DOI: 10.3901/JME.2021.06.142

基于转向与主动横摆力矩协调的四轮驱动 智能电动汽车路径跟踪控制*

梁艺潇^{1,2,3} 李以农^{1,2} KHAJEPOUR Amir³ 郑 玲^{1,2}

(1. 重庆大学机械传动国家重点实验室 重庆 400044;

2. 重庆大学机械与运载工程学院 重庆 400044;

3. 滑铁卢大学机械与机电工程学院 滑铁卢 N2L 3G1 加拿大)

摘要: 为提高智能汽车的路径跟踪能力, 并保证其在极限工况下的动力学稳定性, 以四轮驱动智能电动汽车为研究对象, 根据转向和主动横摆力矩(Direct yaw moment, DYC)系统的特点分别设计控制律进行协调控制。首先, 针对汽车在转向过程中轮胎侧偏刚度的不确定性, 利用线性矩阵不等式(Linear matrix inequality, LMI)理论构造可实现系统区域极点配置的鲁棒控制器, 并研究其求解方案。然后, 采用分层架构设计主动横摆力矩的控制律; 其中, 上层控制器通过车-路运动学关系, 基于线性时变模型预测控制(Linear-time-varying model predictive control, LTV-MPC)计算期望横摆角速度; 下层采用基于双曲正切趋近函数的滑模控制计算主动横摆力矩, 为了在提高跟踪精度的同时确保汽车动力学稳定性, 在滑模面中引入质心侧偏角的控制权重, 其大小根据质心侧偏角稳定性相图确定。考虑到在大多数常见工况中, 转向系统单独作用就已经可以取得良好的控制效果, 对主动横摆力矩系统设置激活机制, 使其仅在转向系统被判定难以完成当前控制目标时才介入, 避免了正常工况下的非必要激活引起的耗能。最后, 通过 Simulink-CarSim 联合仿真进行了算法验证, 结果表明, 即使在较极端的工况下, 所提出的控制方法仍然能保持良好的循迹控制效果, 并且可以很好地确保汽车的动力学稳定性。

关键词: 智能汽车; 四轮驱动电动汽车; 路径跟踪控制; 主动横摆力矩; 协调控制

中图分类号: U461

Path Following Control for Four-wheel Drive Electric Intelligent Vehicle Based on Coordination between Steering and Direct Yaw Moment System

LIANG Yixiao^{1,2,3} LI Yinong^{1,2} KHAJEPOUR Amir³ ZHENG Ling^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Mechanical Transmission, Chongqing University, Chongqing 400044;

2. School of Mechanical and Vehicle Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044;

3. Mechanical and Mechatronic Engineering, University of Waterloo, Waterloo N2L 3G1 Canada)

Abstract: In order to improve the path following performance of intelligent vehicles while ensure their dynamics stability in extreme conditions, control and coordination algorithms are designed based on the respective characteristics of steering and direct yaw moment (DYC) systems for four-wheel drive electric intelligent vehicles. Firstly, for the uncertainties of tire cornering stiffness during steering maneuvers, a robust controller is proposed based on linear matrix inequality (LMI) theory, which also has the ability to realize the regional pole assignment. And the solution of the controller is also investigated. For the DYC system, a hierarchical structure is proposed; a linear-time-varying model predictive control (LTV-MPC) method is utilized to generate the desired yaw rate in the upper-level controller based on the kinematics relationship between vehicle and road; the lower level controller obtains the active yaw moment by hyperbolic-tangent based sliding mode controller, and to ensure the stability of vehicle, the side slip angle is considered in the sliding surface, with its weight decided by side slip phase plane index. Considering that in most situations, the steering system alone can achieve satisfactory performance, an activate mechanism is introduced for DYC. Under the mechanism, DYC will not be involved until the steering system is judged unable to complete the control task, this can prevent the energy lost caused by most unnecessary involvement of DYC.

* 国家重点研发计划子课题(2017YFB0102603-3)、国家自然科学基金(51875061)、国家留学基金委员会(201906050066)和重庆市研究生科研创新(CYB19063)资助项目。20200420 收到初稿, 20210125 收到修改稿

Finally, results based on Simulink-CarSim co-simulation shows that the proposed controller can still have satisfactory path following performance even under relatively extreme conditions, while the dynamics stability is well maintained.

Key words: intelligent vehicle; 4WID electric vehicle; path following control; direct yaw moment; coordinative control

0 前言

近年来, 作为提升交通安全性, 解决交通拥堵, 提高道路利用率的重要手段, 具有无人驾驶能力的智能汽车成为了业界的研究热点^[1-3]。路径跟踪控制是智能汽车的一项关键技术, 为了提升其效果, 许多的方法被用来设计路径跟踪控制器, 包括比例-积分-微分控制(PID)^[4]、反演控制^[5], 模糊控制^[6], 鲁棒控制^[7], 滑模控制^[8], 模型预测控制(Model predictive control, MPC)^[9]等。上述方法的应用, 使得智能汽车在大多数的工况下都可以实现较好的路径跟踪效果。然而, 在紧急避障等较为极端的工况下, 由于轮胎的侧向非线性因素的增强^[10], 转向控制下的路径跟踪的精度会受到较强的影响。而且, 由于仅有前轮转角一个控制量, 在极端工况下, 转向控制器难以在路径跟踪的同时保障汽车的动力学稳定性。

得益于近年来快速发展的汽车电动化技术, 基于轮毂电机的四轮驱动电动汽车为解决这一问题提供了基础^[11]。由左右侧车轮的驱动/制动力之差所产生的主动横摆力矩, 为汽车的横向控制提供了额外的自由度^[12], 能显著地提升汽车的操纵性和稳定性, 这在有人驾驶的汽车上已经取得了重要的研究进展^[13-14]。在无人驾驶领域, CHRISTOFOROS 等^[15]通过在不同速度, 不同路径曲率下大量工况的对比研究发现, 与仅采用前轮转向的智能汽车相比, 四轮驱动智能电动汽车能大大拓展有效跟踪控制的可实现范围。而针对四轮驱动智能电动汽车中前轮转向与主动横摆力矩的控制和协调机制, 学界也提出了不同的方案。从控制方法上看, 包括最优控制^[16], 滑模控制^[17], 自适应反演控制^[18], 模型预测控制^[19-20]等。而从协调机制上看, 文献[16]采用的是分层集中式的架构, 上层模块根据运动学关系计算出期望横摆角速度, 然后下层中的前轮转角和主动横摆力矩由单一的控制器的统一计算。文献[17-19]采用的是直接集中式架构, 即前轮转角和主动横摆力矩通过单一控制器基于车辆-路径联合模型直接计算。文献[20]采用的是分布式架构, 其前轮转角和主动横摆力矩由两个控制器分别计算; 但是, 由于其主动横摆力矩控制器中的期望横摆角速度是由前轮转角通过线性模型求得的, 因此其主动横摆力矩的计算仍然依附于前轮转角。

上述的协调控制方案利用主动横摆力矩带来的冗余控制自由度, 在提升四轮驱动智能电动汽车的路径跟踪能力的同时, 兼顾了动力学稳定性。然而, 这些方案也存在着一定的局限性。首先, 在汽车的路径跟踪控制中, 转向系统和主动横摆力矩的作用层级是不同的, 转向系统可以通过轮胎侧向力直接使汽车产生侧向加速度, 进而直接影响横向位移; 而主动横摆力矩是通过影响横摆角速度, 间接地影响汽车的横向响应^[21]。显然, 采用两个控制器分开计算前轮转角和主动横摆力矩, 且对前轮转角使用车辆-路径联合模型直接计算, 对主动横摆力矩采用分层架构求解的方式更符合其各自的作用机制。在控制方法上, 经典的反馈控制方法和模型预测控制也有着各自的优势。其中, 经典控制方法实时性较好, 并且对如轮胎侧偏刚度等不确定因素也有着较好的鲁棒性, 而模型预测控制往往需要大量的在线运算, 且相比于经典控制方法, 对系统中的不确定性也更为敏感^[19]。但模型预测控制在处理多约束问题上也有着其独特的优势, 而且对系统状态有一定的预测能力。

考虑到以上因素, 本文以四轮驱动智能电动汽车为研究对象, 针对转向系统和主动横摆力矩系统的特点, 分别设计控制律。在前轮转角路径跟踪控制器的设计中, 本文采用了直接式的结构, 针对轮胎侧偏刚度的不确定性, 基于线性矩阵不等式(Linear matrix inequality, LMI)理论设计了鲁棒控制器; 同时, 为了提升控制器的瞬态响应特性, 对系统的极点位置进行了配置。而在主动横摆力矩控制器中, 本文采用了分层式的架构; 首先, 上层控制器采用线性时变模型预测控制方法(LTV-MPC)计算出期望横摆角速度, 由于 MPC 的模型是基于车-路之间的简单运动学关系所建立的, 因此, 在利用 MPC 优势的同时也避开了其主要的劣势; 在此基础上, 设计基于双曲正切函数的滑模控制器对期望横摆角速度进行跟踪, 同时, 在滑模面的设计中, 依据质心侧偏角相图理论对质心侧偏角的控制权重进行调整, 以此平衡路径跟踪精度和动力学稳定性之间的关系。值得一提的是, 由于转向控制器在大多数情况下单独作用时就已经能很好地完成路径跟踪的目标, 出于节约能源的考虑, 本文对主动横摆力矩设置了介入条件, 即只有在判定转向控制器完成控制目标有困难时, 主动横摆力矩才会被激活。系统的整体架构如图 1 所示。

图 1 系统整体架构

1 鲁棒转向控制器的设计

1.1 面向控制器设计的车辆动力学模型

在控制器的设计中,采用如图 2 所示的二自由度简化车辆单轨动力学模型,其沿横向的力平衡方程以及绕垂向轴的力矩平衡方程如下^[22]

$$\begin{cases} m v_x (\dot{\beta} + r) = F_{yf} + F_{yr} \\ I_z \dot{r} = l_f F_{yf} - l_r F_{yr} \end{cases} \quad (1)$$

式中, v_x 是汽车的纵向速度, r 和 β 分别是汽车的横摆角速度以及质心侧偏角; F_{yf} 、 F_{yr} 分别是由前轮和后轮产生的侧偏力; m 、 I_z 分别是汽车的质量和绕质心处垂向轴的转动惯量, l_f 、 l_r 分别是汽车质心到前轴和后轴的距离。

图 2 二自由度动力学模型

在轮胎力模型中,采用了基于小侧偏角假设的线性轮胎模型

$$\begin{cases} F_{yf} = c_f \alpha_f = c_f \left(\delta - \beta - \frac{l_f r}{v_x} \right) \\ F_{yr} = c_r \alpha_r = c_r \left(\frac{l_r r}{v_x} - \beta \right) \end{cases} \quad (2)$$

式中, c_f 和 c_r 分别表示前轮和后轮的侧偏刚度。

将式(2)代入到式(1)中,可以得出能描述汽车横向特性的动力学方程

$$\begin{cases} \dot{\beta} = -\frac{c_f + c_r}{m v_x} \beta + \left(-1 - \frac{l_f c_f - l_r c_r}{m v_x^2} \right) r + \frac{c_f}{m v_x} \delta_f \\ \dot{r} = \frac{l_r c_r - l_f c_f}{I_z} \beta - \frac{c_f l_f^2 + c_r l_r^2}{v_x I_z} r + \frac{l_f c_f}{I_z} \delta_f \end{cases} \quad (3)$$

1.2 路径跟踪模型

路径跟踪模型在无人驾驶汽车的循迹控制中,被用来反映实际车辆与参考路径之间的相对位置关系,通过二者之间的横向位置偏差与航向角偏差,可以反映出路径跟踪的效果,所建立的路径跟踪模型如图 3 所示,图中 X 、 Y 是大地坐标系的坐标轴, e_y 是汽车的质心与参考路径上最近点 d 之间的横向偏差, S 是沿参考路径的弧长, Ψ_d 和 Ψ 分别是参考路径上的期望航向角与汽车的实际航向角,因而汽车的航向角偏差可以被定义为 $\Delta\Psi = \Psi - \Psi_d$ 。基于 Serret-Frenet 坐标系可得

$$\begin{cases} \dot{e}_y = v_x \sin \Delta\Psi + v_y \cos \Delta\Psi \\ \Delta\dot{\Psi} = \dot{\Psi} - \dot{\Psi}_d = r - \rho(d) v_x \end{cases} \quad (4)$$

图 3 路径跟踪模型

由于该模型是非线性的, 为了便于动力学控制器的设计, 基于小航向偏差角的假设, 将其重写为

$$\begin{cases} \dot{e}_y = v_x(\Delta\psi + \beta) \\ \Delta\dot{\psi} = r - \rho(d)v_x \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)中的路径跟踪模型与式(3)中的动力学模型相结合, 可以得到车辆-路径联合模型的动力学方程

$$\begin{cases} \dot{e}_y = v_x(\Delta\psi + \beta) \\ \Delta\dot{\psi} = r - \rho(d)v_x \\ \dot{\beta} = -\frac{c_f + c_r}{mv_x}\beta + \left(-1 - \frac{l_f c_f - l_r c_r}{mv_x^2}\right)r + \frac{c_f}{mv_x}\delta_f \\ \dot{r} = \frac{l_r c_r - l_f c_f}{I_z}\beta - \frac{c_f l_f^2 + c_r l_r^2}{I_z v_x}r + \frac{l_f c_f}{I_z}\delta_f \end{cases} \quad (6)$$

式(6)可以被表示为如式(7)所示的状态空间方程的形式, 其中, 状态量 $\mathbf{x} = (e \ \Delta\psi \ \beta \ r)^T$, 控制输入量 $\mathbf{u}(t) = \delta_f$, 扰动为 $\mathbf{w} = (0 \ v_x \rho \ 0 \ 0)^T$ 。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{w} \quad (7)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & v_x & v_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{c_f + c_r}{mv_x} & -1 - \frac{c_f l_f - c_r l_r}{mv_x^2} \\ 0 & 0 & \frac{c_r l_r - c_f l_f}{I_z v_x} & -\frac{c_f l_f^2 + c_r l_r^2}{I_z v_x} \end{pmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{c_f}{mv_x} \\ \frac{c_f l_f}{I_z} \end{pmatrix}$$

1.3 模型的不确定性

对于汽车的侧向控制, 最显著的模型不确定性体现在轮胎侧偏刚度的摄动上。该值会随着路面附着系数, 载荷, 轮胎侧偏角等参数的变化而变化。在考虑其不确定性因素以后, 轮胎的侧偏刚度可以被表示为

$$c_f = c_{f0} + N_f \tilde{c}_f \quad c_r = c_{r0} + N_r \tilde{c}_r \quad (8)$$

式中, c_{f0} 、 c_{r0} 分别是前轮和后轮侧偏刚度的名义值, $\tilde{c}_f$ 和 $\tilde{c}_r$ 表示参数不确定性的最大范围, N_f 和 N_r 是满足条件 $|N_{f,r}| \leq 1$ 的时变参数。因为前后轮所处的路面条件通常是一致的, 这里假设 $N_f = N_r$ 。

系统状态空间方程中的参数矩阵可以被改写为

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_0 + \tilde{\mathbf{A}}N_0 \quad \mathbf{B} = \mathbf{B}_0 + \tilde{\mathbf{B}}N_1 \quad (9)$$

$$\mathbf{A}_0 = \begin{pmatrix} 0 & v_x & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{c_{f0} + c_{r0}}{mv_x} & -v_x - \frac{c_{f0} l_f - c_{r0} l_r}{mv_x} \\ 0 & 0 & \frac{c_{r0} l_r - c_{f0} l_f}{I_z v_x} & -\frac{c_{f0} l_f^2 + c_{r0} l_r^2}{I_z v_x} \end{pmatrix} \quad \mathbf{B}_0 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{c_{f0}}{m} \\ \frac{c_{f0} l_f}{I_z} \end{pmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\tilde{c}_f + \tilde{c}_r}{mv_x} & -\frac{\tilde{c}_f l_f - \tilde{c}_r l_r}{mv_x} \\ 0 & 0 & \frac{\tilde{c}_r l_r - \tilde{c}_f l_f}{I_z v_x} & -\frac{\tilde{c}_f l_f^2 + \tilde{c}_r l_r^2}{I_z v_x} \end{pmatrix} \quad \tilde{\mathbf{B}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\tilde{c}_f}{m} \\ \frac{\tilde{c}_f l_f}{I_z} \end{pmatrix}$$

式中, 由于 $|N_{f,r}| \leq 1$, 所以 $|N_0| \leq 1$, $|N_1| \leq 1$ 。

1.4 控制器的设计

针对上述存在着不确定性的动力学模型, 本文引入 H_∞ 理论设计控制器, 以保证在侧偏刚度参数摄动以及曲率变化的条件下, 前轮转角所产生的控制量可以使汽车的循迹误差收敛, 并且具有如下的抗扰动特性

$$\int_0^t \mathbf{z}^T(t) \mathbf{z}(t) dt \leq \gamma^2 \int_0^t \mathbf{w}^T(t) \mathbf{w}(t) dt \quad (10)$$

式中, γ 是预先定义的衰减系数, $\mathbf{z}$ 表示的系统输出, 在控制器设计中, $\mathbf{z} = (e \ \Delta\psi \ \beta)^T$, 其与系统状态量之间的关系可以表示为

$$\mathbf{z} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (11)$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

待设计的状态反馈控制器可以表示为

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{K}\mathbf{x}(t) \quad (12)$$

式中, $\mathbf{K}$ 即是需要计算的反馈增益, 结合式(7), 式(11)和式(12)可以得到系统的闭环形式

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K})\mathbf{x}(t) + \mathbf{w}(t) = \\ \left(\mathbf{A}_0 + \tilde{\mathbf{A}}N_0 + (\mathbf{B}_0 + \tilde{\mathbf{B}}N_1)\mathbf{K}\right)\mathbf{x}(t) + \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{z}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (13)$$

定义 $\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}$, 式(13)可以被改写为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{x}(t) + \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{z}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (14)$$

基于 H_∞ 理论所设计的控制器可以保证偏差的渐近稳定, 为了进一步提升系统的瞬态性能, 本文将对系统的闭环极点进行配置, 使其能位于图 4 所示, 圆心在 $-q$, 半径为 r_a 的圆盘内。

图 4 局部极点配置

为了满足所提出的系统性能要求, 本文采用线性矩阵不等式(LMI)方法来设计系统的控制器。首先, 引入如下几个引理。

引理 1(有界实引理)^[7]: 给定正数 $\gamma > 0$, 以下条件等价。

- (1) 系统渐进稳定, 且满足式(10)。
- (2) 存在对称正定矩阵 P , 使得

$$\begin{pmatrix} PA + A^T P & PB & C^T \\ * & -\gamma^2 I & D^T \\ * & * & -I \end{pmatrix} < 0 \quad (15)$$

引理 2^[23]: 若 $Y = Y^T$, Γ 和 Υ 是具有相应维数的实矩阵, N 满足条件 $N^T N < 1$, 则以下条件

$$Y + \Gamma N \Upsilon + \Upsilon^T N^T \Gamma^T < 0 \quad (16)$$

若成立, 当且仅当存在一个正常数 $\varepsilon > 0$, 使得

$$\begin{pmatrix} Y & \varepsilon \Gamma & \Upsilon^T \\ \varepsilon \Gamma^T & -\varepsilon I & 0 \\ \Upsilon & 0 & -\varepsilon I \end{pmatrix} < 0 \quad (17)$$

引理 3^[24]: 要使矩阵 A 的所有特征值均分布在半径为 r_a , 中心在 $(-q, 0)$ 的圆盘中的充分必要条件是存在对称矩阵 S , 使得

$$\begin{pmatrix} -r_a S & qS + AS \\ qS + SA^T & -r_a S \end{pmatrix} < 0 \quad (18)$$

基于上述引理, 本文提出以下定理作为鲁棒控制器的设计依据。

定理: 要使得式(13)中的闭环系统渐进稳定, 且当 $w(t) \in [0, \infty)$ 时满足式(10)中的性能指标, 同时其极点被约束在半径为 r_a , 中心在 $(-q, 0)$ 的圆盘中, 只须满足: 对给定的正数 γ , 当存在标量 $\varepsilon_i > 0$ ($i = 1, 2, 3, 4$), 矩阵 H 、 G 和正定矩阵 P 、 Q 使得下述不等式成立

$$\begin{pmatrix} \Theta & I & QC^T & \varepsilon_1 \tilde{A} & Q & \varepsilon_2 \tilde{B} & H^T \\ * & -\gamma^2 I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & -I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -\varepsilon_1 I & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & -\varepsilon_1 I & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & -\varepsilon_2 I & 0 \\ * & * & * & * & * & * & -\varepsilon_2 I \end{pmatrix} < 0 \quad (19)$$

$$\begin{pmatrix} -r_a P & qP + A_0 P + B_0 G & \tilde{A} & 0 & \tilde{B} & 0 \\ * & -r_a P & 0 & \varepsilon_3 P & 0 & \varepsilon_4 \\ * & * & -\varepsilon_3 I & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -\varepsilon_3 I & 0 & 0 \\ * & * & * & * & -\varepsilon_4 I & 0 \\ * & * & * & * & * & -\varepsilon_4 I \end{pmatrix} < 0 \quad (20)$$

式中, $\Theta = QA_0^T + A_0 Q + H^T B_0^T + B_0 H$, $Q = P^{-1}$, 且 $H = KQ$, $G = KP$ 。

证明过程如下。

因为 $\bar{A} = A + BK$, 且 $A = A_0 + \tilde{A}N_0$, 那么

$$\begin{aligned} P\bar{A} + \bar{A}^T P &= P(A + BK) + (A + BK)^T P = \\ &= P(A_0 + \tilde{A}N_0 + \hat{B}K) + (A_0 + \tilde{A}N_0 + \hat{B}K)^T P \end{aligned} \quad (21)$$

将式(21)代入式(15), 那么式(15)的左侧部分可以重新写为

$$\begin{aligned} &\begin{pmatrix} P\bar{A} + \bar{A}^T P & P & C^T \\ * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & -I \end{pmatrix} = \\ &\begin{pmatrix} P(A_0 + \tilde{A}N_0 + \hat{B}K) + (A_0 + \tilde{A}N_0 + \hat{B}K)^T P & P & C^T \\ * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & -I \end{pmatrix} + \\ &\begin{pmatrix} P\tilde{A} & P & C^T \\ * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & -I \end{pmatrix} + \\ &\begin{pmatrix} P\tilde{A} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} N_0 + (I \ 0 \ 0) N_0 \begin{pmatrix} I \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P\tilde{A} & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (22)$$

基于引理 2, 代入式(22)后的有界实引理条件可以被改写为

$$\begin{pmatrix} P(A_0 + BK) + (A_0 + BK)^T P & P & C^T & \varepsilon_1 PA_0 & I \\ * & -\gamma^2 I & 0 & 0 & 0 \\ * & * & -I & 0 & 0 \\ * & * & * & -\varepsilon_1 I & 0 \\ * & * & * & * & -\varepsilon_1 I \end{pmatrix} < 0 \quad (23)$$

同样地, 因为 $B = B_0 + \tilde{B}N_0$, 式(23)的左侧可以进行与式(22)相似的修改, 并基于引理 2 进行扩维。为了将所得出的矩阵化为容易求解的形式, 定义 $Q = P^{-1}$, $H = KQ$, 并以 $\text{diag}\{Q, I, I, I, I, I, I, I, I\}$ 对其进行一致变换, 即可推出式(19)成立。

与式(19)的证明类似, 将动力学模型(14)代入引理 3 并展开, 然后基于引理 2 扩维, 并定义 $G = KP$, 可得不等式(20)成立。由此, 该定理得证。

在该定理中, 式(19)和式(20)之间是耦合的, 其耦合性体现在参数矩阵 $\mathbf{P}$ 与 $\mathbf{Q}$, $\mathbf{H}$ 与 $\mathbf{G}$ 之间的相互关系, 故反馈增益难以通过对两个不等式进行统一求解获得。因此, 为了求得同时满足两个不等式, 且衰减系数 γ 最小的解, 本文提出如下的算法。

(1) 设定初始 γ , 使用 Matlab LMI 优化工具箱求解式(19), 若无解, 更新 $\gamma = \gamma + \tau$ ($\tau > 0$)。

(2) 若不等式(19)有解, 由求出的参数矩阵 $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{H}$ 计算出反馈增益 $\mathbf{K} = \mathbf{QH}^{-1}$, 并得出参数矩阵 $\mathbf{P}$ 、 $\mathbf{G}$ 的值。

(3) 将所得出的参数矩阵的值代入式(20)进行求解, 若无解, 返回步骤(1)对 γ 进行更新; 若有解, 求解迭代终止, 输出系统的反馈增益矩阵 $\mathbf{K}$ 。

需要注意的是, 虽然在矩阵不等式的求解中, 系统矩阵中的 v_x 被设定为一个定值, 但通过文献[7]中的多面体方法进行在线调度, 本文所设计的控制器可以被应用于纵向速度发生变化的情况中。在多面体方法中, 首先假定速度在区间 $[v_{x\min}, v_{x\max}]$ 变化, 那么可以得出, $1/v_x$ 在区间 $[1/v_{x\max}, 1/v_{x\min}]$ 变化以及 $1/v_x^2$ 在 $[1/v_{x\max}^2, 1/v_{x\min}^2]$ 变化。根据文献[7], 可以引入一个具有 $2^3=8$ 个顶点的多面体来描述 $[v_x, 1/v_x, 1/v_x^2]$ 数组中所有可能的情况, 其坐标可以分别被写为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathcal{G}}_1 &= v_{x\min} & \tilde{\mathcal{G}}_2 &= v_{x\max} & \tilde{\mathcal{G}}_3 &= 1/v_{x\min} \\ \tilde{\mathcal{G}}_4 &= 1/v_{x\max} & \tilde{\mathcal{G}}_5 &= 1/v_{x\min} & \tilde{\mathcal{G}}_6 &= 1/v_{x\max} \end{aligned} \quad (24)$$

2 主动横摆力矩控制器

与传统汽车不同, 四轮驱动电动汽车可以通过左右侧车轮之间的驱动/制动转矩差来产生主动横摆力矩, 该特性可以被用来进一步地提升智能汽车的路径跟踪能力并平衡其与动力学稳定性之间的关系。在主动横摆力矩的产生中, 本文采用分层控制的结构, 上层控制器基于图 2 的循迹模型中反映的运动学关系, 采用线性时变模型预测控制算法(LTV-MPC)计算出期望横摆角速度。在此基础上, 考虑到滑模控制具有良好的鲁棒性, 由滑模控制方法对期望横摆角速度进行跟踪, 同时, 为了避免转向剧烈时汽车有失稳的风险, 在滑模面中引入质心侧偏角, 并基于侧偏相图理论调整控制目标的权重。与传统主动横摆力矩控制方案不同的是, 本文对主动横摆力矩的介入引入判定条件, 使其在有必要的时候才被激活。

2.1 基于 MPC 的期望横摆角速度计算

由于此处期望横摆角速度的产生, 目的是在已有前轮转角控制器的基础上, 进一步地提高路径跟踪的性能。因此, 可以认为, 转角循迹控制器已经对期望路径曲率变化带来的扰动进行了处理。那么式(4)的循迹运动学模型可以改写为

$$\begin{cases} \dot{e}_y = v_x \sin \Delta\psi + v_y \cos \Delta\psi \\ \Delta\dot{\psi} = r_M \end{cases} \quad (25)$$

式中, r_M 即为待求的补偿横摆角速度。

为了避免在 MPC 的预测时域内出现较大的航向角偏差, 影响求解的精度。在对模型进行线性化的过程中, 不再使用式(5)中的小角度假设将非线性项进行直接的线性化, 而是对式(25)在局部点进行泰勒展开, 首先, 将式(25)表示为如下形式

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{X}, \mathbf{u}) \quad (26)$$

式中, 状态量 $\mathbf{X} = (e_y, \Delta\psi)^T$, 输入量 $\mathbf{u} = r_M$ 。

将式(26)进行泰勒展开, 忽略高阶项, 则式(26)可线性化为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{f}(\mathbf{X}_0, \mathbf{u}_0) + \underbrace{\left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{X}} \right]_{\mathbf{X}_0, \mathbf{u}_0}}_{\mathbf{J}(\mathbf{X})} (\mathbf{X} - \mathbf{X}_0) + \\ &\quad \underbrace{\left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} \right]_{\mathbf{X}_0, \mathbf{u}_0}}_{\mathbf{J}(\mathbf{u})} (\mathbf{u} - \mathbf{u}_0) \end{aligned} \quad (27)$$

式中, $\mathbf{J}(\mathbf{X})$ 和 $\mathbf{J}(\mathbf{u})$ 分别为 $\mathbf{f}(\mathbf{X}, \mathbf{u})$ 对 $\mathbf{X}$ 和 $\mathbf{u}$ 的雅可比矩阵。令 $\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{X} - \mathbf{X}_0$, $\tilde{\mathbf{u}} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_0$, 式(27)可写为

$$\dot{\tilde{\mathbf{X}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{X}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} \quad (28)$$

进一步地, 将式(28)变换为更适用于 MPC 的离散形式

$$\begin{cases} \mathbf{X}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{X}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{Y}(k) = \mathbf{C}_d \mathbf{X}(k) \end{cases} \quad (29)$$

式中, $\mathbf{A}_d = \mathbf{I} + \mathbf{A} \cdot \Delta T$, $\mathbf{B}_d = \mathbf{B} \cdot \Delta T$, $\mathbf{C}_d = \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$,

其中 ΔT 是 MPC 的采样时间, 此处将其取为 0.1 s。

为了使得输出的补偿横摆角速度更为平滑, 本文采用控制增量 $\Delta \mathbf{u}$ 作为 MPC 的求解值。所以, 需要将系统(29)增广为如下形式

$$\begin{cases} \xi(k+1) = \tilde{\mathbf{A}}\xi(k) + \tilde{\mathbf{B}}\Delta \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{Y}(k) = \tilde{\mathbf{C}}\xi(k) \end{cases} \quad (30)$$

式中, 增广状态量 $\xi(k) = (\mathbf{X}(k) \ \mathbf{u}(k))^T$, 且

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} I + A \cdot \Delta T & B \cdot \Delta T \\ O & I \end{pmatrix} \quad \tilde{B} = \begin{pmatrix} B \cdot \Delta T \\ I \end{pmatrix}$$

$$\tilde{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

根据式(30)进行迭代, 系统预测输出可由 k 时刻的系统状态和预测输入增量序列计算得到

$$Y_p(k) = \Psi_k \xi(k) + \Theta_k \Delta U(k) \quad (31)$$

$$Y_p(k)_{(N_p \times 1)} = \begin{pmatrix} y(k+1) \\ y(k+2) \\ \vdots \\ y(k+N_c) \\ \vdots \\ y(k+N_p) \end{pmatrix} \quad \Psi_{k(N_p \times 1)} = \begin{pmatrix} \tilde{C}_k \tilde{A}_k \\ \tilde{C}_k \tilde{A}_k^2 \\ \vdots \\ \tilde{C}_k \tilde{A}_k^{N_c} \\ \vdots \\ \tilde{C}_k \tilde{A}_k^{N_p} \end{pmatrix}$$

$$\Theta_{k(N_p \times N_c)} = \begin{pmatrix} \tilde{C}_k \tilde{B}_k & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \tilde{C}_k \tilde{A}_k^{N_c-1} \tilde{B}_k & \tilde{C}_k \tilde{A}_k^{N_c-2} \tilde{B}_k & \tilde{C}_k \tilde{A}_k^{N_c-3} \tilde{B}_k & \cdots & \tilde{C}_k \tilde{B}_k \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{C}_k \tilde{A}_k^{N_p-1} \tilde{B}_k & \tilde{C}_k \tilde{A}_k^{N_p-2} \tilde{B}_k & \tilde{C}_k \tilde{A}_k^{N_p-3} \tilde{B}_k & \cdots & \tilde{C}_k \tilde{A}_k^{N_p-N_c} \tilde{B}_k \end{pmatrix}$$

$$\Delta U(k)_{(N_c \times 1)} = \begin{pmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N_c-1) \end{pmatrix}$$

式中, N_p 和 N_c 分别表示 MPC 的预测步长以及控制步长, 本文取 $N_p=20$, $N_c=5$ 。

MPC 的目标优化方程可以被写为如下的形式

$$\min J = \sum_{i=1}^{N_p} \|y_{ref}(k+i) - y(k+i)\|_Q^2 + \sum_{i=0}^{N_c-1} \|\Delta u(k+i)\|_R^2 \quad (32)$$

式中, y_{ref} 是预测时域内的期望输出量。由于该模型中输出量分别为横向偏差和航向角偏差, 期望输出可以被定义为 $y_{ref} = (0 \ 0 \ \cdots \ 0 \ 0)^T_{2N_p \times 1}$ 。 Q 和 R 分别是对系统输出量和约束增量的优化权重。式(32)的第一项旨在将路径跟踪的偏差最小化, 第二项的目的是减小控制器的输出。

本文对 MPC 的输出量和控制量分别定义了约束。对系统的输出量, 为了保证汽车行驶的安全, 避免干扰其他的道路使用者, 本文将横向误差和横摆误差的约束分别定义为 1.5 m 和 15° 。对控制增量的约束 $\Delta U_{\min}$ 和 $\Delta U_{\max}$ 可以分别被定义为 $-0.2\mu g/v_x$ 和 $0.2\mu g/v_x$ 。考虑到 MPC 计算的是补偿横摆角速度, 在进行约束定义时, 需要将其与汽车当前时刻的横摆角速度求和, 进而对总的期望横摆角速度进行约束定义。

通常, 对于横摆角速度的约束被定义为 $\mu g/v_x$ ^[22], 该值是根据汽车的稳态特性计算的。但根据斯坦福大学的研究^[25], 考虑到汽车转向时的瞬态特性, 该约束具有很强的保守性, 而允许横摆角速度在较短时间内超过该约束, 可有效提升汽车转向时的瞬态特性, 也有利于智能汽车高速大曲率工况下的路径跟踪能力。因此, 本文在 $\mu g/v_x$ 约束的基础上, 引入松弛因子 ε 。根据文献[25]中的研究, 松弛因子的上界被定义为 $0.5\mu g/v_x$ 。

系统的完整约束定义情况如下所示

$$\begin{cases} Y_{\min} \leq Y_{\text{sys}} \leq Y_{\max} \\ \Delta U_{\min} \leq \Delta U(k) \leq \Delta U_{\max} \\ U_{\min} - \varepsilon \leq U + r \leq U_{\max} + \varepsilon \\ \varepsilon \leq 0.5\mu g/v_x \end{cases} \quad (33)$$

$$Y_{\min} = - \begin{pmatrix} 1.5 \\ 15\pi/180 \\ \vdots \\ 1.5 \\ 15\pi/180 \end{pmatrix}_{2N_p \times 1} \quad Y_{\max} = \begin{pmatrix} 1.5 \\ 15\pi/180 \\ \vdots \\ 1.5 \\ 15\pi/180 \end{pmatrix}_{2N_p \times 1}$$

$$\Delta U_{\min} = - \begin{pmatrix} 0.2\mu g/v_x \\ 0.2\mu g/v_x \\ \vdots \\ 0.2\mu g/v_x \\ 0.2\mu g/v_x \end{pmatrix}_{N_c \times 1} \quad \Delta U_{\max} = \begin{pmatrix} 0.2\mu g/v_x \\ 0.2\mu g/v_x \\ \vdots \\ 0.2\mu g/v_x \\ 0.2\mu g/v_x \end{pmatrix}_{N_c \times 1}$$

$$U_{\min} = - \begin{pmatrix} \mu g/v_x \\ \mu g/v_x \\ \vdots \\ \mu g/v_x \\ \mu g/v_x \end{pmatrix}_{N_c \times 1} \quad U_{\max} = \begin{pmatrix} \mu g/v_x \\ \mu g/v_x \\ \vdots \\ \mu g/v_x \\ \mu g/v_x \end{pmatrix}_{N_c \times 1} \quad \zeta = \begin{pmatrix} \varepsilon \\ \varepsilon \\ \vdots \\ \varepsilon \\ \varepsilon \end{pmatrix}_{N_c \times 1}$$

式(32)中的优化方程可以被重新写为

$$\min J = \sum_{i=1}^{N_p} \|y_{ref}(k+i) - y(k+i)\|_Q^2 + \sum_{i=0}^{N_c-1} \|\Delta u(k+i)\|_R^2 + \lambda \zeta^2$$

$$\text{s.t. } \Delta U_{\min} \leq \Delta U(k) \leq \Delta U_{\max}$$

$$U_{\min} - \varepsilon - r \leq U \leq U_{\max} + \varepsilon - r$$

$$Y_{\min} \leq Y_{\text{sys}} \leq Y_{\max}$$

$$\varepsilon \leq 0.5\mu g/v_x \quad (34)$$

式中, λ 是对松弛因子的权重。

该优化方程可以被转化为标准二次型优化问题, 并采用序列二次规划进行求解, 在每一个采样时刻求出控制步长内的最优控制序列, 取第一个值作为下一时刻的系统输入。具体的转化过程已有文献进行介绍^[9,19-20], 在此不再赘述。

求解出控制增量 Δr_M 后, 该时刻的补偿横摆角速度可以被写为

$$r_M(t) = r_M(t - \Delta T) + \Delta r_M(t) \quad (35)$$

该值与汽车此时的实际横摆角速度之和, 即为此时的期望横摆角速度

$$r_d(t) = r(t) + r_M(t) \quad (36)$$

值得注意的是, 本节中的 MPC 是基于反映车-路关系的运动学模型。因此, 在充分利用 MPC 在预测能力和处理多约束问题优势的同时, 也避免了 MPC 较为依赖模型精度, 实时性较差的问题。

2.2 主动横摆力矩的计算

考虑到其良好的鲁棒性, 本节采用滑模控制的方法来计算主动横摆力矩。为了平衡路径跟踪性能与稳定性的关系, 本文将滑模面定义为

$$s = r - r_d - \rho\beta \quad (37)$$

式中, ρ 代表稳定性的权重系数, 其值由汽车的质心侧偏角相图指数求得^[26]

$$X_{\text{region}} = |B_1\dot{\beta} + B_2\beta| \quad (38)$$

式中, B_1 和 B_2 的取值与路面附着系数有关^[27], 路面附着系数越小, 其值越大。通常, 使用该方法时, 汽车的稳定性判断阈值被定义为 $X_{\text{region}}=1$, 本文在此基础上, 引入一个过渡阈值 $X_{\text{region}}=0.8$ 。 ρ 的取值策略如下

$$\rho = \begin{cases} 0 & X_{\text{region}} \leq 0.8 \\ (X_{\text{region}} - 0.8) \times 5k & 0.8 \leq X_{\text{region}} \leq 1 \\ k & X_{\text{region}} \geq 1 \end{cases} \quad (39)$$

式中, k 为一正数。

对式(37)的滑模面求导, 可以得出

$$\dot{s} = \dot{r} - \dot{r}_d - \rho\dot{\beta} \quad (40)$$

将主动横摆力矩引入汽车的二自由度动力学方程式(3)后, 横摆角速度的动力学方程可以被表示为

$$\dot{r} = \frac{l_r c_r - l_f c_f}{I_z} \beta - \frac{c_f l_f^2 + c_r l_r^2}{v_x I_z} r + \frac{l_f c_f}{I_z} \delta_f + \frac{M_z}{I_z} \quad (41)$$

为了保证滑模控制在趋近过程中的鲁棒性, 以及减小抖振, 本文引入双曲正切函数以及指数趋近律方法来设计滑模控制的趋近律^[28]

$$\dot{s} = -\eta s - D \tanh\left(\frac{s}{\theta}\right) \quad (42)$$

式中, 趋近参数 η 和 D 是恒定的正数, 第一项是指数趋近项, 第二项用于保证系统的鲁棒性以及有限时间收敛性, 其中, θ 是为了减小抖振所引入的过渡

系数, 双曲正切函数

$$\tanh\left(\frac{s}{\theta}\right) = \frac{\exp\left(\frac{s}{\theta}\right) - \exp\left(-\frac{s}{\theta}\right)}{\exp\left(\frac{s}{\theta}\right) + \exp\left(-\frac{s}{\theta}\right)} \quad (43)$$

本文将其与传统滑模控制的切换函数以及基于边界层的滑模控制切换函数进行了对比, 结果如图 5 所示。

图 5 切换函数对比

通过对比可以发现, 该函数与传统切换函数相比是连续的, 因此可有效避免传统滑模控制频繁抖振的问题。同时, 与基于边界层的切换函数相比, 双曲正切函数具有光滑可导的特性, 有利于控制输出量的平滑性。

结合式(40)~(42), 系统的滑模控制律可以被表示为

$$M_{eq} = I_z \left(\dot{r}_d + \rho\dot{\beta} + \frac{l_f c_f - l_r c_r}{I_z} \beta + \frac{l_f^2 c_f + l_r^2 c_r}{I_z v_x} r - \frac{l_f c_f}{I_z} \delta \right) - \eta s - D \tanh\left(\frac{s}{\theta}\right) \quad (44)$$

由于在大多数工况下, 转向系统已经可以实现良好的性能。因此, 为了避免主动横摆力矩系统在大多数工况中不必要介入激活的耗能, 本文对该系统的触发设定了条件

$$\text{activate} = \begin{cases} 0 & \begin{aligned} &|\delta_f| \leq (-0.00064v_x^3 + 0.0619v_x^2 - \\ &1.9591v_x + 23.3594) \\ &|r - r_d| \leq 0.1 \text{ rad} \\ &|\alpha_{f,r}| \leq 5^\circ \\ &X_{\text{region}} \leq 1 \end{aligned} \\ 1 & \text{其他} \end{cases} \quad (45)$$

式中, activate 是逻辑变量, activate=0 时, 主动横摆力矩处于未激活状态, activate=1 时, 主动横摆

力矩激活。其判断条件中,前三项的目的是在前轮转向控制器完成循迹目标有困难时进行介入,以提高循迹控制的精度并抑制过大的轮胎侧偏角,其中第一项通过前轮转向角的数值来进行判断,该值的大小被设计为了车速的三次函数,车速越高时,该值越小,第二项和第三项分别通过期望横摆角速度与实际横摆角速度之间的差值,轮胎的侧偏角来进行判断。最后一项旨在当汽车被判定有失去稳定性的风险时,保证汽车的稳定性。这四项条件皆为逻辑变量 $\text{activate}=0$ 的必要条件,即四项条件中只要有一项不满足,逻辑变量 activate 将由 0 变为 1。

在计算出汽车的主动横摆力矩后,需要将其分配到各个轮胎。对此,本文采用基于伪逆的分配方法,该方法已被广泛地应用于主动横摆力矩的分配问题^[16,18-19],本节不再进行具体分析研究,其求解公式如下^[19]

$$F_x = (V + G^T W G)^{-1} G^T W M_z \quad (46)$$

式中, V 代表 M_z 在四个车轮之间的分配权重,一般与各个车轮上的垂向力有关; G 所分配的力与广义力之间的关系; W 代表广义力的权重。

计算出各个轮胎上分配的力以后,需将其转化为轮毂电机的扭矩,对该类问题已有较多的研究^[29-30]。由于电机的响应速度远快过车辆的控制系统,且本文主要研究的是智能电动汽车系统动力学层面的问题。因此,本文对该问题不再进行赘述。

3 仿真分析

本节采用 Simulink-CarSim 联合仿真的方法对控制算法的效果进行验证。在 Simulink 中搭建控制算法,选取 Carsim 中的 D-class SUV 作为仿真模型,其模型参数由表 1 所示。

表 1 车辆仿真参数

参数	值
簧载质量 m/kg	1 500
前轴距质心距离 l_f/m	1.050
后轴距质心距离 l_r/m	1.550
轮距 w/m	1.820
质心高度 h/m	0.54
绕 x 轴的转动惯量 $I_x/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	536.6
绕 y 轴的转动惯量 $I_y/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	1 536.7
绕 z 轴的转动惯量 $I_z/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	1 536.7

本节选择了两组工况来对所设计的控制器进行仿真验证。为了更好地描述控制器的效果,本节引入了文献[20]和文献[16]中的方法来进行对比。文献[20]中,作者采用 MPC 方法基于名义侧偏刚度计算出轨迹跟踪的前轮转角,然后基于线性模型计算出期望横摆角速度,并考虑了汽车的横向稳定性,由此计算出主动横摆力矩,本节将该方法命名为“控制器 2”。而文献[16]首先根据循迹运动学模型,采用反演控制计算出期望横摆角速度,然后,采用鲁棒 LQR 的方法统一计算出前轮转角和主动横摆力矩,并且算法中的各目标的权值可以根据汽车质心侧偏角的变化进行自适应的调整,本节将其命名为“控制器 3”。本文中所设计的控制器则被命名为“控制器 1”。

3.1 高速换道工况

在工况 1 中,智能电动汽车需要以 110 km/h 的速度,在附着系数 $\mu=0.75$ 的高附着路面上完成相对紧急的换道操作,该工况可模拟在高速公路或者其他较高等级公路上进行换道避撞的行为,其曲率如图 6 所示。

图 6 换道工况的曲率

路径跟踪的横向偏差和航向角偏差如图 7 所示。在图 7a 中,控制器 1 的横向偏差明显小于其他两个控制器,而且其偏差收敛至 0 的速度最快。同时也可以看出,相比于控制器 3,控制器 2 有更小的横向偏差。图 7b 中,控制器 3 的航向角偏差小于控制器 2,而本文所提出的控制器 1 仍然能保持最小的航向角偏差。图 7c 为汽车的全局轨迹,可以发现,虽然三种控制器都能使汽车在高速下完成换道避障路径,但控制器 1 的完成质量好于控制器 2 和控制器 3。在汽车变换到右侧车道时,其超调误差较小,并很快收敛至 0。相比之下,控制器 2 和控制器 3 在短暂调整后,才消除其超调误差。

(a) 横向偏差

(b) 航向角偏差

(c) 汽车的全局轨迹

图 7 路径跟踪情况

图 8 为汽车的动力学响应, 其中图 8a 为横摆角速度, 图 8b 为质心侧偏角。可以发现, 控制器 3 的横摆角速度曲线最为平滑, 其次为控制器 1, 控制器 2 的曲线变化最为剧烈。由图 8b 可以发现控制器 1 的质心侧偏角在整体上保持最小, 除了在第一个峰值处略微大于控制器 3。这说明相比于之前的研究, 本文所提出的控制方法在实现更好的循迹控制效果的同时, 也能保证良好的动力学稳定性。

(a) 横摆角速度

(b) 质心侧偏角

图 8 汽车的动力学响应

汽车的控制输入量如图 9 所示。由图 9a 可知, 相比于其他两个控制器, 控制器 1 的前轮转角保持在了更小的范围内。从图 9b 可以看出, 控制器 1 的横摆力矩介入时间明显晚于控制器 2 和控制器 3, 这是由于只有在判断前轮转向控制器完成控制目标有困难时, 控制器 1 的主动横摆力矩控制器才激活, 以协助前轮转向完成路径跟踪和稳定性控制的任务, 而控制器 2 和控制器 3 的主动横摆力矩在转向行为产生的同时就直接进行了介入。

(a) 前轮转角

图 9 控制器输入

3.2 低速调头工况

为了进一步验证本文所提出的方法,在工况 2 中,智能电动汽车以 20 km/h 的速度行驶在路面附着系数 $\mu=0.25$ 的低附着路面上,该类路面常见于雨雪后的山区、林区公路,以及一些越野工况中,在这类工况中,轮胎的实际侧偏刚度往往偏离其名义值较多。汽车需要在该路况下完成调头操作,其参考路径的曲率如图 10 所示。

图 10 调头工况的曲率

路径跟踪的情况如图 11 所示。由图 11a 可以发现,控制器 1 的横向偏差不仅仅在数值上明显小于其他两种控制器,在偏差的方向上也不同。这一点也反映在图 11c 中的全局轨迹中,在调头过程中,控制器 1 的实际路径在参考路径的外侧,而控制器 2、3 的实际路径则在参考路径的内侧。这其实体现了不同的转向特性,实际路径位于参考路径外侧体现了不足转向的特征,反之,则体现了过多转向的特征。本文所设计的转向控制器,在线性矩阵不等式(LMI)中针对轮胎侧偏刚度的不确定性按所定义上下界进行了扩维,因此所设计的控制器能很好地适应轮胎侧偏刚度偏离名义值较多的低附着工

况,相比之下,其他两组控制器在低附着路况下,因为实际侧偏刚度与控制器中的标定名义值差距较大,转角出现了一定的超调,所以在调头工况中出现了过多转向的情况。而在图 11b 中,三种控制器的航向角偏差较为接近,其中控制器 2 的航向角偏差相对最小。图 11c 为汽车的全局轨迹。可以看出,三类控制器总体上都能使得智能汽车较为出色地完成低附着路面的调头动作。但相比之下,本文所提出的控制方法使得汽车和参考路径之间偏差最小,这也进一步验证了该控制器的有效性和优越性。

(a) 横向偏差

(b) 航向角偏差

图 11 路径跟踪情况

图12是汽车的动力学响应。从图12a可以看出,三个控制器的横摆角速度稳定值大致接近,只是在一些瞬态特性上面略微有差别。而由图12b可知,得益于前轮转向与主动横摆力矩的协调控制,三个控制器都体现了较好的动力学稳定性。但控制器1仍然表现最优,这体现在其相对最小的质心侧偏角响应。

图12 汽车的动力学响应

图13是汽车的控制输入。与上一工况类似,控制器1中主动横摆力矩的介入的时机要晚于控制器2和控制器3。在图13b中,式(45)中的激活条件在8s左右被触发,主动横摆力矩开始以所计算的力矩值介入车辆的运动控制。在主动横摆力矩激活以后,该值出现了小范围的振荡,这主要是因为以下两个因素:①在主动横摆力矩介入后,车辆与路径之间的相对位置关系出现了一定的变化,这使主动横摆力矩控制器中,上层所计算的期望横摆角速度出现了一定的小范围变化;②虽然本文所提出的基于双曲正切函数的滑模控制可以很好地抑制抖振的问题,但由于滑模控制本身的特性,抖振是难以被完全消除

的,因此,在此处主动横摆力矩出现了小范围的振荡。在本节中,为了充分展现主动横摆力矩控制的效果,选择的工况都较为极端。实际上,在智能汽车的日常行驶中,单独的前轮转向系统就足以很好地完成绝大部分的路径跟踪任务。因此,本文对主动横摆力矩设置介入条件,使其在大部分的日常行驶工况中处于未激活状态,这也避免轮毂电机因为产生不必要的主动横摆力矩而消耗能量。

图13 控制器输入曲线

4 结论

本文以四轮驱动智能电动汽车为研究对象,针对前轮转向和主动横摆力矩系统分别设计控制策略,主要具有如下特点。

(1) 根据转向系统和主动横摆力矩系统各自的特点,采用分布式架构;其中,转向系统基于车辆-路径联合动力学模型直接设计控制器;主动横摆力矩控制系统则采用分层控制的结构。

(2) 在前轮转向控制器的设计中,考虑了轮胎

侧偏刚度的不确定性,在应用 H_{∞} 理论构造控制器的基础上,对控制器进行区域极点配置,在提升系统鲁棒性能的同时也保证了其瞬态特性。

(3) 在主动横摆力矩系统中,上层使用 MPC 计算出期望横摆角速度,然后用基于双曲正切函数的滑模控制计算主动横摆力矩。同时,在滑模面中引入质心侧偏角响应,其权重由相图指数确定,由此可以在汽车跟踪参考路径的同时,确保汽车不会发生失稳。同时,为主动横摆力矩设置了激活条件,使其只有在前轮转向完成控制目标有困难时才介入。因为转向控制器在绝大多数日常行驶工况下可以很好地单独完成路径跟踪的任务,这样的设计避免了主动横摆力矩在大量的这类工况中介入所引起的额外能量消耗。

(4) 通过 Simulink/Carsim 联合仿真证明,本文所提出的控制器使得智能电动汽车在多个工况下都能实现对参考路径的良好跟踪性能。同时,其动力学稳定性也可以得到很好的保证。

本文聚焦于智能电动汽车的横向动力学控制,后续将进一步考虑其纵向特性,研究在时变纵向加速度情况下,当纵横向之间存在强耦合的时候,智能电动汽车的纵横向集成控制。并且,待相关条件成熟后,将搭建实车试验平台,对所提出的算法进行实车试验研究。

参 考 文 献

- [1] 李克强,戴一凡,李升波,等. 智能网联汽车 (ICV) 技术的发展现状及趋势[J]. 汽车安全与节能学报, 2017, 8(1): 1-14.
LI Keqiang, DAI Yifan, LI Shengbo, et al. State-of-the-art and technical trends of intelligent and connected vehicles[J]. J. Automotive Safety and Energy, 2017, 8(1): 1-14.
- [2] LEVINSON J, ASKELAND J, BECKER J, et al. Towards fully autonomous driving: Systems and algorithms[C]//2011 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV). IEEE, 2011: 163-168.
- [3] 陈虹,郭露露,边宁. 对汽车智能化进程及其关键技术的思考[J]. 科技导报, 2017, 35(11): 52-59.
CHEN Hong, GUO Lulu, BIAN Ning. Thinking about the process of automobile intellectualization and its key technologies[J]. Science & Technology Review, 2017, 35(11): 52-59.
- [4] MARINO R, SCALZI S, NETTO M. Nested PID steering control for lane keeping in autonomous vehicles[J]. Control Engineering Practice, 2011, 19(12): 1459-1467.
- [5] 章仁燮,熊璐,余卓平,等. 基于条件积分算法的无人驾驶车辆轨迹跟踪鲁棒控制方法[J]. 机械工程学报, 2018, 54(18): 129-139.
- [6] ZHANG Renxie, XIONG Lu, YU Zhuoping, et al. Robust trajectory tracking control of autonomous vehicles based on conditional integration method[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2018, 54(18): 129-139.
- [7] NGUYEN A T, SENTOUH C, POPIEUL J C. Fuzzy steering control for autonomous vehicles under actuator saturation: Design and experiments[J]. Journal of the Franklin Institute, 2018, 355(18): 9374-9395.
- [8] HU Chuan, JING Hui, WANG Rongrong, et al. Robust H_{∞} output-feedback control for path following of autonomous ground vehicles[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2016, 70: 414-427.
- [9] 赵治国,周良杰,朱强. 无人驾驶车辆路径跟踪控制预瞄距离自适应优化[J]. 机械工程学报, 2018, 54(24): 166-173.
ZHAO Zhiguo, ZHOU Liangjie, ZHU Qiang. Preview distance adaptive optimization for the path Tracking control of unmanned vehicle[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2018, 54(24): 166-173.
- [10] 王艺,蔡英凤,陈龙,等. 基于模型预测控制的智能网联汽车路径跟踪控制器设计[J]. 机械工程学报, 2019, 55(8): 136-144.
WANG Yi, CAI Yingfeng, CHEN Long, et al. Design of intelligent and connected vehicle path tracking controller based on model predictive control [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2019, 55(8): 136-144.
- [11] RECUERO A, SERBAN R, PETERSON B, et al. A high-fidelity approach for vehicle mobility simulation: Nonlinear finite element tires operating on granular material[J]. Journal of Terramechanics, 2017, 72: 39-54.
- [12] 黄彩霞,雷飞,胡林,等. 轮毂电机驱动汽车区域极点配置横向稳定性控制[J]. 汽车工程, 2019, 41(8): 905-914.
HUANG Caixia, LEI Fei, HU Lin, et al. Lateral stability control based on regional pole placement of in-wheel-motored electric vehicle[J]. Automotive Engineering, 2019, 41(8): 905-914.
- [13] JALALI M, KHAJEPOUR A, CHEN S, et al. Integrated stability and traction control for electric vehicles using model predictive control[J]. Control Engineering Practice, 2016, 54: 256-266.
- [14] 陈无畏,王晓,谈东奎,等. 基于最小能耗的电动汽车横摆稳定性灰色预测可拓控制研究[J]. 机械工程学报, 2019, 55(2): 156-167.
CHEN Wuwei, WANG Xiao, TAN Dongkui, et al. study on the grey predictive extension control of yaw stability of electric vehicle based on the minimum energy consumption[J]. Journal of Mechanical Engineering,

- 2019, 55(2): 156-167.
- [14] HAN Zhongliang, XU Nan, CHEN Hong, et al. Energy-efficient control of electric vehicles based on linear quadratic regulator and phase plane analysis[J]. Applied Energy, 2018, 213: 639-657.
- [15] CHATZIKOMIS C, SORNIOTTI A, GRUBER P, et al. Comparison of path tracking and torque-vectoring controllers for autonomous electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2018, 3(4): 559-570.
- [16] HU Chuan, WANG Rongrong, YAN Fengjun, et al. Output constraint control on path following of four-wheel independently actuated autonomous ground vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 65(6): 4033-4043.
- [17] 陈特, 陈龙, 徐兴, 等. 分布式驱动无人车路径跟踪与稳定性协调控制[J]. 汽车工程, 2019, 41(10): 1109-1116.
- CHEN Te, CHEN Long, XU Xing, et al. Integrated control of unmanned distributed driven vehicles path tracking and stability[J]. Automotive Engineering, 2019, 41(10): 1109-1116.
- [18] GUO Jinghua, LUO Yugong, LI Keqiang. Adaptive non-linear trajectory tracking control for lane change of autonomous four-wheel independently drive electric vehicles[J]. IET Intelligent Transport Systems, 2018, 12(7): 712-720.
- [19] GUO Jinghua, LUO Yugong, LI Keqiang, et al. Coordinated path-following and direct yaw-moment control of autonomous electric vehicles with sideslip angle estimation[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 105: 183-199.
- [20] REN Yue, ZHENG Ling, KHAJEPOUR A. Integrated model predictive and torque vectoring control for path tracking of 4-wheel-driven autonomous vehicles[J]. IET Intelligent Transport Systems, 2018, 13(1): 98-107.
- [21] LU Qian, GENTILE P, TOTA A, et al. Enhancing vehicle cornering limit through sideslip and yaw rate control[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2016, 75: 455-472.
- [22] RAJAMANI R. Vehicle dynamics and control[M]. New York: Springer Science & Business Media, 2011.
- [23] WANG Rongrong, ZHANG Hui, WANG Junmin, et al. Robust lateral motion control of four-wheel independently actuated electric vehicles with tire force saturation consideration[J]. Journal of the Franklin Institute, 2015, 352(2): 645-668.
- [24] 俞立. 鲁棒控制: 线性矩阵不等式处理方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- YU Li. Robust control: Linear matrix inequality approach[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002.
- [25] BOBIER C G, GERDES J C. Staying within the nullcline boundary for vehicle envelope control using a sliding surface[J]. Vehicle System Dynamics, 2013, 51(2): 199-217.
- [26] LIANG Yixiao, LI Yinong, YU Yinghong, et al. Integrated lateral control for 4WD/4WS vehicle in high-speed condition considering the magnitude of steering[J]. Vehicle System Dynamics, 2020, 58(11): 1711-1735.
- [27] INAGAKI S, KUSHIRO I, YAMAMOTO M. Analysis on vehicle stability in critical cornering using phase-plane method[J]. JSAE Review, 1995, 2(16): 216.
- [28] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展[J]. 控制理论与应用, 2007(3): 407-418.
- LIU Jinkun, SUN Fuchun. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control[J]. Control Theory & Applications, 2007(3): 407-418.
- [29] ZHU Yueying, ZHAO Chengwen, ZHANG Junxia, et al. Vibration control for electric vehicles with in-wheel switched reluctance motor drive system[J]. IEEE Access, 2020(8): 7205-7216.
- [30] 李勇, 徐兴, 孙晓东, 等. 轮毂电机驱动技术研究概况及发展综述[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(6): 1-7.
- LI Yong, XU Xing, SUN Xiaodong, et al. Review and future development of in-wheel motor drive technology [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(6): 1-7.
-
- 作者简介: 梁艺潇, 男, 1993 年出生, 博士研究生。主要研究方向为智能汽车、汽车系统动力学与控制。
- E-mail: liangyixiao1119@foxmail.com
- 李以农(通信作者), 男, 1961 年出生, 博士, 教授, 博士研究生导师。主要研究方向为智能汽车、车辆系统振动噪声主动与半主动控制、汽车系统动力学。
- E-mail: ynli@cqu.edu.cn