 \left( \frac{1.2}{d_{x1}} \right) - d_{y2} \left( \frac{1}{\cosh(z_2)} \right)^2 \left( \frac{1.2}{d_{x2}} \right) \right] \quad (43)$$

其中, $z_1 = \frac{2.4}{25}(X - 27.19) - 1.2$ ,  $z_2 = \frac{2.4}{21.95}(X - 56.46) - 1.2$ ,  $d_{x1} = 25$ ,  $d_{x2} = 21.95$ ,  $d_{y1} = 4.05$ ,  $d_{y2} = 5.7$ 。

双移线工况具有曲率大、曲率变化快等特点,不宜采用固定的预测时域进行MPC控制。针对高曲率路段,道路的弯曲半径小,承载平台在较短的时间内需要显著的转向,因此,采用较短的预测时域可使控制器应对快速变化时更加灵敏。相反,针对低曲率路段,则应采用较大的预测时域,从而保证承载平台更平稳的行驶。其不同曲率段对应的预测时域设置如

下表4所示。

曲率段	预测时域
[0,0.005)	34
[0.005,0.01)	32
[0.01,0.015)	30
[0.015,0.02)	26
[0.02,0.025)	24
[0.025,0.03)	22

图11~图13分别为承载平台在匀速40 km/h、60 km/h、80 km/h采用两种控制器跟踪双移线轨迹的仿真结果。

由图11b、图12b、图13b可知:40 km/h车速下MPC控制器的最大横向误差为0.024 m,滑模控制器的最大横向误差为0.034 m;60 km/h车速下MPC控制器的最大横向误差为0.054 m,滑模控制器的最大横向误差为0.066 m;80 km/h车速度下MPC控制器的最大横向误差为0.077 m,滑模控制器的最大横向误差为0.12 m。从仿真结果来看,两种控制器在双移线工况的控制精度均低于换道工况,但在不同速度工况下MPC控制器的控制精度及控制稳定性均优于滑模控制器。

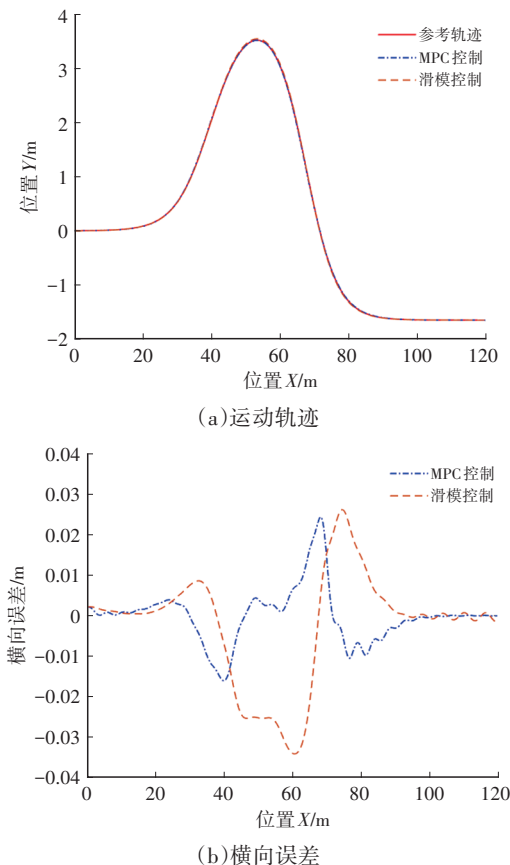


图11 双移线工况轨迹跟踪结果对比(40 km/h)

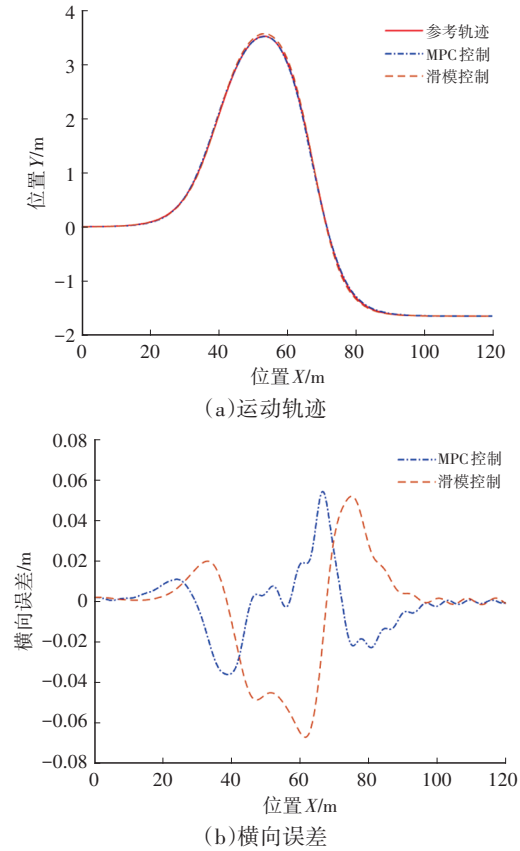


图12 双移线工况轨迹跟踪结果对比(60 km/h)

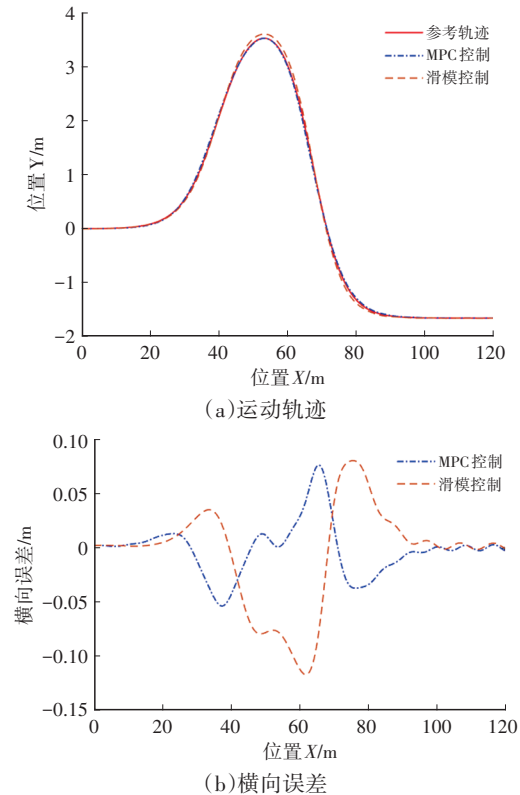


图13 双移线工况轨迹跟踪结果对比(80 km/h)

## 5 结束语

本文以分布式电驱动承载平台为研究对象,提出了  
汽车技术

基于期望前轮转角跟踪的分层式横向控制策略,并进行了详细的动力学建模与仿真分析。通过设计上层MPC轨迹跟踪控制和下层PID转向电机控制,实现了对期望前轮转角的高精度快速跟踪,有效提升了平台在不同测试场景下的控制精度和稳定性。仿真结果表明,与传统的滑模控制相比,所设计的MPC控制策略在中高速等不同速度下的轨迹跟踪精度均提高了约33%。此外,滑模控制器在高曲率工况下产生明显的抖振现象,而MPC控制器则在大多数情况下能平滑逼近目标轨迹。

本文验证了分布式电驱动承载平台的轨迹跟踪精度和控制稳定性,但在极限工况下,平台将面临更加复杂的挑战。未来的研究将进一步探索平台在关键元件(如电机)部分失效的情况下通过容错控制确保其保持预定轨迹行驶的控制策略,进一步提高平台在突发故障时的安全性和可靠性。

#### 参 考 文 献

- [1] 杨贺博, 张小俊, 罗耿耿, 等. 基于动态碰撞时间的自动紧急制动策略设计[J]. 汽车技术, 2024(2): 17-24.  
YANG H B, ZHANG X J, LUO G G, et al. Design of Automatic Emergency Braking Strategy Based on Dynamic Time to Collision[J]. Automobile Technology, 2024(2): 17-24.
- [2] 辛业华. 先进汽车辅助驾驶系统(ADAS)发展现状及前景[J]. 内燃机与配件, 2019(19): 192-194.  
XIN Y H. The Development Status and Prospects of Advanced Driver Assistance Systems (ADAS) [J]. Internal Combustion Engine & Parts, 2019(19): 192-194.
- [3] 4activesystems. 4activeFB-Large-Approved Robotic Platform for C2C Testing[EB/OL]. [2024-6-25]. <https://www.4activesystems.at/4activefb-large>.
- [4] AB Dynamics. Soft Car 360[EB/OL]. [2024-6-25]. <https://www.abdynamics.com/zh/products/track-testing/adas-targets/soft-car-360>.
- [5] 曹立波, 杨俊辉, 吴俊, 等. 一种超平承载机器人主动安全测试装置: CN108458879A[P]. [2018-08-28].  
CAO L B, YANG J H, WU J, et al. An Ultra-Flat Bearing Robot Active Safety Testing Device: CN108458879A[P]. [2018-08-28].
- [6] 张建强. 超平承载机器人的开发与验证[D]. 长沙: 湖南大学, 2018.  
ZHANG J Q. Development and Verification of Ultra Flat Load-Bearing Robot[D]. Changsha: Hunan University, 2018.
- [7] 陈慧岩, 陈舒平, 龚建伟. 智能汽车横向控制方法研究综述[J]. 兵工学报, 2017, 38(6): 1203-1214.  
CHEN H Y, CHEN S P, GONG J Y. A Review on the Research of Lateral Control for Intelligent Vehicles[J]. Acta Armamentarii, 2017, 38(6): 1203-1214.
- [8] MARINO R, SCALZI S, NETTO M. Nested PID Steering Control for Lane Keeping in Autonomous Vehicles[J]. Control Engineering Practice, 2011, 19(12): 1459-1467.
- [9] HOFFMANN G M, TOMLIN C J, MONTEMERLO M, et al. Autonomous Automobile Trajectory Tracking for Off-Road Driving[C]// 2007 American Control Conference. New York: IEEE, 2007: 2296-2301.
- [10] 赵熙俊, 刘海鸥, 熊光明, 等. 自动转向滑模变结构控制参数选取方法[J]. 北京理工大学学报, 2011(10): 1174-1178.  
ZHAO X J, LIU H O, XIONG G M, et al. Method of Parameter Selection for Automatic Steering Sliding Mode Control[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2011(10): 1174-1178.
- [11] 高琳琳, 唐风敏, 郭蓬, 等. 自动驾驶横向运动控制的改进LQR方法研究[J]. 机械科学与技术, 2021, 40(3): 435-441.  
GAO L L, TANG F M, GUO P, et al. Research on Improved LQR Control for Self-Driving Vehicle Lateral Motion[J]. Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering, 2021, 40(3): 435-441.
- [12] 赵靖华, 管清捷, 刘晓雪, 等. 自动驾驶载货汽车速度轨迹模型预测跟踪控制方法[J]. 汽车技术, 2024(9): 10-17.  
ZHAO J H, GUAN Q J, LIU X X, et al. A Model Predictive Tracking Control Study for Speed Trajectory of Autonomous Driving Trucks[J]. Automobile Technology, 2024(9): 10-17.
- [13] 史培龙, 常宏, 王彩瑞, 等. 基于PSO-BP优化MPC的无人驾驶汽车路径跟踪控制研究[J]. 汽车技术, 2023(7): 38-46.  
SHI P L, CHANG H, WANG C R, et al. Research on Path Tracking Control of Autonomous Vehicles Based on PSO-BP Optimized MPC[J]. Automobile Technology, 2023(7): 38-46.
- [14] RAJAMANI R. Vehicle Dynamics and Control[M]. New York: Springer Science, 2012.
- [15] PACEJKA H B. Tyre and Vehicle Dynamics[M]. San Diego: Elsevier Science & Technology Books, 2002.
- [16] 龚建伟, 刘凯, 齐建永. 无人驾驶车辆模型预测控制[M]. 第2版. 北京: 北京理工大学出版社, 2020.  
GONG J W, LIU K, QI J Y. Model Predictive Control of Autonomous Vehicles[M]. 2nd ed. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2020.

(责任编辑 王 一)

修改稿收到日期为2024年9月20日。