·智能车辆动态轨迹预测、规划与跟踪控制技术专题·

基于无限时域模型预测控制的三轴车辆可容错轨迹跟踪控制*

杨正才[1] 杨子轩[1] 葛林鹤[1] 赵俊武[2] 张慧泉[1]

（1.湖北汽车工业学院汽车动力传动与电子控制湖北省重点实验室，十堰 442002；2.石家庄铁道大学省部共建交通工程结构力学行为与系统安全国家重点实验室，石家庄 050043）

【摘要】为解决全轮转向车辆因执行机构数量的增多导致故障概率增加的问题，以3×3全轮转向智能车辆的运动控制为研究对象，提出了一种考虑执行器输入延迟和故障的无限时域模型预测控制方法。该算法将考虑执行器输入延时的优化问题拆分为0~N-1阶段的模型预测控制（MPC）求解，以及N~∞阶段的线性二次型调节器（LQR）求解，并在MPC问题中引入楚列斯基（Cholesky）分解以求解控制量，避免了大规模卡罗需-库恩-塔克（KKT）矩阵的分解运算。仿真与试验结果表明：所提出的控制策略在执行机构发生故障时进行了有效的容错控制，同时与传统LQR和MPC相比具有更高的稳定性和控制精度。

主题词：轨迹跟踪 容错控制 模型预测控制 三轴车辆

中图分类号：U461.1 **文献标志码：**A **DOI:** 10.19620/j.cnki.1000-3703.20250007

Fault-Tolerant Trajectory Tracking Control for Tri-Axial Vehicles Based on Infinite-Horizon MPC

Yang Zhengcai[1], Yang Zixuan[1], Ge Linhe[1], Zhao Junwu[2], Zhang Huiquan[1]

(1. Hubei Key Laboratory of Automotive Power Train and Electronic Control, Hubei University of Automotive Technology, Shiyan 442002; 2. State Key Laboratory of Mechanical Behavior and System Safety of Traffic Engineering Structures, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang 050043)

【Abstract】To address the increased fault probability caused by the growing number of actuators in all-wheel-steering vehicles, this study focuses on motion control of a 3×3 all-wheel-steering intelligent vehicle and proposes an infinite-horizon Model Predictive Control (MPC) method that accounts for actuator input delay and faults. The algorithm decomposes the delay-aware optimization into an MPC solved over stages 0~N-1 and an LQR solved over N~∞, and introduces Cholesky decomposition in the MPC stage to compute control inputs, avoiding factorization of large Karush-Kuhn-Tucker (KKT) matrices. Simulation and experimental results show that the proposed control strategy effectively achieves fault-tolerant control when actuator faults occur, while offering higher stability and control accuracy compared to traditional LQR and MPC methods.

Key words: Trajectory tracking, Fault-tolerant control, Model Predictive Control (MPC), Tri-axial vehicle

【引用格式】杨正才, 杨子轩, 葛林鹤, 等. 基于无限时域模型预测控制的三轴车辆可容错轨迹跟踪控制[J]. 汽车技术, 2026(3): 18-27.

YANG Z C, YANG Z X, GE L H, et al. Fault-Tolerant Trajectory Tracking Control for Tri-Axial Vehicles Based on Infinite-Horizon MPC[J]. Automobile Technology, 2026(3): 18-27.

1 前言

随着车辆智能化水平的快速提高，底盘系统集成了更多的执行机构[1]，并通过线控底盘（X-by-Wire）技术不断拓展可控自由度，如分布式转向（N-Wheel Independent Steering，NWIS）、分布式驱动（N-Wheel

*基金项目：2024年湖北省技术创新计划项目（2024BAB086）；2024年汽车动力传动与电子控制湖北省重点实验室开放基金项目（ZDK1201401）；湖北汽车工业学院博士科研启动基金项目（BK202215）。

通信作者：葛林鹤（1990—），博士，研究方向为智能车辆运动控制，20230070@huat.edu.cn。

Independent Driving，NWID），以提升主动安全性与驾驶机动性[2-3]。但是，执行机构的增多会导致其出现故障的概率增加，同时，状态和控制维度的增加给实时性带来了挑战。因此，设计可容错的、高效的控制策略是实现自动驾驶运动控制商业化部署的关键。

运动控制是车辆行驶中的核心任务，它在提升行驶稳定性、操控精度和安全性方面发挥着至关重要的作用[4]。执行器出现故障时，自动驾驶车辆可能潜藏着巨大的安全隐患，因此不得不考虑和重视。Chen 等[5]探讨了转角执行偏差和状态响应延迟问题，提出了基于滑模控制（Sliding Mode Control，SMC）的混合容错方法，通过参数调节使参考模型收敛至真实车辆状态。

Li 等[6]则利用贝叶斯算法进行故障估计，并基于自适应终端滑模控制（Adaptive Terminal Sliding Mode Control，ATSM）计算补偿力矩。

模型预测控制（Model Predictive Control，MPC）因其处理多输入多输出（Multi-Input Multi-Output，MIMO）系统和约束的能力而广泛应用于车辆运动控制。Ge 等[7]通过干扰建模改善了 MPC 的稳态误差；Park 等[8]利用高精度状态信息减少了输入振荡；Nan 等[9]则通过改进运动学模型设计了非线性模型预测控制（Nonlinear Model Predictive Control，NMPC）算法，以优化低速性能。对于结构更复杂的多轴车辆，Shi 等[10]和王玮琛等[11]分别针对三轴和五轴车辆设计了先进的 MPC 策略，有效处理了复杂的系统动力学问题。此外，Wagner 等[12]基于车辆系统动力学模型，通过隐式欧拉离散化方法对二次规划问题进行推导，以提升 MPC 的计算效率；Guo 等[13]提出了续算/广义最小残差（Continuation/Generalized Minimal RESidual，C/GMRES）算法，将 NMPC 优化问题转化为线性问题，从而避免复杂雅可比矩阵和海森矩阵的计算。

另一类常见的控制策略是线性二次型调节器（Linear Quadratic Regulator，LQR），其具有无限时域下的绝对稳定性和良好的实时性，易于部署。Fan 等[14]采用优化量子遗传算法（Improved Quantum Genetic Algorithm，IQGA）改进 LQR 权重，Park 等[15]设计了用于漂移控制的 LQR 控制器。

然而，上述学者所设计的容错控制器在面对不同故障构型时需要重新部署，且传统 MPC 方法无法在名义模型上保证绝对稳定，LQR 方法难以考虑时变参考和控制延时问题。为此，本文以 3×3 全轮转向车辆为研究对象，设计一种高效可容错的横向运动控制求解策略，即无限时域可容错模型预测控制（Infinite-Horizon Fault-Tolerant Model Predictive Control，IH-FT-MPC）策略。首先，建立考虑执行器延迟和故障的动力学模型，引入故障布尔矩阵，设计统一参考生成器；其次，将无限时域 MPC 问题分解为 0~N-1 阶段 MPC 求解和 N~∞阶段 LQR 求解，结合逆向递归处理时变状态和延迟；然后，采用楚列斯基（Cholesky）分解优化 MPC 求解，避免大规模卡罗需-库恩-塔克（Karush-Kuhn-Tucker，KKT）矩阵分解，提升计算效率。最后，通过所搭建的实时仿真平台验证策略的有效性。

2 数学模型

2.1 车辆动力学模型

本文的研究重点是车辆的横向运动控制。因此，在建立车辆模型时忽略垂向和纵向动态，以及轮胎非线性造成的影响，仅关注车辆的侧向与横摆运动。在大地坐标系 XOY 和车辆坐标系 xoy 中建立的 3×3 全轮转向车辆单轨动力学模型如图 1 所示。

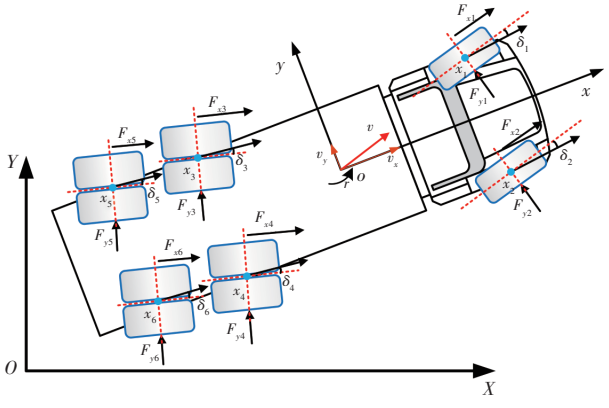


图 1 车辆动力学模型

根据牛顿定律和欧拉方程可得力与力矩的平衡关系为：

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{n_\delta} F_{y,i} = m(\dot{v}_y + r v_x) \\ \sum_{i=1}^{n_\delta} F_{y,i} x_i = \dot{r} I_z \end{cases} \tag{1}$$

式中：n_δ=6 为轮胎执行器的数量，$F_{y,i}$、x_i 分别为第 i 个轮胎所受的侧向力与其在车辆坐标系 x 轴下相对于车辆质心处的位置，m、I_z、r 分别为车辆的整备质量、绕 z 轴的转动惯量、横摆角速度，v_y、v_x 分别为横向、纵向车速。

第 i 个轮胎的侧向力 $F_{y,i}$ 可表示为：

$$F_{y,i}=C_{\alpha,i}\alpha_{y,i} \tag{2}$$

式中：$C_{\alpha,i}$、$\alpha_{y,i}$ 分别为第 i 个轮胎的侧偏刚度和侧偏角。

基于轮胎的小转角假设，$\alpha_{y,i}$ 可表示为：

$$\alpha_{y,i} = \frac{v_y + x_i r}{v_x} - \delta_i^{\mathrm{r}} \tag{3}$$

式中：δ_i^{r}为第i个轮胎的实际转角。

为了隔离执行器可能发生的故障，引入δ_i^{s}和$\rho_{\delta,i}$，分别为第i个轮胎转向执行器的实际转角和转向故障系数，则$\delta_i^{\mathrm{r}}=\rho_{\delta,i}\delta_i^{\mathrm{s}}$。当$\rho_{\delta,i}$取值为0时，表示第$i$个执行器发生故障；当其取值不为0时，表示第$i$个转向执行器状态正常，具体取值为转向传动比。

为了考虑转向执行机构的延迟问题，将其建模为纯延时与一阶惯性的串联：

$$\dot{\delta}_i^{\mathrm{s}}(t)=-\frac{1}{\tau_i}\delta_i^{\mathrm{s}}(t)+\frac{1}{\tau_i^{\mathrm{d}}}\delta_i^{\mathrm{c}}(t-\tau_i^{\mathrm{d}}) \tag{4}$$

式中：δ_i^{c}、τ_i、τ_i^{d}分别为第i个轮胎的期望控制转角、一阶惯性系统的时间常数和纯延时。

2.2 道路偏差模型

为了使车辆能够在运动控制中精确地沿给定轨迹行驶，构建如图2所示的跟踪误差模型。

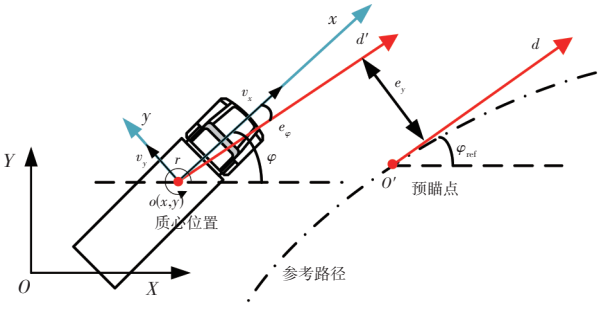


图2 跟踪误差模型

该模型建立在车辆坐标系xoy和大地坐标系XOY中。引入e_y和e_φ分别表示车辆质心与参考轨迹投影点的横向距离误差与航向角误差：

$$\begin{cases}\dot{e}_y=v_x e_\varphi+v_y\\ \dot{e}_\varphi=\dot{\varphi}-\bar{\kappa}v_x\end{cases} \tag{5}$$

式中：φ为车辆的航向角，$\bar{\kappa}$为期望轨迹投影点的道路曲率。

通过式(1)~式(5)，将车辆运动控制问题转化为如下状态方程的形式：

$$\mathrm{d}\boldsymbol{x}(t)/\mathrm{d}t=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{E}d(t) \tag{6}$$

式中：

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}\dfrac{\sum_{i=1}^{n_\delta}C_{\alpha,i}}{mv_x} & \dfrac{\sum_{i=1}^{n_\delta}C_{\alpha,i}x_i}{m}-v_x & 0 & 0 & \dfrac{-\rho_{\delta,i}C_{\alpha,i}}{m}\\ \dfrac{\sum_{i=1}^{n_\delta}C_{\alpha,i}x_i}{I_z v_x} & \dfrac{\sum_{i=1}^{n_\delta}C_{\alpha,i}x_i^2}{I_z v_x} & 0 & 0 & \dfrac{-\rho_{\delta,i}C_{\alpha,i}x_i}{I_z}\\ 1 & 0 & 0 & v_x & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & -diag(1/\tau_i)\end{bmatrix}$$

为状态矩阵；$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{0}^{4\times n_u}\\ diag(1/\tau_i)\end{bmatrix}$为控制矩阵；$\boldsymbol{E}=[0\ \ 0\ \ 0\ \ v_x\ \ 0^{1\times n_\delta}]$为扰动矩阵；$\boldsymbol{x}(t)=[v_y\ \ r\ \ e_y\ \ e_\varphi\ \ \delta_1^{\mathrm{r}}\ \ \delta_2^{\mathrm{r}}\ \ \cdots\ \ \delta_6^{\mathrm{r}}]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{n_x}$为系统状态变量；$\boldsymbol{u}(t)=[\delta_1^{\mathrm{c}}\ \ \delta_2^{\mathrm{c}}\ \ \cdots\ \ \delta_6^{\mathrm{c}}]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{n_u}$为系统的控制变量；$d(t)=-\bar{\kappa}$为时变参考项，来源于规划层所得的道路曲率；$n_x$为状态量的数量，$n_x=10$；$n_u$为控制量的数量，$n_u=6$。

对式(6)进行离散化可得：

$$\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}_{\mathrm{nk}}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}_{\mathrm{nk}}\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{d}_{\mathrm{nk}} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{x}_k$、$\boldsymbol{u}_k$分别为第k时刻的状态量、控制量，$\boldsymbol{A}_{\mathrm{nk}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{nk}}$分别为第$k$时刻离散化后的状态矩阵、控制矩阵，$\boldsymbol{d}_{\mathrm{nk}}=\boldsymbol{E}_{\mathrm{nk}}\bar{\kappa}_k$为第$k$时刻的扰动项，$\boldsymbol{E}_{\mathrm{nk}}$、$\bar{\kappa}_k$分别为第$k$时刻离散化后的扰动矩阵、参考道路曲率。

然而，如果转向执行器出现故障，式(7)的状态转移方程无法准确反映系统特性，因此将其修正为：

$$\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}_k\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{d}_k \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{A}_k=\boldsymbol{A}_{\mathrm{nk}}$、$\boldsymbol{B}_k=\boldsymbol{B}_{\mathrm{nk}}\boldsymbol{\rho}$、$\boldsymbol{d}_k=\boldsymbol{E}_{\mathrm{nk}}\bar{\kappa}_k+\boldsymbol{B}_{\mathrm{nk}}\bar{\boldsymbol{\rho}}\bar{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{f}}$分别为考虑执行器故障时的状态矩阵、控制矩阵和扰动项；$\boldsymbol{\rho}\in\mathbf{R}^{n_u\times n_u}$为故障布尔矩阵，$\bar{\boldsymbol{\rho}}=\boldsymbol{I}-\boldsymbol{\rho}$表示对故障布尔矩阵$\boldsymbol{\rho}$取非；$\bar{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{f}}$为执行器发生故障时的控制反馈。

当执行器状态正常时，故障布尔矩阵$\boldsymbol{\rho}$对应元素置为1；若执行器发生故障，对应元素则置为0。扰动项$\boldsymbol{d}_k$中增加的$\boldsymbol{B}_{\mathrm{nk}}\bar{\boldsymbol{\rho}}\bar{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{f}}$用于补偿状态方程。

2.3 稳态参考生成

本文将参考量的生成描述为如下的优化求解问题：

$$\min J(\bar{\boldsymbol{x}}_k,\bar{\boldsymbol{u}}_k)=\sum_{i=1}^{n_u}((v_y+x_i r)/v_x-\delta_i^{\mathrm{r}})^2 \tag{9}$$

该优化问题须满足如下约束：

$$\begin{cases}(\boldsymbol{A}_k-\boldsymbol{I})\bar{\boldsymbol{x}}_k+\boldsymbol{B}_k\bar{\boldsymbol{u}}_k+\boldsymbol{d}_k=0\\ \bar{\boldsymbol{\rho}}\bar{\boldsymbol{u}}_k=\bar{\boldsymbol{\rho}}\bar{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{f}}\\ \bar{e}_y=0\\ \rho_{e_\varphi}\bar{e}_\varphi=0\end{cases} \tag{10}$$

式中：$\bar{\boldsymbol{x}}_k$、$\bar{\boldsymbol{u}}_k$分别为第k时刻的参考状态量和参考控制量；$\bar{e}_y$、$\bar{e}_\varphi$分别为参考横向误差和参考航向角误差；ρ_{e_φ}为布尔数，全轮转向情况下取值为1，其他情况取值为0，其引入是由于转向机构故障时，航向角误差的参考会发生变化，通常车辆在全轴转向时的稳态下，航向角误差能够保证为0。

在求解式(9)和式(10)的优化问题时，故障矩阵$\bar{\boldsymbol{\rho}}$可能导致求解得到的KKT矩阵不可逆。此时，通过使用KKT矩阵的伪逆来解决此问题。$\bar{\boldsymbol{x}}_k$和$\bar{\boldsymbol{u}}_k$可以表示为：

$$\begin{cases}\bar{\boldsymbol{x}}_k=\boldsymbol{K}_x^{\bar{u}_i}\bar{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{f}}+\boldsymbol{K}_x^{\kappa}\bar{\kappa}_k\\ \bar{\boldsymbol{u}}_k=\boldsymbol{K}_u^{\bar{u}_i}\bar{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{f}}+\boldsymbol{K}_u^{\kappa}\bar{\kappa}_k\end{cases} \tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{K}_x^{\bar{u}_f}$、$\boldsymbol{K}_x^{\kappa}$为状态变量所对应的离线矩阵，$\boldsymbol{K}_u^{\bar{u}_f}$、$\boldsymbol{K}_u^{\kappa}$为控制变量所对应的离线矩阵。

上述4个离线矩阵来源于将式(9)和式(10)的优化问题转化为经典的变参数二次规划问题求解，其值与故障控制序列$\bar{\boldsymbol{u}}_f$中的故障矩阵$\boldsymbol{\rho}$和车速密切相关。

3 轨迹跟踪控制器设计

3.1 输入延时MPC问题的构建

基于前文构建的运动控制模型，建立无限时域的线性变参数(Linear Parameter-Varying，LPV)-MPC问题：

$$\begin{cases}\min J(\boldsymbol{x}_k,\boldsymbol{u}_k)=\sum_0^{\infty}\|\boldsymbol{x}_k-\bar{\boldsymbol{x}}_k\|_{\boldsymbol{Q}}^2+\|\boldsymbol{u}_k-\bar{\boldsymbol{u}}_k\|_{\boldsymbol{R}}^2\\ \text{s.t. }\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}_k\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{d}_k\end{cases}\tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{Q}$为状态量权重矩阵，$\boldsymbol{R}$为控制量权重矩阵，$\bar{\boldsymbol{x}}_k$、$\bar{\boldsymbol{u}}_k$分别为第k时刻状态量参考和控制量参考。

为了尽可能保持与不考虑延时的MPC具有一致的结构，以便于求解，状态方程中的$\boldsymbol{u}_0$此时代表执行器当前执行的指令。由于通信或非线性死区等存在，控制器当前计算出的控制量并非立刻生效，而是作为将要通过总线发送给第i_u个执行器的命令值，该值计为$u_{N_d^{i_u}}^{i_u}$。其中，$\boldsymbol{N}_d\in\mathbf{R}^{n_u}$为执行器延时步数向量，$i_u$为控制向量的序号，$\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u}$为第$i_u$个控制向量的延时步数。

在考虑控制延时的情况下，状态方程在保持基本结构与标准MPC相同的情况下，需要修正，控制输入矩阵$\boldsymbol{B}_k$修正如下：

$$\boldsymbol{B}_k[:,i_u]=\begin{cases}0, & k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u}\\ \boldsymbol{B}_k[:,i_u], & \text{其他}\end{cases}\tag{13}$$

扰动向量$\boldsymbol{d}_k$的修正如下：

$$\boldsymbol{d}_k=\begin{cases}\boldsymbol{d}_k+\sum_{i_u=0}^{\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u}>k}\boldsymbol{B}_k[:,i_u]\mu_k^{i_u}, & k<\max(\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}})\\ \boldsymbol{d}_k, & \text{其他}\end{cases}\tag{14}$$

式中：$\mu_k^{i_u}$为第k时刻($k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u}$)第$i_u$个延时输入，已在前几个周期计算得到，在优化问题建立完成后，应与$u_k^{i_u}(k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u})$保持一致。

通过式(13)和式(14)的修正，系统的输入延时($k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u}$)不再直接通过$\boldsymbol{B}_k$影响状态方程，而是通过干扰项间接体现。由于当$k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u}$时，$\boldsymbol{B}_k[:,i_u]=0$，系统输入延时$u_k^{i_u}(k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u})$作为决策变量，并没有通过影响状态方程进而影响优化问题。到目前为止，$u_k^{i_u}(k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u})$处于自由状态。

为了不引入额外的等式约束，参考量$\bar{\boldsymbol{u}}_k$修正如下：

$$\bar{\boldsymbol{u}}_k^{i_u}=\begin{cases}\boldsymbol{u}_k^{i_u}, & k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u}\\ \bar{\boldsymbol{u}}_k, & \text{其他}\end{cases}\tag{15}$$

由于代价函数的存在，且系统输入延时决策变量$u_0\sim u_{N_{\mathrm{d}}^{i_u}-1}$无法通过影响状态方程而影响代价函数，所以$u_k^{i_u}(k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u})$与延时输入$\mu_k^{i_u}(k<\boldsymbol{N}_{\mathrm{d}}^{i_u})$保持一致。

通过上述转换，在有效解决控制延时问题的同时，将优化问题保持和不考虑延时的MPC问题结构一致，有利于后续利用优化求解器进行处理。

3.2 MPC问题求解

为了具备与LQR类似的稳定性，本文将式(12)的优化控制问题分解为从0到N-1的MPC求解，以及从N到∞的LQR求解：

$$\begin{cases}J_{\mathrm{MPC}}=\sum_{k=0}^{N-1}(\hat{\boldsymbol{x}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\hat{\boldsymbol{x}}_k+\hat{\boldsymbol{u}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{u}}_k)\\ J_{\mathrm{LQR}}=\sum_{k=N}^{\infty}(\hat{\boldsymbol{x}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\hat{\boldsymbol{x}}_k+\hat{\boldsymbol{u}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{u}}_k)\\ \text{s.t. }\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}_k\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{d}_k\\ \quad\hat{\boldsymbol{x}}_k=\boldsymbol{x}_k-\bar{\boldsymbol{x}}_k\\ \quad\hat{\boldsymbol{u}}_k=\boldsymbol{u}_k-\bar{\boldsymbol{u}}_k\end{cases}\tag{16}$$

式中：J_{MPC}、J_{LQR}分别为0到N-1的MPC求解、N到∞的LQR求解，$\hat{\boldsymbol{x}}_k$、$\hat{\boldsymbol{u}}_k$分别为状态量、控制量的实际值与参考值的误差。

本文以0.02 s为步长对系统进行离散化处理，并取预测步长N为50，即1 s。

当$k\geqslant N$时，预测模型保持不变，将N到∞阶段LQR的约束写为：

$$\boldsymbol{x}_{k+1}-\bar{\boldsymbol{x}}_{k+1}+\boldsymbol{A}_{N-1}\bar{\boldsymbol{x}}_k+\boldsymbol{B}_{N-1}\bar{\boldsymbol{u}}_k+\boldsymbol{d}=\boldsymbol{A}_{N-1}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}_{N-1}\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{d}\tag{17}$$

结合式(16)和式(17)，重写LQR阶段的代价函数为：

$$\begin{cases}J_{\mathrm{LQR}}=\sum_{k=N}^{\infty}(\hat{\boldsymbol{x}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\hat{\boldsymbol{x}}_k+\hat{\boldsymbol{u}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{u}}_k)\\ \text{s.t. }\hat{\boldsymbol{x}}_{k+1}=\boldsymbol{A}_{N-1}\hat{\boldsymbol{x}}_k+\boldsymbol{B}_{N-1}\hat{\boldsymbol{u}}_k\end{cases}\tag{18}$$

式(18)描述了无限时域的LQR问题，其解可通过里卡蒂(Riccati)方程求解。为简化讨论，本文省略详细推导过程，其最终的最优代价表达式为：

$$J_{\mathrm{LQR}}=\hat{\boldsymbol{x}}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_N\hat{\boldsymbol{x}}_N\tag{19}$$

式中：$\boldsymbol{P}_N$为状态反馈增益矩阵。

进一步展开式(19)可得：

$$J_{\mathrm{LQR}}=\boldsymbol{x}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_N\boldsymbol{x}_N+2\bar{\boldsymbol{x}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_N\boldsymbol{x}_N\tag{20}$$

令$\bar{\boldsymbol{x}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_N=\boldsymbol{p}_N$，带入式(16)并重写为：

$$\begin{cases}\min J(\boldsymbol{x}_k,\boldsymbol{u}_k)=\boldsymbol{x}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_N\boldsymbol{x}_k+2\boldsymbol{p}_N\boldsymbol{x}_k+\sum_{k=0}^{N-1}\boldsymbol{x}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}_k-2\bar{\boldsymbol{x}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}_k+\\ \qquad\boldsymbol{u}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{u}_k-2\bar{\boldsymbol{u}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{C}_k\\ \text{s.t. }\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{B}_k\boldsymbol{u}_k+\boldsymbol{d}_k\end{cases}\tag{21}$$

式中：$\boldsymbol{C}_k=\bar{\boldsymbol{x}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{x}}_k+\bar{\boldsymbol{u}}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}\bar{\boldsymbol{u}}_k$为常数项。

在求解式(21)中0到$N-1$阶段的MPC问题时，可以使用常规的Riccati迭代进行逆向递归求解。然而，该方法涉及高维度矩阵的求逆运算，效率较低。因此，本文对该求解过程进行优化。

定义0到∞阶段总的代价到达函数(Cost-to-Go Function)C为：

$$C = J_k + J_{k+1} + \cdots + J_{N-1} + J_N \tag{22}$$

式中：$J_N = \boldsymbol{x}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_N\boldsymbol{x}_N + 2\boldsymbol{p}_N\boldsymbol{x}_N$为终端代价，表示从时间步$N$开始到终点的代价。

将$\boldsymbol{x}_N=\boldsymbol{A}_{N-1}\boldsymbol{x}_{N-1}+\boldsymbol{B}_{N-1}\boldsymbol{u}_{N-1}+\boldsymbol{d}_{N-1}$带入式(22)，重写$J_N$为：

$$J_N = \boldsymbol{X}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_N\boldsymbol{A}_{N-1}\boldsymbol{X}_{N-1} \tag{23}$$

式中：$\boldsymbol{A}_{N-1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{B}_{N-1} & \boldsymbol{A}_{N-1} & \boldsymbol{d}_{N-1} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{P}_N = \begin{bmatrix} \boldsymbol{P}_N & \boldsymbol{p}_N \\ \boldsymbol{p}_N^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{C}_N \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{X}_{N-1} = [\,\boldsymbol{u}_{N-1} \quad \boldsymbol{x}_{N-1} \quad 1\,]^{\mathrm{T}}$。

矩阵$\boldsymbol{P}_N$是正定的，为简化后续计算，通过Cholesky分解表示为：

$$\boldsymbol{P}_N = \boldsymbol{L}_N\boldsymbol{L}_N^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{N,22} & 0 \\ \boldsymbol{L}_{N,32} & \boldsymbol{L}_{N,33} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{N,22}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{L}_{N,32}^{\mathrm{T}} \\ 0 & \boldsymbol{L}_{N,33}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix} \tag{24}$$

其中，矩阵$\boldsymbol{P}_N$被分解为下三角矩阵$\boldsymbol{L}_N$和其转置的上三角矩阵$\boldsymbol{L}_N^{\mathrm{T}}$。将式(24)带入式(23)中得：

$$\begin{aligned} J_N &= \boldsymbol{X}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{N-1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{L}_N\boldsymbol{L}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{N-1}\boldsymbol{X}_{N-1} \\ &= \boldsymbol{X}_{N-1}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{L}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{N-1})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{L}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{N-1})\boldsymbol{X}_{N-1} \end{aligned} \tag{25}$$

得到状态代价J_N后，通过逆向递归可得J_{N-1}为：

$$\begin{aligned} J_{N-1} &= \varphi_{N-1}(\boldsymbol{x}_{N-1},\boldsymbol{u}_{N-1}) + J_N \\ &= \boldsymbol{X}_{N-1}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Q}_{N-1} + (\boldsymbol{L}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{N-1})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{L}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{N-1}))\boldsymbol{X}_{N-1} \end{aligned} \tag{26}$$

式中：φ_{N-1}为第$N-1$时刻的即时代价。

定义矩阵$\boldsymbol{M}_{N-1} = \boldsymbol{Q}_{N-1} + (\boldsymbol{L}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{N-1})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{L}_N^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{N-1})$，$\boldsymbol{Q}_{N-1}$为第$(N-1)$时刻的权重矩阵，$\boldsymbol{M}_{N-1}$为正定矩阵，且其值可以通过贝尔曼(Bellman)方程求解。对矩阵$\boldsymbol{M}_{N-1}$进行第二次Cholesky分解得：

$$\boldsymbol{M}_{N-1} = \boldsymbol{B}_{N-1}\boldsymbol{B}_{N-1}^{\mathrm{T}} \tag{27}$$

式中：$\boldsymbol{B}_{N-1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{N-1,11} & 0 & 0 \\ \boldsymbol{L}_{N-1,21} & \boldsymbol{L}_{N-1,22} & 0 \\ \boldsymbol{L}_{N-1,31} & \boldsymbol{L}_{N-1,32} & \boldsymbol{L}_{N-1,33} \end{bmatrix}$。

令$N-1=n$，则可将J_{N-1}重写为：

$$\begin{aligned} J_{N-1} &= J_n \\ &= (\boldsymbol{L}_{n,11}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_n + \boldsymbol{L}_{n,21}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}_n + \boldsymbol{L}_{n,31}^{\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{L}_{n,11}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_n + \boldsymbol{L}_{n,21}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}_n + \boldsymbol{L}_{n,32}^{\mathrm{T}}) + \\ &\quad (\boldsymbol{L}_{n,22}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}_n + \boldsymbol{L}_{n,32}^{\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{L}_{n,22}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{L}_{n,32}^{\mathrm{T}}) + \boldsymbol{L}_{n,33}\boldsymbol{L}_{n,33}^{\mathrm{T}} \end{aligned} \tag{28}$$

对式(28)中J_{N-1}关于$\boldsymbol{u}_{N-1}$求导并令其为0，可以得到第$(N-1)$步的最优控制变量$\boldsymbol{u}_{N-1}$为：

$$\boldsymbol{u}_{N-1} = -(\boldsymbol{L}_{N-1,11}^{\mathrm{T}})^{-1}(\boldsymbol{L}_{N-1,21}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}_{N-1} + \boldsymbol{L}_{N-1,31}^{\mathrm{T}}) \tag{29}$$

将式(29)代入式(26)，得到第$(N-1)$步的J_{N-1}为：

$$\begin{aligned} J_{N-1} &= (\boldsymbol{L}_{N-1,22}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{L}_{N-1,32}^{\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{L}_{N-1,22}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}_{N-1} + \boldsymbol{L}_{N-1,32}^{\mathrm{T}}) + \\ &\quad \boldsymbol{L}_{N-1,33}\boldsymbol{L}_{N-1,33}^{\mathrm{T}} \end{aligned} \tag{30}$$

获得$\boldsymbol{u}_{N-1}$和J_{N-1}后，重复式(23)~式(30)进行优化迭代，直至达到初始阶段。

4 仿真设置

4.1 仿真平台

如图3所示，本文搭建的实时仿真平台集成了车辆动力学平台、控制模块及道路场景。

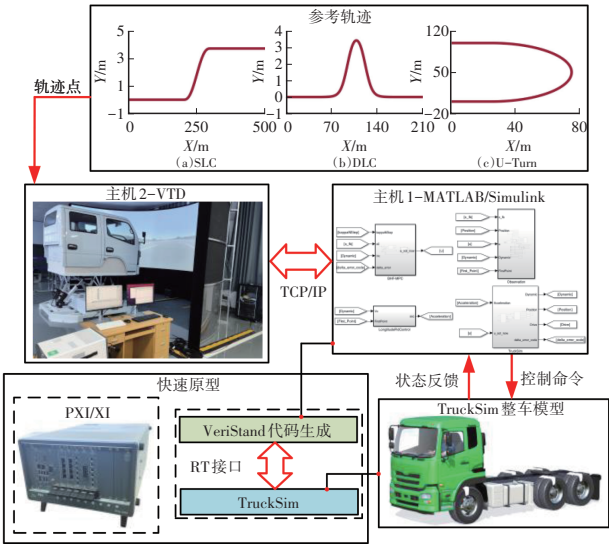


图3 实时仿真平台

第一部分由主机1在NI VeriStand中将控制模型与TruckSim的信号进行映射。车辆动力学部分采用TruckSim建模，通过配置实时接口与NI/PXI系统交互，PXI硬件运行由MATLAB/Simulink生成的快速原型控制算法。

第二部分由主机2在VTD(Virtual Test Drive)中与实时系统进行通信。真实的道路场景采用Ubuntu系统下的VTD搭建，并通过TCP/IP通信协议实现与TruckSim和PXI系统的数据交互。TruckSim输出轮胎转角反馈、驱动力反馈、制动力反馈等车辆状态，用于实时更新VTD场景，而VTD中所规划的道路信息作为控制算法的输入，形成闭环仿真。

4.2 车辆参数

为了使仿真更加真实，加入了车辆行驶状态的扰动和转向系统的延时。整车静态参数如表1所示，状态噪声如表2所示。

5 仿真结果与讨论

为了验证本文IH-FT-MPC策略的性能，在转向执行器纯延时均为200 ms的三轴车辆上，设置不同的行驶工况和故障构型，对比不同控制策略的控制效果。

表1　车辆模型参数

整车参数	数值
整车质量/kg	6 968
前轴到质心的距离/m	0.75
中间轴到质心的距离/m	−2.74
后轴到质心的距离/m	−4.02
绕z轴的转动惯量/kg·m^2	34 802
前轴两侧轮胎侧偏刚度/kN·rad^{-1}	−141 490
中间轴两侧轮胎侧偏刚度/kN·rad^{-1}	−58 551
后轴两侧轮胎侧偏刚度/kN·rad^{-1}	−58 551
转向执行器延时/ms	200

表2　状态噪声方差

扰动项	取值
横向速度方差/m^2·s^{-2}	1×10^{-4}
横摆角速度方差/rad^2·s^{-2}	4×10^{-9}
横向误差方差/m^2	1×10^{-4}
航向角误差方差/rad^2	4×10^{-9}

5.1　执行机构无故障构型

模拟路面附着系数μ=0.85的单移线(Single Lane Change，SLC)场景，车速为80 km/h。在轮胎的转向执行机构未发生故障时，对比LQR、一般MPC形式(有限时域MPC)和本文IH-FT-MPC策略的控制效果。行驶轨迹如图4所示，整车状态量和控制量如图5所示。

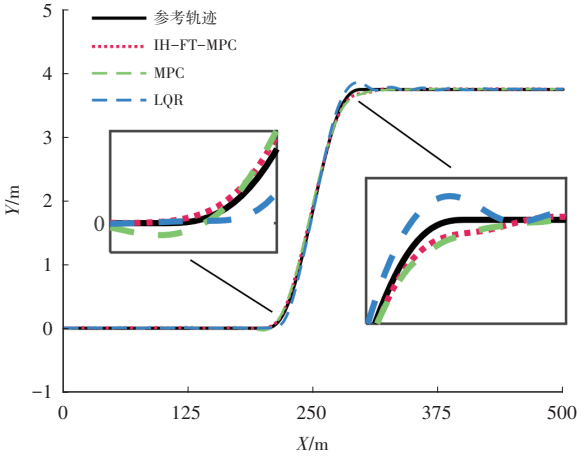
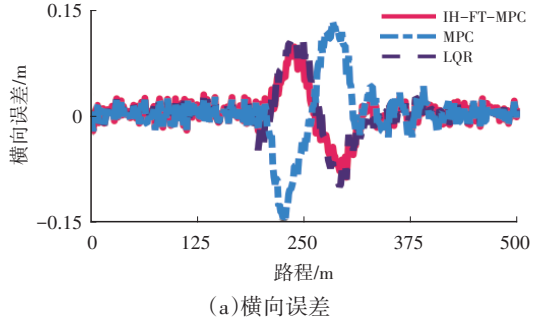
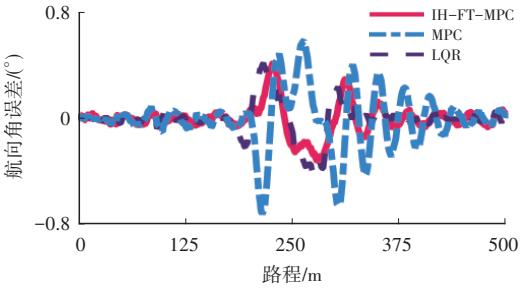


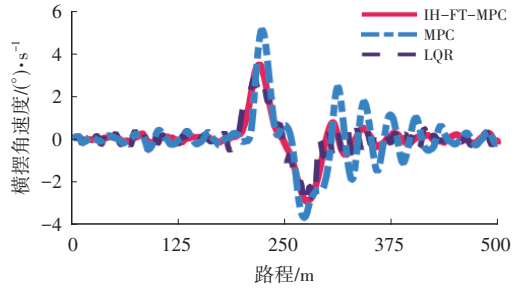
图4　SLC工况行驶轨迹



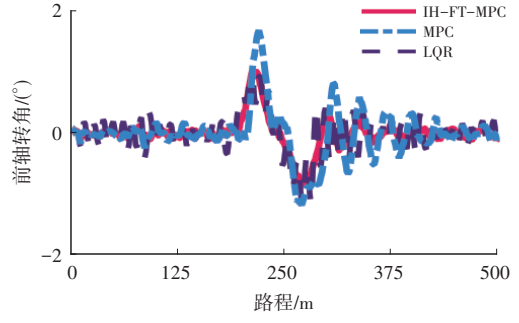
(a)横向误差



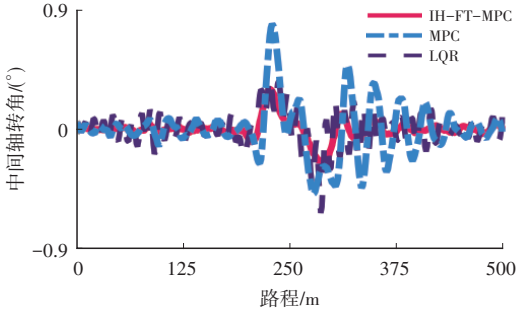
(b)航向角误差



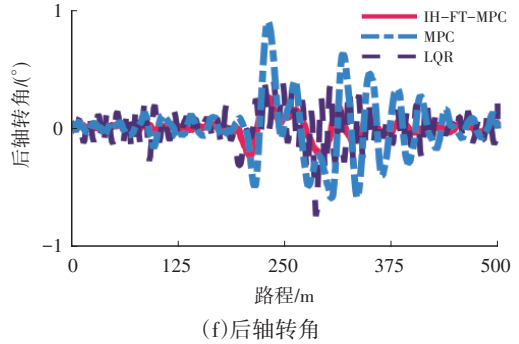
(c)横摆角速度



(d)前轴转角



(e)中间轴转角



(f)后轴转角

图5　SLC工况下控制器状态量和控制量

由图5a~图5b可知，对于LQR算法，由于无法有效应对被控系统的转向延迟和状态方程时变，尤其是在

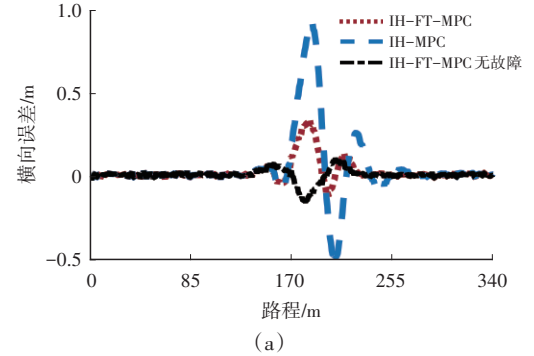
转向机构倍增和高动能的行驶工况下，其横向误差和航向角误差的最大值和均方根值分别为0.149 3 m、0.027 5 m和0.724 0°、0.133 9°，跟踪效果最差，且在稳态时存在较大幅度的振荡。两种MPC算法由于均可考虑延迟特性和状态方程的变化，其跟踪精度比LQR更优。但本文所提出的IH-FT-MPC策略是无限时域的，因此相较于MPC更为精确，其横向误差和航向角误差的最大值和均方根值分别为0.099 7 m、0.019 2 m和0.416 9°、0.074 1°。与MPC策略相比，IH-FT-MPC策略的横向误差最大值和均方根值分别降低了12.15%和14.67%，航向角误差最大值和均方根值分别降低了3.94%和10.62%。

5.2 执行机构故障构型

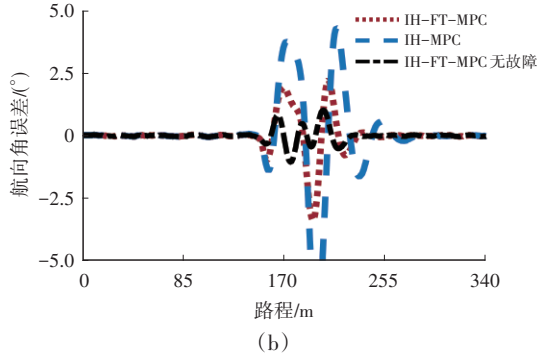
为验证本文控制策略的容错性能，对本文所提出的IH-FT-MPC策略和无法容错的无限时域MPC（IH-MPC）进行对比。模拟的场景分别为横向距离最大值为3.5 m的双移线工况和转弯半径为50 m的U形弯道（U-Turn）工况，并在行驶过程中设置了不同的故障构型。

5.2.1 双移线工况

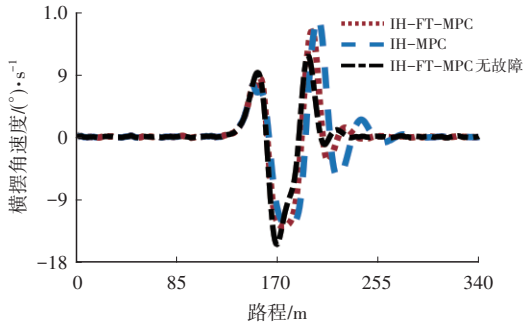
在双移线道路场景下设置路面附着系数为0.85、行驶车速为45 km/h，并分别在路程为149 m（t=12 s）和137 m（t=11 s）时，对转向执行机构设置前轴左侧轮胎和后轴左侧轮胎同时失效故障（故障A）和前轴两侧车轮同时失效故障（故障B），仿真结果如图6~图9所示。



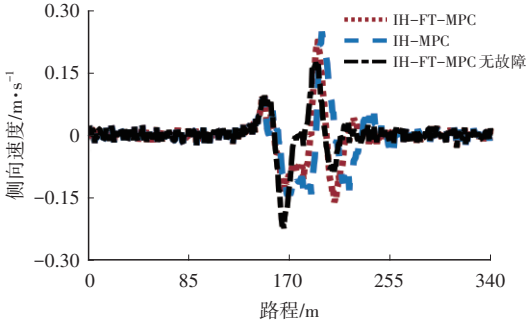
（a）



（b）

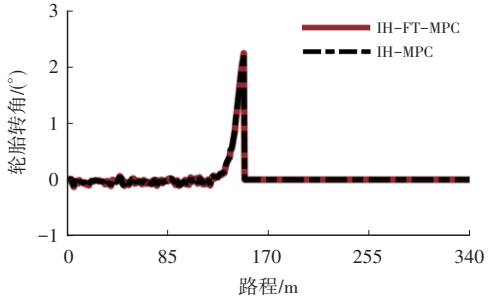


（c）

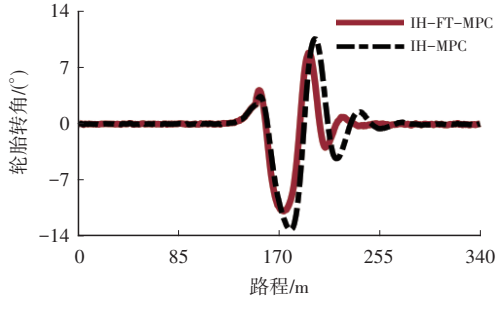


（d）

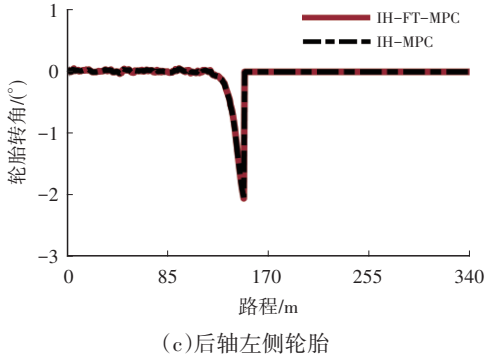
图6 故障A场景下的行驶状态量



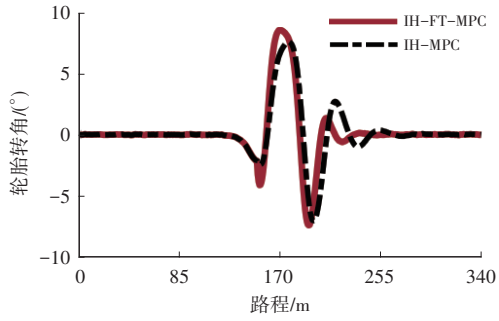
（a）前轴左侧轮胎



（b）前轴右侧轮胎

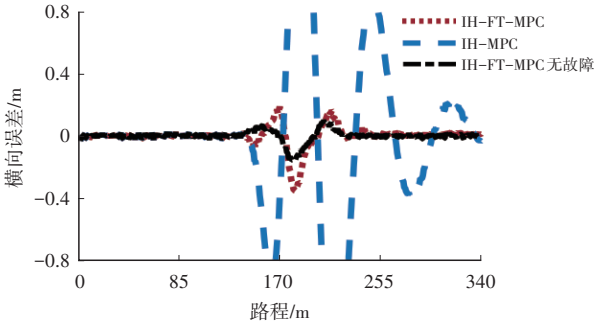


（c）后轴左侧轮胎

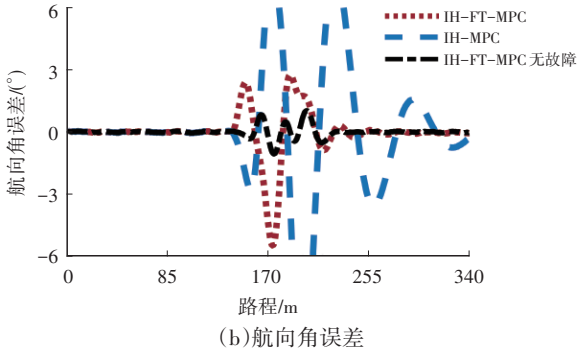


(d)后轴右侧轮胎

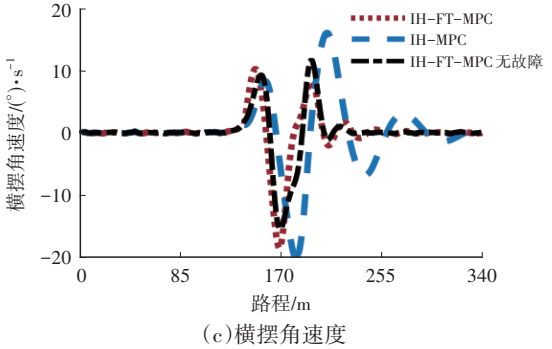
图7　故障A场景下的轮胎转角控制量



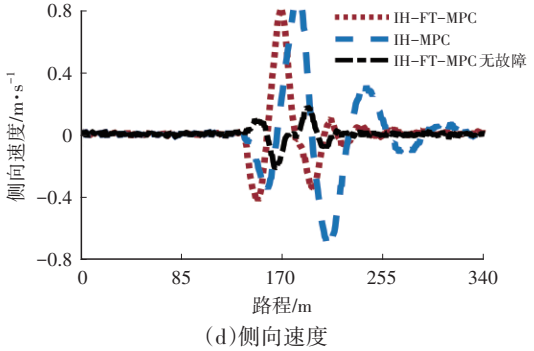
(a)横向误差



(b)航向角误差

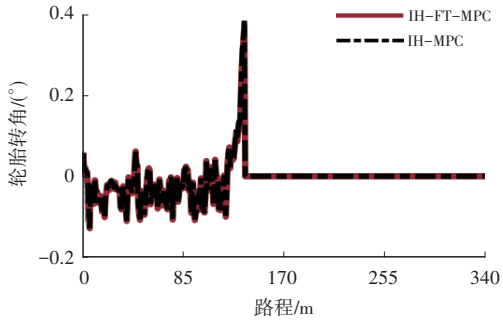


(c)横摆角速度

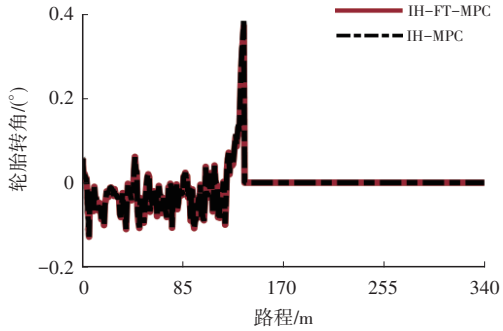


(d)侧向速度

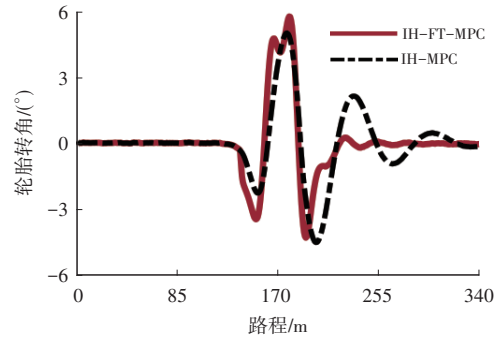
图8　故障B场景下的行驶状态量



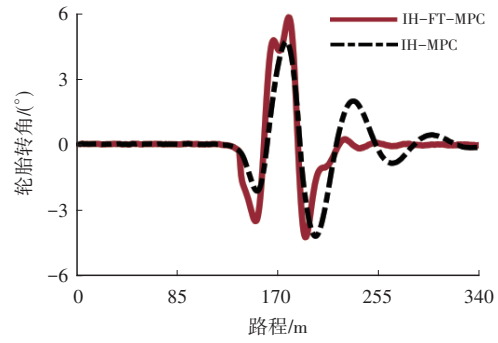
(a)前轴左侧轮胎



(b)前轴右侧轮胎



(c)中间轴左侧轮胎



(d)中间轴右侧轮胎

图9　故障B场景下的轮胎转角控制量

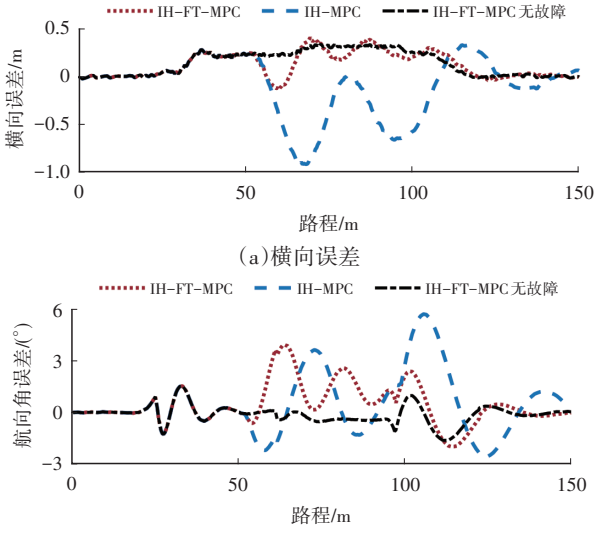
由图6a可以看出，在故障A场景下，IH-FT-MPC策略将横向误差保持在0.338 3 m以内，IH-MPC策略虽然在最终的直线阶段完成收敛，但其横向误差达到0.922 2 m，存在较大的行驶安全风险。由图7a和图7c可知，故障A发生时，对应轮胎转向执行器失效，前轴左侧轮胎转角和后轴左侧轮胎转角均置为0。

由图8b、图8d可知，对于故障B，IH-FT-MPC策略虽然在故障阶段路程为170 m处的航向角误差和横向速度分别接近6°和0.8 m/s，但从图8a中可以看出，IH-FT-MPC策略在发生故障后仍较好地完成了跟踪，其横向误差的最大值和均方根值分别为0.348 5 m和0.048 1 m，而IH-MPC策略则达到了2.011 7 m和0.437 4 m，更为严重的是，IH-MPC策略在最终阶段始终难以收敛。由图9a和图9b可知，故障B发生时，对应轮胎转向执行器失效，前轴左侧轮胎转角和后轴左侧轮胎转角均置为0。

5.2.2　U形弯工况

设置车速为50 km/h，行驶场景为路面附着系数为0.85的U形弯道（U-Turn）。当行驶路程为51 m（t=6 s）和77 m（t=10 s）时，分别设置前轴右侧和后轴左侧轮胎同时失效故障（故障C），以及前轴左侧、中间轴左侧和后轴右侧轮胎同时失效故障（故障D）。

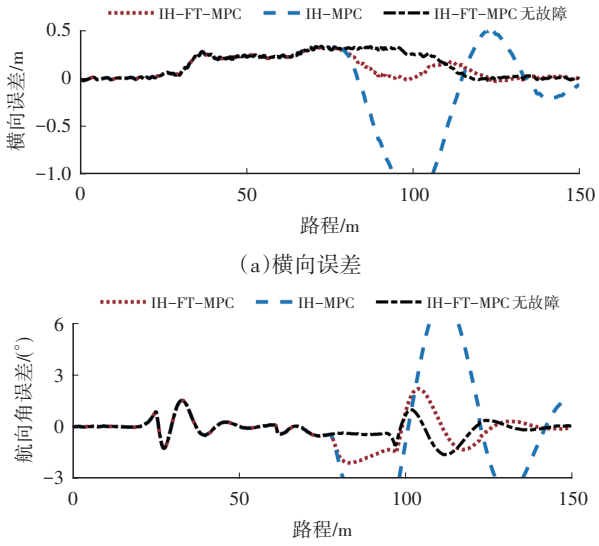
U-Turn工况下故障C构型和故障D构型的行驶误差如图10和图11所示。由图10a和图11a中的横向误差可知，在故障C和故障D工况下，IH-FT-MPC策略的横向误差最大值为0.414 0 m和0.344 1 m，与无故障工况0.324 1 m的横向误差十分接近，表现出了较强的鲁棒性。而无法容错的IH-MPC策略因在优化求解过程中未能对故障执行器进行有效隔离，导致跟踪误差持续增大，横向误差的最大值达到0.921 4 m和1.330 m，对车辆的行驶安全构成了重大威胁。航向角误差方面，IH-FT-MPC同样具有较好的表现，由图10b和图11b可知，在故障C和故障D工况下，IH-FT-MPC策略航向角误差最大值分别为3.947°和2.227°，相比于IH-MPC策略的5.744°和7.569°分别降低了31.29%和70.59%。



（a）横向误差

（b）航向角误差

图10　故障C场景下的行驶误差



（a）横向误差

（b）航向角误差

图11　故障D场景下的行驶误差

6　结束语

本文以3×3全轮线控转向车辆为研究对象，提出了一种考虑控制延迟和执行机构失效的无限时域MPC容错控制策略。最后通过实时仿真平台进行仿真验证，结果表明，所提出的策略能够稳定地控制不同故障构型的车辆而不必重新设计控制器。同时验证了该策略在延迟和多种故障情况下的鲁棒性，与传统的MPC和LQR相比，表现出更高的跟踪精度。

本文的探究重点在于车辆的横向控制，然而分布式转向/驱动车辆每个执行器均有横、纵2个可控自由度，本文的研究工作尚未对两者进行结合。针对具有多可控自由度的分布式构型车辆，未来的工作将集中在横、纵向集成控制，提高复杂场景下的适应性以及行驶能量方面的优化。

参　考　文　献

[1] ELHOFY M, ABDELAZIZ M, OMRAN I, et al. Effects of Independent Wheels Steering System on Vehicle Cornering Performance and Road Safety of the Smart Cities[J]. Ain Shams Engineering Journal, 2023, 14(6).

[2] ZHANG L, ZHANG Z Q, WANG Z P, et al. Chassis Coordinated Control for Full X-by-Wire Vehicles-A Review[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2021, 34(2): 11-35.

[3] WANG Z P, DING X L, ZHANG L. Chassis Coordinated Control for Full X-by-Wire Four-Wheel-Independent-Drive Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 72(4): 4394-4410.

[4] BISWAS A, REON M A O, DAS P, et al. State-of-the-Art Review on Recent Advancements on Lateral Control of

Autonomous Vehicles[J]. IEEE Access, 2022, 10: 114759-114786.

[5] CHEN R N, HU J, ZHANG M C, et al. Path Tracking Control for Autonomous Vehicles Using Hybrid Fault-Tolerant Approach[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2024, 238(13): 6738-6747.

[6] LI Y, CHEN Q, ZHANG T H, et al. Path Following Fault-Tolerant Control of Distributed Drive Autonomous Unmanned Vehicle via Adaptive Terminal Sliding Mode[J]. Journal of the Franklin Institute, 2024, 361(1): 429-452.

[7] GE L H, ZHAO Y, ZHONG S R, et al. Motion Control of Autonomous Vehicles Based on Offset Free Model Predictive Control Methods[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2022, 144(11).

[8] PARK G, CHOI S B. A Model Predictive Control for Path Tracking of Electronic-Four-Wheel Drive Vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(11): 11352-11364.

[9] NAN J R, GE Z Q, YE X C, et al. Model Predictive Control for Autonomous Vehicle Path Tracking through Optimized Kinematics[J]. Results in Engineering, 2024, 24.

[10] SHI X Y, WANG H, CAI Y F, et al. Two-Stage Auxiliary Drifting Path Tracking Control for Distributed Driving Three-Axle Commercial Vehicles[J]. ISA Transactions, 2024, 153: 404-419.

[11] 王玮琛, 李军求, 孙逢春, 等. 基于Tube MPC的多轴重型车辆全轮转向路径跟踪策略[J]. 汽车工程, 2022, 44(11): 1665-1675+1715.
WANG W C, LI J Q, SUN F C, et al. Path Tracking Strategy for All-Wheel Steering of Multi-Axle Heavy-Duty Vehicles Based on Tube MPC[J]. Automotive Engineering, 2022, 44(11): 1665-1675.

[12] WAGNER M, NORMEY-RICO J E. RTI-NMPC for Control of Autonomous Vehicles Using Implicit Discretization Methods[EB/OL]. (2024-10-26) [2025-01-23]. https://doi.org/10.48550/arXiv.2410.12170.

[13] GUO N Y, ZHANG X D, ZOU Y, et al. A Computationally Efficient Path-Following Control Strategy of Autonomous Electric Vehicles with Yaw Motion Stabilization[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(2): 728-739.

[14] FAN X, WANG J Y, WANG H F, et al. LQR Trajectory Tracking Control of Unmanned Wheeled Tractor Based on Improved Quantum Genetic Algorithm[J]. Machines, 2023, 11(1).

[15] PARK M C, KANG Y S. Experimental Verification of a Drift Controller for Autonomous Vehicle Tracking: A Circular Trajectory Using LQR Method[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2021, 19(1): 404-416.

（责任编辑　斛　畔）

修改稿收到日期为2025年1月23日。

《汽车工程师》征稿启事

《汽车工程师》于1974年创刊，是由中国第一汽车集团有限公司主管、中国第一汽车股份有限公司主办的国内外公开发行的汽车应用技术类学术期刊，为RCCSE中国准核心学术期刊、CACJ中国应用型扩展期刊，被哥白尼精选数据库、EBSCO学术数据库、欧洲学术出版中心（EuroPub）数据库、J-Gate数据库收录。

《汽车工程师》以报道汽车产品设计领域的技术研究成果为主，专注于技术开发与应用层面的创新成果，提供汽车设计创新解决方案。《汽车工程师》将把握电动化、智能化、网联化、共享化的汽车技术主流发展趋势，努力吸收优质稿源，为我国汽车工程技术创新能力提升贡献力量。重点征稿方向包括：锂离子电池与新体系电池、动力电池热管理与热失控、燃料电池及其关键零部件、车用电机及其控制器、自动驾驶汽车环境感知与感知融合、自动驾驶汽车定位与建图、自动驾驶汽车测试、人工驾驶-无人驾驶车辆混行条件下的自动驾驶控制、智能线控底盘、一体化底盘、功能安全和预期功能安全。

热忱欢迎汽车行业的专家学者不吝赐稿，反映国家重点扶持项目、自然科学基金项目和其他重点项目等研究成果的稿件将优先发表，我们期待与您共同践行“把论文写在祖国大地上”的指示精神，为强大中国汽车工业作贡献！

本刊使用协同采编系统处理稿件，请登陆期刊网站注册后投稿，投稿要求见本刊网站中“下载中心”栏目的作者指南，网址：http://tjqc.cbpt.cnki.net。

《汽车工程师》编辑部