

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

唐坤,曹志雄.
低速自动驾驶横向跟踪控制研究.
电机与控制应用,2021,48(8):72.



SEARI
上電科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904 邮箱: wangcj@seari.com.cn

低速自动驾驶横向跟踪控制研究

唐 坤, 曹志雄

(北京天隼图像技术有限公司, 北京 100089)

摘 要: 为了提高低速自动驾驶车辆在不同工况下横向跟踪控制的性能, 设计了一款基于纯跟踪(PP)控制和模型预测控制(MPC)的联合控制器。当位姿偏差较大时, 切换为 PP 控制; 当位姿偏差较小且满足 MPC 约束时, 切换为 MPC; 同时为了保证 2 种控制实现平滑的切换, 设计了模式切换控制器。针对上述联合控制器进行了仿真对比分析与实车验证, 结果表明: 联合控制相较于 MPC, 跟踪的快速性、稳定性明显优化; 与 PP 控制相比, 控制的精度明显提高, 且模式切换控制器的加入使切换过程的鲁棒性得到优化。

关键词: 低速自动驾驶; 路径跟踪; 纯跟踪(PP)控制; 模型预测控制(MPC); 切换控制

中图分类号: TP 273; U 461.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)08-0072-09

doi: 10.12177/emca.2021.065

Lateral Tracking Control of Low Speed Automatic Driving

TANG Kun, CAO Zhixiong

(Beijing Falcon Image Technology Co., Ltd., Beijing 100089, China)

Abstract: In order to improve the lateral tracking control performance of low speed autonomous vehicle under different conditions, a joint controller based on pure pursuit (PP) control and model predictive control (MPC) is designed. When the deviation of position and direction are large, it is switched to PP control. When the deviation of position and direction are small and the MPC constraint is satisfied, it is switched to MPC. At the same time, a mode switching controller is designed to ensure smooth switching between the two kinds of control systems. The simulation analysis and real vehicle test are carried out for the joint controller. The test results show that, compared with MPC, the speediness and stability of the tracking of the joint controller are optimized obviously and compared with PP control, the accuracy of the tracking is also improved obviously. The addition of mode switching controller improves the robustness of the switching process.

Key words: low speed automatic driving; path tracking; pure pursuit (PP) control; model predictive control (MPC); switching control

0 引 言

低速自动驾驶车辆与普通高速自动驾驶车辆相比, 存在不同的技术特点: (1) 低速自动驾驶车辆的行驶速度远小于高速车辆, 因此在障碍物的检测距离、控制周期等方面均有较大不同; (2) 低速车辆行驶空间相对较小、车道标识不够明确、障碍物对象较为复杂, 因此, 其路径跟踪控制的精准

度要求较高; (3) 低速车辆的线控底盘多为自主研发, 给控制增添了许多不确定因素^[1]。

针对车辆的横向运动控制, 国内外研究机构进行了各种不同的研究。日产公司采用经典的 PID 控制构建横向前馈-反馈控制器解决横向控制实时性的问题^[2]; Eom 等^[3]提出基于三自由度车辆模型的鲁棒 H_{∞} 横向控制算法; Netto 等^[4]提出了基于视觉的智能车辆横向自适应控制器;

收稿日期: 2021-03-03; 收到修改稿日期: 2021-06-23

作者简介: 唐 坤(1987—), 女, 硕士, 研究方向为自动驾驶车辆的运动控制。

曹志雄(1995—), 男, 研究方向为低速自动驾驶车辆的结构设计。

Falcone 等^[5]针对智能车辆主动转向控制问题,提出了横向模型预测控制算法;另外,模糊控制、滑模控制、神经网络控制、迭代学习与深度学习等也在车辆横向运动控制研究中有广泛应用^[6]。

结合低速自动驾驶车辆行驶环境和自身结构的特点,以及横向控制的特点,本文设计了一种纯跟踪(PP)控制与模型预测控制(MPC)联合的控制器,以此满足横向跟踪控制的快速性、稳定性以及精确度。

1 系统模型的建立

1.1 试验样车介绍

本文的车辆仿真模型建立以及实车测试均以北京天隼图像技术有限公司(简称“天隼”)自主研发的 FELIS AHC201 小型智能化线控底盘为核心,如图 1 所示,该底盘架构与乘用车保持一致,采用 CAN 总线通信,由整车控制器对转向系、驱动系以及制动系进行指令解析和转发,实现整车控制总线化。



图 1 FELIS AHC201 线控底盘

1.2 转向控制系统模型

FELIS AHC201 型线控底盘的转向控制系统是一个由转向电机及其底层控制器、霍尔元件、编码器等模块构成的三闭环控制系统,即位置环、速度环以及电流环,其结构如图 2 所示。上层控制器输出的转向电机期望位置作为底层控制器输入,霍尔元件及编码器实时检测转向电机的位置、速度以及电流,底层控制器根据期望值和实时反馈值调节转向电机的输出位置,实现对转向电机期望位置的实时动态跟踪。

底层控制器 3 个闭环均采用增量 PID 控制,并对转向位置、转向速度以及电机电流进行有效安全约束。通过对控制参数的整定,该底层控制器具有良好的跟踪效果,如图 3 所示,最大期望位置为 8 000°,对应车轮转向角为 30°,转向所需时间为 1.5 s,此过程最大延时时间为 15 ms,最大稳

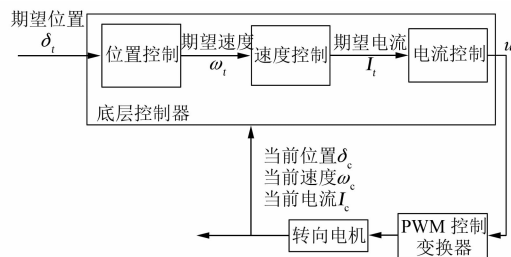


图 2 转向控制系统结构

态偏差为 15°,误差率为 0.18%,满足设计要求。同时设置安全约束条件:位置极限值为 ±9 130°,转速极限为 ±1 400°/s,电流极限为 ±30 A。

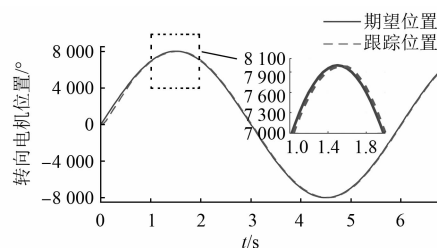


图 3 位置跟踪测试结果

1.3 车辆动力学模型

因为本文主要侧重研究车辆对目标路径的跟踪能力,所以将车辆模型简化为二自由度单车模型,其几何关系如图 4 所示。根据牛顿力学关系以及轮胎的侧偏力与侧偏角的线性关系,车辆的横向动力学模型以及车身坐标与大地坐标系的转换关系为

$$\begin{cases} \dot{v}_y = -\frac{(C_f + C_r)}{mv_x}v_y + \left[-\frac{(l_f C_f - l_r C_r)}{mv_x} - v_x\right]\dot{\psi} + \frac{C_f}{m}\delta_f \\ \dot{\psi} = -\frac{(l_f C_f - l_r C_r)}{I_z v_x}v_y + \left[-\frac{(l_f^2 C_f + l_r^2 C_r)}{I_z v_x}\right]\dot{\psi} + \frac{l_f C_f}{I_z}\delta_f \\ \dot{X} = v_x \cos\psi - v_y \sin\psi \\ \dot{Y} = v_x \sin\psi + v_y \cos\psi \end{cases} \quad (1)$$

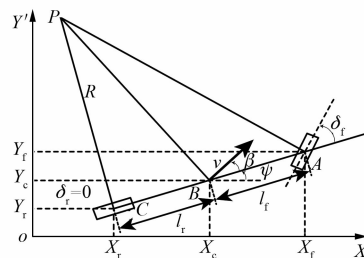


图 4 车辆单车模型

式中: m 为整车质量; v_x 为车辆的纵向速度; v_y 为车辆的横向速度; ψ 为质点横摆角; δ_f 为车辆的前轮转向角; l_f 、 l_r 为质点到前后轴的距离; C_f 、 C_r 为前后轮胎的侧偏刚度; I_z 为车辆绕 z 轴的转动惯量; X 、 Y 为车辆在大地坐标系 OXY 下车辆参考点位置。

1.4 车辆运动学模型

由于低速自动驾驶车辆的工作车速较低,其运动学特性比动力学特性更为明显,且动力学特性较稳定。故基于车辆运动学模型设计的路径跟踪控制器具备可靠的控制性能。在此同样选用图4所示单车模型建立车辆的运动学模型^[7]。以车辆后轴中心(X_r, Y_r)为参考点,在低速工况下,质心侧偏角 β 极小,可假设为 0° ,车速 v 近似等于车辆的纵向速度 v_x ,后轮转向角 δ_r 恒为 0° , l 为轴距。则在大地坐标系 OXY 下,车辆运动学方程^[8]:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\psi \\ \sin\psi \\ \frac{\tan\delta_f}{l} \end{bmatrix} v \quad (2)$$

2 控制器设计

2.1 控制器整体结构

针对横向运动控制研究的展开前提是车辆的初始位置处于目标路径上,或处于目标路径的附近。但在实际工况中,需要考虑车辆与目标路径

的初始位置存在较大跟踪偏差的情况。

MPC 作为一种具有多种模式约束的实时在线控制算法,能够实现较高的控制精度。但当车辆与目标路径跟踪偏差较大时,其调节时间较长且波动性较大,尤其在低速自动驾驶控制中存在失控的可能。而 PP 控制能够实现对目标路径快速跟踪,但在跟踪精度要求较高的工况下,尤其曲率较大的路段,其控制精度明显弱于 MPC。因此,通过对上述控制算法特点的总结,并结合低速自动驾驶车辆工作环境和自身结构的特点,设计了基于 MPC 与 PP 控制相结合的联合控制器,其整体结构如图5所示。MPC 模式以车辆运动学模型作为预测模型,根据目标路径与车辆当前状态信息,计算输出前轮的期望转向角 δ_1 ; PP 控制模式根据目标路径、车辆当前位置信息以及由当前车速确定的预瞄距离,计算输出前轮的期望转向角 δ_2 ; 模式选择器根据目标路径与车辆当前位姿信息(位置与方向),选择相应的控制模式;稳定控制器根据模式标志 mod 判断是否发生了模式切换,若发生模式的切换,为了防止控制器的输出产生较大的跃变,造成系统产生剧烈振荡,启动模糊控制器,对2种控制模式输出的前轮期望转向角进行加权计算,约束期望转向角的输出幅值,直至切换结束,从而实现平滑切换;根据阿克曼转向总成的逆模型推导前轮转向角与转向电机位置之间的几何关系,确定转向电机的期望位置。

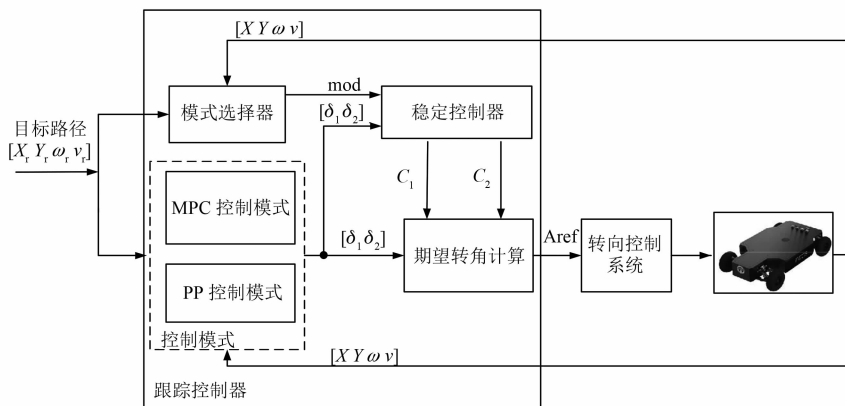


图5 控制器整体结构框

2.2 基于 MPC 算法的横向控制

针对低速自动驾驶车辆的行驶特点,本文选用车辆运动学模型作为预测模型,但是非线性的

模型预测控制计算量庞大,求解速度相对缓慢,难以满足系统对于实时性的要求,因此需要进行线性化处理,以保证控制的实时性^[9-10]。

2.2.1 线性时变模型

由式(2)可知,车辆的非线性运动学模型的一般状态方程可写成:

$$\dot{\xi} = f(\xi(t), u(t)) \quad (3)$$

式中:状态量 $\xi = [X_r \ Y_r \ \psi]^T$, 控制量 $u = [v \ \delta_r]$ 。

可以将目标路径看作一组已知的车辆状态信息,进而能够应用运动学方程进行描述,将式(3)在目标路径上的某一点 (ξ_0, u_0) 处采用泰勒级数表示并忽略高阶项,结合该点处的状态方程,即可求得线性化的误差模型,即:

$$\dot{\tilde{\xi}} = A(t)\tilde{\xi} + B(t)\tilde{u}(t) \quad (4)$$

式中: $A(t) = \frac{\partial f}{\partial \xi}$; $B(t) = \frac{\partial f}{\partial u}$; $\tilde{\xi} = \xi - \xi_0$; $\tilde{u} = u - u_0$ 。

应用一阶差商方法对式(4)进行离散化处理,即:

$$\tilde{\xi}(k+1) = A_{k,t}\tilde{\xi}(k) + B_{k,t}\tilde{u}(k) \quad (5)$$

式中: $A_{k,t} = I + TA(t)$; $B_{k,t} = TB(t)$; T 为采样周期; I 为单位矩阵。

2.2.2 预测模型

通过上述离散线性误差模型,能够计算车辆未来时刻的状态量与输出量。为了便于对控制增量进行计算,将式(5)进行如下转换,令:

$$\chi(k|t) = \begin{bmatrix} \tilde{\xi}(k|t) \\ \tilde{u}(k-1|t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

得到一个新的状态空间方程:

$$\begin{aligned} \tilde{\xi}(k+1|t) &= \tilde{A}_{k,t}\chi(k|t) + \tilde{B}_{k,t}\Delta u(k|t) \\ \eta(k|t) &= \tilde{C}_{k,t}\chi(k|t) \end{aligned} \quad (7)$$

式中: $\Delta u(k|t) = \tilde{u}(k|t) - \tilde{u}(k-1|t)$; $\tilde{A}_{k,t} =$

$$\begin{bmatrix} A_{k,t} & B_{k,t} \\ 0_{m \times n} & I_m \end{bmatrix}; \tilde{B}_{k,t} = \begin{bmatrix} B_{k,t} \\ I_m \end{bmatrix}; \tilde{C}_{k,t} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

n 为状态变量维数; m 为控制量维数。

通过式(7)可知,若是已知系统当前时刻的状态量以及未来一段时域内非零的控制增量,进行迭代计算,能够预测未来这段时域内的状态量和输出量。

2.2.3 优化求解

在实际控制中,系统的控制增量是未知的,可以通过设置目标函数,并对其进行滚动寻优,来获得一段控制时域内的控制增量的序列。本文中目

标函数设置为

$$J(k) = \sum_{i=1}^{N_p} \|\eta(k+i|t) - \eta_{\text{ref}}(k+i|t)\|_Q^2 + \sum_{i=1}^{N_c-1} \|\Delta U(k+i|t)\|_R^2 + \rho \varepsilon \quad (8)$$

式中: η_{ref} 为未来第 i 时刻的目标输出; N_p 为预测时域; N_c 为控制时域; R 、 Q 为权重矩阵; ρ 为权重因子; ε 为松弛因子。

式(8)中:第一项反映了控制系统对目标路径的跟踪能力;第二项反映了前轮转向过程的平稳性;第三项松弛因子的加入能够保证在未来预测时域内的每一刻均有可行解。因此,在设定预测时域内,该目标函数能够实现对目标路径的精确、平稳跟踪。

为了方便求解,需要将目标函数转化为标准二次规划的问题,将式(7)代入式(8)中,可得:

$$J(\chi(k), \Delta U(k)) = [\Delta U(k)^T \varepsilon]^T H_i [\Delta U(k)^T \varepsilon] + G_i [\Delta U(k)^T \varepsilon] \quad (9)$$

$$\text{式中: } H_i = \begin{bmatrix} \Theta_i^T Q \Theta_i + R & 0 \\ 0 & \rho \end{bmatrix}; G_i = [2e_i^T Q \Theta_i \quad 0];$$

e_i 为预测域内的位置偏差与航向偏差的位姿偏差矩阵; Θ_i 为预测域内偏差预测模型状态变量系数矩阵。

在实际控制过程中,为了增强跟踪过程准确性、稳定性,往往需要考虑对控制量以及控制增量设置约束条件。在本文设计中,在控制周期设置为 0.05 s 的前提下,根据 AHC201 的纵向跟踪能力测试,设定车速控制的约束条件为

车速偏差: $-0.05 \text{ m/s} < v - v_t < 0.05 \text{ m/s}$;

车速增量: $-0.025 \text{ m/s} < \Delta v < 0.025 \text{ m/s}$ 。

根据 AHC201 的转向能力测试,设定前轮转向控制的约束条件为

$$\begin{cases} \text{转向角度: } -28^\circ < \delta_i < 35^\circ \\ \text{转向增量: } -1^\circ < \Delta \delta < 1^\circ \end{cases} \quad (10)$$

式中: v_t 为期望车速; Δ 为每个控制周期的增量。

综上所述,模型预测的求解问题可以描述为在满足约束条件的前提下,求解每一个采样周期内使式(9)最小的最优控制增量序列:

$$\Delta U_i^* = [\Delta u_i^* \quad \Delta u_{i+1}^* \quad \cdots \quad \Delta u_{i+N_c+1}^*]^T。$$

将该序列的第一个元素用于横向跟踪系统的实际控制,进而求得期望控制量,即:

$$u(k|t) = \tilde{u}(k-1|t) + \Delta u^*(k|t) + u_0 \quad (11)$$

而后进入下一采样周期,求取新的最优控制增量序列,最终实现对目标路径的跟踪控制。

2.3 基于 PP 算法的横向控制

2.3.1 基于单车模型的 PP 算法原理

PP 控制广泛应用于车辆的路径跟踪控制中。文中 PP 控制基于单车模型,以车辆后轴为切点,车辆纵向车身为切线,通过控制前轮转向角,控制车辆沿着一条经过预瞄点的圆弧行驶,如图 6 所示^[11-12]。

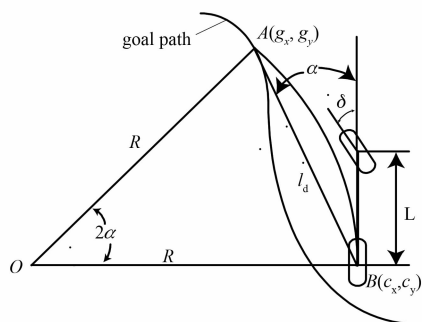


图 6 PP 算法原理图

图 6 中,点 (g_x, g_y) 为目标路径上的预瞄点, (c_x, c_y) 为车辆的当前位置, δ 为前轮的转向角, α 为预瞄角, l_d 为预瞄距离, L 为轴距, R 为车辆的转向半径。根据正弦定理,可得:

$$\begin{cases} \frac{l_d}{\sin(2\alpha)} = \frac{R}{\sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)} \\ \frac{l_d}{2\sin\alpha\cos\alpha} = \frac{R}{\cos\alpha} \\ \frac{l_d}{\sin\alpha} = 2R \end{cases} \quad (12)$$

根据简化的阿克曼转向几何,前轮转向角与车辆转弯半径存在如下关系:

$$\delta = \arctan\left(\frac{L}{R}\right) \quad (13)$$

联立式(12)与式(13),可得基于 PP 控制的前轮期望转向角为

$$\delta = \arctan\left(\frac{2L\sin\alpha}{l_d}\right) \quad (14)$$

2.3.2 预瞄距离的确定

预瞄距离的确定是 PP 控制算法能否实现路

径准确跟踪的关键,如果预瞄距离过短,易造成系统产生持续的振荡,系统的稳定性下降;如果预瞄距离过长,则跟踪精度下降,尤其在跟踪曲率较大处时,容易产生“抄近路”现象。经分析,预瞄距离与车辆实时的速度、加速度、初始预瞄距离以及转弯半径等参数存在一定的数学关系,通常用于计算预瞄距离的经验公式为^[11]

$$l_d = \frac{1}{2a_{\max}}v^2 + kv + R_{\min} \quad (15)$$

式中: v 为车辆的行驶速度; $a_{\max}$ 为车辆最大制动加速度; k 为速度系数, $R_{\min}$ 为车辆最小的行驶半径。

式(15)中,第 1 项表示车辆制动距离;第 2 项表示车辆的反应行驶距离;AHC201 的设计参数确定,其最大制动加速度为 0.5 m/s^2 , k 为 0.5, $R_{\min}$ 为 1.8 m。当车速处于 3~8 km/h 时,系统对于预瞄距离的变化反应较为明显,因此,本文设定预瞄距离数学关系式为

$$\begin{cases} 0.5, & v \leq 3 \text{ km/h} \\ v^2 + 0.5v + 1.8, & 3 \text{ km/h} < v < 8 \text{ km/h} \\ 2.0, & v \geq 8 \text{ km/h} \end{cases} \quad (16)$$

2.3.3 预瞄点的确定

预瞄距离确定后,根据预瞄距离寻找目标路径上的预瞄点成为整个算法实现的重要环节。本文采用弦长累加的方法确定目标点。具体预瞄点的确定方法如图 7 所示。

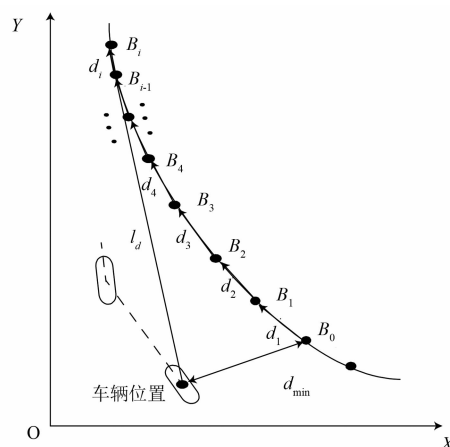


图 7 预瞄点的确认方法

寻找目标路径上距离车辆当前位置最近的点 B_0 ,然后将 B_0 作为起点,顺序求取每个路径点与

下一路径点的距离并进行累加,此累加距离记为 l_s ,即

$$\begin{cases} l_{s(1)} = d_1 \\ l_{s(2)} = l_{s(1)} + d_2 \\ l_{s(3)} = l_{s(2)} + d_3 \\ \vdots \\ l_{s(i)} = l_{s(i-1)} + d_i \end{cases} \quad (17)$$

当累加至点 B_i 时, $l_{s(i)}$ 大于预瞄距离 l_d ,终止累加,后比较 $l_{s(i)}$ 与 $l_{s(i-1)}$,选取与 l_d 误差较小的点,即为预瞄点。

2.4 切换控制

2.4.1 切换逻辑

当应用 MPC 模式进行跟踪控制时,距离偏差与方向偏差过大,易造成控制系统产生振荡,甚至失去跟踪能力。并且不同车速下,距离偏差与方向偏差的影响不尽相同。

本文通过设置不同车速、初始距离偏差以及方向偏差,运用 MPC 方式控制 AHC201 跟踪 100 m 直线路径的测试方法,测试能够保持系统稳定的最大距离偏差 $e_{y\max}$ 及其对应的方向偏差 $e_{\psi\max}$,后进行数据拟合获得不同车速 v 下, $e_{y\max}$ 与 $e_{\psi\max}$ 对应关系如图 8 所示,由图 8 可知,同一车速下,随着 $e_{\psi\max}$ 增大, $e_{y\max}$ 逐渐减小;不同车速下,随着车速的增大, $e_{y\max}$ 与 $e_{\psi\max}$ 允许范围越来越小。

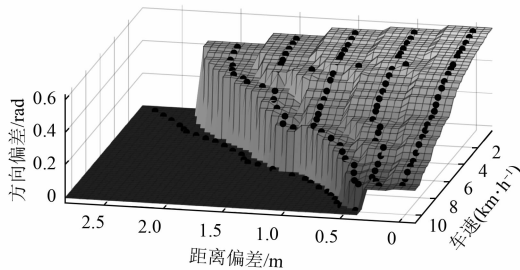


图 8 车速、位置偏差与方向偏差阈值对应关系

对于图 5 所示的控制系统,本文选用位姿偏差(距离偏差与方向偏差)作为模式选择的指标,根据车辆的当前车速以及图 8 的对应关系,计算最大方向偏差 $e_{\psi\max}$ 为 0 时对应的最大距离偏差 $e_{y\max}$ (当前速度下最大的距离偏差)。再将当前的距离偏差 e_y 与该值进行比较,若 e_y 大于 $e_{y\max}$,则选用 PP 控制模式,模式标志 mod 设为 1;若 e_y 小

于 $e_{y\max}$,则继续根据图 8 的对应关系以及当前的距离偏差 e_y 。计算对应最大方向偏差 $e_{\psi\max}$,并将当前的方向偏差 e_{ψ} 与该值进行比较,若 e_{ψ} 大于 $e_{\psi\max}$,则选用 PP 控制模式,模式标志 mod 设为 1;否则,在满足 MPC 约束条件的情况下,选用 MPC 模式,模式标志 mod 设为 2。

2.4.2 模式切换控制

在发生模式切换时,为了避免控制量的输出产生跃变,引起系统发生瞬时振荡和扰动,设计模式切换控制器对跟踪控制器的输出进行约束^[13]。

在图 5 的跟踪控制器中,当模式切换控制器根据模式标志 mod 判定发生模式切换时,跟踪控制器的期望输出 δ_{ref} 按照下式进行加权处理:

$$\delta_{\text{ref}} = c_1 \delta_1 + c_2 \delta_2 \quad (18)$$

式中: δ_1 为切换前控制模式(记为模式 1)输出的车轮期望转向角; δ_2 为切换后控制模式(记为模式 2)输出的车轮期望转向角; c_1 为模式 1 期望输出的加权系数, c_2 为模式 2 期望输出的加权系数。切换前,由模式 1 完全控制,即 c_1 为 1, c_2 为 0;切换后,由模式 2 完全控制,即 c_1 为 0, c_2 为 1,故 c_1 的变化范围为 1~0, c_2 的变化范围为 0~1,在切换过程中,模式切换控制器依据设计的模糊控制器实时的调整 c_1 、 c_2 。

上述模糊控制器以加权系数 c_1 、 c_2 作为输出,以切换前后 2 种控制模式期望输出量的偏差绝对值 $|e|$ 及其变化率 ec 作为输入。根据 AHC201 的测量参数,模糊控制算法的输入量 $|e|$ 的基本论域为 $[0^\circ, 35^\circ]$,模糊论域为 $\{0, 1, 2, 3\}$,对应的模糊子集为 $\{ZO, PS, PM, PB\}$;其变化率 ec 的基本论域为 $[-25^\circ, 25^\circ]$,模糊论域为 $\{-1, 0, 1\}$,对应的模糊子集为 $\{N, ZO, P\}$,隶属度函数采用高斯型。模糊控制算法的输出 c_1 、 c_2 的基本论域为 $[0, 1]$,模糊论域为 $\{0, 1, 2, 3\}$,对应的模糊子集为 $\{ZO, PS, PM, PB\}$,隶属度函数采用三角形。

该模糊控制对应的规则如表 1 和表 2 所示,当切换前后的偏差较大且有继续增大的趋势时,为了保证切换的平滑性,需要侧重继承切换前的控制模式;当切换前后的偏差较小时且有继续减小的趋势时,2 种控制模式需要适当配合调整;当切换前后的偏差近似为零且能保持这种状态时,说明切换过程结束,切换前控制模式可以退出,切换后控制模式完全接管控制。

表 1 加权系数 c_1 模糊规则表

c_1		$ e $			
		ZO	PS	PM	PB
ec	N	ZO	PS	PM	PB
	ZO	ZO	PS	PM	PB
	P	PS	PM	PB	PB

表 2 加权系数 c_2 模糊规则表

c_2		$ e $			
		ZO	PS	PM	PB
ec	N	PB	PM	PM	PS
	ZO	PB	PM	PS	ZO
	P	PB	PM	PS	ZO

3 控制效果测试

3.1 仿真测试

3.1.1 仿真平台的介绍

为验证上述联合控制器在路径跟踪控制中的控制效果,本文采用 MATLAB/Simulink 与 Carsim 联合仿真的方法进行仿真测试。以 AHC201 型线控底盘为参考模型,进行数据的标定,其部分参数如表 3 所示。

表 3 FELIS AHC201 整车参数

参数名称	参数值
外形尺寸(长/宽/高)/mm	1 060/650/255
质心到前轴距离/mm	406
质心到后轴距离/mm	407
轮距(前/后)/mm	575/575
整车质量/kg	72
最大载重/kg	200
轮胎半径/mm	114
驱动效率/%	80
附着系数	0.8

3.1.2 仿真分析

针对静态障碍或者低速障碍进行避障换道是低速自动驾驶的一种典型工况^[14-15]。本文采用一种避障换道路径作为仿真的目标路径,如图 9 所示。

重点检验在存在较大初始位姿偏差和曲率实时变化的路况条件下,控制器的跟踪效果,目标路径的方程为

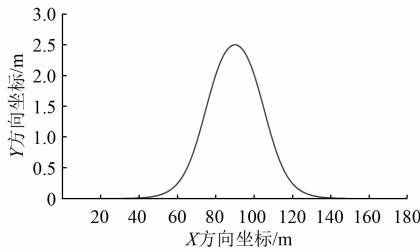


图 9 目标路径

$$\begin{cases} Y_r = D_{y1}(1 + \tanh h_1) + D_{y2}(\tanh h_2) \\ \psi_r = \arctan \left(2D_{y1} \left(\frac{1}{\cos h_1} \right)^2 \left(\frac{1.2}{D_{x1}} \right) - \right. \\ \left. 2D_{y2} \left(\frac{1}{\cosh h_2} \right)^2 \left(\frac{1.2}{D_{x2}} \right) \right) \end{cases} \quad (19)$$

式中: $D_{y1} = 1.5$; $D_{y2} = -1.5$; $D_{x1} = 30$; $D_{x2} = 30$; $h_1 = \frac{2.4(X_r - 60)}{D_{x1}} - 1.2$; $h_2 = \frac{2.4(X_r - 120)}{D_{x2}} - 1.2$ 。

设置该路径的附着系数为 0.8,初始位置为 (0 m, 0 m),初始方向为 0°;车辆的初始位置为 (-1.5 m, 0 m) 初始方向为 -7°;车速设置为 5.4 km/h。比较分析不同控制器作用下,跟踪控制的精确度、稳定性以及快速性。

仿真结果如图 10 所示,该结果表明,MPC 的位姿实时处于不断微调状态,一旦位置或方向存在较大的偏差,其需要花费较长时间进行调整,在本次仿真中,由于初始位姿偏差较大,其位置调整长时间维持在 -0.04 ~ 3.2 m,调整时间约为 50 s,其方向调整长时间维持在 0.01° ~ 14.7° 之间,调整时间约为 30 s。PP 控制虽实现了对目标路径的及时平稳的跟踪,但稳态偏差相对较大,尤其在曲率较大处,稳态位置偏差变化范围为 0.06 ~ 0.12 m。联合控制很好地优化了上述 2 种控制的不足,在初始位姿偏差较大时,处于 PP 模式,实现了对目标路径及时平稳跟踪,待满足切换条件后,切换为 MPC 控制模式,实现对目标路径的精确跟踪,且方向的微调波动减小。通过对仿真结果的分析,联合控制算法相较于单一的 MPC,跟踪的及时性、稳定性均得到了较好的改善,相较于单一的 PP 控制,精确度得到了良好优化。

针对模式切换控制器控制效果验证,分别应用加入与未加入模式切换控制器的 2 种联合控制器进行了对比仿真,其仿真结果如图 11 所示。仿真结果表明,未加入控制器的跟踪路径在切换点

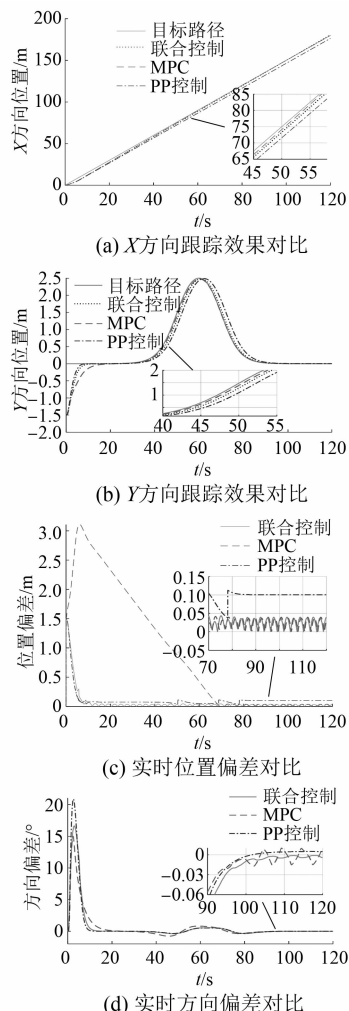


图 10 仿真效果对比

处产生较大波动,其转向车轮横摆角速度与车身的侧向加速度产生了较为激烈的振荡,横摆角速度的波动范围为 $-7^{\circ}/s \sim 4.5^{\circ}/s$,侧向加速度的波动范围为 $-2.8 \sim 2.2 \text{ m/s}^2$;在加入控制器后,其横摆角速度与侧向加速度的波动范围明显减小,最大波动分别为 $-3.6^{\circ}/s \sim -2^{\circ}/s$ 以及 $-0.4 \sim 0.2 \text{ m/s}^2$ 。对比结果表明,该模式切换控制器能够较好的优化模式切换的鲁棒性。

3.2 实车测试

为了验证上述横向跟踪控制器的实际控制效果,借助天隼自主研发的FELIS自动驾驶开发平台进行了实车测试,如图12所示。该开发平台以工控机为平台,利用高精度的RTK-GPS导航模块创建全局地图,进行车辆的实时定位与局部路径规划;利用由激光雷达、毫米波雷达以及双目视觉

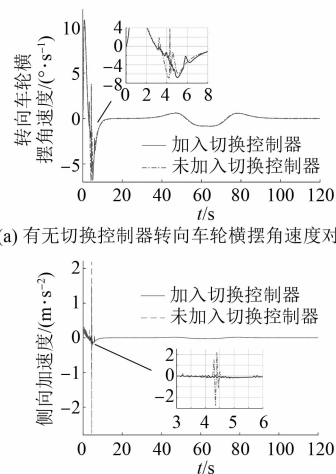


图 11 有无切换控制器控制效果对比

传感器组成的感知模块实时检测路况信息(障碍物、行人及道路边缘等),完成SLAM建图及局部路径规划;利用车体传感器采集车速、加速度以及转角等车体信息,后通过融合算法将上述模块输出的数据信息进行数据融合,完成运动路径二次规划以及行为决策,并通过CAN总线建立的分布式通信网络发送给底层控制器,由底层控制器完成底层的路径跟踪。

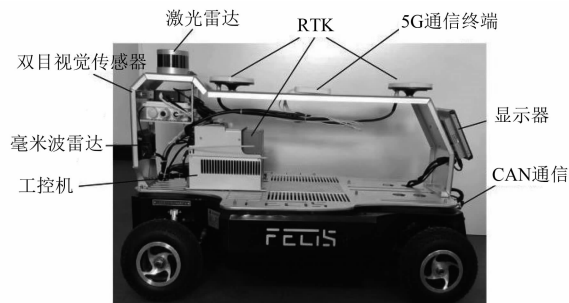


图 12 FELIS 自动驾驶开发平台

本次实车测试中,以若干静止的车辆作为障碍物,完成图13(a)所示的避障路径的标定,以此作为实车测试的目标路径,测试环境为干燥沥青路面,微风,路宽2.7 m,目标车速设定为5.4 km/h。测试结果如图13所示,在整个测试过程中,车速稳定在4.9~5.8 km/h之间;由于存在较大的初始偏差,所以测试初期,控制器控制转向电机迅速转向,快速跟踪上目标路径,相应的位置偏差与方向偏差迅速减小;待达到稳定跟踪后,位置偏差的波动范围为 $-0.02 \sim 0.11 \text{ m}$,方向偏差的

变化范围为 $-1.4^{\circ} \sim 2.5^{\circ}$,达到了预期的控制目标。

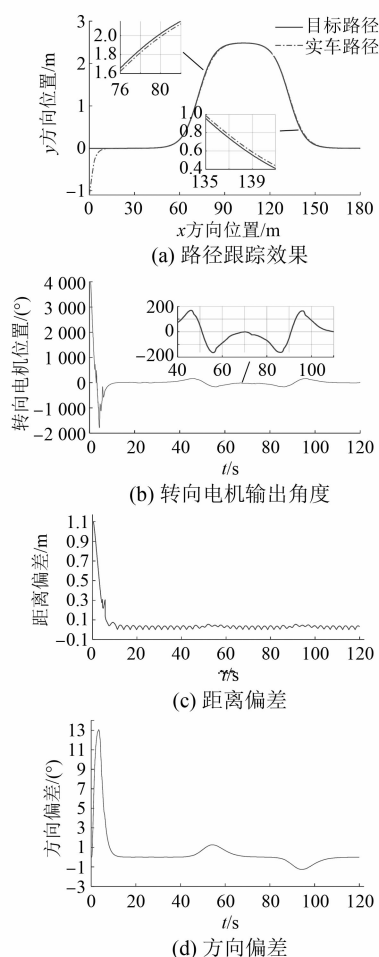


图 13 实车测试结果

4 结 语

本文针对低速自动驾驶车辆横向路径跟踪过程中,位姿偏差较大的情况下,单一的控制算法无法同时满足精确度与稳定性的问题,结果 MPC 算法与 PP 控制算法的控制特点,设计了基于 MPC 算法与 PP 控制算法的联合控制器。

由于 MPC 算法模式下,随着车速的不同,对位置偏差和方向偏差容忍程度也不同,在不同车速条件下,横向偏差与方向偏差的数据进行拟合,以此作为模式切换的依据。同时设计了基于模糊控制的模式切换控制器,保证切换过程的稳定平滑。

以 FELIS AHC201 型线控底盘作为模型,搭建了基于 MATLAB/Simulink 与 Carsim 的联合仿真平台,分别应用不同控制算法进行了仿真测试,

并对仿真结果进行了对比分析。最后应用 FELIS 自动驾驶开发平台进行了实车测试。仿真测试以及实车测试的结果均表明:本文所设计的联合控制器兼有 MPC 算法控制精度高以及 PP 控制跟踪速度快、稳定性好的特点。

【参考文献】

- [1] 刘元盛,杨建锁,王云,等. 低速无人驾驶原理及应用[M]. 北京:科学出版社,2019: 18-25.
- [2] HAYAKAWA Y, WHITE R, KIMURA T, et al. Driver-compatible steering system for wide speed-range path following[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics,2004,9(3): 544.
- [3] EOM S I, KIM E J, SHIN T Y, et al. The robust controller design for lateral control of vehicles[C]// Proceedings 2003 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM 2003),2003.
- [4] NETTO M S, CHAIB S, MAMMAR S. Lateral adaptive control for vehicle lane keeping[C]//Proceedings of the 2004 American Control Conference,2004.
- [5] FALCONE P, BORRELLI F, ASGARI J, et al. Predictive active steering control for autonomous vehicle systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology,2007,15(3): 566.
- [6] 郭景华,李志强,罗禹贡. 智能车辆运动控制研究综述[J]. 汽车安全与节能学报,2016,7(2): 151.
- [7] 汪若尘,魏振东,叶青,等. 视觉预瞄式智能车辆纵向协同控制研究[J]. 汽车工程,2019,41(7): 763.
- [8] 李超,王吉华,李研强,等. 基于差分 GPS 的局部区域无人车路径跟踪算法[J]. 科学技术与工程,2019,19(25): 256.
- [9] 邵毅明,陈亚伟,束海波. 自动驾驶汽车的轨迹跟踪控制[J]. 重庆交通大学学报(自然科学版),2019,38(8): 1.
- [10] 龚建伟,姜岩,徐威. 无人驾驶车辆模型预测控制[M]. 北京:北京理工大学出版社,2014: 85-96.
- [11] 段建民,杨晨,石慧. 基于 Pure Pursuit 算法的智能车路径跟踪[J]. 北京工业大学学报,2016,42(9): 1301.
- [12] 杨阳阳,何志刚,汪若尘,等. 智能车辆路径跟踪纵向混合控制器设计[J]. 重庆理工大学学报(自然科学),2018,32(11): 7.

(下转第 89 页)

- [D]. 徐州: 中国矿业大学, 2015.
- [7] 叶满园, 肖云煌, 宋平岗, 等. 基于直流侧电压不平衡的 CHB 多电平逆变器 SHEPWM 控制技术[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(9): 64.
- [8] 吴瑕杰, 熊成林, 冯晓云. 一种适用于单相级联 H 桥型变换器的通用型多电平空间矢量 PWM 算法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 127.
- [9] 宋文胜, 冯晓云, 蒋威. 一种单相三电平中点钳位整流器的 SVPWM 控制方法[J]. 电工技术学报, 2007(7): 69.
- [10] 秦春江, 葛宝明, 彭方正. 脉冲编码和旋转的级联中点箝位逆变器脉宽调制控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(33): 34.
- [11] 林城美, 汪光森, 王公宝, 等. 二极管钳位型级联多电平逆变器新型 SPWM 研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(2): 8.
- [12] 林城美, 王公宝, 汪光森, 等. 基于脉冲跳变的空间矢量脉冲宽度调制策略[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(1): 43.
- [13] 朱俊杰, 原景鑫, 王路, 等. 单相中点钳位型 H 桥级联逆变器电容电压不均建模研究[J]. 海军工程大学学报, 2021, 33(2): 37.
- [14] 张兴, 邵章平, 王付胜, 等. 三相三电平模块化光伏并网系统的零序环流抑制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 17.
- [15] SHAO Z, ZHANG X, WANG F, et al. Modeling and elimination of zero-sequence circulating currents in parallel three-level T-type grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 1050.
- [16] 王付胜, 邵章平, 张兴, 等. 多机 T 型三电平光伏并网逆变器的环流抑制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 40.
- [17] 田金戈. UPS 中三相三电平逆变器并联零序环流及其损耗研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [18] 姚修远, 金新民, 杨捷, 等. 三电平逆变器并联系统的零序环流抑制技术[J]. 电工技术学报, 2014, 29(增1): 192.
- [19] 邢相洋, 陈阿莲, 张子成, 等. 基于改进型零序环流抑制方法的 T 型三电平并联并网系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(14): 4165.
- [20] 李慧莹, 白乙拉, 李志军. 一类改进的 Logistic 模型参数估计方法及其应用[J]. 数学的实验与认识, 2017, 47(22): 183.

(上接第 66 页)

- [11] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000: 106-111.
- [12] 朱宇龙, 尹爱平, 李振鹏, 等. 某型永磁牵引电机噪声试验分析及仿真优化[J]. 电力机车与城轨车辆, 2020, 43(1): 19.
- [13] 陈永校, 诸自强, 应善成. 电机噪声的分析与控制[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1987: 213-239.
- [14] 申政, 何维林, 王韬, 等. 自通风型电机气动噪声计算方法的研究[J]. 风机技术, 2019, 61(5): 79.

(上接第 80 页)

- [13] 蔡英凤, 李健, 孙晓强, 等. 智能汽车路径跟踪混合控制策略研究[J]. 中国机械工程, 2020, 31(3): 289.
- [14] 潘世举, 李华, 苏致远, 等. 基于跟踪误差模型的智能车辆轨迹跟踪方法[J]. 汽车工程, 2019, 41(9): 1021.
- [15] 李健. 智能汽车路径跟踪混合控制方法研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2019.