

DOI: 10.11830/ISSN.1000-5013.202407004



分布式后驱电动客车电子差速控制策略

常东鑫¹, 韩勇^{1,2}, 叶伟宏³, 石金明¹, 申水文^{1,2}

(1. 厦门理工学院 机械与汽车工程学院, 福建 厦门 361024;

2. 厦门理工学院 福建省客车先进设计与制造重点实验室, 福建 厦门 361024;

3. 厦门金龙汽车新能源科技有限公司, 福建 厦门 361021)

摘要: 为提高转向工况下分布式后驱电动客车操纵稳定性,提出一种双层式电子差速控制策略。上层控制策略根据车辆参考模型和实际状态参数,以质心侧偏角和横摆角速度为控制目标,通过模糊 PI 控制器计算得到附加横摆力矩。下层控制策略先以驱动轮的垂直载荷比例作为驱动力分配依据,再将上层控制中计算得到的附加横摆力矩分配给轮边电机。考虑到实际电机能够提供的最大转矩是有限值,对电机进行选型以确定电子差速控制策略输出的转矩范围。在 Simulink 和 Trucksim 中搭建联合仿真环境验证电子差速控制策略的可靠性。结果表明:在双移线工况下,该电子差速控制策略相比于等转矩分配策略,在方向盘回转时车辆的质心侧偏角最高减小了 69.8%,横摆角速度最高减小了 8.2%;在方向盘角阶跃工况下,该电子差速控制策略相比于等转矩分配策略,质心侧偏角能够减小 83.7%,横摆角速度能够减小 9.4%。

关键词: 电子差速控制; 分布式后驱电动客车; 操纵稳定性; 电机选型; 双层式

中图分类号: U 461.6

文献标志码: A

文章编号: 1000-5013(2025)01-0014-09

Electronic Differential Control Strategy for Distributed Rear-Drive Electric Bus

CHANG Dongxin¹, HAN Yong^{1,2}, YE Weihong³,
SHI Jinming¹, SHEN Shuiwen^{1,2}

(1. School of Mechanical and Automotive Engineering, Xiamen University of Technology, Xiamen 361024, China;

2. Fujian Key Laboratory of Bus Advanced Design and Manufacture, Xiamen University of Technology, Xiamen 361024, China;

3. Xiamen King Long Motor New Energy Technology Limited Company, Xiamen 361021, China)

Abstract: To improve the handling stability of a distributed rear-drive electric bus under steering conditions, a dual layer electronic differential control strategy was proposed. The upper layer control strategy was based on the vehicle reference model and actual state parameters, targeting the center of mass lateral deflection angle and yaw rate as the control objectives, and the additional yaw moment was calculated using a fuzzy PI controller. The lower control strategy first took the vertical load ratio of the driving wheel as the basis for driving force distribution, and then allocated the additional yaw moment, determined in the upper control layer, to the wheel side motor. Considering that the maximum torque provided by the actual motor was limited, motor selection was carried out to determine the torque range for the output of the electronic differential control strategy. A joint simulation environment was built in Simulink and Trucksim to verify the reliability of this strategy. The results indicated that under double lane change conditions, compared to the equal torque distribution strategy, the maximum lateral deflection angle of the vehicle's center of mass was reduced by 69.8%, and the maximum yaw rate was reduced by 8.2%; under the steering angle step condition, the electronic differential control strategy could reduce the lateral deflection angle by 83.7% and the yaw rate by 9.4%.

收稿日期: 2024-07-10

通信作者: 韩勇(1984-),男,教授,博士,主要从事汽车智能安全、系统安全的研究。E-mail: yonghan@xmut.edu.cn.

基金项目: 国家重点研发计划(2023YFB3406500);福建省技术创新重点攻关及产业化项目(2023G048, 2023G013)

tegy, the electronic differential control strategy reduced the maximum center of mass lateral deflection angle by 69.8% and the maximum yaw rate by 8.2% during steering wheel rotation. Under the steering wheel angle step conditions, this control strategy could reduce the center of mass lateral deflection angle by 83.7% and the yaw rate by 9.4% compared to the equal torque distribution strategy.

Keywords: electronic differential control; distributed rear drive electric bus; handling stability; motor selection; dual layer type

分布式驱动电动汽车因动力传输结构简洁、传动效率高及在车身控制方面的巨大优势,逐渐成为新一代电动汽车领域的研究热点和重要发展方向^[1]。分布式后驱电动客车取消了传统客车的传动轴、差速器等机械部件,左、右后轮各有 1 个独立的轮边驱动电机。因此,为保证分布式后驱电动客车操纵稳定性,同时又充分发挥驱动电机独立可控的优势,需要设计电子差速控制策略以应对不同的驾驶工况。

臧怀泉等^[2]提出一种基于相对滑移率的电子差速控制方法,设计了基于最优控制和滑模控制的线性二次型最优滑模控制器,该方法可有效地降低车辆转弯时驱动轮的相对滑移率,提高了车辆的行驶安全性。王亚楠等^[3]改进了仅以滑移率作为转矩分配依据的控制方法,采用更加主动的预分配与补偿分配相结合的控制方法,该控制系统使各轮滑移率和驱动转矩的波动范围更小。Ghezzi 等^[4]采用模型参考自适应控制技术优化转矩分配,并考虑了 3 种不同的代价函数来制定优化问题,这种方法能使车辆在常见的转向工况下具备较精确的控制效果,但这种方法实现过程较为复杂,需要对控制系统有精确的参数调整。裴晓飞等^[5]设计了一种分层式的差速转向控制器,该控制方法在中低车速时能有效减小转弯半径,但是控制策略未考虑质心侧偏角的影响。Guo 等^[6]采用逻辑阈值法对车轮速度和滑移率进行控制,该控制策略能使车辆在转向时稳定行驶,但是缺乏与其他控制方法的对比。赵树恩^[7]等结合主动前轮转向与直接横摆力矩协调控制,根据车辆稳定状态自适应地调整控制权重,既保证了车辆行驶稳定性,又提高系统的实时性。彭晓燕等^[8]针对驱动电机正常和故障工况下分布式电动汽车的操纵稳定性问题,提出一种结合前轮转向和驱动力重构的驱动力分配控制方法,该控制方法可以在驱动电机出现故障时也能保证车辆稳定性,但是只与平均分配方法作对比,缺少与其他控制方法的详细比较。

综上所述,大部分学者在制定电子差速策略之前,未进行车辆动力性能验证,这会导致电子差速控制策略输出的电机转矩不在实际范围内。因此,本文提出一种双层式电子差速控制策略,并将实际电机数据导入车辆模型验证其动力性能。

1 研究方法

1.1 线性二自由度车辆模型

线性二自由度车辆模型只考虑汽车沿 y 轴的侧向运动与绕 z 轴的横摆运动,并假设纵向车速恒定、侧偏刚度为常数^[9]。该模型能够很好地反映出汽车行驶时的理想状态,非常适合作为车辆操纵稳定性研究的参考模型。线性二自由度车辆模型,如图 1 所示。图 1 中: β 为质心侧偏角; ω_r 为横摆角速度; α_1, α_2 分别为前、后轮侧偏角; a, b 分别为车辆质心到前、后轴的距离; δ 为前轮转角; u, v 分别为车辆的纵向、侧向车速; L 为轴距; F_{Y1}, F_{Y2} 分别为地面对前、后轮的侧向反作用力。

二自由度车辆运动微分方程为

$$\left. \begin{aligned} (k_1 + k_2)\beta + \frac{1}{u}(ak_1 - bk_2)\omega_r - k_1\delta &= m(\dot{v} + u\omega_r), \\ (ak_1 - bk_2)\beta + \frac{1}{u}(a^2k_1 + b^2k_2)\omega_r - ak_1\delta &= I_z\dot{\omega}_r. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式(1)中: m 为整车质量; k_1, k_2 分别为前、后轴侧偏刚度; I_z 为车辆绕 z 轴的转动惯量。

汽车在等速行驶时,前轮角阶跃输入下进入的稳态响应是等速圆周行驶。常用输出与输入的比值(如稳态横摆角速度与前轮转角之比)来评价稳态响应^[10]。当汽车进入稳态时,横摆角速度 ω_r 为定值,

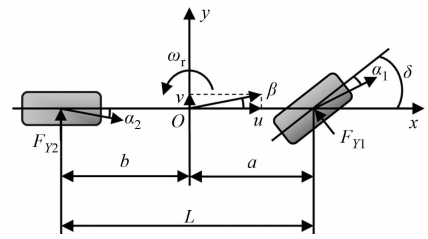


图 1 线性二自由度车辆模型

Fig. 1 Linear two degree of freedom vehicle model

此时, $\dot{v}=0, \dot{\omega}_r=0$, 代入式(1), 可求得稳态响应下的横摆角速度和质心侧偏角, 即

$$\left. \begin{aligned} \omega_r &= \frac{u}{L(1+Ku^2)}\delta, \\ \beta &= \left[\frac{b}{L(1+Ku^2)} + \frac{mau^2}{k_2L^2(1+Ku^2)} \right] \delta. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式(2)中: K 为稳定性因数, $K=\frac{m}{L^2}\left(\frac{a}{k_2}-\frac{b}{k_1}\right)$ 。

车辆行驶时, 车轮产生的侧向加速度不能超过路面附着系数 μ 所能提供的最大值, 否则, 会出现侧滑现象。考虑到行车安全性, 横摆角速度最大值 ω_{\max} 应满足

$$\omega_{\max}=\mu g / u . \quad (3)$$

如果车辆的质心侧偏角过大, 也会导致车辆出现侧滑失稳的情况, 因此, 从车辆稳定性角度考虑, 将理想的质心侧偏角设定为 $0^{[11]}$ 。故期望横摆角速度 ω_d 和期望质心侧偏角 β_d 分别表示为

$$\left. \begin{aligned} \omega_d &= \min \left\{ \left| \frac{u}{L(1+Ku^2)} \delta \right|, \left| \frac{\mu g}{u} \right| \right\}, \\ \beta_d &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

表 1 整车结构参数

Tab. 1 Structure parameters of vehicle

参数	数值
$l \times w \times h / \text{mm} \times \text{mm} \times \text{mm}$	10 480 × 2 550 × 3 300
m_0 / kg	11 500
m / kg	18 000
a / mm	3 570
b / mm	2 130
L / mm	5 700
r / mm	468
$k_1 / \text{N} \cdot \text{rad}^{-1}$	−123 577
$k_2 / \text{N} \cdot \text{rad}^{-1}$	−233 909
i_0	17.814

1.2 整车模型

以 Trucksim 软件车辆模型库中的 Tour Bus 为初始车型, 按照国内某品牌纯电动城市客车的车型参数, 对初始车型参数进行相应的设置修改。整车结构参数, 如表 1 所示。表 1 中: m_0 为整车空载质量; l, w, h 分别为整车的长、宽、高; r 为车轮滚动半径; i_0 为轮边减速器传动比。

1.3 电机参数匹配

电机参数需根据整车动力性能需求进行匹配, 涉及的主要参数有电机的功率、转矩及转速。基于整车模型参数, 并参照 GB/T 18385—2005《电动汽车动力性能试验方法》, 结合中国主要城市市区道路特点, 对分布式后驱电动客车提出动力性指标: 1) 最高车速为 $69 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$; 2) 车速从 $0 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$ 加速到 $50 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$ 所需时间不大于 12 s ; 3) 车速为 $20 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$ 时的爬坡度不低于 15% 。

整车的需求功率根据其动力性指标来确定, 应满足最高车速、加速性能、最大爬坡度的要求, 即整车需求功率应为最高车速需求功率 P_1 、爬坡性能需求功率 P_2 、加速最大需求功率 P_3 三者中的最大值^[12]。

最高车速需求功率 P_1 表达式为

$$P_1=\frac{v_{\max }}{3\ 600 \eta _{\text{T}}}\left(m g f+\frac{C_{\text{D}} A v_{\max }^2}{21.15}\right) . \quad (5)$$

式(5)中: v_{\max} 为最高车速; f 为滚动阻力系数; C_D 为风阻系数; A 为迎风面积; η_T 为传动系统效率。

根据动力性指标 1), 最高车速为 $69 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$, 因此, 最高车速对应的需求功率 $P_1=60 \text{ kW}$ 。

爬坡性能需求功率 P_2 表达式为

$$P_2=\frac{v_i}{3\ 600 \eta _{\text{T}}}\left(m g f \cos \alpha_{\max }+m g \sin \alpha_{\max }+\frac{C_{\text{D}} A v_i^2}{21.15}\right) . \quad (6)$$

式(6)中: v_i 为车辆完成爬坡时的速度; α_{\max} 为最大爬坡角。

将各参数代入式(6)可得, 当爬坡度为 15% 、爬坡速度为 $20 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$ 时的需求功率 $P_2=164 \text{ kW}$ 。

加速性能需求功率在加速过程的末时刻输出功率最大, 加速过程最大需求功率 P_3 为

$$P_3=\frac{v_{\text{m}}}{3\ 600 \eta _{\text{T}}}\left\{m g f+\frac{\varphi m v_{\text{m}}}{0.36}\left[1-\left(\frac{t_{\text{m}}-d_{\text{t}}}{t_{\text{m}}}\right)^x\right]+\frac{C_{\text{D}} A v_{\text{m}}^2}{21.15}\right\} . \quad (7)$$

式(7)中: φ 为旋转质量换算系数; x 为拟合系数; t_m 为加速过程时间; d_t 为设计过程的迭代步长; v_m 为加速过程末速度。

根据动力性指标 2), 将各参数代入式(7)可得 $P_3=206 \text{ kW}$ 。

综合考虑动力性指标, 选择最大功率 $P_{\max}=\max\left(P_1, P_2, P_3\right)=206 \text{ kW}$, 又考虑到电动车在城市公

共交通使用的负载情况,及其他设备的能耗,还需将峰值功率提高,最后确定 2 个电机的峰值功率总和为 220 kW。按照 2 个电机平均分配的原则,得到单个电机的峰值功率为 110 kW。电机的峰值功率与额定功率的比值称为过载系数,一般取 2~3,文中电机的过载系数取 2,即电机的额定功率 $P_e=55\text{ kW}$ 。

电机的峰值转速 n_{\max} 一般由最高车速决定^[13],其计算公式为

$$n_{\max} \geq \frac{i_g i_0 v_{\max}}{0.377r} \tag{8}$$

式(8)中: i_g 为变速箱的传动比,电动车无变速箱,因此变速箱的传动比为 1。

由 $v_{\max}=69\text{ km}\cdot\text{h}^{-1}$,得 $n_{\max} \geq 6\,967\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$,取 $n_{\max}=7\,500\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。电机的峰值转速与额定转速的比值称为基速比,一般为 2~4^[14],文中电机的基速比取 3,即电机额定转速 $n_e=2\,500\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。

电机的峰值扭矩由最大爬坡度确定,即

$$M_{\max} \geq \frac{r}{\eta_T i_0 i_g} \left(mgf \cos \alpha_{\max} + mg \sin \alpha_{\max} + \frac{C_D A v_i^2}{21.15} \right) \tag{9}$$

式(9)中: M_{\max} 为电机峰值扭矩。

车辆的最大爬坡度为 15%,将参数代入式(9)得到 $M_{\max} \geq 775\text{ N}\cdot\text{m}$,考虑动力性余量需求,电机峰值扭矩可取 $M_{\max}=860\text{ N}\cdot\text{m}$ 。按照两个电机平均分配的原则,得到单个电机的峰值扭矩为 430 N·m。

电机的额定转矩 M_e 由额定功率与额定转速决定,即

$$M_e = \frac{9\,550 P_e}{n_e} \tag{10}$$

将参数代入式(10)可得 $M_e=210\text{ N}\cdot\text{m}$ 。电机性能参数匹配结果,如表 2 所示。

1.4 电机参数匹配结果验证

根据电机参数匹配结果,选用某品牌的驱动电机进行台架标定实验,得到电机外特性曲线,如图 2 所示。图 2 中: M 为转矩; n 为转速; P 为功率。电机标定数据显示转矩最高为 438.88 N·m,转速最高为 7 500 r·min⁻¹,功率最高为 110.23 kW,符合上文电机参数匹配结果。

使用 AVL_Cruise 软件建立分布式后驱电动客车模型,并导入电机标定数据进行车辆动力性能仿真。车速-时间(v - t)曲线,如图 3 所示。由图 3 可知:最高车速可以达到 74 km·h⁻¹,从 0 km·h⁻¹ 到 50 km·h⁻¹ 的加速时间为 10.9 s。爬坡度-车速(α - v)曲线,如图 4 所示。由图 4 可知:车速在 20 km·h⁻¹ 时的爬坡度为 21%。仿真结果表明,电机参数匹配结果满足分布式后驱电动客车动力性指标要求。

表 2 电机性能参数
Tab. 2 Motor performance parameters

性能指标	数值
P_{\max}/kW	110
$n_{\max}/\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$	7 500
$M_{\max}/\text{N}\cdot\text{m}$	430
P_e/kW	55
$n_e/\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$	2 500
$M_e/\text{N}\cdot\text{m}$	210

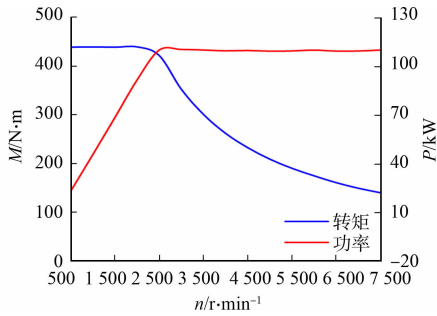


图 2 电机外特性曲线

Fig. 2 External characteristic curves of motor

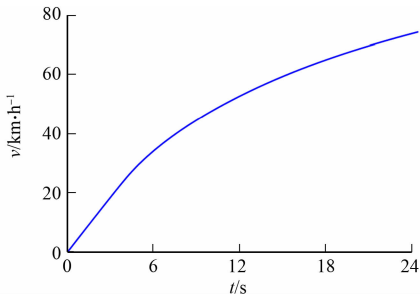


图 3 车速-时间曲线

Fig. 3 Vehicle speed-time curve

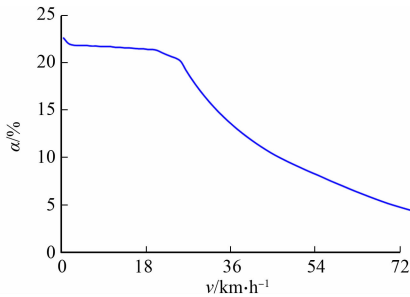


图 4 爬坡度-车速曲线

Fig. 4 Gradient-vehicle speed curve

1.5 电机数学模型

电机的需求转矩与实际转矩之间的关系可以简化为一个二阶响应系统^[15],其传递函数 $G(s)$ 为

$$G(s)=\frac{T_r}{T_i}=\frac{1}{2\epsilon^2s^2+2\epsilon s+1}^\circ$$

(11)

式(11)中: T_r 为实际转矩; T_i 为需求转矩; ϵ 为电机特性常数,根据永磁同步电机响应特性,取值为 0.001^[16]。

2 控制策略设计

2.1 电子差速控制策略

为提高分布式后驱电动客车在转向工况下的操纵稳定性,设计一种双层式电子差速控制策略,如图 5 所示。图 5 中: T_L,T_R 为分配至左、右轮边电机的转矩; T_f 为总驱动力矩; T_m 为附加横摆力矩。

上层控制为附加横摆力矩制定层,首先依据当前车速与目标车速的偏差基于 PID 控制计算出纵向驱动力;然后将当前车速、前轮转角、整车结构参数传入二自由度参考模型,计算得到期望质心侧偏角和期望横摆角速度。模糊 PI 控制器根据质心侧偏角和横摆角速度期望值与实际值的误差及误差变化率输出维持车辆稳定行驶所需的附加横摆力矩。下层控制为驱动力分配层,综合电机运行状况和车辆实时运动状态,将上层控制计算出的纵向驱动力和附加横摆力矩分配至左、右轮边电机,实现轮边电子差速控制。

2.2 控制器设计

在 PI 控制中,比例系数与积分系数是固定不变的,无法满足实时变化的动态需求。将 PI 控制和模糊控制相结合便可以动态调整 PI 控制器中的比例系数和积分系数^[17]。

模糊 PI 控制通过输入理想值与实际值的误差及误差变化率来控制输出 ΔK_p 和 ΔK_i ,得到最终的 PI 控制系数为

$$\left. \begin{aligned} K_p &= K_{p,0} + \Delta K_p, \\ K_i &= K_{i,0} + \Delta K_i. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

式(12)中: $K_{p,0},K_{i,0}$ 为原本采用 PI 控制的数值; $\Delta K_p,\Delta K_i$ 为模糊控制器输出的增量; K_p,K_i 为最终 PI 控制器的比例系数与积分系数。

模糊 PI 控制器的原理,如图 6 所示。设计模糊 PI 控制器的输入值为质心侧偏角和横摆角速度二者期望值与实际值的误差 e 和误差变化率 e_c 。输出值为比例系数和积分系数的增量 ΔK_p 和 ΔK_i 。 E 和 E_c 是模糊化模块将输入的清晰量转成了模糊量; U_p 和 U_i 是经过近似推理运算后得出的模糊量。隶属度函数,如图 7 所示。图 7 中:NB 代表负大值;NM 代表负中值;NS 代表负小值;ZO 代表零;PS 代表正小值;PM 代表正中值;PB 代表正大值。边缘使用高斯隶属函数,中间使

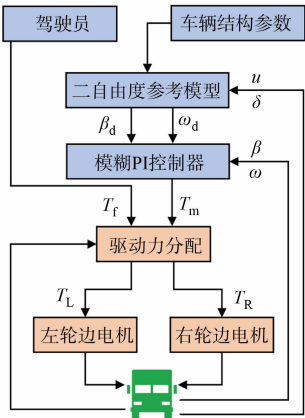


图 5 双层式电子差速控制策略
Fig. 5 Dual layer electronic differential control strategy

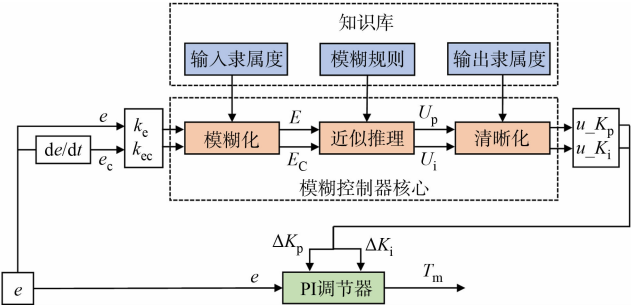


图 6 模糊 PI 控制器原理
Fig. 6 Principle of fuzzy PI controller

设计模糊 PI 控制器的输入值为质心侧偏角和横摆角速度二者期望值与实际值的误差 e 和误差变化率 e_c 。输出值为比例系数和积分系数的增量 ΔK_p 和 ΔK_i 。 E 和 E_c 是模糊化模块将输入的清晰量转成了模糊量; U_p 和 U_i 是经过近似推理运算后得出的模糊量。隶属度函数,如图 7 所示。图 7 中:NB 代表负大值;NM 代表负中值;NS 代表负小值;ZO 代表零;PS 代表正小值;PM 代表正中值;PB 代表正大值。边缘使用高斯隶属函数,中间使

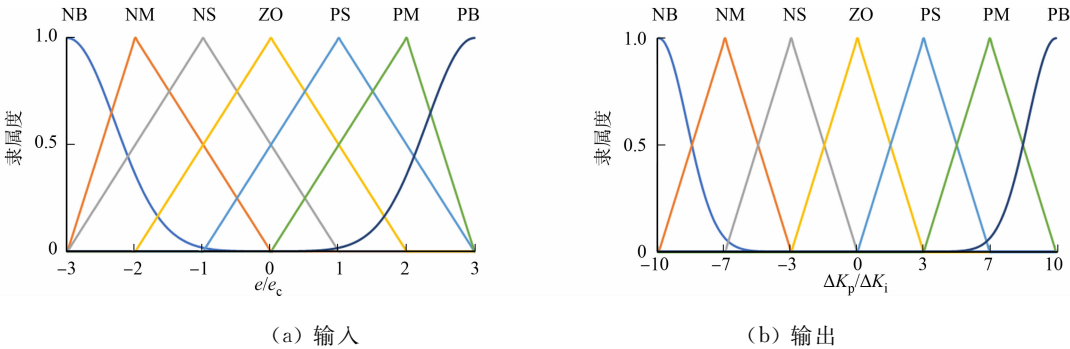


图 7 输入与输出的隶属度函数

Fig. 7 Membership function of input and output

用三角隶属函数。由于控制系统的边缘通常具有较复杂的隶属度分布,所以使用高斯型函数可以更好地拟合这种复杂的隶属度分布,从而提高模糊控制器的建模精度^[18]。

在 PI 控制器中,比例系数 K_p 的取值决定了控制系统的响应速度,积分控制的作用是为了消除系统的稳态误差。 $\Delta K_p, \Delta K_i$ 的具体调整规则如下:1) 当 e 较大时,应选择较大的 ΔK_p 和较小的 ΔK_i ,这样可以避免超调,加快系统的响应速度;2) 当 e 为中等大小时,为减小系统的超调量,保证一定的响应速度, ΔK_p 应适当减小, ΔK_i 的取值大小要适中;3) 当 e 较小时,为了减小稳态误差,使系统具有较好的稳态性能, ΔK_p 和 ΔK_i 的值应取大些^[19]。

基于以上描述并结合工程技术人员分析和实际操作经验,考虑误差变化率 e_c 的影响,设计的 $\Delta K_p, \Delta K_i$ 模糊控制规则,如表 3 所示。

表 3 $\Delta K_p, \Delta K_i$ 模糊控制规则
Tab. 3 Fuzzy control rules of $\Delta K_p, \Delta K_i$

e	e_c						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB/NB	PB/NB	PM/NM	PM/NM	PS/NS	ZO/ZO	ZO/ZO
NM	PB/NB	PB/NB	PM/NM	PS/NS	PS/NS	ZO/ZO	NS/ZO
NS	PM/NB	PM/NM	PM/NS	PS/NS	ZO/ZO	NS/PS	NS/PS
ZO	PM/NM	PM/NM	PS/NS	ZO/ZO	NS/PS	NM/PM	NM/PM
PS	PS/NM	PS/NS	ZO/ZO	NS/PS	NS/PS	NM/PM	NM/PB
PM	PS/ZO	ZO/ZO	NS/PS	NM/PS	NM/PM	NM/PB	NB/PB
PB	ZO/ZO	ZO/ZO	NM/PS	NM/PM	NM/PM	NB/PB	NB/PB

2.3 驱动力分配设计

驱动力分配流程,如图 8 所示。车辆在直行时,将整车所需的纵向驱动力平均分配到各个驱动电机。车辆在转向时,车身会朝转向外侧倾斜,外侧驱动轮的垂直载荷也会随之增大,此时需要给外侧驱动轮更大的驱动力以维持车辆稳定行驶。在驱动力分配时,首先以驱动轮的垂直载荷比例作为驱动力分配的依据,然后将附加横摆力矩分配到左、右轮边电机。同时,还需满足电机转矩约束条件,控制策略输出的转矩不能超过电机的峰值扭矩。

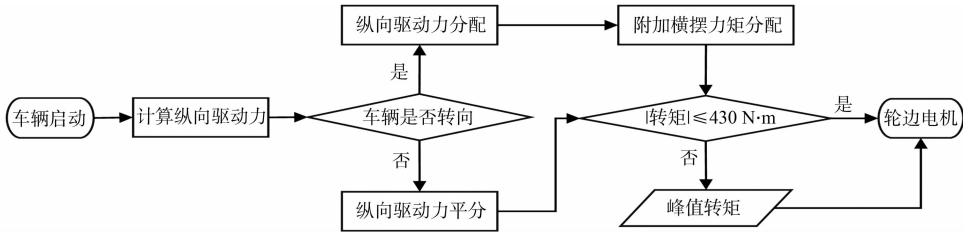


图 8 驱动力分配流程
Fig. 8 Driving force distribution process

车辆转向时的具体分配策略为

$$\left. \begin{aligned} T_L &= \frac{F_{z,l}}{F_{z,l} + F_{z,r}} \cdot T_f + \frac{T_m}{2}, \\ T_R &= \frac{F_{z,r}}{F_{z,l} + F_{z,r}} \cdot T_f - \frac{T_m}{2}. \end{aligned} \right\}$$

(13)

式(13)中: $F_{z,l}, F_{z,r}$ 分别为左、右驱动轮的垂直载荷。

3 仿真结果与分析

3.1 双移线工况仿真结果

参考 ISO 3888-1-1999 中的双移线试验标准,试验车速设置为 $50 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$,选取路面附着系数为 0.85 的干燥沥青路面,仿真时长设为 20 s,双移线工况下的仿真结果,如图 9 所示。图 9 中: θ 为方向盘转向角度。

车辆在起步时,车身会产生轻微抖动,导致左、右侧车轮的垂直载荷发生细微的变化。所以在车辆起步时即使车辆没有转向,转矩也会出现轻微的差速效果(图 9(b))。左、右电机转矩重叠是因为车辆正在直线行驶,车辆转向时,电子差速控制策略开始生效,左、右电机转矩大小出现明显区别。左转时增大右侧电机转矩,减小左侧电机转矩;右转时增大左侧电机转矩,减小右侧电机转矩。

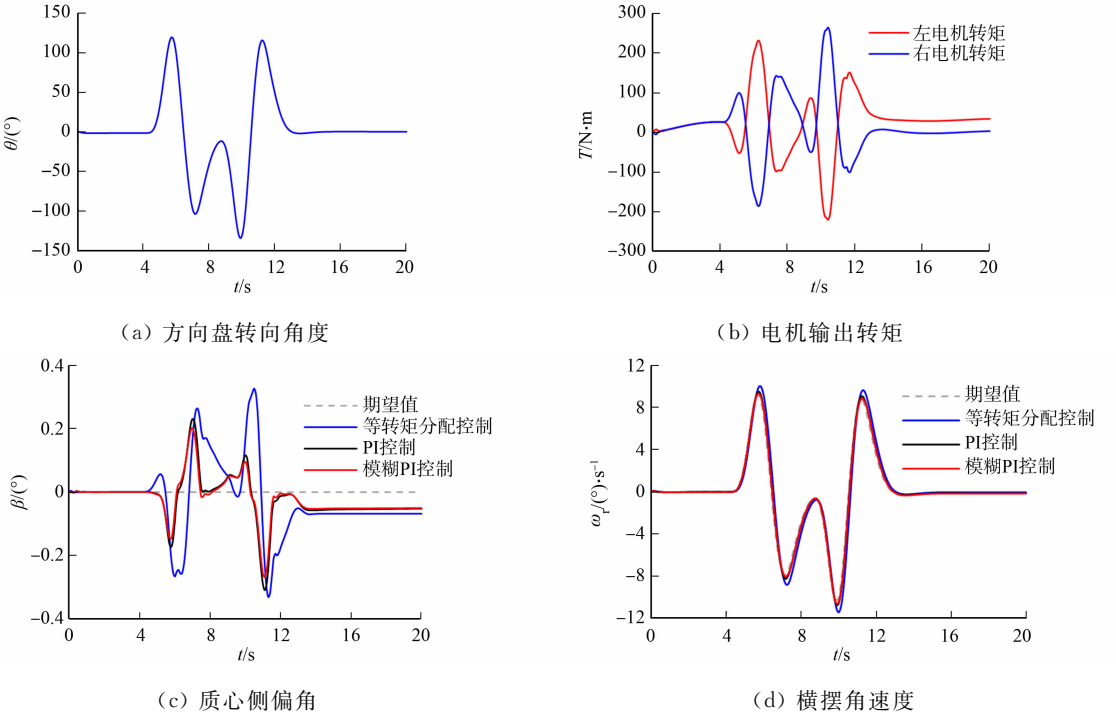


图 9 双移线工况下的仿真结果

Fig. 9 Simulation results under double lane change condition

方向盘在回转时,车辆的质心侧偏角和横摆角速度会出现较大幅度的波动(图 9(c),(d)),于是重点分析方向盘回转时的客车稳定性。在 5.7 s 时方向盘出现第 1 次回转,在此次回转过程中,等转矩分配控制、PI 控制、模糊 PI 控制的质心侧偏角峰值分别为 -0.266° , -0.174° , -0.150° 。横摆角速度峰值分别为 $10.060, 9.494, 9.359 (^{\circ}) \cdot s^{-1}$ 。此时,模糊 PI 控制相比于等转矩分配控制在质心侧偏角峰值上减小了 43.6%,在横摆角速度峰值上减小了 7.0%。相比于 PI 控制在质心侧偏角上减小了 13.8%,在横摆角速度上减小了 1.4%。

方向盘第 2 次回转出现在 7.1 s,在此次回转过程中,模糊 PI 控制相比于等转矩分配控制在质心侧偏角峰值上减小了 22.5%,在横摆角速度峰值上减小了 8.2%。相比于 PI 控制在质心侧偏角峰值上减小了 11.7%,在横摆角速度峰值上减小了 2.4%。

方向盘第 3 次回转出现在 9.9 s,在此次回转过程中,模糊 PI 控制相比于等转矩分配控制在质心侧偏角峰值上减小了 69.8%,在横摆角速度峰值上减小了 6.9%。相比于 PI 控制在质心侧偏角峰值上减小了 15.5%,在横摆角速度峰值上减小了 1.0%。

方向盘第 4 次回转出现在 11.2 s,在此次回转过程中,模糊 PI 控制相比于等转矩分配控制在质心侧偏角峰值上减小了 17.8%,在横摆角速度峰值上减小了 8.1%。相比于 PI 控制在质心侧偏角峰值上减小了 12.3%,在横摆角速度峰值上减小了 1.9%。

3.2 方向盘角阶跃工况仿真结果

参考 GB/T 6323—2014《汽车操纵稳定性试验方法》,方向盘角阶跃工况的试验车速设置为 $50 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$,车辆直线行驶 2 s 后,在 0.2 s 内方向盘转动 150° 。选取路面附着系数为 0.85 的干燥沥青路面,仿真时长设为 20 s。方向盘角阶跃工况下的仿真结果,如图 10 所示。

由图 10(b)可知:当车辆进入稳态响应阶段后,处于转向外侧的右轮边电机输出的转矩反而比内侧电机输出的转矩小。这是因为对于客车而言,在方向盘角阶跃工况下,车辆转向幅度较大,车速较高,如果持续给外侧车轮更大的驱动力会导致转向过度,出现侧翻的情况。为避免发生侧翻情况,上层控制器

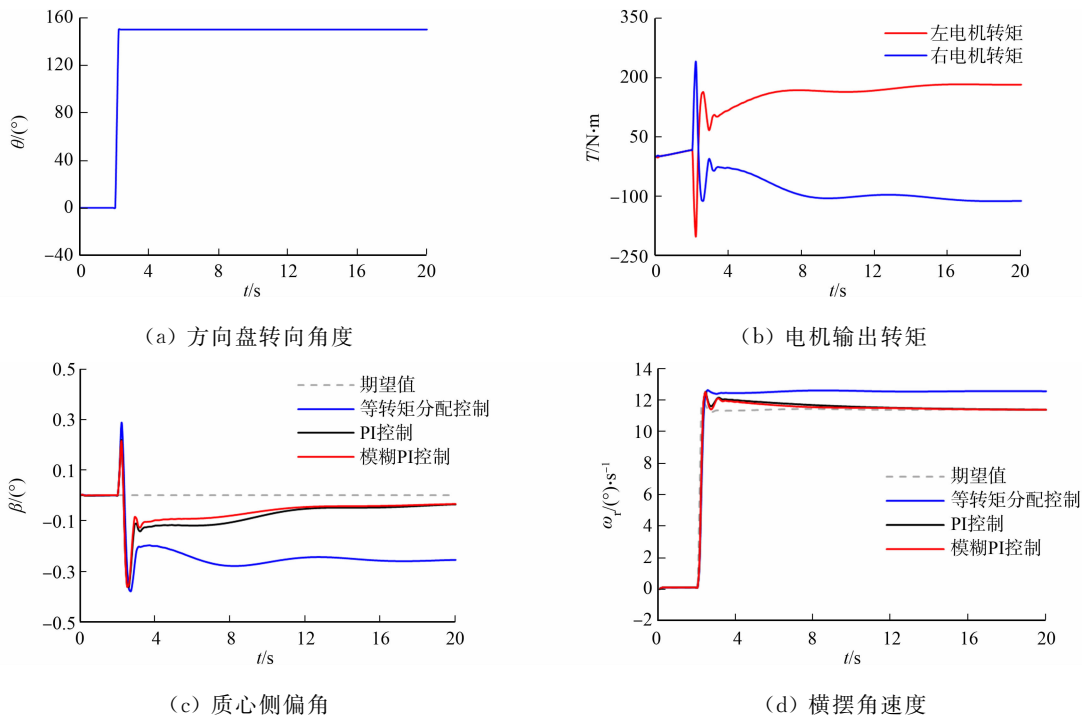


图 10 方向盘角阶跃工况下的仿真结果

Fig. 10 Simulation results under steering wheel angle step condition

会在车辆进入稳态响应后,输出一个反向的附加横摆力矩,从而抑制车辆转向过度,维持车辆稳定行驶。

由图 10(c),(d)可知:质心侧偏角和横摆角速度在第 2~4 s 波动幅度较大,此时 PI 控制和模糊 PI 控制的效果差别不明显,之后逐渐趋于平稳,可以看到模糊 PI 控制能够更快地接近期望值,二者相比于等转矩分配控制在车辆操纵稳定性上均有较大的提升。在 2~4 s 区间,模糊 PI 控制相比于等转矩分配控制,在质心侧偏角峰值上减小了 5.0%,在横摆角速度峰值上减小了 1.1%。在 16 s 后质心侧偏角与横摆角速度数值基本保持稳定,此刻模糊 PI 控制相比于等转矩分配控制,在质心侧偏角上减小了 83.7%,在横摆角速度上减小了 9.4%。

4 结论

通过分析影响车辆稳定性的因素,确定控制目标为质心侧偏角和横摆角速度。对分布式后驱电动客车进行电机选型,并利用电机标定数据验证车辆动力性能,最终确定了电子差速控制策略输出的电机转矩范围。最后基于双移线和方向盘角阶跃两种转向工况对模糊 PI、PI、等转矩分配 3 种不同的控制策略进行对比分析,得到以下 3 点结论。

1) 施加电子差速控制的车辆操纵稳定性明显优于等转矩分配控制的车辆,而且基于模糊 PI 控制的电子差速控制系统对车辆操纵稳定性提升更大。

2) 在双移线工况下,方向盘在回转过程中,模糊 PI 控制下的质心侧偏角和横摆角速度相比于等转矩分配策略,最高分别减小了 69.8%和 8.2%;相比于 PI 控制,最高分别减小了 15.5%和 2.4%。

3) 在方向盘角阶跃工况下,车辆进入稳态响应阶段后,模糊 PI 控制下的质心侧偏角和横摆角速度相比于等转矩分配策略,分别减小了 83.7%和 9.4%;相比于 PI 控制,能够较快地接近期望值。

提出的电子差速控制策略充分利用了分布式后驱电动客车的优势,提高了车辆的操纵稳定性和行驶安全性,可以为转向工况下客车操纵稳定性研究提供参考依据。

参考文献:

[1] 章恒亮,花为. 分布式驱动系统用轮毂电机及其技术综述[J]. 中国电机工程学报,2024,44(7):2871-2886. DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.222954.

[2] 臧怀泉,戴彦,张素燕,等. 一种基于相对滑移率的电动汽车电子差速控制方法研究[J]. 机械工程学报,2017,53

- (16):112-119. DOI:10.3901/JME.2017.16.112.
- [3] 王亚楠,严世榕,吕兵兵,等. 分布式驱动电动汽车电子差速系统仿真研究[J]. 机电工程,2018,35(10):1128-1132. DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.10.021.
- [4] GHEZZI M K,DÒRIA-CEREZO A,OLM J M. Yaw moment MRAC with optimal torque vectoring for a four in-wheel motor EV[C]//IEEE International Conference on Industrial Technology. Lyon:IEEE Press,2018:1820-1825. DOI:10.1109/ICIT.2018.8352460.
- [5] 裴晓飞,刘志厅,陈祯福,等. 分布式驱动电动汽车的差速转向控制及其适用性[J]. 汽车安全与节能学报,2019,10(4):423-432. DOI:10.3969/j.issn.1674-8484.2019.04.003.
- [6] GUO Xiangrong,CHEN Yi,LI Hong. Research on steering stability control of electric vehicle driven by dual in-wheel motor[C]//10th Institute of Electrical and Electronics Engineers International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems. Xi'an:IEEE Press,2020:394-399. DOI:10.1109/CYBER50695.2020.9279154.
- [7] 赵树恩,胡洪银,景东印. AFS/DYC 协调控制的分布式驱动电动汽车稳定性控制[J]. 华侨大学学报(自然科学版),2021,42(5):571-579. DOI:10.11830/ISSN.1000-5013.202010015.
- [8] 彭晓燕,邢星飞,崔庆佳,等. 分布式电动汽车驱动力分配控制方法研究[J]. 汽车工程,2022,44(7):1059-1068. DOI:10.19562/j.chinasae.qcgc.2022.07.012.
- [9] 刘文营,刘伟,崔晓川. 二自由度车辆动力学模型的扩展研究[J]. 中国测试,2016,42(增刊2):76-79.
- [10] 余志生. 汽车理论[M]. 北京:机械工业出版社,2018.
- [11] MA Li,CHENG Chang,GUO Jianfei,*et al.* Direct yaw-moment control of electric vehicles based on adaptive sliding mode[J]. Mathematical Biosciences and Engineering,2023,20(7):13334-13355. DOI:10.3934/mbe.2023594.
- [12] 杨年炯,宋英杰,肖旺. 某型纯电动汽车动力系统匹配及优化研究[J]. 中国工程机械学报,2023,21(6):557-561. DOI:10.15999/j.cnki.311926.2023.06.012.
- [13] 郭金刚,董昊轩. 四轮轮毂电机驱动电动汽车动力系统优化匹配[J]. 公路交通科技,2019,36(7):150-158. DOI:10.3969/j.issn.1002-0268.2019.07.019.
- [14] 李胜琴,闫祥伟,金丽彤. 分布式驱动电动汽车横摆稳定性控制策略研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学),2021,35(5):65-73. DOI:10.3969/j.issn.1674-8425(z).2021.05.009.
- [15] TAHAMI F,KAZEMI R,FARHANGHI S. A novel driver assist stability system for all-wheel-drive electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2003,52(3):683-692. DOI:10.1109/TVT.2003.811087.
- [16] 李以农,胡一明,邹桃. 轮毂电机驱动电动汽车横摆稳定性控制[J]. 重庆大学学报,2017,40(12):24-34. DOI:10.11835/j.issn.1000-582X.2017.12.004.
- [17] BORASE R P,MAGHADE D K,SONDKAR S Y,*et al.* A review of PID control, tuning methods and applications[J]. International Journal of Dynamics and Control,2021,9:818-827. DOI:10.1007/s40435-020-00665-4.
- [18] CSISZÁR O,CSISZÁR G,KOSHELEVA O,*et al.* Why fuzzy control is often more robust (and smoother): A theoretical explanation[C]//IEEE Symposium Series on Computational Intelligence. Mexico City:IEEE Press,2023:501-505. DOI:10.1109/SSCI52147.2023.10372014.
- [19] HU Tangqing,ZHANG Xuxiu. Simulation of PMSM vector control system based on fuzzy PI controller[C]//2019 IEEE International Conference on Power, Intelligent Computing and Systems. Shenyang:IEEE Press,2019:111-114. DOI:10.1109/ICPICS47731.2019.8942439.

(责任编辑:黄晓楠 英文审校:吴跃勤)