

考虑通信延时的智能汽车非线性路径跟踪控制

付尧, 战椿水, 刘科

(吉林大学汽车底盘集成与仿生全国重点实验室, 长春 130022)

摘要: 针对路径跟踪中控制器与执行器之间的通信延时、车辆系统的强非线性以及控制器的输出约束的问题, 本文以智能汽车为研究对象, 提出了一种考虑通信延时的非线性路径跟踪控制器, 以提高汽车路径跟踪性能。首先, 建立二自由度车辆模型, 利用“魔术公式”建立轮胎模型, 建立具有通信延时的非线性路径跟踪模型; 其次, 根据控制器输出约束, 利用反步调节函数, 设计了非线性鲁棒控制器, 满足系统性能指标和鲁棒性要求; 最后, 分别在正弦工况与双移线工况下, 通过 MATLAB/Simulink 进行仿真验证路径跟踪性能。结果表明: 本文提出的控制器的路径跟踪在正弦工况下横向误差的均方根值较 PID 方法及 MPC 方法分别降低 0.061 9 和 0.010 1, 双移线工况下分别降低 0.097 2 和 0.034 7; 当引入干扰时, 本文控制器鲁棒性优于 PID 及 MPC。

关键词: 车辆工程; 智能汽车; 路径跟踪; 非线性系统; 通信延时

中图分类号: U461.6 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5497(2026)03-0851-09

DOI: 10.13229/j.cnki.jdxbgxb.20241003

Nonlinear path tracking control for intelligent vehicles considering communication delays

FU Yao, ZHAN Chun-shui, LIU Ke

(National Key Laboratory of Automotive Chassis Integration and Bionics, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: Aiming at the problems of communication delay between controller and actuator in path tracking, strong nonlinearity of the vehicle system, and output constraints of the controller, this paper proposes a nonlinear path tracking controller considering communication delay to improve the performance of vehicle path tracking by taking an electric vehicle as the research object. Firstly, a two-degree-of-freedom vehicle model is established, a tire model is established by using the "magic formula", and a nonlinear path tracking model with communication delay is established; Secondly, according to the output constraints of the controller, a nonlinear robust controller is designed by using the backstepping adjustment function to meet the system performance indexes and robustness requirements; Finally, the path tracking performance is verified by simulation through MATLAB/Simulink under sinusoidal and double-shifted line conditions, respectively. The results show that: The root mean square (RMS) value of the lateral error of the path

收稿日期: 2024-09-12.

基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金项目(52102463).

作者简介: 付尧(1986-), 男, 副教授, 博士. 研究方向: 汽车智能传动与控制, 网联动力总成优化控制, 汽车软件架构技术. E-mail: fu_yao@jlu.edu.cn

通信作者: 刘科(1990-), 男, 副教授, 博士. 研究方向: 智能网联汽车决策, 规划与控制. E-mail: keliu@jlu.edu.cn

tracking of the controller proposed in this paper is reduced by 0.061 9 and 0.010 1 for sinusoidal condition and 0.097 2 and 0.034 7 for double-shift condition compared to the PID and MPC methods, respectively. The robustness of the controller in this paper is better than that of the PID and MPC methods when disturbances are introduced.

Key words: avehicle engineering; intelligent vehicle; path tracking; nonlinear system; time-delay

0 引言

近年来,随着科技水平不断进步,智能网联汽车日渐兴起,同时针对智能汽车路径跟踪问题的控制方法也层出不穷,诸多的专家学者在路径跟踪控制方面进行了广泛的研究^[1-3],提出基于车辆的运动学模型给出了低速下的路径跟踪控制方法,如 Stanley 控制方法^[4]等。Stanley 控制方法是通过前轴中心点与路径最近点之间的距离计算转向轮转角来对车辆进行控制,但由于只考虑了车辆几何特性而未考虑轮胎力学特性,该方法应用范围有限。为此,以误差反馈调节为基础的比例-积分-微分控制(PID)^[5]和以车辆动力学模型为基础的模型预测控制(MPC)^[6,7]等方法得到了广泛研究。

PID 控制具有无模型属性、原理简单、适应性强、应用广泛的特点,但 PID 控制的无模型属性导致机理研究困难,使控制参数的标定工作复杂而繁琐,进而出现了 MPC 控制方法。MPC 可以根据实时工况动态调整优化目标,具有很好的鲁棒性和控制精度,对非线性系统具有很好的适应性。然而,传统的 MPC 方法对显性模型依赖程度较高,当车辆运动状态发生剧烈变化而无法正确表征自身特性时,会导致控制性能下降。

由于全方位考虑上述影响因素会导致建模复杂、控制器过耦合以及控制器运算时间增长等问题。因此,如何协调平衡车辆的输出约束、控制器与执行器之间的通信延时、车辆复杂的非线性系统成为了一大难题^[8]。对于延时系统的控制设计主要有两种方法,分别是基于 Lyapunov-Krasovskii 函数^[9-12]和 Razumikhin 函数^[13,14]的方法。然而,这些方法都有自身的局限性,需要已知的时间延迟^[10,11,13],其非线性的边界函数是参数形式的^[13,14],时间延迟的导数要小于 1^[10-12]等;另一方面,许多系统因现实因素导致控制器输出具有约束^[15],而障碍李雅普诺夫函数(BLFs)是解决输出

约束^[15,16]的主要工具,它保证了系统输出严格约束在整个给定的约束边界内。但在实际车辆复杂的系统中,往往存在着未知干扰或未知非线性因素,从而只能得出误差是有界的这一条件,由此衍生出规定性能控制(PCC)的方法^[17]。

针对上述难题,诸多学者提出并应用变种的 MPC 方法^[18],如非线性 MPC^[19]、TinyMPC^[20]等,然而,这些控制方法大多比较复杂,而理论上,使用 BLFs 和 PCC 相结合即可较好适配实际车辆复杂的非线性系统,且这种方法已在化工等其他领域投入使用,而尚未在汽车领域应用。

基于此,本文首先建立二自由度车辆模型,利用“魔术公式”建立轮胎模型^[21];考虑控制器与执行器之间的通信延时,建立具有通信延时的非线性路径跟踪模型;其次,根据控制器输出约束,利用反步调节函数,设计了一种非线性鲁棒控制器;最后,分别在正弦工况与双移线工况下,通过 MATLAB/Simulink 进行仿真验证路径跟踪性能。

1 车辆模型建立

1.1 车辆动力学模型

根据牛顿第二定律及受力分析,可得出车辆在纵向运动、横向运动、横摆运动 3 个自由度上的动力学方程。但由于车辆是一个强非线性、过耦合的冗余控制系统,这将导致建模的复杂度增加,因此本文对车辆动力学模型进行简化,建立面向路径跟踪控制的非线性模型。假设车辆在运动过程中的纵向速度恒定,可将车辆模型进一步简化为具有横向和横摆两个方向的自由度,最终化为适合控制的车辆模型。然后,根据路径跟踪的任务要求,以线控底盘车辆的车身坐标系为参照,将原点设为车辆质心 CoG 处,以“右手系定则”为基准,将沿车辆行进方向设为 x 轴正方向,垂直 x 轴沿左侧设为 y 轴正方向,即可得到如图 1 所示的车辆动力学模型。其中, v_x 和 v_y 分别为车速在自身坐标系的 x 、 y 轴分量 (m/s), β 为质心侧偏角

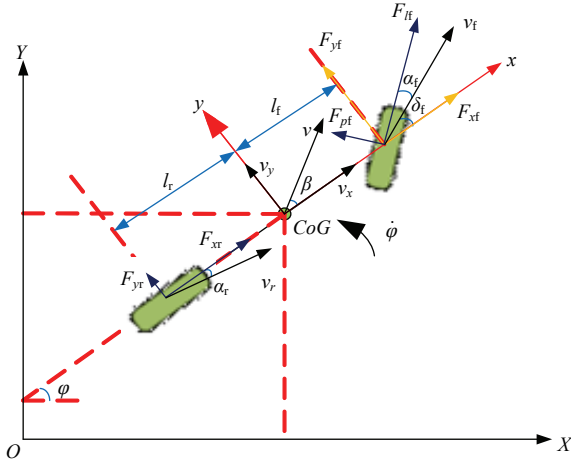


图1 二自由度车辆模型

Fig. 1 2-Degree of freedom vehicle model

(rad), φ 为横摆角(rad), $\dot{\varphi}$ 为横摆角速度(rad/s), l_f 和 l_r 分别为车辆质心到前、后轴的距离(m), F_{xf} 、 F_{xr} 以及 F_{yf} 、 F_{yr} 分别为前、后轮作用力在 x 、 y 轴方向的分量(N), F_{pf} 为轮胎横向力的正方向(N), F_{ff} 为前轮纵向力的正方向(N), v_f 、 v_r 为车轮速度的正方向, α_f 、 α_r 为车轮侧偏角正方向(rad), δ_f 为前轮转角正方向(rad)。

在车辆的横向方向上,可以得到车辆的横向动力学方程:

$$m \cdot (\dot{v}_y + v_x \dot{\varphi}) = 2(F_{yf} + F_{yr}) \quad (1)$$

式中: m 为整车整备质量(kg)。

在车辆的横摆方向上,可以得到车辆的横摆动力学方程:

$$I_z \cdot \ddot{\varphi} = 2F_{yf}l_f - 2F_{yr}l_r \quad (2)$$

式中: I_z 为车辆绕 z 轴旋转的转动惯量($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)。

在 β 较小情况下,可视为 $\sin \beta = \beta$, $v = v_x$, 化简式(1)得到:

$$\begin{cases} v_y = v_x \cdot \beta \\ a_y = \dot{v}_y + v_x \dot{\varphi} = v_x (\dot{\varphi} + \dot{\beta}) \\ \dot{\beta} = 2 \frac{F_{yf} + F_{yr}}{m \cdot v_x} - \dot{\varphi} \end{cases} \quad (3)$$

式中: v 为车辆速度; a_y 为车辆沿 y 方向的加速度。

1.2 轮胎模型

车辆在进行过程中,车轮所受的轮胎力采用经典的“魔术公式”建立轮胎模型获得,基于研究车辆的主销零偏置特点,轮胎受到的侧倾力几乎为0,因此可以忽略来自侧倾力的影响,相对降低了复杂程度。使用“魔术公式”如下:

$$\begin{cases} F_y(\alpha) = y_g(x_g) + S_v \\ x_g = \alpha - S_h \\ y_g = D_g \cdot \sin [C_g \cdot \arctan \{ B_g \cdot x_g - E_g \cdot (B_g \cdot x_g - \arctan(B_g \cdot x_g)) \}] \end{cases} \quad (4)$$

式中: F_y 为横向力(F_{yf} , F_{yr}); α 为侧偏角(α_f , α_r)。

$$\begin{cases} \alpha_f = \frac{\dot{\varphi} \cdot l_f}{v_x} + \beta - \delta_f \\ \alpha_r = -\frac{\dot{\varphi} \cdot l_r}{v_x} + \beta \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} C_g = a_0 \\ D_g = a_1 \cdot F_z^2 + a_2 \cdot F_z \\ B_g \cdot C_g \cdot D_g = a_3 \cdot \sin(a_4 \cdot \arctan(a_5 \cdot F_z)) \\ B_g = B_g C_g D_g / C_g D_g \\ E_g = a_6 \cdot F_z^2 + a_7 \cdot F_z + a_8 \\ S_h = a_9 \cdot F_z + a_{10} \\ S_v = a_{11} \cdot F_z + a_{12} \end{cases} \quad (6)$$

式中: B_g 为刚度因子; C_g 为形状因子; D_g 为峰值因子; E_g 为曲率因子; S_h 为水平变形; S_v 为地面法向变形; F_z 为轮胎垂向力(F_{zf} , F_{zr}); $a_0 \sim a_{12}$ 为由车辆轮胎性质决定的常数。

本文采用轮胎参数如表1所示。

垂向力 F_z 由式(7)计算:

$$\begin{cases} F_{zf} = \frac{mg \cdot l_f}{2(l_f + l_r)} \cdot \frac{1}{1000} \\ F_{zr} = \frac{mg \cdot l_r}{2(l_f + l_r)} \cdot \frac{1}{1000} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $g = 9.8 \text{ m/s}^2$ 为重力加速度。

图2为轮胎力与载荷曲线,彩图参见电子版,下同。得到路径跟踪非线性模型如式(8):

表1 “魔术公式”参数值

参数	数值
a_0	1.413
a_1	-23.008
a_2	1 010
a_3	1 071
a_4	1.790
a_5	0.199
a_6	0
a_7	-0.371
a_8	0.701
$a_9 \sim a_{12}$	0

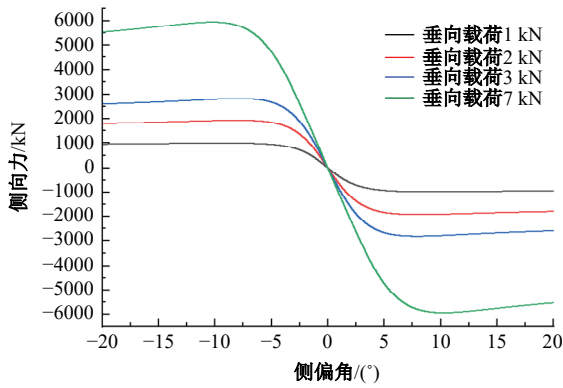


图 2 轮胎力曲线

Fig. 2 Tire force curve

$$\begin{cases} \ddot{\phi} = 2 \cdot \frac{F_{yf}(\beta, \dot{\phi}, \delta_f) l_f - F_{yr}(\beta, \dot{\phi}, \delta_r) l_r}{I_z} \\ \dot{\beta} = 2 \cdot \frac{F_{yf}(\beta, \dot{\phi}, \delta_f) + F_{yr}(\beta, \dot{\phi}, \delta_r)}{m \cdot v_x} - \dot{\phi} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $F_{yf}(\beta, \dot{\phi})$ 、 $F_{yr}(\beta, \dot{\phi})$ 是由式(4)~(6)计算的非线性表达式。

1.3 延时路径跟踪模型

由于控制器与执行器之间存在通信延时,考虑通信延时对路径跟踪控制精度具有正向效应,因此考虑延迟量 τ_f 、 τ_r 分别为控制器到前、后轮的延迟时间(s)。由此将状态变量横摆角速度 $\dot{\phi}$ 与质心侧偏角 β 重新表达为 $\dot{\phi}(t - \tau)$ 与 $\beta(t - \tau)$, 则可进一步更新路径跟踪模型如下:

$$\begin{cases} \ddot{\phi}(t) = 2 \cdot \frac{F_{yf}(\beta(t - \tau_f), \dot{\phi}(t - \tau_f), \delta_f) l_f - 2 \cdot \frac{F_{yr}(\beta(t - \tau_r), \dot{\phi}(t - \tau_r))}{I_z} l_r}{I_z} \\ \dot{\beta}(t) = 2 \cdot \frac{F_{yf}(\beta(t - \tau_f), \dot{\phi}(t - \tau_f), \delta_f) + F_{yr}(\beta(t - \tau_r), \dot{\phi}(t - \tau_r))}{m \cdot v_x} - \dot{\phi}(t) \end{cases} \quad (9)$$

根据式(9)中模型,可得横向速度 $\dot{y} = v_y = v_x \cdot \dot{\phi} + v_y$, 则横向位移 $y = \int v_y dt$, 记路径跟踪横向误差为 $e_y = y - y_{ref}$, 其中 y_{ref} 为参考路径。由此达到通过控制前轮转角 δ_f 控制整车横摆角速度 $\dot{\phi}$ 与质心侧偏角 β , 进而达到控制位移的目的。

2 控制器设计

2.1 控制器框架

基于上述建立的车辆动力学模型,为实现车

辆路径跟踪控制,设计了一种具有输出约束的考虑通信延时的非线性路径跟踪控制器,该方法构建了反向调节函数,并自动生成路径跟踪误差的性能包络线;并且还建立了基于矛盾证明和障碍函数的统一性能分析框架,以揭示控制系统对时间延迟的内在鲁棒性。

首先,根据参考路径为控制器提供需求横向位移 y_d 、需求横摆角 ϕ_d 、需求横向速度 $\dot{y}_d$ 、需求横摆角速度 $\dot{\phi}_d$, 然后由控制器根据输出约束和车辆动力学模型向控制器反馈提供的车辆当前横向位移 y 、横摆角 ϕ 、质心侧偏角 β 、横向速度 $\dot{y}$ 、横摆角速度 $\dot{\phi}$ 、质心侧偏角速度 $\dot{\beta}$ 计算出前轮转角 δ_f 传递给车辆动力学模型,进行闭环控制。控制器框架图如图 3 所示。

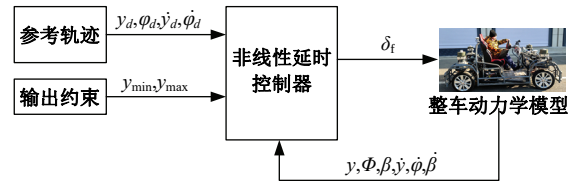


图 3 控制器框架图

Fig. 3 Controller framework diagram

2.2 控制器建立

设置输出约束 $y_{min} = -10$, $y_{max} = 10$, 用以约束控制器的输出范围,将横向位移约束至 $[-10, 10]$ 内。设置辅助函数 $\lambda(t)$ 如式(10),其中 T 为收敛时间:

$$\lambda(t) = \begin{cases} 1 - \lambda_0 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{T}\right), & 0 \leq t \leq T \\ 1 - \lambda_0, & \text{else} \end{cases} \quad (10)$$

则基于输出约束可以得到式(11):

$$y_{min} - y_{ref} \leq e_y \leq y_{max} - y_{ref} \quad (11)$$

建立反向调节函数(12):

$$\begin{cases} \varsigma_{max}(t) = (y_{max} - y_{ref}) \lambda(t) \\ \varsigma_{min}(t) = (y_{min} - y_{ref}) \lambda(t) \end{cases} \quad (12)$$

使用惩罚函数(13)来限制 e_y , 其中 ξ_0 为常数, 决定收敛速度:

$$\xi_1(t) = \ln\left(\frac{\varsigma_{max} - e_y}{e_y - \varsigma_{min}}\right) + \xi_0 \cdot \ln\left(\left|\frac{\varsigma_{min}}{\varsigma_{max}}\right|\right) \quad (13)$$

设置辅助函数(14), 其中 c_1 为正常数:

$$\sigma_1(t) = c_1 \cdot \xi_1(t) \quad (14)$$

定义函数(15):

$$\begin{cases} e_2(t) = \beta(t) - \sigma_1(t) \\ \xi_2(t) = \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{e_2(t)}{\varsigma(t)}\right) \end{cases} \quad (15)$$

其中: $\varsigma(t) = \varsigma_1 e^{\varsigma_2 t} + \varsigma_3$ 需满足条件: $0 \leq \varsigma_{\min} \leq \varsigma(t) < \infty$ 且 $\dot{\varsigma}(t)$ 有界, $\varsigma_1, \varsigma_2, \varsigma_3$ 为常数。

则最终控制量 δ_f 如式(16):

$$\delta_f(t) = -c_2 \cdot \xi_2(t) \quad (16)$$

2.3 稳定性证明

记式(17)、(18):

$$\begin{cases} a_0 = \xi_0 \cdot \ln\left(\left|\frac{\varsigma_{\min}}{\varsigma_{\max}}\right|\right) < 0 \\ \xi_1(t) < \bar{\xi}_1(t) = \ln\left(\frac{\varsigma_{\max} - e_y}{e_y - \varsigma_{\min}}\right) \\ \dot{\xi}_1(t) = b_1(t) \cdot [p_1(t) + \dot{e}_y(t) \cdot (\varsigma_{\min}(t) - \varsigma_{\max}(t))] \\ \dot{\xi}_2(t) = \frac{\pi}{2} \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{e_2(t)}{\varsigma(t)}\right) \cdot \left(\frac{\dot{e}_2(t)}{\varsigma(t)} - \frac{e_2(t) \cdot \dot{\varsigma}(t)}{\varsigma^2(t)}\right) \\ p_1(t) = \dot{\varsigma}_{\max} \cdot (e_y - \varsigma_{\min}) - \dot{e}_y \cdot (e_y - \varsigma_{\min}) + \dot{\varsigma}_{\min} \cdot (\varsigma_{\max} - e_y) - \dot{e}_y \cdot (\varsigma_{\max} - e_y) \\ b_1(t) = \frac{1}{(\varsigma_{\max} - e_y) \cdot (e_y - \varsigma_{\min})} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} \dot{\xi}_2(t) = \frac{\pi}{2} \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{e_2(t)}{\varsigma(t)}\right) \cdot \left(\frac{\dot{e}_2(t)}{\varsigma(t)} - \frac{e_2(t) \cdot \dot{\varsigma}(t)}{\varsigma^2(t)}\right) \\ p_1(t) = \dot{\varsigma}_{\max} \cdot (e_y - \varsigma_{\min}) - \dot{e}_y \cdot (e_y - \varsigma_{\min}) + \dot{\varsigma}_{\min} \cdot (\varsigma_{\max} - e_y) - \dot{e}_y \cdot (\varsigma_{\max} - e_y) \\ b_1(t) = \frac{1}{(\varsigma_{\max} - e_y) \cdot (e_y - \varsigma_{\min})} \end{cases} \quad (18)$$

设置 Lyapunov 函数 V_1 如式(19):

$$V_1 = \frac{1}{2} \xi_1^2 \quad (19)$$

V_1 对 t 求微分得到 $\dot{V}_1$ 如式(20):

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \xi_1 \cdot \dot{\xi}_1 < \bar{\xi}_1 \cdot b_1(t) \cdot \\ &\quad (p_1(t) + \dot{e}_y(t) \cdot (\varsigma_{\min}(t) - \varsigma_{\max}(t))) \leq |\bar{\xi}_1| \cdot b_1(t) \cdot \\ &\quad (p_1(t) + \dot{e}_y(t) \cdot (\varsigma_{\min}(t) - \varsigma_{\max}(t))) \leq c \cdot |\bar{\xi}_1| \cdot \\ &\quad b_1(t) \cdot \dot{\lambda}(t) \leq 0 \end{aligned} \quad (20)$$

式中: c 为状态空间方程中 $\ddot{\varphi}(t)$ 对应函数的上界, 且 $c \geq 0$ 。

函数 $\dot{\lambda}(t)$ 如式(21):

$$\dot{\lambda}(t) = \begin{cases} -\frac{\pi}{2T} \cdot \lambda_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{T}\right), 0 \leq t \leq T \\ 0, \text{ else} \end{cases} \quad (21)$$

根据式(20)(21), 可以得出系统(8)为 Ly-

apunov 意义下的稳定。

设置 Lyapunov 函数 V_2 如式(22):

$$V_2 = \frac{1}{2} \xi_2^2 \quad (22)$$

$$\dot{V}_2 = \xi_2 \cdot \dot{\xi}_2 \leq |\xi_2| \cdot \frac{\pi}{2} \cdot$$

$$\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{e_2(t)}{\varsigma(t)}\right) \cdot \left(\frac{\dot{e}_2(t)}{\varsigma(t)} - \frac{e_2(t) \cdot \dot{\varsigma}(t)}{\varsigma^2(t)}\right) \leq |\xi_2| \cdot$$

$$\frac{\pi}{2} \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{e_2(t)}{\varsigma(t)}\right) \cdot d \cdot \dot{\xi}_1 = \bar{d} \cdot \dot{\xi}_1 \leq 0 \quad (23)$$

式中: d 为状态空间方程中 $\ddot{\beta}(t)$ 对应函数的上界, 且 $d \geq 0$, 由于 $\dot{\xi}_1(t) \leq 0$, 可由式(23)得出系统(8)为 Lyapunov 意义下的稳定。

引理: 对于任意 $M > 0$, 存在:

$$|x_i(t - \tau)| < \infty, 0 \leq t < M \quad (24)$$

在下述关系成立时成立:

$$|x_i(t)| < \infty, 0 \leq t < M \quad (25)$$

式中: $x_i(t)$ 为第 i 个状态变量。

证明: 假设下述表达式成立:

$$|x_i(t)| < \infty, \tau \leq t \leq 0 \quad (26)$$

对式(24)进行变量置换, 得到式(27)如下:

$$|x_i(t)| < \infty, \tau \leq t \leq M - \tau \quad (27)$$

根据 τ 的取值, 从以下两种情况进行分类讨论:

(1) $M \leq \tau$, 则 $-\tau \leq t - \tau \leq M - \tau \leq 0$, 将其与式(26)联立, 即可得到式(27)成立。

(2) $M > \tau$, 由于区间 $[-\tau, M - \tau]$ 拆分为区间 $[-\tau, 0)$, $[0, M - \tau]$, 由式(25)(26)可得出式(27)成立。

综上所述, 对于任意 $M > 0$, 式(24)成立, 即表明带有延迟量的状态变量仍然是有界的^[8], 对于有界状态变量的 Lyapunov 函数 V_1, V_2 的导数 $\dot{V}_1, \dot{V}_2$ 符号不变, 即可说明带有延迟量的系统(9)亦为稳定的^[15]。

3 仿真实验

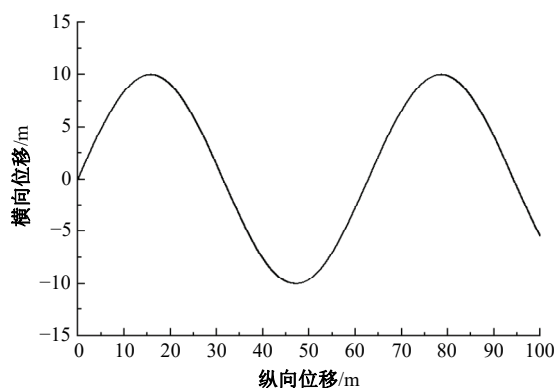
3.1 仿真实验设计

为验证本文设计的控制器的路径跟踪性能, 本节采用某智能汽车考虑横向运动与横摆运动的二自由度模型, 其物理参数如表2所示。参考路径采用如图4所示正弦与双移线工况。

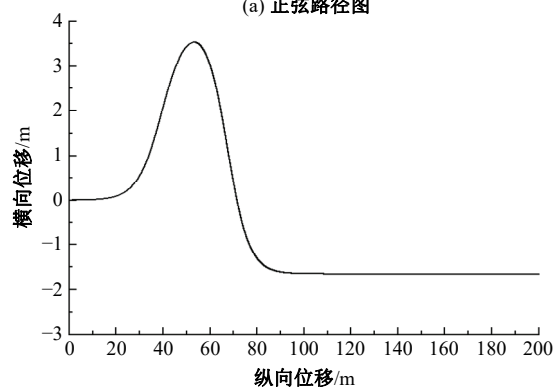
表 2 车辆参数

Table 2 Vehicle Parameters

参数	符号	数值
质心到前轴距离/m	l_f	1.464
质心到后轴距离/m	l_r	1.672
整车整备质量/kg	m	1 528
整车绕 z 轴转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	I_z	4 178



(a) 正弦路径图



(b) 双移线路径图

图 4 参考路径图

Fig. 4 Reference path diagram

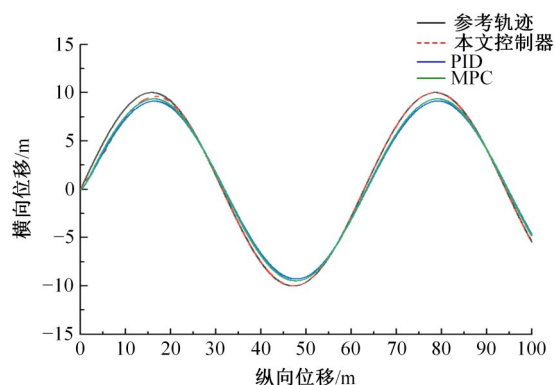
3.2 仿真对比验证

控制器设计参数如表 3 所示。考虑控制器与执行器之间的通信延时因素,设置延迟时间 $\tau_1 = \tau_2 = 0.05 \text{ s}$ 。当纵向车速为 $v_x = 10 \text{ m/s}$ 时,以正弦曲线为参考路径,控制器性能如图 5 所示。

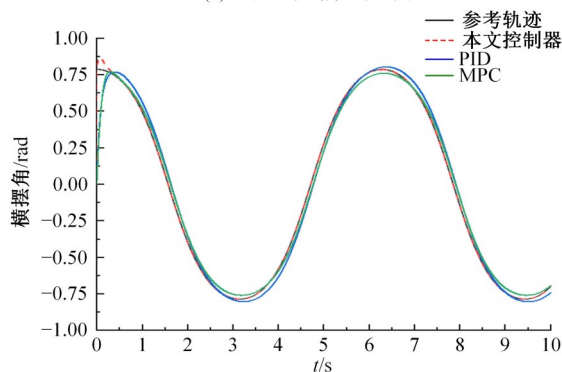
表 3 控制器参数值

Table 3 Controller parameters

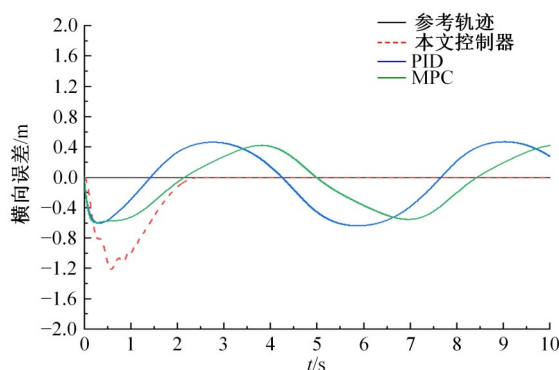
参数	数值
λ_0	0.899
T	2.5
ξ_0	0.8
b_1	10
b_2	-0.97
b_3	5
c_1	100(正弦)、20(双移线)
c_2	10



(a) 正弦工况路径对比图



(b) 正弦工况横摆角对比图



(c) 正弦工况横向误差对比图

图 5 正弦工况

Fig. 5 Sinusoidal condition

图 5(a)表明,当纵向车速 $v_x = 10 \text{ m/s}$ 车辆处于正弦工况时,3 种方法均可以较好地跟踪参考路径,如图中红色虚线所示,在纵向位移达到 30 m 时,本文提出的控制器相较于传统的 PID、MPC 控制器能更好、更精准地跟随目标路径,达到收敛后的稳态误差也明显低于传统的 PID、MPC 控制器,如图 5(c) 的横向误差对比图所示。对于横摆角速度,由图 5(b) 可以看出,本文控制器在响应时间及精度上均较传统的 PID、MPC 控制器有显著提升,稳态误差也更小。

当纵向车速为 $v_x = 10 \text{ m/s}$ 时,以双移线为参考路径,控制器性能如图 6 所示。图 6(a)(c)表

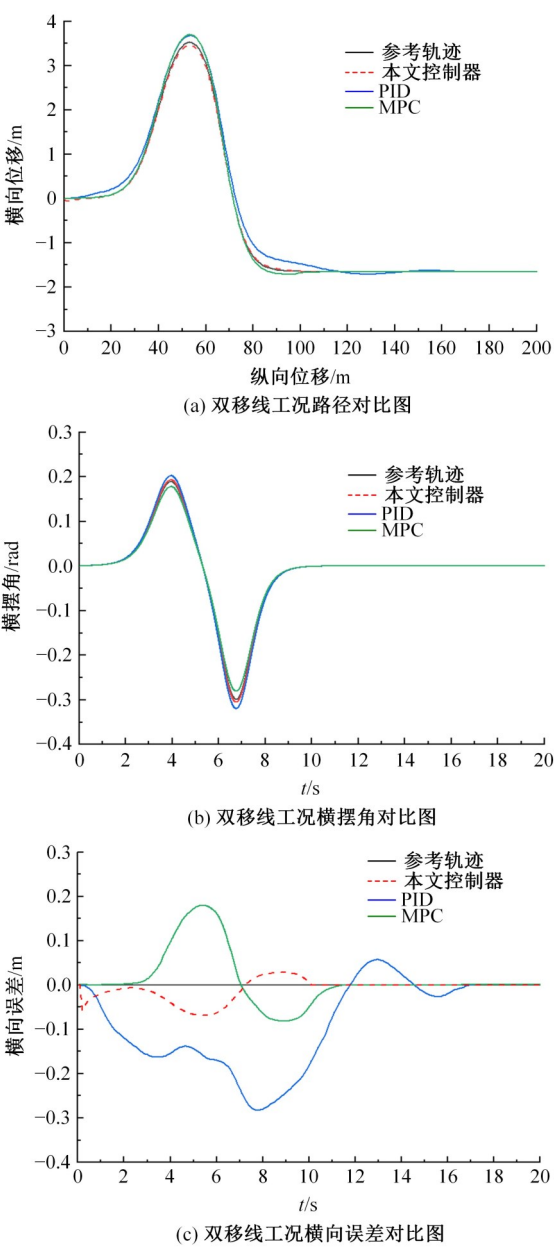


图 6 双移线工况

Fig. 6 Double-shifted line condition

明,本文的控制器精度优于传统的PID、MPC控制器,稳态误差更低,具有更好的性能。图6(b)表明,本文的控制器在横摆角跟踪上也具有良好的性能,表明应用本文的控制器后车辆行驶更加稳定。采用横向误差均方根值RMS来衡量控制器的路径跟踪性能,其结果如表4所示。

表 4 横向误差均方根值

Table 4 RMS Value of Lateral Error

工况	本文控制器	PID	MPC
正弦	0.344 9	0.406 8	0.355 0
双移线	0.025 1	0.122 3	0.059 8

3.3 鲁棒性验证

为验证本文提出的控制器具有良好的鲁棒性,在控制器中引入扰动量在正弦工况下进行仿真验证,所用扰动量如表5所示,其中 $\text{rand}(i)$ 表示在 $[0,i]$ 之内的随机数。

同样,在纵向车速为 $v_x=10\text{ m/s}$ 时,以正弦曲线为参考路径,为防止随机生成量令实验结果具有偶然性,本文设置5次独立重复仿真实验,取其结果的平均值,最终得到仿真结果如图7所示。

图7(a)~(c)展示了引入表5扰动量前后正

表 5 控制器干扰量

Table 5 Controller disturbance

参数	数值
$\dot{\varphi}$	$\pm \text{rand}(10\% \dot{\varphi})$
$\dot{\beta}$	$\pm \text{rand}(10\% \dot{\beta})$
v_y	$\pm \text{rand}(10\% v_y)$
β	$\pm \text{rand}(10\% \beta)$

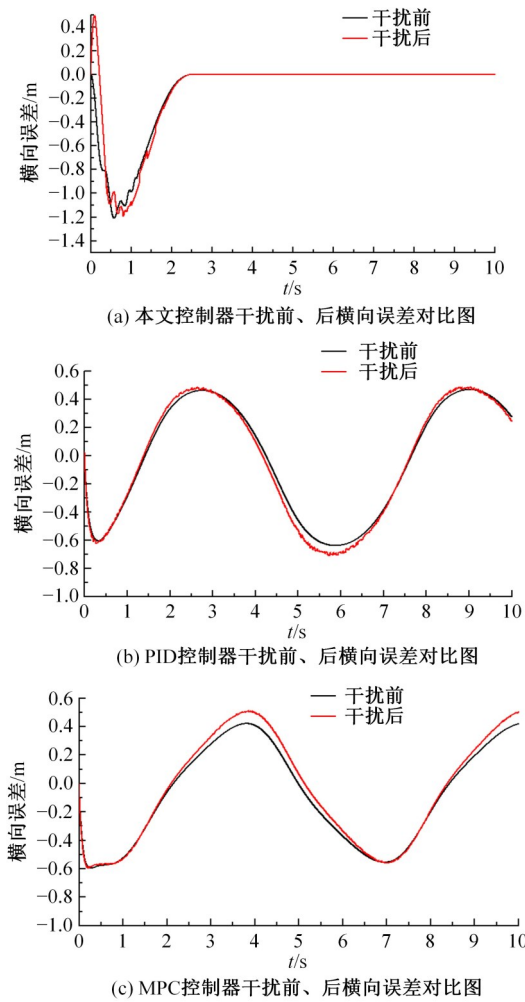


图 7 干扰对比图

Fig. 7 Disturbance comparison diagram

弦工况下的横向误差对比图,可以看出,在引入扰动量后本文所设计的控制器依旧可以保持良好的稳态误差,干扰前后横向误差均方根值如表 6 所示。由上述数据可以看出,本文设计的控制器在面对干扰时误差增长率低于 PID、MPC 控制器,可以证明本控制器具有良好的鲁棒性。

表 6 干扰前、后横向误差均方根值

Table 6 RMS of lateral error before/after disturbance

项目	本文控制器	PID	MPC
干扰前	0.344 9	0.406 8	0.355 0
干扰后	0.351 9	0.428 7	0.367 5
增长率/%	2.030 0	5.383 0	3.521 0

4 结束语

本文针对智能汽车的路径跟踪问题提出了一种具有输出约束的考虑通信延时的非线性路径跟踪控制方法。采用正弦工况、双移线工况在搭建的 MATLAB/Simulink 仿真平台上进行仿真验证并进行验证分析。仿真结果表明:相较于传统的 PID、MPC 路径跟踪控制方法,本文提出的路径跟踪控制方法提升了路径跟踪的控制性能。误差的均方根值在正弦工况下相比 PID、MPC 控制方法分别降低 0.061 9 和 0.010 1,在双移线工况下分别降低 0.097 2 和 0.034 7。在引入干扰信号后,本文提出的控制器误差增长率为 2.03%,优于 PID 控制方法的 5.383% 以及 MPC 控制方法的 3.521%。但是,本文仍存在着一些不足,对相关问题的研究仍停留在仿真阶段,下一步研究将对该工况在实车上进行验证。

参考文献:

- [1] Lei Y L, Wen G Z, Fu Y, et al. Trajectory-following of a 4WID-4WIS vehicle via feedforward-backstepping sliding-mode control[J]. P I Mech Eng D-J Aut, 2022, 236(2/3): 322-333.
- [2] 谢宪毅,王禹涵,金立生,等. 基于改变控制时域时间步长的智能车轨迹跟踪控制[J]. 吉林大学学报:工学版, 2024, 54(3): 620-630.
Xie Xian-yi, Wang Yu-han, Jin Li-sheng, Intelligent vehicle trajectory tracking control based on adjusting step size of control horizon[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2024, 54(3): 620-630.
- [3] 常胜,刘宏飞,邹乃威. 汽车变曲率路径循迹 H_{∞} 回路成形鲁棒控制[J]. 吉林大学学报:工学版, 2024, 54(8): 2141-2148.
Chang Sheng, Liu Hong-fei, Zou Nai-wei. H_{∞} loop shaping robust control of vehicle tracking on variable curvature curve[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2024, 54(8): 2141-2148.
- [4] 靳欣宇,张军,刘元盛,等. 基于 Stanley 算法的自适应最优预瞄模型研究[J]. 计算机工程, 2018, 44(7): 42-46.
Jin Xin-yu, Zhang Jun, Liu Yuan-sheng. Research on adaptive optimal pre-scanning model based on Stanley's algorithm[J]. Computer Engineering, 2018, 44(7): 42-46.
- [5] Melkou L, Rezoug A, Hamerlain M. PID-Terminal sliding mode control of aircraft UAV[C]//Proceedings of the 8th UKSim-AMSS European Modelling Symposium on Computer Modelling and Simulation, New York, The United States, 2014: 21-23.
- [6] Zhai L, Wang C P, Hou Y H, et al. MPC-based integrated control of trajectory tracking and handling stability for intelligent driving vehicle driven by four hub motor[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2022, 71(3): 2668-2680.
- [7] Pang H, Liu M H, Hu C, et al. Practical nonlinear model predictive controller design for trajectory tracking of unmanned vehicles[J]. Electronics, 2022, 11(7): 18-25.
- [8] Zhang J X, Xu K D, Wang Q G. Prescribed performance tracking control of time-delay nonlinear systems with output constraints[J]. IEEE-CAA J Automatica Sin, 2024, 11(7): 1557-1565.
- [9] Zhang Z Q, Xu B, Tan C, et al. Adaptive control of uncertain nonlinear time-delay systems with external disturbance[J]. IEEE Trans Syst Man Cybern-Syst, 2022, 52(2): 1288-1295.
- [10] Sun W W, Wu Y, Lv X Y. Adaptive neural network control for full-state constrained robotic manipulator with actuator saturation and time-varying delays[J]. IEEE Trans Neural Netw Learn Syst, 2022, 33(8): 3331-3342.
- [11] Peng C, Yue D, Tian Y C. New approach on robust delay-dependent H_{∞} control for uncertain t-s fuzzy systems with interval time-varying delay[J]. IEEE Trans Fuzzy Syst, 2009, 17(4): 890-900.
- [12] Tang H Y, Wang Q Y, Feng X Y. Robust stochastic

- control for high-speed trains with nonlinearity, parametric uncertainty, and multiple time-varying delays[J]. IEEE Trans Intell Transp Syst, 2018, 19(4): 1027-1037.
- [13] Jiao X H, Shen T L. Adaptive feedback control of nonlinear time-delay systems: The LaSalle-Razumikhin-based approach[J]. IEEE Trans Autom Control, 2005, 50(11): 1909-1913.
- [14] Wang T C, Luo X X, Li W Q. Razumikhin-type approach on state feedback of stochastic high-order nonlinear systems with time-varying delay[J]. Int J Robust Nonlinear Control, 2017, 27(16): 3124-3134.
- [15] Sachan K, Padhi R. Barrier lyapunov function based output-constrained control of nonlinear euler-lagrange systems[C]//Proceedings of the 15th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision. Singapore, Singapore, 2018: 18-33.
- [16] Song M S, Zhang F, Huang B X, et al. Anti-disturbance control for tethered aircraft system with deferred output constraints[J]. IEEE-CAA J Automatica Sin, 2023, 10(2): 474-485.
- [17] Zhao K, Wen C Y, Song Y D, et al. Adaptive uniform performance control of strict-feedback nonlinear systems with time-varying control gain[J]. IEEE-CAA J Automatica Sin, 2023, 10(2): 451-461.
- [18] Mayne D Q. Model predictive control: recent developments and future promise[J]. Automatica, 2014, 50(12): 2967-2986.
- [19] Biegler L T. A perspective on nonlinear model predictive control[J]. Korean Journal of Chemical Engineering, 2021, 38(7): 1317-1332.
- [20] Alavilli A, Nguyen K, Schoedel S, et al. TinyMPC: model-predictive control on resource-constrained microcontrollers[C]//IEEE International Conference on Robotics and Automation, Yokohama, Japan, 2023: 1-7.
- [21] 郑香美, 高兴旺, 赵志忠. 基于"魔术公式"的轮胎动力学仿真分析[J]. 机械与电子, 2012(9): 16-20.
- Zheng Xiang-mei, Gao Xing-wang, Zhao Zhi-zhong. Simulation analysis of tire dynamics based on the "magic formula"[J]. Machinery and Electronics, 2012(9): 16-20.