DOI：10. 13382/j. jemi. B2205561

面向无人驾驶的三轴应急救援车辆并行控制方法*

陈 特 蔡英凤 陈 龙 徐 兴
（江苏大学汽车工程研究院 镇江 212013）

摘 要：为实现应急救援车辆轨迹跟踪和横向稳定的优化协调，提出了一种基于哈密顿函数的车辆非线性并行控制方法。分别建立了车辆动力学模型和轨迹跟踪模型，通过模型变换将车辆动力学模型和轨迹跟踪模型表示为具有相同控制输入的状态方程，从而将轨迹跟踪和横向稳定协调控制问题转化为一类非线性并行控制问题，分别设计了轨迹跟踪控制和横向稳定性控制的哈密顿函数，讨论并证明了基于车辆特性的控制器设计存在条件，提出了一种兼顾应急救援车辆轨迹跟踪和横向稳定控制性能的非线性并行控制方法，并证明了控制系统稳定性。结果表明，并行控制下的轨迹跟踪精度和稳定性控制精度分别提升了 10. 13%和 13. 79%，从而验证所设计方法能够更好地实现应急救援车辆轨迹跟踪和横向稳定的协调控制。

关键词：应急救援车辆；并行控制；车辆稳定性；轨迹跟踪
中图分类号：U461. 1；TP273 **文献标识码**：A **国家标准学科分类代码**：510. 8060

Parallel control method for unmanned driving of three-axis emergency rescue vehicle

Chen Te Cai Yingfeng Chen Long Xu Xing
（Automotive Engineering Research Institute, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China）

Abstract: In order to realize the optimal coordination of trajectory tracking and lateral stability of emergency rescue vehicles, a vehicle nonlinear parallel control method based on Hamiltonian function is proposed. The vehicle dynamics model and trajectory tracking model are established respectively, the vehicle dynamics model and trajectory tracking model are expressed as state equations with the same control input through model transformation, thus, the trajectory tracking and lateral stability coordinated control problem is transformed into a class of nonlinear parallel control problem. The Hamiltonian functions of trajectory tracking control and lateral stability control are designed respectively, and the existence conditions of controller design based on vehicle characteristics are discussed and proved, then, a nonlinear parallel control method considering the trajectory tracking and lateral stability control performance of emergency rescue vehicles is proposed, and the stability of control system is proved. The results show that, the trajectory tracking accuracy and stability control accuracy under the parallel control are increased by 10. 13% and 13. 79% respectively, which verifies that the designed method can better realize the coordinated control of trajectory tracking and lateral stability for emergency rescue vehicle.

Keywords: emergency rescue vehicle; parallel control; vehicle stability; trajectory tracking

0 引 言

在智能驾驶环境中，无人车辆系统是一个多信息源交互、多控制器量耦合、多子系统协同的复杂控制系统，任何一个因素都会对整体控制效果产生一定程度的影响[1-4]。因此，如果无人车辆在实际行驶过程中，仅仅以跟踪参考轨迹为单一的系统控制目标，则控制器和底层执行器在实际运作中，很有可能仅仅为了实现轨迹跟踪目的而实施整体控制效力的极限，从而会牺牲无人车辆其他维度的性能需求，有可能引起一定程度的安全失稳风险[5-7]。基于此情况，许多研究人员开始从事于无人车

收稿日期：2022-06-06 Received Date：2022-06-06
*基金项目：国家自然科学基金（U20A20331，U20A20333，51875255，52072160）、江苏省卓越博士后计划（2022ZB660）、江苏省重点研发计划（BE2020083-3，BE2019010-2）、江苏省六大人才高峰项目（2018-TD-GDZB-022）资助

辆的多目标协调控制方法研究，旨在通过车辆的协调控制器设计，在实现轨迹跟踪控制的同时，兼顾车辆的稳定性控制等目标。

在现有的研究文献中，涉及无人车多目标协调控制方法的研究大多是进行无人车辆轨迹跟踪与横向/横摆稳定协调控制方面的研究[8-9]。在实际的车辆无人驾驶场景中，无人车辆通过相应的车辆控制器实现转向运动控制，从而跟踪所需的参考轨迹。为了在实现轨迹跟踪的同时降低车辆失稳的风险，在设计车辆控制器时，需要同时将轨迹跟踪和车辆稳定性的控制效果作为设计目标[10-12]。目前，关于无人车辆轨迹跟踪和横摆稳定性协调控制的研究已取得较为丰硕的成果，一些研究人员开始研究机械结构耦合作用下的无人车辆动力学协调控制问题，旨在深入研究无人车辆各子驱动系统之间的相互作用，以期更好地平衡和协调车辆动力学控制目标，实现更优的整车控制效果[13-15]。

然而，轨迹跟踪和车辆稳定性这两个控制目标是通过耦合的执行机构完成的，当需要通过一类执行器输入量完成多个控制目标时，会在一定程度上引发不同控制目标之间的动态博弈，导致控制结果波动。如果从控制器设计的出发点考虑多目标集成设计，将有助于减少不同控制目标之间的相互干扰，从而有效提高多目标协调控制的效果。基于此，本文提出了一种基于非线性并行控制的应急救援车辆轨迹跟踪和稳定性协调控制方法。

1　车辆模型

1.1　车辆动力学模型

图 1 所示为三轴车辆动力学模型的示意图，建立了横向和横摆自由度的车辆动力学方程，用以描述车辆参数之间的动态关系。建立动态坐标系 xoy，动态坐标系原点与车辆质心重合，x 轴代表车辆纵向行驶方向，y 轴代表车辆横向运动方向。假设轮胎特性一致，忽略车辆悬架系统的动力学方程，忽略车辆在俯仰、横摇、垂直方向上的运动，只讨论了车辆在 xoy 平面上的运动。三轴车辆模型的动力学方程可以表示为：

$$m(\dot{v}_y + v_x\gamma) = F_{yf} + F_{yc} + F_{yr} \tag{1}$$

$$I_z\dot{\gamma} = l_fF_{yf} - l_cF_{yc} - l_rF_{yr} + \Delta M_z \tag{2}$$

式中：v_x 为纵向车速，v_y 为横向车速，γ 为车辆横摆角速度，m 为车辆质量，I_z 为车辆绕 z 轴转动惯量，l_f、l_c 和 l_r 分别为车辆质心至前轴、中轴和后轴的距离，F_{yf}、F_{yc}、F_{yr} 分别为前、中、后轴车轮的广义侧向力，ΔM_z 是由车辆轮胎力产生的额外横摆力矩。F_{yf}、F_{yc}、F_{yr} 计算如下：

$$\begin{cases} F_{yf} = -2C_f\alpha_f \\ F_{yc} = -2C_c\alpha_c \\ F_{yr} = -2C_r\alpha_r \end{cases} \tag{3}$$

式中：C_f、C_c、C_r 分别为前、中、后轴车轮的广义轮胎侧偏刚度，α_f、α_c、α_r 分别为前、中、后轴车轮的轮胎侧滑角。

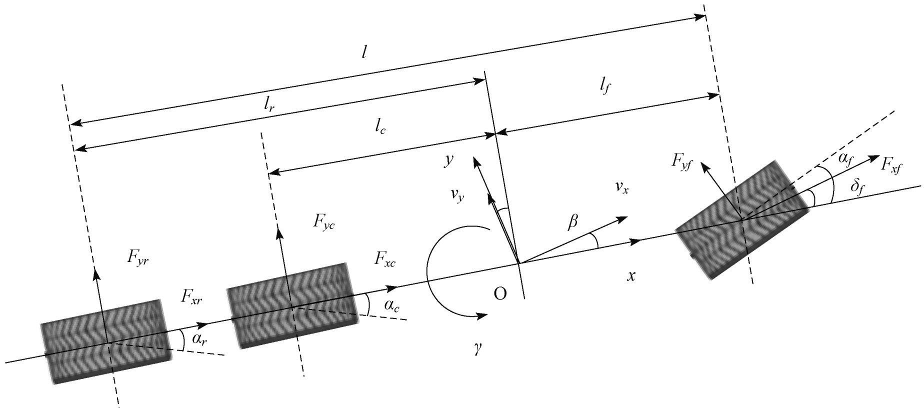


图 1　车辆动力学模型

Fig. 1　Vehicle dynamics model

轮胎侧偏角可表示为：

$$\begin{cases} \alpha_f = \delta_f - (l_f\gamma + v_y)/v_x \\ \alpha_r = (l_c\gamma - v_y)/v_x \\ \alpha_r = (l_r\gamma - v_y)/v_x \end{cases} \tag{4}$$

式中：δ_f 为前轮转向角。

1.2　轨迹跟踪模型

在轨迹跟踪模型中，采用横向偏差和航向偏差反映轨迹跟踪精度，基于大地坐标系 XOY 建立了相应的轨迹跟踪模型，如图 2 所示。在图 2 中，航向偏差及其微分方程可表示为：

$$\begin{aligned} \psi &= \psi_h - \psi_d \\ \dot{\psi} &= \dot{\psi}_h - \dot{\psi}_d \end{aligned} \tag{5}$$

式中：$\dot{\psi}_d = \frac{v_x}{\rho}$，$\rho$ 是所需路径曲率的半径，ψ_d 为参考车辆航向角，ψ_h 是实际车辆航向角且有 $\dot{\psi}_h = \gamma$，ψ 为航向误差用于表示 ψ_h 和 ψ_d 之间的差值。根据 Serret-Frenet 方程，横向偏差微分方程可表示为：

$$\dot{e} = v_x \sin\psi + v_y \cos\psi \tag{6}$$

式中：e 表示从车辆质心到所需路径上最近点的横向偏差。假设航向误差 ψ 很小，则式(6)表示为：

$$\dot{e} = v_x \psi + v_y \tag{7}$$

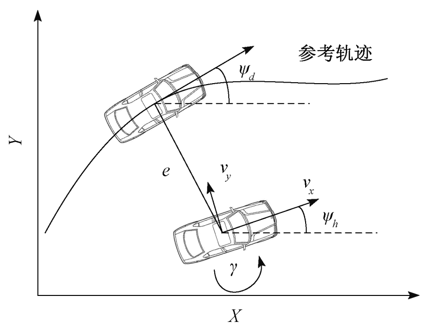


图2　轨迹跟踪模型

Fig. 2　Trajectory tracking model

2　控制问题提出

将式(1)、(2)与式(3)、(4)结合可得三轴车辆的单轨动力学模型为：

$$\dot{\beta} = -\frac{2(C_f + C_c + C_r)}{mv_x}\beta - \left(\frac{2(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)}{mv_x^2} + 1\right)\gamma + \frac{2C_f}{mv_x}\delta_f \tag{8}$$

$$\dot{\gamma} = -\frac{2(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)}{I_z}\beta - \frac{2(C_f l_f^2 + C_c l_c^2 + C_r l_r^2)}{I_z v_x}\gamma + \frac{2C_f l_f}{I_z}\delta_f + \frac{1}{I_z}\Delta M_z \tag{9}$$

式中：β 为车辆质心侧偏角且满足 $\beta = v_y / v_x$。将车辆的参考车辆横摆角速度表示为 γ_f，则 $\Delta\gamma = \gamma - \gamma_f$ 为车辆横摆角速度的跟踪误差值。通过额外横摆力矩控制可实现对参考横摆角速度的跟踪，从而提高车辆稳定性。则车辆横摆角速度的跟踪误差值可表示为：

$$\Delta\dot{\gamma} = -\frac{2(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)}{I_z}\beta - \frac{2(C_f l_f^2 + C_c l_c^2 + C_r l_r^2)}{I_z v_x}\gamma + \frac{1}{I_z}\Delta M_z \tag{10}$$

通过将式(5)和(7)及其导数代入式(8)和(9)，则轨迹跟踪模型的状态空间方程可表示为：

$$\ddot{e} = -\frac{2(C_f + C_c + C_r)}{mv_x}\dot{e} + \frac{2(C_f + C_c + C_r)}{m}\psi + \frac{2(-C_f l_f + C_c l_c + C_r l_r)}{mv_x}\dot{\psi} + \frac{2C_f}{m}\delta_f + 2\frac{-C_f l_f + C_c l_c + C_r l_r}{m\rho} - \frac{v_x^2}{\rho} \tag{11}$$

$$\ddot{\psi} = \frac{2(-C_f l_f + C_c l_c + C_r l_r)}{I_z v_x}\dot{e} + \frac{2(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)}{I_z}\psi - \frac{2(C_f l_f^2 + C_c l_c^2 + C_r l_r^2)}{I_z v_x}\dot{\psi} + \frac{2C_f l_f}{I_z}\delta_f + \frac{1}{I_z}\Delta M_z - 2\frac{C_f l_f^2 + C_c l_c^2 + C_r l_r^2}{I_z\rho} \tag{12}$$

为便于控制器设计，定义 $x_{11} = \beta, x_{12} = \Delta\gamma, a_{11} = -\frac{2(C_f + C_c + C_r)}{mv_x}, a_{12} = -1 - \frac{2(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)}{mv_x^2}$，$a_{13} = -\frac{2(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)}{I_z}, a_{14} = -\frac{2(C_f l_f^2 + C_c l_c^2 + C_r l_r^2)}{I_z v_x}$，$b_{11} = \frac{2C_f}{mv_x}, b_{12} = \frac{1}{I_z}, u_1 = \delta_f, u_2 = \Delta M_z$。同时，应急救援车辆所面对的智能驾驶环境非常复杂，所存在的未知干扰因素可能会严重影响车辆无人驾驶过程中的运动控制效果。因此，在车辆建模时应考虑系统干扰，从而，根据式(8)和(10)，可将基于跟踪误差的车辆动力学模型表示为：

$$\dot{\boldsymbol{x}}_1 = \begin{bmatrix} \dot{x}_{11} \\ \dot{x}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 \\ a_{13}x_1 + a_{14}x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11}u_1 \\ b_{12}u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \end{bmatrix} \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{f}_1$ 为环境干扰且有 $\boldsymbol{f}_1 = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \end{bmatrix}$，$f_{11} = f_{12}$。

定义 $x_{21} = e, x_{22} = \dot{e}, x_{23} = \psi, x_{24} = \dot{\psi}, a_{21} = -\frac{2(C_f + C_c + C_r)}{mv_x}, a_{22} = \frac{2(C_f + C_c + C_r)}{m}, a_{23} = \frac{2(-C_f l_f + C_c l_c + C_r l_r)}{mv_x}, a_{24} = \frac{2(-C_f l_f + C_c l_c + C_r l_r)}{I_z v_x}$，$a_{25} = \frac{2(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)}{I_z}, a_{26} = -\frac{2(C_f l_f^2 + C_c l_c^2 + C_r l_r^2)}{I_z v_x}$，$b_{21} = \frac{2C_f}{m}, b_{22} = \frac{2C_f l_f}{I_z}, b_{23} = \frac{1}{I_z}, f_{21} = 2\frac{-C_f l_f + C_c l_c + C_r l_r}{m\rho} - \frac{v_x^2}{\rho}, f_{22} = -2\frac{C_f l_f^2 + C_c l_c^2 + C_r l_r^2}{I_z\rho}$，从而根据式(11)和(12)，可将轨迹跟踪模型表示为：

$$\dot{\boldsymbol{x}}_2 = \begin{bmatrix} \dot{x}_{21} \\ \dot{x}_{22} \\ \dot{x}_{23} \\ \dot{x}_{24} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{22} \\ a_{21}x_{22} + a_{22}x_{23} + a_{23}x_{24} \\ x_4 \\ a_{24}x_{22} + a_{25}x_{23} + a_{26}x_{24} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_{21}u_1 \\ 0 \\ b_{22}u_1 + b_{23}u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ f_{21} \\ 0 \\ f_{22} \end{bmatrix} \tag{14}$$

考虑到应急救援车辆转向传动机构的执行器饱和情况,考虑对前轮转向角阈值进行限制。同时,由于驱动能力和路面附着系数的限制,四轮轮胎力所能形成的车辆附加横摆力矩也存在最大限值。因此,可将受约束的执行器饱和输入表示为:

$$sat(u) = [sat(u_1) \quad sat(u_2)]^{\mathrm{T}} \tag{15}$$

观察应急救援车辆的动力学模型和轨迹跟踪模型可知,两种模型具有相同的系统输入量。在轨迹跟踪过程中,无人车辆整体可视为一多自由度刚体,而此时,对于单个车辆执行系统来说,稳定性控制目标和轨迹跟踪控制目标是并行存在的。

为了同时保证轨迹跟踪效果和车辆稳定性,顶层的并行控制系统需要通过使用单一控制律来实现两个独立的控制目标。而从控制目标来说,轨迹跟踪和稳定性的控制目标都要求系统模型跟踪误差的最小化。因此,从控制系统结构和控制目标角度,轨迹跟踪和稳定性的协调控制问题可等效为一类端口受控哈密顿系统的控制器设计问题,旨在通过设计单一控制律,实现并行系统的有限时间镇定,从而使得轨迹跟踪和稳定性控制误差趋近于 0。

3　车辆并行控制器设计

3.1　哈密顿函数设计

对应式(13)中车辆动力学模型的哈密顿函数 1 可设计为:

$$H_1(x) = \frac{1}{2}x_{11}^2 + \frac{1}{2}x_{12}^2 \tag{16}$$

从而,式(13)中的车辆动力学系统可表示为具有饱和输入的端口控制哈密顿系统,如下所示:

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}}_1 &= [\boldsymbol{J}_1 - \boldsymbol{R}_1]\nabla H_1(x) + \boldsymbol{g}_{11}sat(u) + \boldsymbol{g}_{12}\boldsymbol{f}_1 \\ y_1 &= \boldsymbol{g}_{12}^{\mathrm{T}}\nabla H_1(x) \end{aligned} \tag{17}$$

式中:$\boldsymbol{J}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{R}_1 = \begin{bmatrix} -a_{11} & -a_{12}-1 \\ -a_{13}+1 & -a_{14} \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{g}_{11} = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{12} \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{g}_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{f}_1 = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \end{bmatrix}$,$x_1$ 和 y_1 分别为车辆动力学系统的状态量和输出量,$\nabla H_1(x)$ 为哈密顿函数 1 的算子函数。

对应式(14)中轨迹跟踪模型的哈密顿函数 2 可设计为:

$$H_2(x) = \frac{1}{2}x_{21}^2 + \frac{1}{2}x_{22}^2 + \frac{1}{2}x_{23}^2 + \frac{1}{2}x_{24}^2 \tag{18}$$

从而,式(14)中的轨迹跟踪系统可表示为具有饱和输入的端口控制哈密顿系统,如下所示:

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}}_2 &= [\boldsymbol{J}_2 - \boldsymbol{R}_2]\nabla H_2(x) + \boldsymbol{g}_{21}sat(u) + \boldsymbol{g}_{22}\boldsymbol{f}_2 \\ y_2 &= \boldsymbol{g}_{22}^{\mathrm{T}}\nabla H_2(x) \end{aligned} \tag{19}$$

式中:$\boldsymbol{J}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{R}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -a_{21} & -a_{22} & -a_{23} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{24} & -a_{25}-1 & -a_{26} \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{g}_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ b_{21} & 0 \\ 0 & 0 \\ b_{22} & b_{23} \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{g}_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{f}_2 = \begin{bmatrix} f_{21} \\ f_{22} \end{bmatrix}$,$x_2$ 和 y_2 分别为轨迹跟踪系统的状态量和输出量,$\nabla H_2(x)$ 为哈密顿函数 2 的算子函数。

3.2　基于车辆特性的控制器存在条件分析

由式(17)和(19)可以看出,车辆稳定性和轨迹跟踪控制控制目标分别是确保式(17)和(19)中的系统状态趋近于 0,从而使得将车辆质心侧偏角、横摆角速度跟踪误差、航向偏差和横向偏差尽可能控制在较小范围内。

计算可得 $\boldsymbol{J}_1 = -\boldsymbol{J}_1^{\mathrm{T}}$ 和 $\boldsymbol{J}_2 = -\boldsymbol{J}_2^{\mathrm{T}}$ 明显成立。矩阵 $\boldsymbol{R}_2$ 的行列式值等于 0,故 $\boldsymbol{R}_2 \geqslant 0$ 成立。矩阵 $\boldsymbol{R}_1$ 的行列式值可表示为:

$$\begin{aligned} |\boldsymbol{R}_1| &= a_{11}a_{14} - (a_{13}-1)(a_{12}+1) = \\ & a_{11}a_{14} - a_{12}a_{13} + a_{12} - a_{13} + 1 = \\ & \frac{4(C_f + C_c + C_r)(C_f l_f^2 + C_c l_c^2 + C_r l_r^2)}{I_z m v_x^2} - \frac{4(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)^2}{I_z m v_x^2} - \frac{2(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)}{m v_x^2} = \\ & \frac{4C_f C_c C_r}{I_z m v_x^2}(l_f - l_c - l_r)^2 + \frac{2(C_f l_f - C_c l_c - C_r l_r)}{m v_x^2} \end{aligned} \tag{20}$$

车辆轮胎的特性相同,故轮胎侧偏刚度相等,即有 $C_f = C_c = C_r$。为满足条件 $\boldsymbol{R}_1 \geqslant 0$ 成立,根据式(20)求解可知,需满足条件 $l_f - l_c - l_r \geqslant 0$ 或 $l_f - l_c - l_r < \dfrac{I_z}{2C_fC_cC_r}$ 成立。结合应急救援车辆参数可知,易满足条件 $\boldsymbol{R}_1 \geqslant 0$ 成立,控制器存在条件符合要求。此外,哈密顿函数1和哈密顿函数2的极值点位于 $x_i = 0,(i = 11,12,21,22,23,24)$,符合哈密顿函数在应急救援车辆稳定性控制和轨迹跟踪控制目标中的实际物理意义。

3.3 非线性并行控制律设计

为设计应急救援车辆并行控制器,选择干扰抑制水平 $\sigma > 0$,惩罚函数设计为:

$$z = \boldsymbol{K}_0\left(\boldsymbol{g}_{11}^{\mathrm{T}}(x)\frac{\partial H_1(x)}{\partial x} + \boldsymbol{g}_{21}^{\mathrm{T}}(x)\frac{\partial H_2(x)}{\partial x}\right) \tag{21}$$

式中:$\boldsymbol{K}_0$ 为满秩调节矩阵且可表示为 $\boldsymbol{K}_0 = k_0 I$ $(0 < k_0 \leqslant 1)$。然后,可将车辆动力学系统、轨迹跟踪系统及其惩罚函数综合表示为:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}} = [\boldsymbol{J} - \boldsymbol{R}]\nabla \boldsymbol{H}(x) + \boldsymbol{g}_1 sat(u) + \boldsymbol{g}_2\boldsymbol{f} \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{g}_3 \nabla \boldsymbol{H}(x) \\ \boldsymbol{z} = \boldsymbol{K}_0\boldsymbol{g}_1^{\mathrm{T}}\nabla \boldsymbol{H}(x) \end{cases} \tag{22}$$

式中:$\boldsymbol{x} = [\boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}} \quad \boldsymbol{x}_2^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$,$H(x) = H_1(x) + H_2(x)$,$\nabla \boldsymbol{H}(x) = [\nabla H_1(x) \quad \nabla H_2(x)]^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_1 & 0 \\ 0 & \boldsymbol{J}_2 \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{R} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{R}_1 & 0 \\ 0 & \boldsymbol{R}_2 \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{y} = [\boldsymbol{y}_1^{\mathrm{T}} \quad \boldsymbol{y}_2^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{g}_1 = [\boldsymbol{g}_{11} \quad \boldsymbol{g}_{21}]^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{g}_2 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{g}_{12} & 0 \\ 0 & \boldsymbol{g}_{22} \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{f} = [f_1 \quad f_2]^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{g}_3 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{g}_{12}^{\mathrm{T}} & 0 \\ 0 & \boldsymbol{g}_{22}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}$。因此,应急救援车辆的并行控制器设计问题,即可转化为对应系统 L_2 水平的输出反馈控制律设计问题,其主要设计目标包括如下两点:1)确保控制系统的 L_2 范数增益小于或等于所选的干扰抑制水平 σ;2)确保控制系统收敛。因此,可将输出反馈控制律设计为:

$$u = -\frac{1}{2}\boldsymbol{K}_1\left(\boldsymbol{K}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_0 + \frac{1}{\sigma^2}I\right)(\boldsymbol{g}_{11}^{\mathrm{T}}\nabla H_1(x) - \boldsymbol{g}_{21}^{\mathrm{T}}\nabla H_2(x)) \tag{23}$$

式中:$\boldsymbol{K}_1$ 为选定的对称矩阵且满足条件 $\boldsymbol{K}_1\left(\boldsymbol{K}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_0 + \dfrac{1}{\sigma^2}I\right) = \left(\boldsymbol{K}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_0 + \dfrac{1}{\sigma^2}I\right)\boldsymbol{K}_1$。

将式(23)代入到式(17)和(19)中可得式(24)和(25)为:

$$\dot{\boldsymbol{x}}_1 = [\boldsymbol{J}_1 - \boldsymbol{R}_1]\nabla H_1(x) + \boldsymbol{g}_{11} sat\left[-\frac{1}{2}\boldsymbol{K}_1\left(\boldsymbol{K}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_0 + \frac{1}{\sigma^2}I\right)(\boldsymbol{g}_{11}^{\mathrm{T}}\nabla H_1(x) - \boldsymbol{g}_{21}^{\mathrm{T}}\nabla H_2(x))\right] + \boldsymbol{g}_{12}\boldsymbol{f}_1 \tag{24}$$

$$\dot{\boldsymbol{x}}_2 = [\boldsymbol{J}_2 - \boldsymbol{R}_2]\nabla H_2(x) - K_{21}(x)\nabla H_1(x) + K_{22}(x)\nabla H_2(x) + \boldsymbol{g}_{21}\boldsymbol{\eta} + g_{22}\boldsymbol{f}_2 \tag{25}$$

式中:$K_{11}(x) = \dfrac{1}{2}\boldsymbol{g}_{11}\boldsymbol{K}_1\left(\boldsymbol{K}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_0 + \dfrac{1}{\sigma^2}I\right)\boldsymbol{g}_{11}^{\mathrm{T}}$,$K_{12}(x) = \dfrac{1}{2}\boldsymbol{g}_{11}\boldsymbol{K}_1\left(\boldsymbol{K}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_0 + \dfrac{1}{\sigma^2}I\right)\boldsymbol{g}_{21}^{\mathrm{T}}$,$K_{21}(x) = \dfrac{1}{2}\boldsymbol{g}_{21}\boldsymbol{K}_1\left(\boldsymbol{K}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_0 + \dfrac{1}{\sigma^2}I\right)\boldsymbol{g}_{11}^{\mathrm{T}}$,$K_{22}(x) = \dfrac{1}{2}\boldsymbol{g}_{21}\boldsymbol{K}_1\left(\boldsymbol{K}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_0 + \dfrac{1}{\sigma^2}I\right)\boldsymbol{g}_{21}^{\mathrm{T}}$。根据式(24)和(25),式(22)中的控制系统及其惩罚函数可以表示为:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}} = [\boldsymbol{J}' - \boldsymbol{R}']\nabla \boldsymbol{H}(x) + \boldsymbol{g}_1\boldsymbol{\eta} + \boldsymbol{g}_2 f = \varphi(x) + \boldsymbol{g}_2 f \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{g}_3 \nabla \boldsymbol{H}(x) \\ \boldsymbol{z} = \boldsymbol{K}_0\boldsymbol{g}_1^{\mathrm{T}}\nabla \boldsymbol{H}(x) \end{cases} \tag{26}$$

式中:$\boldsymbol{J}' = \begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_1 & K_{12}(x) \\ -K_{12}^{\mathrm{T}}(x) & \boldsymbol{J}_2 \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{R}' = \begin{bmatrix} \boldsymbol{R}_1 + K_{11}(x) & 0 \\ 0 & \boldsymbol{R}_2 - K_{22}(x) \end{bmatrix}$。

为证明系统稳定性,将 Lyapunov 函数设定为 $V(x) = H(x) \geqslant 0$,则 Lyapunov 函数的微分方程可表示为:

$$\dot{\boldsymbol{V}}(x) = \left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{x}} = \left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^{\mathrm{T}}\{[\boldsymbol{J}' - \boldsymbol{R}']\nabla H + \boldsymbol{g}_1\boldsymbol{\eta}\} \leqslant -\nabla \boldsymbol{H}\boldsymbol{R}'\nabla \boldsymbol{H} + \frac{1}{2}\nabla \boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{g}_1\boldsymbol{g}_1^{\mathrm{T}}\nabla \boldsymbol{H} + \frac{1}{2}\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}\eta = -\nabla \boldsymbol{H}\boldsymbol{R}'\nabla \boldsymbol{H} + \frac{5}{8}\nabla \boldsymbol{H}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{g}_{11}\boldsymbol{g}_{11}^{\mathrm{T}}\nabla \boldsymbol{H}_1 + \frac{5}{8}\nabla \boldsymbol{H}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{g}_{21}\boldsymbol{g}_{21}^{\mathrm{T}}\nabla \boldsymbol{H}_2 \tag{27}$$

根据式(27),展开子项,可得 $\nabla \boldsymbol{H}\boldsymbol{R}'\nabla \boldsymbol{H}$ 为:

$$\dot{\boldsymbol{V}}(x) \leqslant -\nabla \boldsymbol{H}_1^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{R}_1 + K_{11})\nabla \boldsymbol{H}_1 - \nabla \boldsymbol{H}_2^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{R}_2 - K_{22})\nabla \boldsymbol{H}_2 + \frac{5}{8}\nabla \boldsymbol{H}_1^{\mathrm{T}}g_{11}\boldsymbol{g}_{11}^{\mathrm{T}}\nabla \boldsymbol{H}_1 + \frac{5}{8}\nabla \boldsymbol{H}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{g}_{21}\boldsymbol{g}_{21}^{\mathrm{T}}\nabla \boldsymbol{H}_2 \leqslant 0 \tag{28}$$

从而可证明车辆控制系统是渐进稳定的。

4 仿真验证

为了验证所提出的并行控制方法在车辆上的应用效果,基于 Carsim-Simulink 联合仿真平台上进行了仿真验证,仿真中的车速设定为 20 m/s,道路附着系数为 0.8,车辆参数如表1所示。

为了体现本文设计的并行控制方法在确保轨迹跟踪精度和车辆横向稳定性方面的实际效果,选用模型预测控制(MPC)方法进行了对比分析和验证,同时,基于 MPC 方法设计了兼顾轨迹跟踪和横摆稳定控制(DYC)性能的车辆控制器,用来与并行控制下车辆应用效果进

表 1　车辆参数

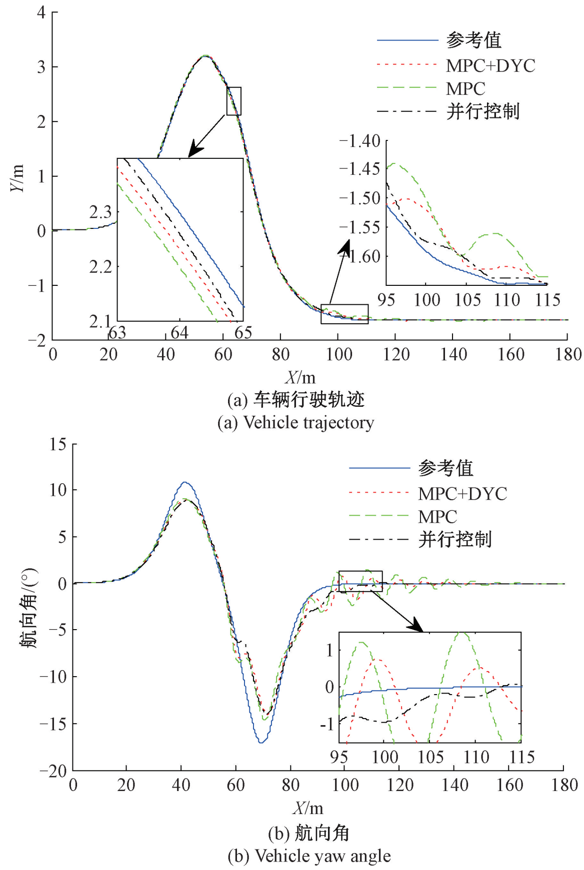
Table 1　Vehicle parameters

符号	车辆参数	数值/单位
m	车重	2 800 kg
r	车轮有效半径	0. 245 m
l_f	质心至前轴距离	1. 485 m
l_c	质心至中轴距离	0. 3 m
l_r	质心至后轴距离	2. 085 m
b	半轮距	1. 785 m
C_f、C_c、C_r	前、中、后轴车轮侧偏刚度	60 000 N/rad
I_z	转动惯量	6 300 kg · m^2

行对比。车辆轨迹和航向角的跟踪结果如图 3 所示。从总体轨迹趋势来看,模型预测控制方法和并行控制方法都能达到较好的轨迹跟踪控制的效果,但并行控制方法下的轨迹跟踪精度和实时跟踪能力则明显优于模型预测控制方法。从轨迹跟踪的局部放大图可以看出,当车辆处于最大横向位移处时,模型预测控制下的轨迹跟踪偏差大于并行控制下的轨迹跟踪偏差,且出现了一定程度的跟踪滞后现象。在车辆换道回正的过程中,并行控制下的跟踪误差也相对较小。同时,兼顾 DYC 和 MPC 的控制方法下的车辆轨迹跟踪效果也优于单独的 MPC 方法。此外,当车辆完成换道行为并趋向于直线行驶时,并行控制方法下的车辆轨迹收敛速度更快,并在较短的行驶里程内趋于稳定。通过比较 3 种控制方法下的车辆航向角,可以看出,在轨迹跟踪控制的早期阶段,3 种控制方法下的车辆航向角基本都能够按照理想的方向行驶,当航向角接近最大值或趋近于 0 时,则出现一些较为明显的波动。换道后的行驶方向存在一定的抖动现象,但整体上,并行控制方法下的抖动幅度相对较小,收敛速度较快。相比之下,仅采用 MPC 方法的跟踪精度和收敛速度最差,MPC+DYC 方法下的控制效果次之。

轨迹跟踪误差的对比结果如图 4 所示。同样,通过比较 3 种控制方法下的横向偏差和航向偏差可以发现,3 种方法下的偏差值均可保持在相对较小的范围内,这表明能够确保车辆轨迹跟踪精度。同时,MPC 方法下的两种控制模式在换道过程中的横向偏差基本相同,但 MPC+DYC 方法下的横向偏差在车辆沿直线行驶时收敛速度更快,波动较小。此时,并行控制下的横向偏差明显较小,幅值不超过 0. 01 m。从横向偏差的局部放大图可以看出,在换道过程中,偏差值有一定程度的高频振动,但振幅很小且基本保持在 0. 001 之内,这表明并行控制方法具有较高的控制机动性和动态调节能力,可通过高频调节能力抑制误差的扩大。整体上,3 种控制方法下航向角跟踪效果处于同一水平,但并行控制下的航向偏差波动明显较小,且收敛速度较快。

车辆横向稳定性控制效果如图 5 所示。根据 3 种控制方法下车辆横摆角速度可知,并行控制方法下的车辆



(a) 车辆行驶轨迹

(a) Vehicle trajectory

(b) 航向角

(b) Vehicle yaw angle

图 3　轨迹跟踪结果

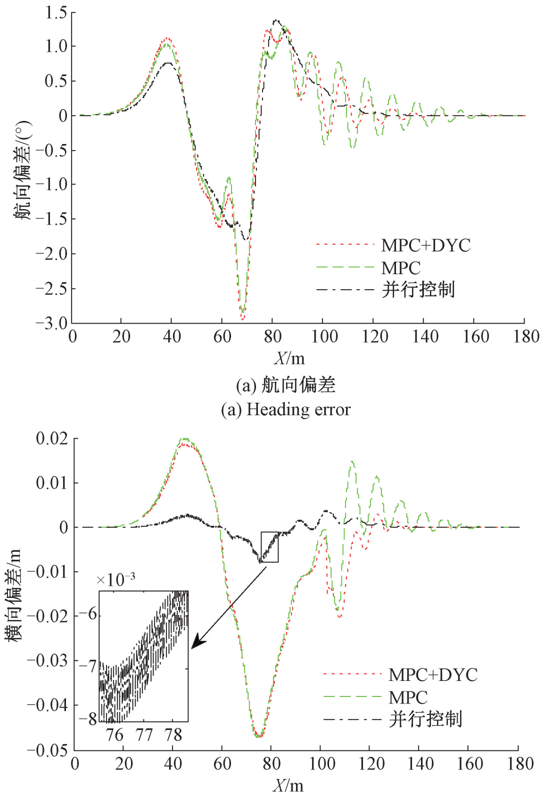
Fig. 3　Trajectory tracking results

横摆角速度能够实现对参考横摆角速度的实时跟踪,当车辆完成换道并沿直线行驶时,车辆横摆角速度能够快速趋于稳定。相比之下,MPC 方法下的横摆控制效果相对较差,收敛速度也相对较慢。单独 MPC 方法下的横摆角速度实际值与参考值在峰值处存在较大差异,这表明未考虑 DYC 的 MPC 方法无法达到理想的稳定性控制效果。此外,并行控制方法下的车辆质心侧偏角明显小于 MPC 方法,且未考虑 DYC 的 MP 方法收敛速度最慢。

结合量化统计方式,计算航向偏差和横向偏差值的提升精度并求均值,同时计算横摆角速度和质心侧偏角相较参考值的提升精度并求均值,可得并行控制下的轨迹跟踪精度和稳定性控制精度分别提升了 10. 13% 和 13. 79%。综合上述结果可知,并行控制方法具有良好的跟踪精度和动态调节能力,可以同时保证车辆轨迹跟踪和稳定性控制效果。

5　结　论

为实现三轴应急救援车辆轨迹跟踪和横向稳定性的协调控制,提出了一种非线性并行控制方法。建立了车

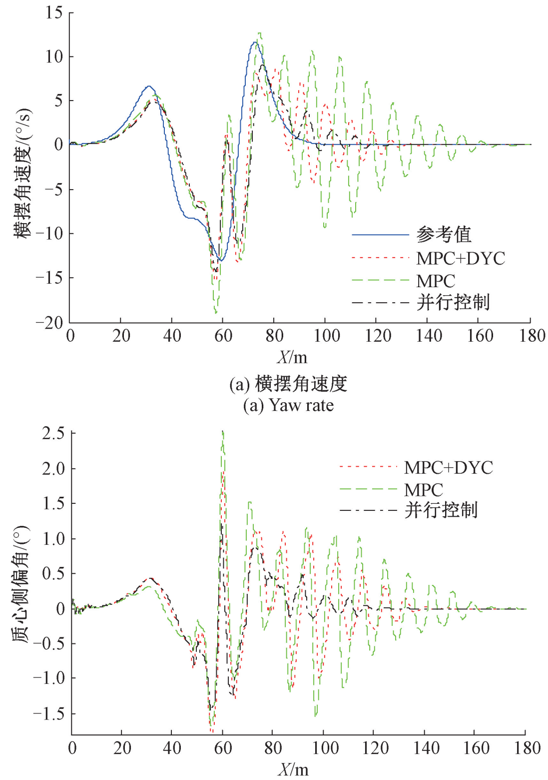


(a) 航向偏差
(a) Heading error

(b) 横向偏差
(b) Lateral offset

图 4 轨迹跟踪误差

Fig. 4 Trajectory tracking error



(a) 横摆角速度
(a) Yaw rate

(b) 质心侧偏角
(b) Sideslip angle

图 5 车辆稳定性控制结果

Fig. 5 Vehicle stability control results

辆动力学模型和轨迹跟踪模型，将车辆动力学模型和轨迹跟踪模型转化为具有相同输入量不同状态量的动态方程，从而将轨迹跟踪和横向稳定性的协调控制问题等效为一类非线性并行控制问题。分别构造了车辆动力学模型和轨迹跟踪模型的哈密顿函数，并基于哈密顿函数设计了用于轨迹跟踪和横向稳定协调控制的非线性并行控制器。结果表明，所提出的非线性并行控制方法可在保证轨迹跟踪控制精度的同时，维持车辆的横向稳定性。

参考文献

[1] 徐兴，陈特，陈龙，等. 基于改进闭环子空间辨识的电动轮汽车纵向力估计[J]. 江苏大学学报：自然科学版，2016，37(6)：650-656.
XU X, CHEN T, CHEN L, et al. Longitudinal force estimation for motorized wheels driving electric vehicle based on improved closed-loop subspace identification[J]. Journal of Jiangsu University: Natural Science Editions, 2016, 37(6): 650-656.

[2] 张野，张建国. 基于分布式滑模的智能网联汽车变车距队列控制[J]. 电子测量技术，2020，43(22)：62-66.
ZHANG Y, ZHANG J G. Distributed sliding mode based platoon for intelligent connected vehicles with time-varying inter-vehicle distance [J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(22): 62-66.

[3] 范晖，夏清国. 基于平行 Snake 耦合 Kalman 滤波器的车道线检测算法[J]. 电子测量与仪器学报，2019，33(2)：101-109.
FAN H, XIA Q G. Lane line detection algorithm based on parallel Snake coupled Kalman filter[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(2): 101-109.

[4] 徐喆，柳新. 基于城市车道撒点策略的 RT-RRT∗智能车局部路径规划[J]. 国外电子测量技术，2020，39(6)：137-143.
XU ZH, LIU X. Intelligent vehicle local path planning based on RT-RRT∗ with the strategy of scattering points in urban lanes [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39(6): 137-143.

[5] 江浩斌，曹福贵，朱畏畏，等. 基于滑模控制的智能车辆集群运动控制方法[J]. 江苏大学学报：自然科学版，2018，39(4)：385-390.
JIANG H B, CAO F G, ZHU W W, et al. Control

method of intelligent vehicles cluster motion based on SMC[J]. Journal of Jiangsu University: Natural Science Editions, 2018, 39(4): 385-390.

[6] 张野, 张建国. 基于分布式滑模的智能网联汽车变车距队列控制[J]. 电子测量技术, 2020, 43(22): 62-66.
ZHANG Y, ZHANG J G. Distributed sliding mode based platoon for intelligent connected vehicles with time-varying inter-vehicle distance [J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(22): 62-66.

[7] 李培新, 姜小燕, 魏燕定, 等. 基于跟踪误差模型的无人驾驶车辆预测控制方法[J]. 农业机械学报, 2017, 48(10): 351-357.
LI P X, JIANG X Y, WEI Y D, et al. Predictive control method of autonomous vehicle based on tracking-error model [J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2017, 48(10): 351-357.

[8] WANG R R, JING H, HU C, et al. Robust H∞ path following control for autonomous ground vehicles with delay and date dropout [J]. IEEE Transaction on Intelligent Transportation Systems, 2016, 17(7): 2042-2049.

[9] GUO N Y, ZHANG X D, ZOU Y, et al. A computationally efficient path-following control strategy of autonomous electric vehicles with yaw motion stabilization[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(2): 728-739.

[10] 夏勇生, 吴东升, 平兰兰. 基于 MPC 的爆胎车辆轨迹控制研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(6): 154-160.
XIA Y SH, WU D SH, PING L L. Research on trajectory control of tire burst vehicle based on MPC[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(6): 154-160.

[11] 李宁, 魏登, 曹裕捷, 等. 自动驾驶电动汽车避障控制算法[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(5): 199-207.
LI N, WEI D, CAO Y J, et al. Obstacle avoidance control algorithm for self-driving electric vehicles[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(5): 199-207.

[12] 储开斌, 郭俊俊. 智能车运动轨迹跟踪算法的研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(6): 131-137.
CHU K B, GUO J J. Tracking algorithm of intelligent vehicle movement trajectory [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(6): 131-137.

[13] ZHANG D Z, LI K Q, WANG J Q. A curving ACC system with coordination control of longitudinal car-following and lateral stability [J]. Vehicle System Dynamics, 2012, 50(7): 1085-1102.

[14] WANG C Y, ZHAO W Z, XU Z J, et al. Path planning and stability control of collision avoidance system based on active front steering[J]. Science China Technological Sciences, 2017, 60(8):1231-1243.

[15] NI J, HU J B, XIANG C L. Envelope control for four-wheel independently actuated autonomous ground vehicle through AFS/DYC integrated control [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(11): 9712-9726.

作者简介

陈特,2014 年于华北水利水电大学获得学士学位,2017 年于江苏大学获得硕士学位,2021 年于江苏大学获得博士学位,现为江苏大学博士后,主要研究方向为车辆动力学与控制。

E-mail: ujschente@163.com

Chen Te received his B. Sc. degree from North China University of Water Resources and Electric Power in 2014, M. Sc. degree from Jiangsu University in 2017 and Ph. D. degree from Jiangsu University in 2021, respectively. Now he is a postdoctoral candidate in Jiangsu University. His main research interests include vehicle dynamics and control.

蔡英凤(通信作者),2006 年于东南大学获得学士学位,2009 年于东南大学获得硕士学位,2013 年于东南大学获得博士学位,现为江苏大学教授,主要研究方向为智能网联汽车技术。

E-mail: caicaixiao@126.com

Cai Yingfeng(Corresponding author) received her B. Sc. degree from Southeast University in 2006, M. Sc. degree from Southeast University in 2009 and Ph. D. degree from Southeast University in 2013, respectively. Now she is a professor in Jiangsu University. Her main research interest includes intelligent connected vehicle technology.