文章编号:1674-2974(2024)08-0165-11 DOI:10.16339/j.cnki.hdxbzkb.2024187

融合前馈及状态反馈的智能汽车模型预测控制

陈齐平[1†],曹天恒[1,2],黄少堂[2],江会华[2],江志强[3],时乐泉[2]
(1. 华东交通大学 载运工具与装备教育部重点实验室,江西 南昌 330013;
2. 江铃汽车股份有限公司,江西 南昌 330001;
3. 江西交通职业技术学院 汽车工程学院,江西 南昌 330013)

摘 要:针对具有动力学约束的智能汽车路径精确跟踪问题,提出了一种融合前馈及状态反馈的模型预测控制(model predictive control, MPC)方法.首先,根据车辆二自由度模型建立MPC路径跟踪基础模型,然后考虑基础模型中道路曲率变化对系统产生的已建模稳态扰动,设计前馈控制器(feed-forward control, FFC)进行消除;并进一步采用比例积分微分(proportional integral derivative, PID)控制器进行系统误差状态反馈调节;最终形成融合前馈及状态反馈转角输入的模型预测最优调节控制律(MPC-FF-PID).最后基于MATLAB/Simulink和Carsim平台证实所提算法的有效性,并基于智能驾驶实车平台在园区低速场景下进行实车测试,最大横向和航向误差分别为0.128 7 m和0.063 9 rad,表明本文算法具备更高的跟踪精度及安全性.

关键词:智能汽车;路径跟踪;模型预测控制;前馈控制;状态反馈PID控制;仿真与实车验证

中图分类号:U469.6 **文献标志码**:A

Model Predictive Control for Intelligent Vehicles Fusing Feed-forward and State Feedback

CHEN Qiping[1†], CAO Tianheng[1,2], HUANG Shaotang[2], JIANG Huihua[2],
JIANG Zhiqiang[3], SHI Lequan[2]
(1. Key Laboratory of Conveyance and Equipment Ministry of Education, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China;
2. Jiangling Motors Co., Ltd., Nanchang 330001, China;
3. School of Automotive Engineering, Jiangxi Vocational and Technical College of Communications, Nanchang 330013, China)

Abstract: In this paper, a model predictive control (MPC) method integrating feed-forward and state feedback is proposed for the problem of accurate path tracking for intelligent vehicles with dynamic constraints. Firstly, the MPC path tracking base model is established according to the vehicle two-degree-of-freedom model, and then, the modeled steady-state perturbations generated by the road curvature changes on the system in the base model are considered and designed to be eliminated by feed-forward control (FFC); Furthermore, the proportional integral

* **收稿日期**:2023-05-24
基金项目:江西省重点研发计划重点项目(20212BBE51014, 20224BBE52003),Key Research and Development Program of Jiangxi Province (20212BBE51014, 20224BBE52003);江西省03专项及5G项目(20232ABC03A30), Project of Jiangxi 03 Special and 5G(20232ABC03A30)
作者简介:陈齐平(1984—),男,江西樟树人,华东交通大学教授,博士
† 通信联系人,E-mail:qiping3846758@163.com

derivative (PID) controller is used to regulate the system error state feedback; Meanwhile, the model predictive optimal regulation control law (MPC-FF-PID) is verified by integrating the feed-forward and state feedback corner inputs. Finally, the effectiveness of the proposed algorithm is confirmed based on MATLAB/Simulink and Carsim platforms, and a real vehicle test is carried out in the low-speed scenario in the park based on the intelligent driving real vehicle platform, and the maximum lateral and heading errors are 0.128 7 m and 0.063 9 rad, respectively, indicating that the proposed algorithm has higher tracking accuracy and safety.

Key words: intelligent vehicles; path tracking; model predictive control; feed-forward control; PID control based on state feedback; simulation and real vehicle verification

随着智能化与网联化技术的迅速发展,自动驾驶在汽车领域已经占据重要地位,已引起学者广泛关注[1].自动驾驶主要包括环境感知、定位地图、自主决策与规划及控制执行等模块[2-4],其中路径跟踪是控制执行的关键环节,也是自动驾驶的核心技术之一,路径跟踪精准与否体现了智能车辆跟踪性能的优劣,同时决定自动驾驶汽车是否安全和舒适.

发展具有车辆执行约束的路径跟踪算法是当前提升智能汽车路径跟踪精度的有效办法.李韶华等[5]提出一种模糊变权重模型预测控制(Takagi-Sugeno fuzzy model predictive control, T-S FMPC)策略,通过T-S模糊控制优化并调节模型预测控制(MPC)权重矩阵,使跟踪精度有效提升.Wang等[6]提出了一种模糊自适应权值控制的模型预测控制器,通过模糊自适应控制算法改善传统MPC控制器中代价函数权值,使得跟踪精度和转向平顺性均优于传统MPC控制器.庞辉等[7]提出一种线性时变模型预测跟踪控制器,在运动学模型基础上构建跟踪系统的误差模型,并利用线性参数化理论对误差模型进行离散化,将其转化为线性二次最优问题,在一定程度上提升了跟踪精度.Gao等[8]提出一种无人车横向运动的轨迹跟踪控制方案,在运动学模型基础上进行泰勒级数展开,提出一种用于求解横向运动轨迹跟踪控制问题的新型有界等效函数,保证了较强的鲁棒性和控制精度.Cheng等[9]提出一种基于模型预测控制方法的车辆自动转向控制器,对不确定的参数进行LMI求解,保证了控制精度的准确性.张维刚等[10]提出一种改进的线性时变模型预测控制算法,将横摆角速度和质心侧偏角加入跟踪目标,提高了路径跟踪精度.

文献[1-10]考虑了车辆执行约束并设计优化了求解问题,在改善系统跟踪精度方面具有显著的优势.本文重点关注如何消除路径跟踪基础模型中稳态误差问题.具体体现为当车辆行驶在较大曲率弯道时,系统易产生一个较大的时变干扰,易导致跟踪精度下降,使驾驶的安全性受到威胁.例如,关龙新等[11]提出一种考虑跟踪系统复杂扰动的模型预测控制方法,设计预瞄距离动态调整方法的同时,引入扩张状态观测器,估计系统的未知扰动并用于前馈补偿,较好地解决了道路曲率对控制系统产生的影响,确保了安全性并具备更高的跟踪精度.贺伊琳等[12]考虑了轮胎侧偏刚度及道路曲率对车辆动力学特性的影响,提出了一种含有预瞄特性的智能电动汽车模型预测稳定性前馈+反馈控制方法.Guan等[13]提出了一种基于BP神经网络前馈补偿的速度适应性模型预测算法,在此策略下达到了很好的跟踪精度.以上方法采用前馈办法均较好地处理了道路曲率对系统造成的影响.但值得关注的是,前馈补偿策略可能无法彻底消除曲率干扰.

充分利用系统状态进行反馈调优是进一步改善系统跟踪精度的有效办法.Chu等[14]针对在处理简化车辆模型时存在的模型误差导致跟踪控制性能下降的问题,提出一种轨迹规划与控制架构,结合模型预测控制和比例积分微分(PID)反馈控制来实现目标轨迹的跟踪,在曲线路径中跟踪精度有明显改善.Hu等[15]提出了一种基于混合遗传算法和线性矩阵不等式方法的鲁棒H_∞静态输出反馈控制器,能够适当对外部不确定干扰进行反馈补偿,可以有效提高路径跟踪精度和车辆的稳定性.Sun等[16]提出了一种双隐层输出反馈神经网络非奇异终端滑模控制的策略,通过神经网络算法优化并估计系统的不确定因素,使系统快速收敛,提高了系统的跟踪精度和鲁棒性.Meng等[17]为解决横向运动中模型的不确定扰动,提出了一种利用数据状态反馈的近似扰动解耦方法,

使用该方法搭建的状态反馈控制器可以有效衰减干扰对系统的影响.Meng等[18]为了抑制不确定扰动的影响,提出一种双扩展状态观测器和采样数据输出反馈控制相结合的方法,保证了闭环系统的全局渐近稳定并提高了系统的跟踪精度.Taghavifar等[19]采用多约束非线性模型预测控制模式,将路径跟踪问题转化为偏航稳定问题,建立具有输入饱和的反馈控制律,减少了稳态误差,增强了瞬态路径跟踪性能.

文献[11-19]充分利用系统输出状态实现进一步的反馈调优.本文鉴于路径跟踪基础模型中道路曲率变化对系统产生的扰动为已建模干扰,可通过终值定理求解;然而未知的建模误差具有未知时变性,故采用PID控制器对系统状态误差进行反馈调节,进一步达到消除未知建模误差的目的,该方法在工程上简单可行,调优便利,有助于提升工程开发效率,具有良好的参考价值.因此,最终形成融合前馈及反馈转角输入的模型预测最优调节控制律(MPC-FF-PID).

本文主要贡献为:

1)以车辆二自由度动力学模型为基础建立MPC路径跟踪基础模型;考虑基础模型中道路曲率变化对系统产生的稳态扰动,设计前馈控制器进行消除,同时设计PID反馈控制器对系统误差进行状态反馈调节.

2)采用MATLAB/Simulink和Carsim仿真平台进行可行性验证;在园区低速场景下开展了智能驾驶实车测试.比较分析了MPC-FF(仅含前馈的MPC)与MPC-PID(仅含PID反馈的MPC)控制器.试验结果表明本文设计的融合前馈及状态反馈的模型预测控制器具有更高的跟踪精度,同时本文工作的开展对智能驾驶工程应用具有一定的参考价值.

1　动力学与路径跟踪模型

1.1　车辆动力学建模

本文主要针对路径精确跟踪的单目标问题,因纵向速度变化小,忽略横向、纵向轮胎力学的耦合影响,仅考虑轮胎侧偏特性.建立图1所示的二自由度车辆动力学模型,其参数如表1所示.

图1中,v_y为侧向车速;v_x为纵向车速;$\dot{\phi}$为横摆角速度;F_{yf}和F_{yr}分别为前、后轮侧向力;α_f和α_r分别为前轮、后轮的轮胎侧偏角;δ_f为前轮转角;β为质心侧偏角;l_f和l_r分别为前、后轴到质心距离.

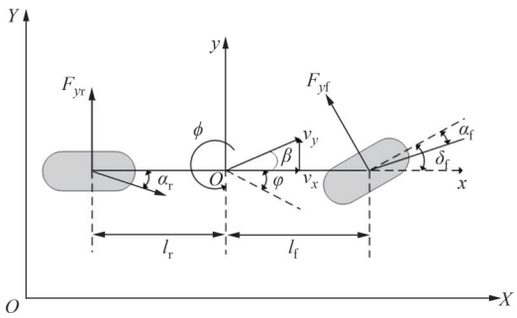


图1　二自由度动力学模型

Fig.1　2-degrees-of-freedom dynamics model

表1　动力学模型参数

Tab.1　The parameters of the dynamics model

参数	符号	数值
智能汽车质量/kg	m	1 830
质心到前轴的距离/m	l_f	1.276
质心到后轴的距离/m	l_r	1.589
转动惯量/(kg·m^2)	I_z	3 710.4
前轮侧偏刚度/(N·rad^{-1})	$C_{\alpha f}$	-75 000
后轮侧偏刚度/(N·rad^{-1})	$C_{\alpha r}$	-75 000
转向系角传动比	i_{ss}	15.9

由牛顿第二定律得出车辆沿y轴和z轴的力平衡方程:

$$\begin{cases} m\dot{v}_y = -mv_x\dot{\phi} + F_{yf} + F_{yr} \\ I_z\ddot{\phi} = F_{yf}l_f - F_{yr}l_r \end{cases} \tag{1}$$

式中:m为智能汽车质量;I_z为转动惯量.

在转弯半径较大且路况较好的情况下,轮胎侧偏角的线性函数可以用轮胎侧向力F_{yf}和F_{yr}近似表示为:

$$F_{yf} = 2C_{\alpha f}\left(\frac{\dot{\phi}l_f + v_y}{v_x} - \delta_f\right) \tag{2}$$

$$F_{yr} = 2C_{\alpha r}\frac{v_y - \dot{\phi}l_r}{v_x} \tag{3}$$

式中:$C_{\alpha f}$和$C_{\alpha r}$分别为前、后轮胎侧偏刚度.

将式(1)~式(3)联立得:

$$\dot{v}_y = -\left[v_x - \frac{2(C_{\alpha f}l_f - C_{\alpha r}l_r)}{mv_x}\right]\dot{\phi} + \frac{2C_{\alpha f} + 2C_{\alpha r}}{mv_x}v_y - \frac{2C_{\alpha f}}{m}\delta_f \tag{4}$$

$$\ddot{\phi} = \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f^2 + C_{\alpha r}l_r^2\right)}{I_z v_x}\dot{\phi} + \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f - C_{\alpha r}l_r\right)}{I_z v_x}v_y - \frac{2C_{\alpha f}l_f}{I_z}\delta_f \tag{5}$$

1.2 路径跟踪模型

在已知车身坐标系xoy和Frenet坐标系$\tau_r o_r n_r$情况下,将路径跟踪过程中车辆质心与参考路径的侧向误差记为e_d,航向误差记为e_ϕ,用微分形式表示为

$$\begin{cases}\dot{e}_\phi = \dot{\phi} - \dot{\phi}_{des}\\ \dot{e}_d = v_y + v_x\left(\phi - \phi_{des}\right)\\ \ddot{e}_\phi = \ddot{\phi} - \ddot{\phi}_{des}\\ \ddot{e}_d = \dot{v}_y + v_x\left(\dot{\phi} - \dot{\phi}_{des}\right)\end{cases} \tag{6}$$

式中:$e_\phi = \phi - \phi_{des}$;$\dot{\phi}_{des} = v_x\kappa$;$\phi_{des}$为期望航向角;$v_x$为纵向车速;$\kappa$为道路曲率.

将式(4)代入式(6)得:

$$\ddot{e}_d = -\left(v_x - \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f - C_{\alpha r}l_r\right)}{mv_x}\right)\left(\dot{e}_\phi + \dot{\phi}_{des}\right) - \frac{2C_{\alpha f}}{m}\delta_f + \frac{2\left(C_{\alpha f} + C_{\alpha r}\right)}{mv_x}\left(\dot{e}_d - v_x e_\phi\right) + v_x\dot{e}_\phi \tag{7}$$

将式(5)代入式(6)得:

$$\ddot{e}_\phi = \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f^{\,2} + C_{\alpha r}l_r^{\,2}\right)}{I_z v_x}\left(\dot{e}_\phi + \dot{\phi}_{des}\right) - \ddot{\phi}_{des} + \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f - C_{\alpha r}l_r\right)}{I_z v_x}\left(\dot{e}_d - v_x e_\phi\right) - \frac{2C_{\alpha f}l_f}{I_z}\delta_f \tag{8}$$

将式(7)~式(8)联立可得路径跟踪基础模型的状态方程:

$$\begin{cases}\dot{x}(t) = A_t x(t) + B_t u(t) + C_t\dot{\phi}_{des}\\ y(t) = I_{4\times4}\cdot x(t)\end{cases} \tag{9}$$

式中:$x(t) = \left[e_d \quad \dot{e}_d \quad e_\phi \quad \dot{e}_\phi\right]^T$是系统状态量矩阵;$u(t)$是输入量$\delta_f(t)$;$C_t\dot{\phi}_{des}(t)$是道路曲率变化产生的系统扰动项;$y(t)$为状态输出矩阵;$I_{4\times4}$为4×4的单位矩阵.

$$A_t = \begin{bmatrix}0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & \frac{2\left(C_{\alpha f}+C_{\alpha r}\right)}{mv_x} & -\frac{2\left(C_{\alpha f}+C_{\alpha r}\right)}{m} & \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f - C_{\alpha r}l_r\right)}{mv_x}\\ 0 & 0 & 0 & 1\\ 0 & \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f - C_{\alpha r}l_r\right)}{I_z v_x} & -\frac{2\left(C_{\alpha f}l_f - C_{\alpha r}l_r\right)}{I_z} & \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f^{\,2} + C_{\alpha r}l_r^{\,2}\right)}{I_z v_x}\end{bmatrix};$$

$$B_t = \begin{bmatrix}0\\ -\frac{2C_{\alpha f}}{m}\\ 0\\ -\frac{2C_{\alpha f}l_f}{I_z}\end{bmatrix};\quad C_t = \begin{bmatrix}0\\ \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f - C_{\alpha r}l_t\right)}{mv_x} - v_x\\ 0\\ \frac{2\left(C_{\alpha f}l_f - C_{\alpha r}l_t\right)}{I_z v_x}\end{bmatrix}$$

2 路径跟踪控制器设计

针对路径跟踪控制过程中精度问题,改进的算法架构如图2所示.该架构主要由3部分组成:1)MPC控制器接收路径信息,根据路径信息计算出可控的MPC前轮转角;2)根据基础模型中道路曲率引起的稳态扰动设计前馈控制器进行消除;3)设计

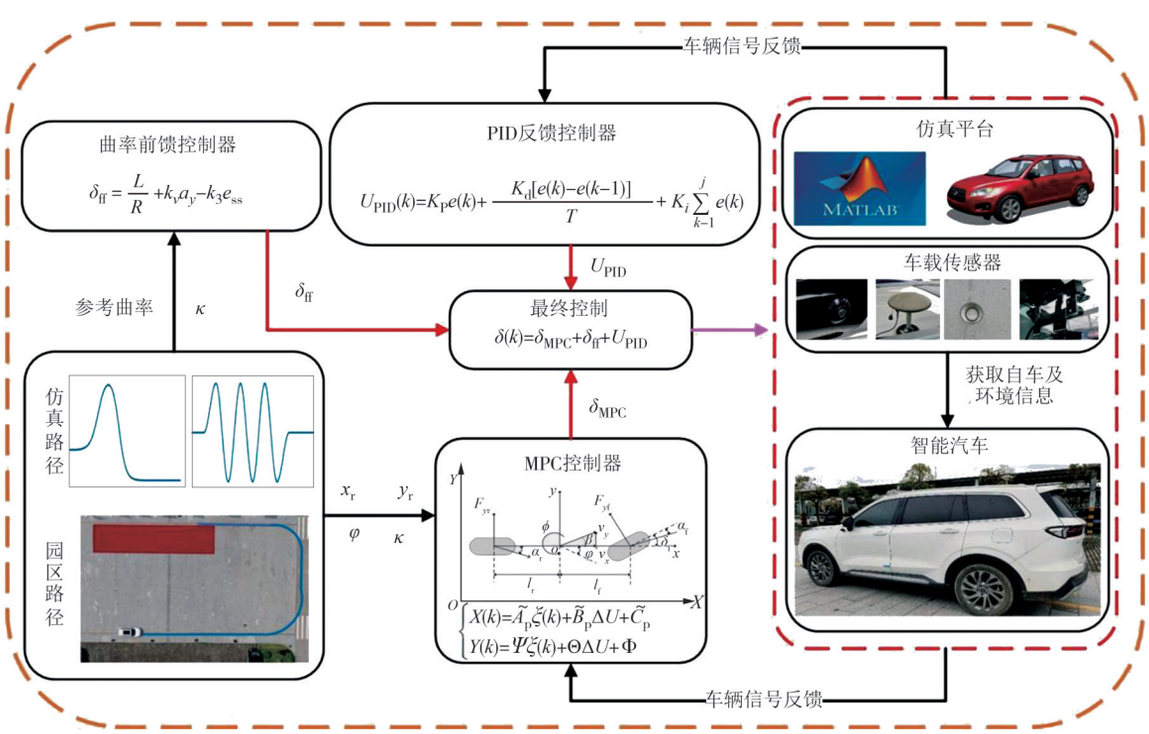


图2 MPC-FF-PID算法架构

Fig.2 The architecture of MPC-FF-PID algorithm

比例积分微分控制器进行系统误差状态反馈调节.最终形成MPC控制器前轮转角、曲率前馈补偿角及PID反馈补偿角相叠加的前轮转角控制律,达到改善路径跟踪精度的目的.

2.1 模型预测控制器设计

通过欧拉法对式(9)进行离散得:

$$\begin{cases} x(k+1) = A_{\mathrm{d}}x(k) + B_{\mathrm{d}}u(k) + C_{\mathrm{d}} \\ y(k) = E_{\mathrm{d}}x(k) \end{cases} \tag{10}$$

式中:$A_d = \left(I_{4\times4} - \dfrac{A_tT}{2}\right)^{-1}\left(I_{4\times4} + \dfrac{A_tT}{2}\right)$;$B_d = B_tT$;$C_{\mathrm{d}} = C_tT\dot{\phi}_{\mathrm{des}}(t)$;$E_{\mathrm{d}} = I_{4\times4}$;$T$为离散系统的采样时间.

根据式(10)构建含控制量增量的状态空间方程:

$$\begin{cases} \xi(k+1) = \tilde{A}\xi(k) + \tilde{B}\Delta u(k) + \tilde{C} \\ \eta(k) = \tilde{E}\xi(k) \end{cases} \tag{11}$$

式中:$\tilde{A} = \begin{bmatrix} A_{\mathrm{d}} & B_{\mathrm{d}} \\ 0_{1\times4} & I \end{bmatrix}$;$\tilde{B} = \begin{bmatrix} B_{\mathrm{d}} \\ I \end{bmatrix}$;$\tilde{C} = \begin{bmatrix} C_{\mathrm{d}} \\ 0 \end{bmatrix}$;$\tilde{E} = \begin{bmatrix} E_{\mathrm{d}} & 0_{4\times1} \end{bmatrix}$.预测时域设置为$N_{\mathrm{p}}$,控制时域设置为$N_{\mathrm{c}}$,并对式(11)进行迭代,可计算获取预测时域内的状态变量:

$$\begin{cases} \xi(k+1) = \tilde{A}\xi(k) + \tilde{B}\Delta u(k) + \tilde{C} \\ \xi(k+2) = \tilde{A}^2\xi(k) + \tilde{A}\tilde{B}\Delta u(k) + \tilde{B}\Delta u(k+1) + \tilde{A}\tilde{C} + \tilde{C} \\ \xi(k+3) = \tilde{A}^3\xi(k) + \tilde{A}^2\tilde{B}\Delta u(k) + \tilde{A}\tilde{B}\Delta u(k+1) + \tilde{B}\Delta u(k+2) + \tilde{A}^2\tilde{C} + \tilde{A}\tilde{C} + \tilde{C} \\ \quad\vdots \\ \xi\left(k+N_{\mathrm{p}}\right) = \tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}}\xi(k) + \tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-1}\tilde{B}\Delta u(k) + \cdots + \tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-N_{\mathrm{c}}}\tilde{B}\Delta u\left(k+N_{\mathrm{c}}-1\right) + \tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-1}\tilde{C} + \cdots + \tilde{A}\tilde{C} + \tilde{C} \end{cases} \tag{12}$$

预测时域内的输出变量:

$$\begin{cases} \eta(k+1) = \tilde{E}\tilde{A}\xi(k) + \tilde{E}\tilde{B}\Delta u(k) + \tilde{E}\tilde{C} \\ \eta(k+2) = \tilde{E}\tilde{A}^2\xi(k) + \tilde{E}\tilde{A}\tilde{B}\Delta u(k) + \tilde{E}\tilde{B}\Delta u(k+1) + \tilde{E}\tilde{A}\tilde{C} + \tilde{E}\tilde{C} \\ \eta(k+3) = \tilde{E}\tilde{A}^3\xi(k) + \tilde{E}\tilde{A}^2\tilde{B}\Delta u(k) + \tilde{E}\tilde{A}\tilde{B}\Delta u(k+1) + \tilde{E}\tilde{B}\Delta u(k+2) + \tilde{E}\tilde{A}^2\tilde{C} + \tilde{E}\tilde{A}\tilde{C} + \tilde{E}\tilde{C} \\ \quad\vdots \\ \eta\left(k+N_{\mathrm{p}}\right) = \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}}\xi(k) + \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-1}\tilde{B}\Delta u(k) + \cdots + \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-N_{\mathrm{c}}}\tilde{B}\Delta u\left(k+N_{\mathrm{c}}-1\right) + \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-1}\tilde{C} + \cdots + \tilde{E}\tilde{A}\tilde{C} + \tilde{E}\tilde{C} \end{cases} \tag{13}$$

根据式(12)和式(13)可得预测时域内状态空间方程和输出方程:

$$\begin{cases} Z(k) = \tilde{A}_{\mathrm{p}}\xi(k) + \tilde{B}_{\mathrm{p}}\Delta U + \tilde{C}_{\mathrm{p}} \\ G(k) = \Upsilon\xi(k) + \Theta\Delta U + \Phi \end{cases} \tag{14}$$

式中:

$$Z(k) = \begin{bmatrix} \xi(k+1) & \xi(k+2) & \cdots & \xi\left(k+N_{\mathrm{p}}\right) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$$G(k) = \begin{bmatrix} \eta(k+1) & \eta(k+2) & \cdots & \eta\left(k+N_{\mathrm{p}}\right) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$$\Delta U = \begin{bmatrix} \Delta u(k) & \Delta u(k+1) & \cdots & \Delta u\left(k+N_{\mathrm{c}}-1\right) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$$\tilde{A}_{\mathrm{p}} = \begin{bmatrix} \tilde{A} \\ \tilde{A}^2 \\ \vdots \\ \tilde{A}^{N_{\mathrm{c}}} \\ \vdots \\ \tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}} \end{bmatrix};\quad \tilde{B}_{\mathrm{p}} = \begin{bmatrix} \tilde{B} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \tilde{A}\tilde{B} & \tilde{B} & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \tilde{A}^{N_{\mathrm{c}}-1}\tilde{B} & \cdot & \cdot & \cdot & \tilde{A}\tilde{B} & \tilde{B} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-1}\tilde{B} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-N_{\mathrm{c}}}\tilde{B} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{C}_{\mathrm{p}} = \begin{bmatrix} \tilde{C} \\ \tilde{A}\tilde{C} + \tilde{C} \\ \vdots \\ \tilde{A}^{N_{\mathrm{c}}-1}\tilde{C} + \cdots\tilde{A}\tilde{C} + \tilde{C} \\ \vdots \\ \tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-1} + \cdots + \tilde{A}\tilde{C} + \tilde{C} \end{bmatrix};\quad \Upsilon = \begin{bmatrix} \tilde{E}\tilde{A} \\ \tilde{E}\tilde{A}^2 \\ \vdots \\ \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{c}}} \\ \vdots \\ \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}} \end{bmatrix}$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} \tilde{E}\tilde{B} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \tilde{E}\tilde{A}\tilde{B} & \tilde{E}\tilde{B} & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{c}}-1}\tilde{B} & \cdot & \cdot & \cdot & \tilde{E}\tilde{A}\tilde{B} & \tilde{E}\tilde{B} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-1}\tilde{B} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-N_{\mathrm{c}}}\tilde{B} \end{bmatrix}$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \tilde{E}\tilde{C} \\ \tilde{E}\tilde{A}\tilde{C} + \tilde{E}\tilde{C} \\ \vdots \\ \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{c}}-1}\tilde{C} + \cdots\tilde{E}\tilde{A}\tilde{C} + \tilde{E}\tilde{C} \\ \vdots \\ \tilde{E}\tilde{A}^{N_{\mathrm{p}}-1} + \cdots + \tilde{E}\tilde{A}\tilde{C} + \tilde{E}\tilde{C} \end{bmatrix}$$

MPC目标函数可设计为:

$$J = G(k)^{\mathrm{T}}QG(k) + \Delta U^{\mathrm{T}}R\Delta U + \rho\varepsilon^2 \tag{15}$$

式中:Q和R分别为输出状态量和输入控制量增量的权重矩阵;ε为松弛因子;ρ为松弛因子权重.

将MPC最优控制求解问题转换成含多约束的标准二次规划问题:

$$J=\frac{1}{2}\left[\Delta U^{\mathrm{T}},\varepsilon\right]H\left[\Delta U,\varepsilon\right]+g\left[\Delta U^{\mathrm{T}},\varepsilon\right]+P$$
$$\text{s.t.}\begin{cases}u_{\min}\leqslant u(k+j)\leqslant u_{\max},j=0,1,2,\cdots,N_{\mathrm{c}}-1\\ \Delta u_{\min}\leqslant\Delta u(k+j)\leqslant\Delta u_{\max},j=0,1,2,\cdots,N_{\mathrm{c}}-1\\ \eta_{\min}\leqslant\eta(k+i)\leqslant\eta_{\max},i=1,2,3,\cdots,N_{\mathrm{p}}\end{cases}\tag{16}$$

其中，$H=\begin{bmatrix}2(\Theta^{\mathrm{T}}Q\Theta+R) & 0\\ 0 & 2\rho\end{bmatrix}$，$g=2\begin{bmatrix}\Psi(k)^{\mathrm{T}}Q\Psi(k) & 0\end{bmatrix}$，$P=\Psi(k)^{\mathrm{T}}Q\Psi(k)$；$u_{\min}$和$u_{\max}$为输入前轮转角约束最值；$\Delta u_{\min}$和$\Delta u_{\max}$为输入前轮转角增量约束最值；$\eta_{\min}$和$\eta_{\max}$为输出状态量约束最值；$\Psi(k)$为预测时域内系统跟踪误差.

2.2 前馈控制器设计

由(10)式可知，MPC控制器的状态反馈控制形式为：

$$\begin{cases}\dot{x}(t)=(A_t-B_tK)x(t)+C_t\dot{\phi}_{\mathrm{des}}\\ u(t)=-K\cdot x(t)\end{cases}\tag{17}$$

根据式(17)可知，车辆在变曲率弯道行驶时，因为干扰项$C_t\phi_{\mathrm{des}}(t)$的存在，即使矩阵$(A_t-B_tK)$趋于稳定，系统的跟踪误差也很难完全收敛.为了消除路径参考曲率变化引起的稳态误差，本文设计一种含曲率的前馈控制器来获取稳定的前馈值δ_{ff}：

$$\delta_{\mathrm{ff}}=\frac{L}{R}+k_v a_{\mathrm{y}}-k_3 e_{\mathrm{ss}}\tag{18}$$

其中，$e_{\mathrm{ss}}=\left[\frac{l_{\mathrm{r}}}{R}-\frac{l_{\mathrm{f}}}{2C_{\alpha\mathrm{r}}}\times\frac{mv_x^{\,2}}{RL}\right]$为稳态方向角误差；$k_v=\left[\frac{l_{\mathrm{r}}m}{2C_{\alpha\mathrm{f}}L}-\frac{l_{\mathrm{f}}m}{2C_{\alpha\mathrm{r}}L}\right]$为转向不足斜率；$L=l_{\mathrm{f}}+l_{\mathrm{r}}$为轴距.

因此，含前馈补偿的MPC状态反馈控制形式被更新为：

$$\begin{cases}\dot{x}(t)=(A_t-B_tK)x(t)+B_t\delta_{\mathrm{ff}}+C_t\dot{\phi}_{\mathrm{des}}\\ u(t)=-K\cdot x(t)\end{cases}\tag{19}$$

2.3 反馈控制器设计

鉴于路径跟踪基础模型中道路曲率变化对系统产生的扰动为已建模干扰，可通过前馈控制器消除；然而未知的建模误差可能为一个与时间相关的函数，具有时变性[20]，故进一步采用PID控制器对系统状态误差进行反馈以进一步消除未知建模误差.因此结合跟踪系统实时的状态误差引入如下PID控制器对MPC跟踪框架进行进一步的校正.

$$\begin{cases}e(k)=y_{\mathrm{p}}(k-1)-y(k)\\ U_{\mathrm{PID}}(k)=K_{\mathrm{p}}e(k)+\dfrac{K_{\mathrm{d}}\left[e(k)-e(k-1)\right]}{T}+\\ \qquad K_i\sum_{k=1}^{j}e(k)\end{cases}\tag{20}$$

最终形成融合前馈及反馈转角输入的模型预测最优调节控制律：

$$\delta(k)=\delta_{\mathrm{MPC}}+\delta_{\mathrm{ff}}+U_{\mathrm{PID}}\tag{21}$$

3 仿真与实车试验

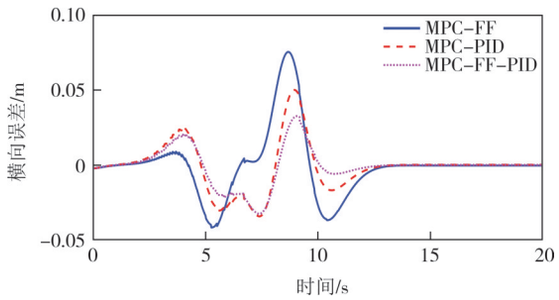
3.1 仿真分析

为验证所设计的MPC-FF-PID控制器的有效性，基于MATLAB/Simulink与Carsim平台进行路径跟踪控制仿真实验.比较分析MPC-FF、MPC-PID和MPC-FF-PID三种控制器路径跟踪性能.选取双移线工况和蛇形工况分别进行仿真验证，车速分别选取30 km/h、50 km/h、70 km/h，路面附着系数设置为0.85，预测时域N_{p}=20，控制时域N_{c}=4.

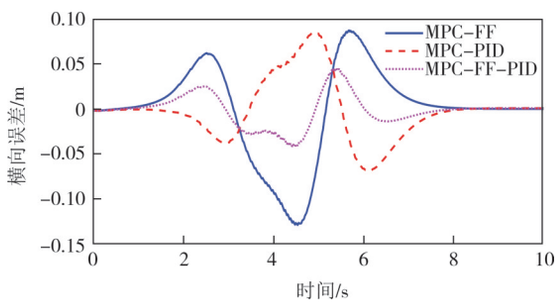
3.1.1 双移线场景仿真测试

双移线场景下不同车速下横向误差对比效果如图3和表2所示.从图3(a)可以看出：车速为30 km/h时，MPC-FF-PID控制器最大横向误差0.032 6 m，相对于MPC-FF控制器最大横向误差改善了56.7%，相对于MPC-PID控制器最大横向误差改善了34.9%.从图3(b)可以看出：车速为50 km/h时MPC-FF-PID控制器最大横向误差0.045 1 m，相对于MPC-FF控制器最大横向误差改善了65.1%，相对于MPC-PID控制器最大横向误差改善了46.8%.从图3(c)可以看出：车速为70 km/h时最大横向误差0.080 5 m，相对于MPC-FF控制器最大横向误差改善了46.3%，相对于MPC-PID控制器最大横向误差改善了32.2%.

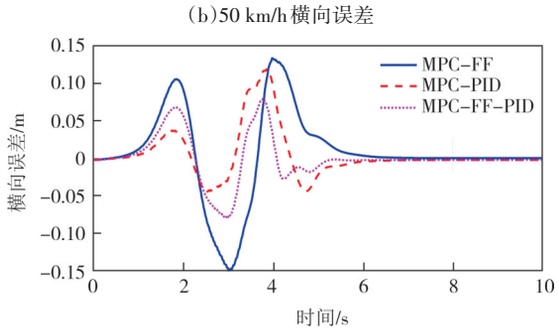
双移线场景下不同车速下航向角误差对比效果如图4和表3所示.从图4(a)可以看出：当车速为30 km/h时，MPC-FF-PID控制器最大航向误差为0.086 rad，相较于MPC-FF控制器的最大航向误差改善了2.93%，与MPC-PID控制器最大航向误差基本相同；图4(b)车速为50 km/h和图4(c)车速为70 km/h时，MPC-FF-PID控制器为了保证更高的跟踪精度，航向误差略高于MPC-FF控制器，同时比MPC-PID控制器分别改善了8.51%和10.48%.



(a)30 km/h横向误差



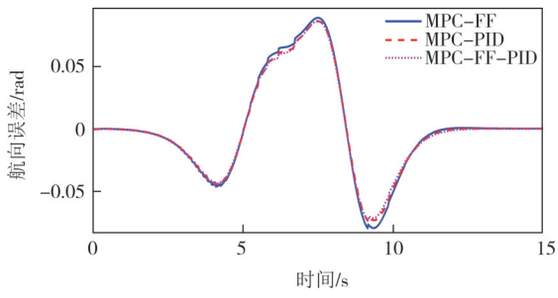
(b)50 km/h横向误差



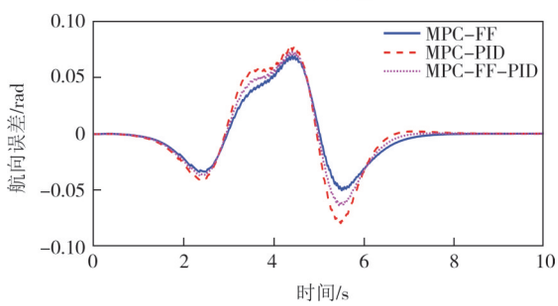
(c)70 km/h横向误差

图3　不同速度下双移线场景路径跟踪横向误差

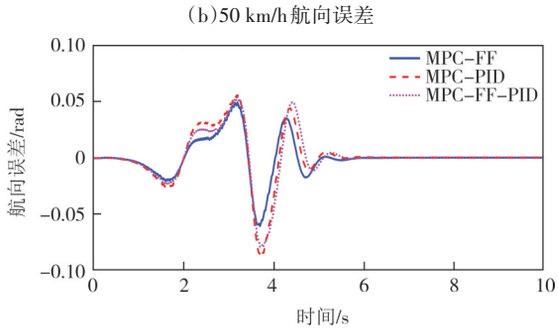
Fig.3　Path tracking lateral error with different vehicle speeds in double-lane change



(a)30 km/h航向误差



(b)50 km/h航向误差



(c)70 km/h航向误差

图4　不同速度下双移线场景路径跟踪航向误差

Fig.4　Path tracking heading error with different vehicle speeds in double-lane change

表2　不同速度下双移线场景路径跟踪横向误差结果分析

Tab.2　Analysis of path tracking lateral error with different vehicle speeds in double-lane change

控制器	不同速度横向误差最大值/m		
	30 km/h	50 km/h	70 km/h
MPC-FF	0.075 4	0.129 2	0.149 8
MPC-PID	0.050 1	0.084 8	0.118 7
MPC-FF-PID	0.032 6	0.045 1	0.080 5

表3　不同速度下双移线场景路径跟踪航向误差结果分析

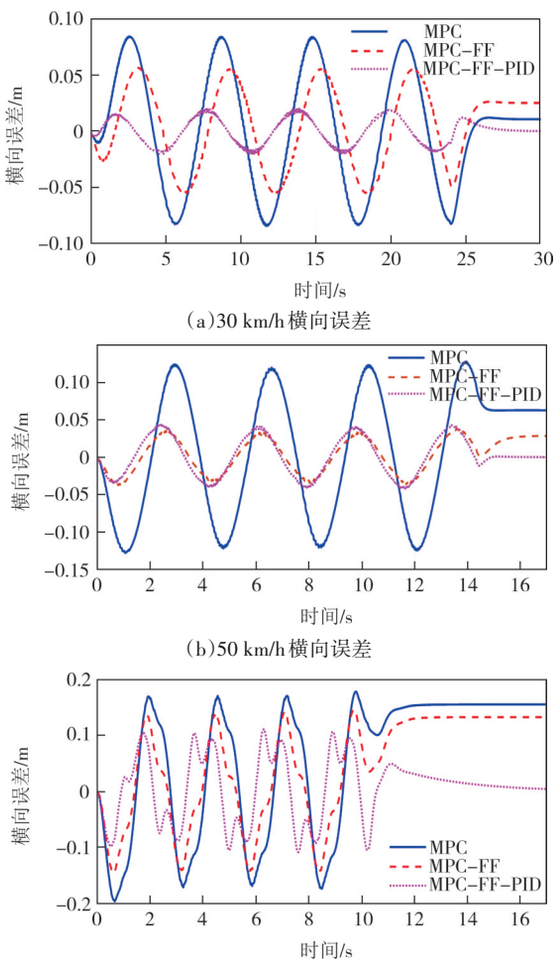
Tab.3　Analysis of path tracking heading error with different vehicle speeds in double-lane change

控制器	不同速度航向误差最大值/rad		
	30 km/h	50 km/h	70 km/h
MPC-FF	0.088 6	0.069 1	0.060 9
MPC-PID	0.085 7	0.079 9	0.088 7
MPC-FF-PID	0.086 0	0.073 1	0.079 4

3.1.2　蛇形场景仿真测试

双移线场景下本文算法已取得了较好的控制性能,进一步在蛇形场景下验证MPC、MPC-FF和MPC-FF-PID控制器在不同车速下的控制性能,跟踪效果如图5和表4所示.从图5(a)可以看出:车速为30 km/h时,MPC-FF-PID控制器最大横向误差为0.020 7 m,相对于MPC控制器最大横向误差改善了75.5%,相对于MPC-FF控制器最大横向误差改善了63.4%.从图5(b)可以看出:车速为50 km/h时MPC-FF-PID控制器最大横向误差为0.043 8 m,相对于MPC控制器最大横向误差改善了65.8%,与MPC-FF控制器最大横向误差相近.从图5(c)可以看出:车速为70 km/h时MPC-FF-PID控制器最大横向误差为0.111 8 m,相对于MPC控制器最大横向误差改善了41.6%,相对于MPC-FF控制器最大横向误差改善了22.6%.另外在图5中明显可看出采用MPC和MPC-

FF控制器进行控制,车辆临近终点时横向误差无法收敛至0,而MPC-FF-PID控制器能够消除稳态误差.



(a)30 km/h横向误差

(b)50 km/h横向误差

(c)70 km/h横向误差

图5 不同速度下蛇形场景路径跟踪横向误差

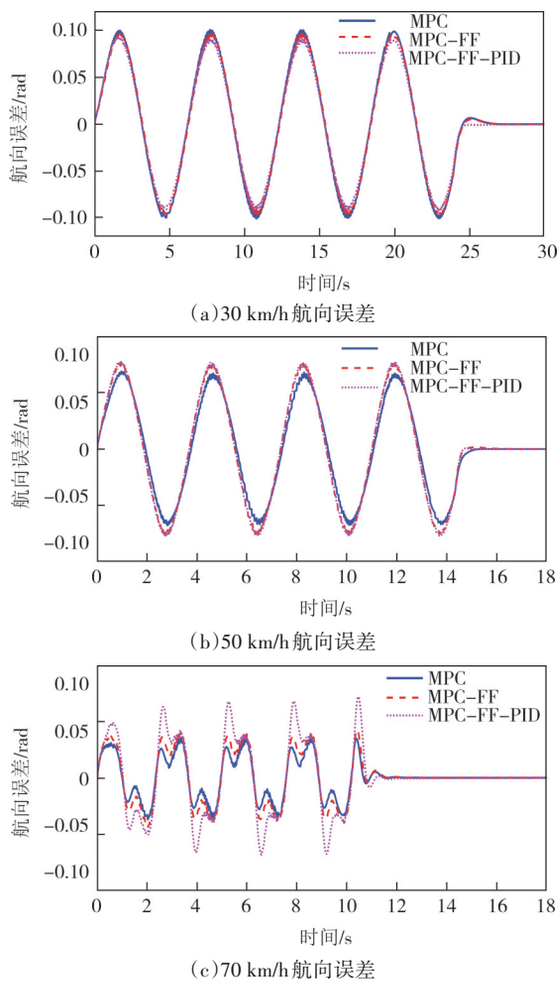
Fig.5 Path tracking lateral error with different vehicle speeds in serpentine scene

表4 不同速度下蛇形场景路径跟踪横向误差结果分析

Tab.4 Analysis of path tracking lateral error with different vehicle speeds in serpentine scene

控制器	不同速度横向误差最大值/m		
	30 km/h	50 km/h	70 km/h
MPC	0.084 6	0.127 9	0.191 6
MPC-FF	0.056 6	0.038 6	0.144 4
MPC-FF-PID	0.020 7	0.043 8	0.111 8

蛇形场景下,不同车速下航向角误差效果如图6和表5所示.从图6(a)可以看出:当车速为30 km/h时MPC-FF-PID控制器最大航向误差为0.092 9 rad,相对于MPC控制器的最大航向误差改善了7.8%,与MPC-PID控制器最大航向误差基本相同.从图6(b)、(c)可以看出:车速为50 km/h和70 km/h时,MPC-FF-PID控制器为了保证更高的跟踪精度,航向误差略高于MPC和MPC-FF控制器,但均处于高精度范围之内,满足安全驾驶的要求.



(a)30 km/h航向误差

(b)50 km/h航向误差

(c)70 km/h航向误差

图6 不同速度下蛇形场景路径跟踪航向误差

Fig.6 Path tracking heading error with different vehicle speeds in serpentine scene

表5 不同速度下蛇形场景路径跟踪航向误差结果分析

Tab.5 Analysis of path tracking heading error with different vehicle speeds in serpentine scene

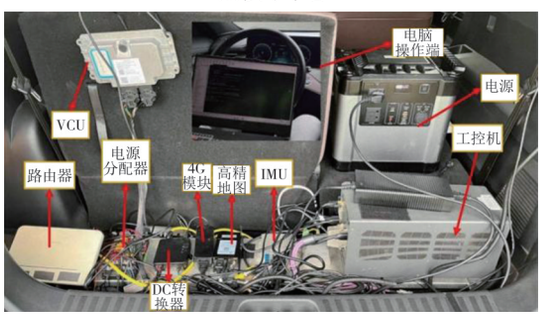
控制器	不同速度航向误差最大值/rad		
	30 km/h	50 km/h	70 km/h
MPC	0.100 8	0.068 9	0.036 9
MPC-FF	0.097 1	0.076 6	0.043 8
MPC-FF-PID	0.092 9	0.077 9	0.072 1

3.2 实车试验

实车测试采用某品牌智能驾驶平台,如图7所示,该平台搭载了自动驾驶所需要的前视摄像头、超声波雷达、RTK天线和环视摄像头等传感器.其中,行车模式下前视摄像头用于获取环境障碍物的位



(a)实车平台



(b)设备集成布置

图 7　自动驾驶车辆

Fig.7　Intelligent vehicle

置、速度、大小等关键信息,并下发到决策规划模块进而得到一条无碰撞的轨迹,由控制模块跟踪.其次,泊车模式下,首先通过4个环视摄像头获取真实场景下具有车位信息的拼接图并经感知模型识别获取有效车位;同时结合前视摄像头和环视摄像头识别的障碍物信息最终确定待泊入的车位,泊车轨迹由规划模块下发给控制模块;超声波雷达在泊车过程中提供所泊车位近距离范围内的动态障碍物位置,威胁到安全时直接触发控制模块进行紧急制动.RTK 定位模块实时提供车辆的位姿信息.在设备集成中包括高算力工控机、VCU、IMU、DC 转换器和高精地图等模块,并基于电脑操作端用 C++语言验证控制器的跟踪性能.

在实车试验中为确保安全车速工况为 7 km/h,实车算法中设置预测时域 N_p=10,控制时域 N_c=2.实车测试场景由两个大弯道构成,如图 8 所示.实车控制性能分析如图 9 和表 6 所示.

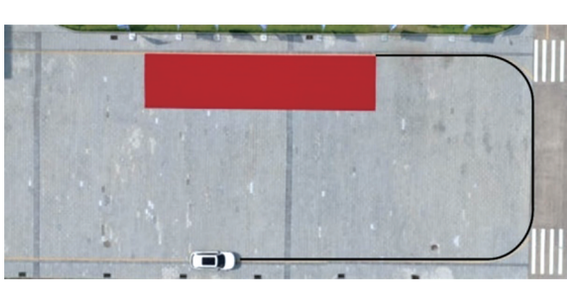
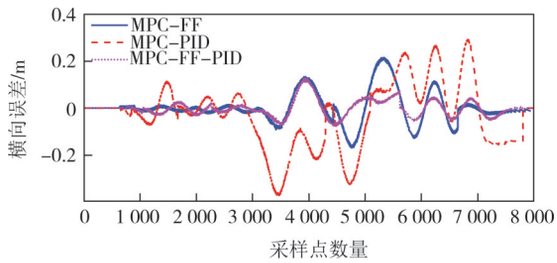
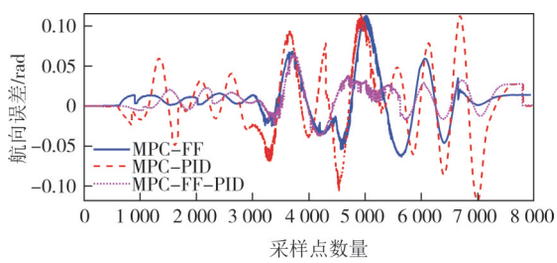


图 8　测试场景

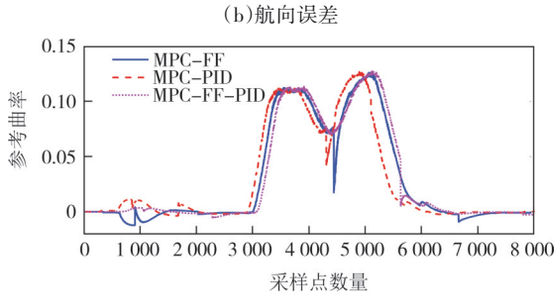
Fig 8　Test scenario



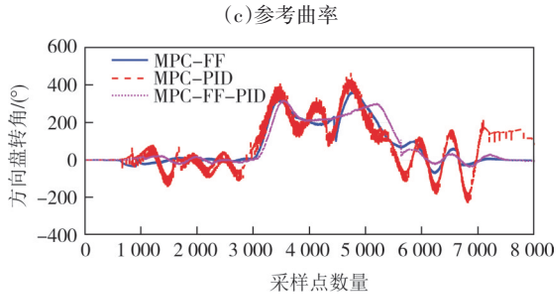
(a)横向误差



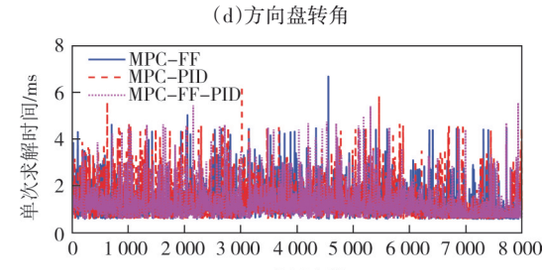
(b)航向误差



(c)参考曲率



(d)方向盘转角



(e)求解时间

图 9　实车控制性能分析

Fig.9　Path tracking performance analysis of real vehicle

仿真测试在双移线和蛇形场景依次以 30 km/h、50 km/h 和 70 km/h 的速度工况验证了算法的可靠性,证实 MPC-FF-PID 控制器能够较好地适用于低速、中低速和中高速工况,在消除横向稳态误差和改善跟踪精度方面具备优势.为进一步证实本文算法在工程应用中潜在价值开展实车试验.但由于本文

表6 实车效果数据对比

Tab.6 The data comparison of real vehicle effect

控制器		横向误差/m	航向误差/rad
MPC-FF	最大值	0.225 8	0.1151
	平均值	0.031 5	0.006 3
MPC-PID	最大值	0.351 7	0.118 8
	平均值	0.066 7	0.004 1
MPC-FF-PID	最大值	0.128 7	0.063 9
	平均值	0.001 0	0.008 4

采用的智能驾驶平台仅具备园区低速场景下自主行车/泊车功能,且纵向接口速度上限为10 km/h,故在以上条件约束下仅进行低速园区场景实车测试.

图9展示了三种控制器在实车试验中的跟踪控制效果,从图9(a)中可以看出:MPC-FF-PID控制器的最大横向误差为0.128 7 m,相对于MPC-FF控制器最大横向误差改善了43.0%,相对于MPC-PID控制器最大横向误差改善了63.4%;从图9(b)中可以看出:MPC-FF-PID控制器的最大航向误差为0.063 9 rad,相对于MPC-FF控制器最大航向误差改善了44.5%,相对于MPC-PID控制器最大航向误差改善了46.2%;结合图9(c)参考曲率和图9(d)方向盘转角可以看出:MPC-FF-PID控制器在进出弯道时更加平滑,整体的乘坐体验感受及车辆驾驶安全性更佳;图9(e)中可以看出MPC-FF-PID控制器的求解时间要略短于MPC-FF和MPC-PID控制器,可以更好地用于工程实际.

通过上述实车数据对比可知,MPC控制器融合前馈及PID反馈控制器使用效果会有更明显的改善,路径跟踪精度最佳.

4 结 论

针对具有动力学约束的智能汽车路径精确跟踪问题,提出了一种融合前馈及状态反馈的模型预测控制方法.利用MATLAB/Simulink和Carsim联合平台在双移线和蛇形场景进行仿真测试,以及基于智能车平台在低速园区场景进行实车测试.试验结果表明所提出的控制器在仿真和实车中均能够大幅减少横向误差,能够较好地应用于各种变曲率场景.其中,在实车试验中MPC-FF-PID控制器最大横向误差为0.128 7 m,相对于MPC-FF控制器改善了43.0%,相对于MPC-PID控制器改善了63.4%;MPC-FF-PID控制器最大航向误差为0.063 9 rad,相对于MPC-FF控制器改善了44.5%,相对于MPC-PID控制器改善了46.2%.实车测试结果表明本文算法使跟踪精度得到明显提高;航向误差也控制在较为理想的范围内,具有优越性.

下一步将开展具有自主观测系统内外部扰动最优调节控制器的研究,提升控制系统自主扰动估计及抗扰能力.

参考文献

[1] YAQOOB I, KHAN L U, AHSAN KAZMI S M, et al. Autonomous driving cars in smart cities: recent advances, requirements, and challenges[J]. IEEE Network, 2020, 34(1): 174-181.

[2] CHEN Q P, XIE Y F, GUO S F, et al. Sensing system of environmental perception technologies for driverless vehicle: a review of state of the art and challenges[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2021, 319: 112566.

[3] 吕超,鲁洪良,于洋,等. 基于分层强化学习和社会偏好的自主超车决策系统[J]. 中国公路学报,2022, 35(3): 115-126.
LÜ C, LU H L, YU Y, et al. Autonomous overtaking decision making system based on hierarchical reinforcement learning and social preferences[J]. China Journal of Highway and Transport, 2022, 35(3): 115-126. (in Chinese)

[4] TIAN R, LI N, KOLMANOVSKY I, et al. Game-theoretic modeling of traffic in unsignalized intersection network for autonomous vehicle control verification and validation[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 23(3): 2211-2226.

[5] 李韶华, 杨泽坤, 王雪玮. 基于T-S模糊变权重MPC的智能车轨迹跟踪控制[J]. 机械工程学报,2023,59(4):199-212.
LI S H, YANG Z K, WANG X W. Trajectory tracking control of an intelligent vehicle based on T-S fuzzy variable weight MPC[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2023, 59(4): 199-212. (in Chinese)

[6] WANG H Y, LIU B, PING X Y, et al. Path tracking control for autonomous vehicles based on an improved MPC[J]. IEEE Access, 2019, 7: 161064-161073.

[7] 庞辉,刘楠,刘敏豪,等. 基于线性时变模型预测控制的自主车辆轨迹跟踪控制器设计与验证[J]. 机械工程学报,2022, 58(24): 264-274.
PANG H, LIU N, LIU M H, et al. Design and validation of trajectory tracking controller for autonomous vehicle based on linear time-varying MPC method[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2022, 58(24): 264-274. (in Chinese)

[8] GAO H B, KAN Z, LI K Q. Robust lateral trajectory following control of unmanned vehicle based on model predictive control[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2022, 27(3):

1278-1287.

[9] CHENG S, LI L, CHEN X, et al. Model-predictive-control-based path tracking controller of autonomous vehicle considering parametric uncertainties and velocity-varying [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2021,68(9):8698-8707.

[10] 张维刚,张朋,韦昊,等. 一种基于LTVMPC改进的无人驾驶汽车路径跟踪控制算法[J]. 湖南大学学报(自然科学版),2021,48(10):67-73.
ZHANG W G, ZHANG P, WEI H, et al. An improved path tracking control algorithm for autonomous vehicle based on LTVMPC[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2021,48(10):67-73.(in Chinese)

[11] 关龙新,顾祖飞,张超,等. 考虑系统复杂扰动的智能车模型预测路径跟踪控制[J]. 汽车工程,2022,44(12):1844-1855.
GUAN L X, GU Z F, ZHANG C, et al. Model predictive path following control of intelligent vehicles considering system complex disturbances [J]. Automotive Engineering, 2022, 44(12):1844-1855.(in Chinese)

[12] 贺伊琳,马建,杨舒凯,等. 融合预瞄特性的智能电动汽车稳定性模型预测控制研究[J]. 汽车工程,2023,45(5):719-734.
HE Y L, MA J, YANG S K, et al. Research on stability model predictive control of intelligent electric vehicle with preview characteristics[J]. Automotive Engineering, 2023, 45(5): 719-734.(in Chinese)

[13] GUAN L X, LIAO P W, WANG A C, et al. Path tracking control of intelligent vehicles via a speed-adaptive MPC for a curved lane with varying curvature[J]. Proc IMechE, Part D: J Automobile Engineering, 2022, doi:10.1177/09544070221133967.

[14] CHU D F, LI H R, ZHAO C Y, et al. Trajectory tracking of autonomous vehicle based on model predictive control with PID feedback [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems,2023,24(2):2239-2250.

[15] HU C, JING H, WANG R, et al. Robust H_∞ output-feedback control for path following of autonomous ground vehicles [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2016, 70: 414-427.

[16] SUN Z, ZOU J Y, HE D F, et al. Path-tracking control for autonomous vehicles using double-hidden-layer output feedback neural network fast nonsingular terminal sliding mode[J]. Neural Computing and Applications,2022,34(7):5135-5150.

[17] MENG Q H, SUN Z Y, SHU Y, et al. Lateral motion stability control of electric vehicle via sampled-data state feedback by almost disturbance decoupling [J]. International Journal of Control,2019,92(4):734-744.

[18] MENG Q H, XU H, SUN Z Y. Nonlinear lateral motion stability control method for electric vehicle based on the combination of dual extended state observer and domination approach via sampled-data output feedback[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control,2021,43(10):2258-2271.

[19] TAGHAVIFAR H. Neural network autoregressive with exogenous input assisted multi-constraint nonlinear predictive control of autonomous vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2019,68(7): 6293-6304.

[20] QI G Y, LI X, CHEN Z Q. Problems of extended state observer and proposal of compensation function observer for unknown model and application in UAV[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2022, 52(5): 2899-2910.