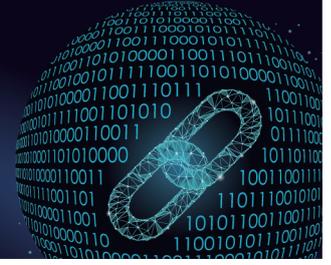




# 控制与决策

CONTROL AND DECISION



## 基于事件触发的网络化无人车自适应路径跟踪控制

杨宇航, 王恒, 周欣, 李擎

引用本文:

杨宇航, 王恒, 周欣, 李擎. 基于事件触发的网络化无人车自适应路径跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2024, 39(9): 3069–3078.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2023.0452>

## 您可能感兴趣的其他文章

### Articles you may be interested in

#### 纵向速度和艏向角受限的水面艇有限时间协同路径跟踪

Finite-time cooperative path following of surface vessels with surge velocity and yaw angle constraints

控制与决策. 2021, 36(2): 363–370 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0977>

#### 磁悬浮开关磁阻电机的自适应终端滑模控制

Adaptive terminal sliding mode control of bearingless switched reluctance motor

控制与决策. 2021, 36(6): 1449–1456 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1064>

#### 航天器输入受限的鲁棒自适应姿态跟踪控制

Robust adaptive attitude tracking control of spacecraft with constrained inputs

控制与决策. 2021, 36(9): 2297–2304 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0013>

#### 四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV

控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

#### 一类非线性大系统分散自适应预设性能有限时间跟踪控制

Decentralized adaptive prescribed performance finite-time tracking control for a class of large-scale nonlinear systems

控制与决策. 2020, 35(12): 3045–3052 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0623>

# 基于事件触发的网络化无人车自适应路径跟踪控制

杨宇航<sup>1,2</sup>, 王恒<sup>1,2</sup>, 周欣<sup>1,2</sup>, 李擎<sup>1,2†</sup>

(1. 北京科技大学 自动化学院, 北京 100083; 2. 北京科技大学  
工业过程知识自动化教育部重点实验室, 北京 100083)

**摘要:** 针对网络化无人车存在网络带宽、计算资源受限等问题, 提出一种基于事件触发的自适应路径跟踪控制策略. 考虑轮胎侧滑影响, 建立车辆非线性路径跟踪模型, 设计基于有限时间稳定的自适应反步控制器; 通过设计自适应律估计侧滑角, 抑制轮胎侧滑效应对路径跟踪控制系统的影响, 保证系统在有限时间内达到稳定且收敛至期望路径. 所提出的事件触发机制可以在保证系统路径跟踪性能的前提下有效减少控制指令的传输次数. Simulink/CarSim 联合仿真实验结果表明, 在轮胎侧滑干扰的影响下, 所设计的方法能够保证系统具有期望的路径跟踪性能, 同时降低网络带宽占用率.

**关键词:** 网络化无人车; 路径跟踪; 事件触发; 自适应反步法; 轮胎侧滑; 有限时间

中图分类号: TP272

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyj.2023.0452

引用格式: 杨宇航, 王恒, 周欣, 等. 基于事件触发的网络化无人车自适应路径跟踪控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(9): 3069-3078.

## Event-triggered finite-time adaptive path following control for connected-automated vehicle

YANG Yu-hang<sup>1,2</sup>, WANG Heng<sup>1,2</sup>, ZHOU Xin<sup>1,2</sup>, LI Qing<sup>1,2†</sup>

(1. School of Automation and Electrical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China; 2. Key Laboratory of Knowledge Automation for Industrial Processes of Ministry of Education, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

**Abstract:** An event-triggered adaptive path following control strategy is proposed in order to address the problem of connected-automated vehicles with the issues of limited network bandwidth and computing resources. A nonlinear path following model, taking into account the effect of tire sideslip, is established. Then, an adaptive backstepping controller based on finite-time is designed. The influence of tire side slip is suppressed by designing an adaptive law, ensuring that the system achieves stability and converges to the desired path within a limited time. Furthermore, the event-triggered mechanism proposed can reduce the number of control commands transmission effectively while guaranteeing the accuracy of path following. Finally, the results of simulation show that the proposed method can ensure the system with desired path following performance under the influence of tire side slip disturbance, while reducing the network bandwidth occupancy rate.

**Keywords:** connected-automated vehicle; path following; event-triggered mechanism; backstepping; tire side slip; finite-time

## 0 引言

近年来, 自动驾驶技术在社会各领域得到广泛应用, 在减少交通事故、缓解交通拥堵等方面起着关键性作用. 路径跟踪控制是自动驾驶的关键技术之一, 是保证无人车稳定、可靠运行的基础. 然而, 目前仍有诸多挑战性难题亟待解决<sup>[1-2]</sup>.

常见的路径跟踪控制方法有鲁棒控制<sup>[3]</sup>、自适应控制<sup>[4]</sup>和MPC控制<sup>[5]</sup>等. 针对不同场景和需求, 人们通常选用对应的控制方法进行路径跟踪控制器的设计. 文献[6]根据车辆转向系统模型, 设计了基于神经网络PID的横向误差跟踪控制器, 但PID控制存在依赖参数整定质量, 控制精度较差的问题. 文献[7]基于

收稿日期: 2023-04-10; 录用日期: 2023-07-17.

基金项目: 国家自然科学基金项目(62173029, 62273033); 中央高校基本科研业务费专项资金项目(FRF-BD-19-002A).

责任编辑: 郭戈.

†通讯作者. E-mail: liqing@ies.ustb.edu.cn.

车辆线性变参数模型,设计 $H_\infty$ 鲁棒控制器处理横向跟踪误差,提高跟踪精度.上述方法均是基于线性化假设实现控制目标,在实际工况中车辆模型存在高度非线性、不确定性.文献[8]基于模型预测控制(model predictive control, MPC),通过在线优化求解最优控制器,提高变速条件下跟踪的精度,但MPC方法需要大量在线计算,对设备的算力要求较高.自适应控制对建模不确定性和外界干扰具有较强的鲁棒性.文献[9]提出一种自适应鲁棒控制策略,针对参数不确定性问题设计自适应更新律,可处理跟踪过程中轮胎转弯刚度的变化,提高无人驾驶的可靠性与安全性.

随着通信网络技术的迅速发展,网络化无人车(connected-automated vehicle, CAV)得到人们的广泛关注.网络化无人车可以有效提高处理信息的效率,充分利用云地图服务和云计算资源<sup>[10-11]</sup>.但由于车载网络带宽的限制,大量频繁的信息交互将造成通信拥塞,致使数据传输延迟<sup>[12]</sup>.因此,网络通信对于车辆协调控制和调度至关重要.文献[13]设计事件触发机制,在智能体编队任务中减少不必要的信息传输;文献[14]设计自适应事件触发机制,根据资源估计调整阈值,进一步节省通信资源.然而,随着时间的推移,其阈值会出现单调收紧的情况,导致事件触发控制器性能衰退.为解决上述问题,文献[15]通过引入系统内部动态变量建立动态事件触发机制,与传统的事件触发机制相比,能减少更多的冗余数据传输.需要指出的是,以上研究主要通过降低车载传感器采集数据的频率节省通信资源,但在减少网络负担的同时,跟踪精度也将受到影响.因此,考虑到网络化无人车的跟踪性能指标,基于事件触发的有限时间路径跟踪控制问题仍需进一步解决.

本文针对受轮胎侧滑影响的网络化无人车路径跟踪控制问题,提出一种基于事件触发的有限时间自适应路径跟踪控制器.主要贡献如下:

1) 建立基于运动学的非线性路径跟踪模型,提出基于指令滤波的自适应反步控制策略,避免对反步法中的虚拟控制律进行重复微分.相比于文献[16],可避免模型线性化误差对跟踪性能造成的影响.

2) 设计有限时间自适应控制器,使跟踪误差在有限时间内收敛至给定值范围内,同时考虑轮胎侧滑效应,估计侧滑角上界,在控制器设计过程中将其补偿,降低侧滑角对跟踪性能的影响.

3) 通过引入事件触发机制,在保证系统路径跟踪性能的基础上有效减少网络化无人车控制信号的传输次数,降低网络带宽占用率.

## 1 系统描述

本文针对如图1所示的网络化无人车模型,设计基于事件触发机制的自适应路径跟踪控制策略.由传感器采集车辆的实时状态信息,通过网络传递给远程控制器.当满足触发条件时,控制信号通过网络传递至车辆执行机构,从而控制车辆跟踪给定路径.

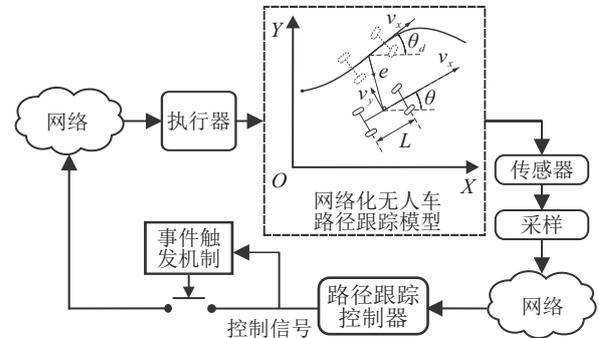


图1 网络化无人车模型

### 1.1 车辆运动学模型

将无人车运动学模型描述为自行车模型,如图2所示.其中: $(x, y)$ 表示车辆后轴中心在坐标系中的位置, $L$ 是车辆的轴距, $\theta$ 是航向角, $\phi$ 是前轮转向角, $\alpha_1$ 和 $\alpha_2$ 分别是后轮和前轮的轮胎侧滑角度.

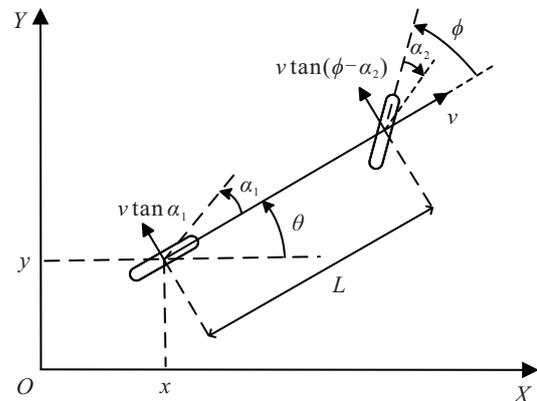


图2 车辆模型

车辆运动学模型可描述为

$$\begin{cases} \dot{x} = \frac{\cos(\theta + \alpha_1)}{\cos \alpha_1} v = (\cos \theta - \tan \alpha_1 \sin \theta) v, \\ \dot{y} = \frac{\sin(\theta + \alpha_1)}{\cos \alpha_1} v = (\sin \theta + \tan \alpha_1 \cos \theta) v, \\ \dot{\theta} = \left( \frac{\tan(\phi - \alpha_2) - \tan \alpha_1}{L} \right) v, \\ \dot{\phi} = \omega. \end{cases} \quad (1)$$

其中: $v$ 和 $\omega$ 是路径跟踪系统的控制量,分别为车辆的速度和前轮转向角速度.

### 1.2 路径跟踪模型

假设期望路径 $y_d = f(x)$ 连续且3次可导.定义路径跟踪误差<sup>[16]</sup>为

$$\begin{cases} e_1 = f(x) - y, \\ e_2 = f'(x) \cos \theta - \sin \theta, \\ e_3 = f''(x) \cos^2 \theta - \frac{\tan \phi}{L} (f'(x) \sin \theta + \cos \theta). \end{cases} \quad (2)$$

这里,类似文献[16],假设  $f'(x) \sin \theta + \cos \theta \neq 0$ ,由式(2)可得到路径跟踪状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_2 v \\ e_3 v \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1(\theta, f', \alpha_1) \\ g_2(\theta, \phi, f', f'', \alpha_1, \alpha_2) \\ g_3(\theta, \phi, f', f'', f''', \alpha_1, \alpha_2) \end{bmatrix} v. \quad (3)$$

非线性项  $g_1, g_2, g_3$  为

$$g_1(\theta, f', \alpha_1) = -(f'(x) \sin \theta + \cos \theta) \tan \alpha_1, \quad (4)$$

$$g_2(\theta, \phi, f', f'', \alpha_1, \alpha_2) = \frac{f'(x) \sin \theta + \cos \theta}{L} (\tan \phi - \tan(\phi - \alpha_2)) + \left( \frac{f'(x) \sin \theta + \cos \theta}{L} - f''(x) \cos \theta \sin \theta \right) \tan \alpha_1, \quad (5)$$

$$g_3(\theta, \phi, f', f'', f''', \alpha_1, \alpha_2) = \left( \frac{2f''(x) \cos \theta \sin \theta}{L} + \frac{f'(x) \cos \theta \tan \phi}{L^2} - \frac{\sin \theta \tan \phi}{L^2} - f'''(x) \cos^2 \theta \sin \theta - \frac{f''(x) \sin^2 \theta \tan \phi}{L} \right) \tan \alpha_1 + \left( \frac{2f''(x) \cos \theta \sin \theta}{L} + \frac{f'(x) \cos \theta \tan \phi}{L^2} - \frac{\sin \theta \tan \phi}{L^2} \right) \times (\tan \phi - \tan(\phi - \alpha_2)). \quad (6)$$

式(3)中控制输入  $u$  对应的控制量是车速  $v$  和车辆前轮转向角速度  $\omega$ , 满足以下等式关系:

$$u = av - b\omega. \quad (7)$$

其中

$$a = f'''(x) \cos^3 \theta - 3 \frac{f''(x) \cos \theta \sin \theta \tan \phi}{L} - \frac{f'(x) \cos \theta \tan^2 \phi}{L^2} + \frac{\sin \theta \tan^2 \phi}{L^2},$$

$$b = \frac{\cos \theta + f'(x) \sin \theta}{L \cos^2 \phi}.$$

定义  $\xi_1 = \frac{e_1}{v}$ ,  $\xi_2 = e_2$ ,  $\xi_3 = e_3 v$ , 路径跟踪模型为

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = \xi_2 + g_{11} \alpha_1, \\ \dot{\xi}_2 = \xi_3 + g_{21} \alpha_1 + g_{22} \alpha_2, \\ \dot{\xi}_3 = \bar{u} + g_{31} \alpha_1 + g_{32} \alpha_2, \\ \bar{u} = uv. \end{cases} \quad (8)$$

其中假设侧滑角  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  足够小. 在  $\alpha_1, \alpha_2 = 0$  处对式(4)~(6)作泰勒展开可得

$$g_{11} = -(f'(x) \sin \theta + \cos \theta),$$

$$g_{21} = v \left( \frac{f'(x) \sin \theta + \cos \theta}{L} - f''(x) \cos \theta \sin \theta \right),$$

$$g_{22} = v \left( \frac{f'(x) \sin \theta + \cos \theta}{L \cos^2 \phi} \right),$$

$$g_{31} = v^2 \left( \frac{2f''(x) \cos \theta \sin \theta}{L} + \frac{f'(x) \cos \theta \tan \phi}{L^2} - \frac{\sin \theta \tan \phi}{L^2} - \left( f'''(x) \cos^2 \theta \sin \theta - \frac{f''(x) \sin^2 \theta \tan \phi}{L} \right) \right),$$

$$g_{32} = v^2 \left( \frac{2f''(x) \cos \theta \sin \theta}{L \cos^2 \phi} + \frac{f'(x) \cos \theta \tan \phi}{L^2 \cos^2 \phi} - \frac{\sin \theta \tan \phi}{L^2 \cos^2 \phi} \right).$$

**注1** 对于式(3)中的非线性项  $g_1 \sim g_3$  (式(4)~(6)), 文献[16]考虑侧滑角  $\alpha_1, \alpha_2$  很小, 并对其进行泰勒展开, 同时假设  $\theta \approx \theta_r, \phi \approx \phi_r$ , 从而进行线性化处理. 与文献[16]不同, 本文无需该假设, 所提出方法能够减小线性化处理对路径跟踪控制性能的影响.

以下引理将用于后续控制器的设计及系统有限时间稳定性证明.

**引理1** 设  $a > 1, b > 1, \frac{1}{a} + \frac{1}{b} = 1$ , 则  $\forall m, n \geq 0$ ,

$$有 m \cdot n \leq \frac{m^a}{a} + \frac{n^b}{b}.$$

**引理2**<sup>[17]</sup> 存在正实数  $m_1, m_2, m_3$ , 有

$$|x|^{m_1} |y|^{m_2} \leq$$

$$\frac{m_1 m_3}{m_1 + m_2} |x|^{m_1 + m_2} + \frac{m_2 m_3^{-\frac{m_1}{m_2}}}{m_1 + m_2} |y|^{m_1 + m_2},$$

$x, y$  是任意实变量.

**引理3**<sup>[17]</sup> 对于  $\psi \in \mathbb{R}, i = 1, 2, \dots, n, 0 < p \leq 1$ , 有

$$\left( \sum_{i=1}^n |\psi| \right)^p \leq \sum_{i=1}^n |\psi|^p \leq n^{1-p} \left( \sum_{i=1}^n |\psi| \right)^p.$$

**引理4**<sup>[18]</sup> 假设存在  $M, N > 0, 0 < p < 1, 0 < D < \infty$ , 使

$$\dot{V}(x) \leq -MV(x) - NV^p(x) + D,$$

则系统  $\dot{x} = f(x, u)$  有限时间稳定.

## 2 基于事件触发的自适应反步控制器设计

定义

$$\begin{cases} z_i = \xi_i - \bar{\tau}_i, \\ \eta_i = z_i - c_i. \end{cases} \quad (9)$$

其中:  $i = 1, 2, 3; c_i$  是补偿信号;  $\bar{\tau}_i$  是指令滤波器的输出. 指令滤波器定义如下:

$$\varepsilon_i \dot{\bar{\tau}}_i + \bar{\tau}_i = \tau_i, \bar{\tau}_i(0) = \tau_i(0), i = 1, 2, 3. \quad (10)$$

其中:  $\tau_i$  是待设计的第  $i$  阶虚拟控制律,  $\bar{\tau}_1 = 0$ ;  $\varepsilon_i > 0$  是滤波器参数.

**引理5**<sup>[19]</sup> 当虚拟控制律  $\tau_i$  满足  $|\tau_i| < \varpi$ ,  $|\dot{\tau}_i| < \kappa$  时, 存在常数  $\varepsilon_0$  满足  $\varepsilon_i > \varepsilon_0 > 0$ , 使得指令滤波器(10)满足  $|\bar{\tau}_i - \tau_i| \leq \vartheta$ , 其中  $\vartheta = \frac{\kappa}{\varepsilon_0}$ ,  $i = 1, 2, 3$ .

**证明** 本文设计的指令滤波器为

$$\varepsilon_i \dot{\bar{\tau}}_i + \bar{\tau}_i = \tau_i.$$

其中:  $\varepsilon_i > 0$ ,  $\bar{\tau}_i(0) = \tau_i(0)$ . 因为  $\tau_i$  满足  $|\tau_i| < \varpi$ ,  $|\dot{\tau}_i| < \kappa$ , 定义滤波误差  $\bar{\tau}_i - \tau_i = \chi$ , 则

$$\dot{\chi} = -\varepsilon_i \chi - \tau_i,$$

$$\chi = -\int_0^t \tau_i(t_d) e^{-\varepsilon_i(t-t_d)} dt_d,$$

$$|\chi| \leq \max |\dot{\tau}_i(t_d)| \int_0^t e^{-\varepsilon_i(t-t_d)} dt_d \leq$$

$$\frac{\kappa}{\varepsilon_i} (1 - e^{-\varepsilon_i t}) \leq \frac{\kappa}{\varepsilon_0}. \quad \square$$

首先, 设计基于指令滤波的自适应反步控制策略.

**step 1:** 定义  $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2]^T$ ,  $G_i = [g_{i1}, g_{i2}]^T$ ,  $i = 1, 2, 3$ , 其中  $g_{12} = 0$ . 由式(9)可知,  $z_1$  的导数为

$$\dot{z}_1 = \dot{\xi}_1 = z_2 + (\bar{\tau}_2 - \tau_2) + \tau_2 + \alpha^T G_1. \quad (11)$$

设计补偿信号  $c_1$  满足

$$\dot{c}_1 = -k_1 c_1 + (\bar{\tau}_2 - \tau_2) + c_2 - l_1 \text{sign}(c_1). \quad (12)$$

其中:  $c_1(0) = 0$ ,  $k_1, l_1 > 0$  是待选参数. 联立式(11)和(12), 得到

$$\dot{\eta}_1 = \eta_2 + \tau_2 + \alpha^T G_1 + k_1 c_1 + l_1 \text{sign}(c_1). \quad (13)$$

选取 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2} \eta_1^2 + \frac{1}{2\gamma} \bar{\alpha}^2 > 0,$$

有

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & \eta_1(\eta_2 + \tau_2 + \alpha^T G_1 + \\ & k_1 c_1 + l_1 \text{sign}(c_1)) + \frac{1}{\gamma} \bar{\alpha} \dot{\bar{\alpha}}. \end{aligned} \quad (14)$$

定义侧滑角的上界  $\bar{\alpha}$  为

$$\bar{\alpha} = \max\{\|\alpha_1\|^2, \|\alpha_2\|^2\}.$$

同时, 定义  $\bar{\alpha}$  的估计值为  $\hat{\alpha}$ , 估计误差  $\tilde{\alpha}$  满足

$$\tilde{\alpha} = \bar{\alpha} - \hat{\alpha}. \quad (15)$$

根据引理1可得

$$\eta_1 \alpha^T G_1 \leq \frac{\bar{\alpha} \eta_1^2 \|G_1\|^2}{4a_1^2} + a_1^2, \quad (16)$$

$$\eta_1 l_1 \text{sign}(c_1) \leq \frac{\eta_1^2}{2} + \frac{l_1^2}{2}, \quad (17)$$

其中  $a_1 > 0$  为待设常数.

基于式(14)设计虚拟控制律  $\tau_2$  为

$$\tau_2 = -k_1 z_1 - \frac{\hat{\alpha} \eta_1 \|G_1\|^2}{4a_1^2} - \rho_1 \eta_1^{2p-1}. \quad (18)$$

其中:  $\rho_1 > 0$ ,  $0 < p < 1$ . 将式(16)~(18)代入(14), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & -\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) \eta_1^2 - \rho_1 \eta_1^{2p} + \eta_1 \eta_2 + \\ & \frac{1}{\gamma} \tilde{\alpha} \left( \gamma \frac{\eta_1^2 \|G_1\|^2}{4a_1^2} - \dot{\hat{\alpha}} \right) + \frac{l_1^2}{2} + a_1^2. \end{aligned}$$

**step 2:** 由式(9)可知,  $z_2$  的导数为

$$\dot{z}_2 = \dot{\xi}_2 - \dot{\tau}_2 =$$

$$z_3 + (\bar{\tau}_3 - \tau_3) + \tau_3 + \alpha^T G_2 - \dot{\tau}_2. \quad (19)$$

与 step 1 类似, 定义补偿信号  $c_2$  满足

$$\dot{c}_2 = -k_2 c_2 + (\bar{\tau}_3 - \tau_3) + c_3 - c_1 - l_2 \text{sign}(c_2). \quad (20)$$

其中:  $c_2(0) = 0$ ,  $k_2, l_2 > 0$  为待选参数. 联立式(19)和(20)可得

$$\dot{\eta}_2 = \eta_3 + c_1 + \tau_3 + \alpha^T G_2 - \dot{\tau}_2 + k_2 c_2 + l_2 \text{sign}(c_2). \quad (21)$$

选取 Lyapunov 函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \eta_2^2,$$

有

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \dot{V}_1 + \eta_2(\eta_3 + c_1 + \tau_3 + \alpha^T G_2 - \\ & \dot{\tau}_2 + k_2 c_2 + l_2 \text{sign}(c_2)). \end{aligned} \quad (22)$$

根据引理1可得

$$\eta_2 \alpha^T G_2 \leq \frac{2}{4a_2^2} \bar{\alpha} \eta_2^2 \|G_2\|^2 + \frac{a_2^2}{2}, \quad (23)$$

$$\eta_2 l_2 \text{sign}(c_2) \leq \frac{\eta_2^2}{2} + \frac{l_2^2}{2}, \quad (24)$$

其中  $a_2 > 0$  为待设常数.

基于式(22)设计虚拟控制律  $\tau_3$  为

$$\tau_3 = -k_2 z_2 - z_1 - \frac{2\hat{\alpha} \eta_2 \|G_2\|^2}{4a_2^2} - \rho_2 \eta_2^{2p-1} + \dot{\tau}_2, \quad (25)$$

其中  $\rho_2 > 0$  是待选参数. 将式(23)~(25)代入(22)后得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -\sum_{j=1}^2 \left(k_j - \frac{1}{2}\right) \eta_j^2 - \sum_{j=1}^2 \rho_j \eta_j^{2p} + \eta_2 \eta_3 + \\ & \frac{1}{\gamma} \tilde{\alpha} \left( \gamma \sum_{j=1}^2 \frac{j \eta_j^2 \|G_j\|^2}{4a_j^2} - \dot{\hat{\alpha}} \right) + \sum_{j=1}^2 \left( \frac{a_j^2}{j} + \frac{l_j^2}{2} \right). \end{aligned}$$

**step 3:**  $z_3$  的导数为

$$\dot{z}_3 = \dot{\xi}_3 - \dot{\tau}_3 = \bar{u} + \alpha^T G_3 - \dot{\tau}_3. \quad (26)$$

定义补偿信号  $c_3$  满足

$$\dot{c}_3 = -k_3 c_3 - c_2 - l_3 \text{sign}(c_3). \quad (27)$$

其中:  $c_3(0) = 0$ ,  $k, l_3 > 0$  是待选参数. 联立式(26)和(27)可得

$$\dot{\eta}_3 = \bar{u} + k_3 c_3 + c_2 + \alpha^T G_3 - \dot{\tau}_3 + l_3 \text{sign}(c_3). \quad (28)$$

选取Lyapunov函数

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} \eta_3^2,$$

有

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + \eta_3(\bar{u} + k_3 c_3 + c_2 + \alpha^T G_3 - \dot{\tau}_3 + l_3 \text{sign}(c_3)). \quad (29)$$

与 step 1 和 step 2 类似可得

$$\eta_3 \alpha^T g_3 \leq \frac{3}{4a_3^2} \bar{\alpha} \eta_3^2 \|G_3\|^2 + \frac{a_3^2}{3}, \quad (30)$$

$$\eta_3 l_3 \text{sign}(c_3) \leq \frac{\eta_3^2}{2} + \frac{l_3^2}{2}, \quad (31)$$

其中  $a_3 > 0$  为待设常数.

给出 step 3 的虚拟控制律  $\tau_4$  为

$$\tau_4 = z_2 + k_3 z_3 + \rho_3 \eta_3^{2p-1} + \frac{3\hat{\alpha} \eta_3 \|G_3\|^2}{4a_3^2} - \dot{\tau}_3 + \frac{\eta_3}{2}. \quad (32)$$

定义自适应律为

$$\dot{\hat{\alpha}} = \sum_{j=1}^3 \gamma \frac{j \eta_j \|G_j\|^2}{4a_j^2} - \mu \hat{\alpha}, \quad (33)$$

其中  $\mu$  为待设计参数.

将式(30)~(33)代入(29)后可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & \eta_3(\bar{u} + \tau_4) + \frac{\mu}{\gamma} \hat{\alpha} \hat{\alpha} - \sum_{j=1}^3 \rho_j \eta_j^{2p} - \\ & \sum_{j=1}^2 \left(k_j - \frac{1}{2}\right) \eta_j^2 - k_3 \eta_3^2 + \sum_{j=1}^3 \left(\frac{a_j^2}{j} + \frac{l_j^2}{2}\right). \end{aligned} \quad (34)$$

下面, 讨论引入事件触发机制的情况, 设触发时刻为  $t_k$ , 基于事件触发的控制输入为  $\bar{u}_k$ . 当  $t = t_k$  时,  $\bar{u}_k = \bar{u}(t_k)$ . 由于  $u_k$  在触发间隔  $[t_k, t_{k+1})$  内维持上一时刻的触发值, 控制输入会存在采样偏差

$$e_k(t) = \bar{u}_k - \bar{u}(t), \quad t \in [t_k, t_{k+1}). \quad (35)$$

考虑采样偏差(35), 式(34)可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & \eta_3(\bar{u}(t) + e_k(t) + \tau_4) + \frac{\mu}{\gamma} \hat{\alpha} \hat{\alpha} - \sum_{j=1}^3 \rho_j \eta_j^{2p} - \\ & \sum_{j=1}^2 \left(k_j - \frac{1}{2}\right) \eta_j^2 - k_3 \eta_3^2 + \sum_{j=1}^3 \left(\frac{a_j^2}{j} + \frac{l_j^2}{2}\right). \end{aligned} \quad (36)$$

为使式(36)满足稳定性条件, 设计控制器  $\bar{u}(t)$  为

$$\bar{u}(t) = -\frac{\eta_3 \tau_4^2}{(1 - \zeta_1) \sqrt{\eta_3^2 \tau_4^2 + \delta^2}}, \quad (37)$$

其中参数  $\delta$  满足  $0 < \delta < 1$ .

基于采样偏差(35), 触发条件设定为

$$t_{k+1} = \inf \{t \in \mathfrak{R} \mid |e_k(t)| \geq \zeta_1 |\bar{u}(t)| + \zeta_2 e^{-\lambda t}\}. \quad (38)$$

其中:  $0 \leq \zeta_1 < 1$ ,  $\zeta_2 > 0$  和  $\lambda > 0$  是待选参数.

将控制律(37)代入事件触发机制(38)中可得

$$\begin{aligned} \eta_3 e(t) \leq & \zeta_1 |\eta_3 \bar{u}(t)| + |\eta_3 \zeta_2 e^{-\lambda t}| \leq \\ & -\zeta_1 \eta_3 \bar{u}(t) + \frac{\eta_3^2}{2} + \frac{\zeta_2^2}{2}. \end{aligned} \quad (39)$$

根据估计误差(15)有如下不等式成立:

$$\frac{\mu}{\gamma} \hat{\alpha} \hat{\alpha} \leq -\frac{3\mu}{4\gamma} \hat{\alpha}^2 + \frac{\mu}{4\gamma} \bar{\alpha}^2. \quad (40)$$

将不等式(39)和(40)代入(36), 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & \eta_3((1 - \zeta_1) \bar{u}(t) + \tau_4) - \sum_{j=1}^3 \left(k_j - \frac{1}{2}\right) \eta_j^2 - \\ & \sum_{j=1}^3 \rho_j \eta_j^{2p} - \frac{3\mu}{4\gamma} \hat{\alpha}^2 + \frac{\mu}{4\gamma} \bar{\alpha}^2 + \sum_{j=1}^3 \frac{l_j^2}{2} + \frac{\zeta_2^2}{2}. \end{aligned} \quad (41)$$

式(41)中等号右侧的首项可变换为

$$\eta_3((1 - \zeta_1) \bar{u}(t) + \tau_4) = \tau_4 \eta_3 - \frac{\eta_3^2 \tau_4^2}{\sqrt{\eta_3^2 \tau_4^2 + \delta^2}} \leq \delta. \quad (42)$$

将不等式(42)代入(41)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -\sum_{j=1}^3 \left(k_j - \frac{1}{2}\right) \eta_j^2 - \sum_{j=1}^3 \rho_j \eta_j^{2p} - \frac{3\mu}{4\gamma} \hat{\alpha}^2 + \frac{\mu}{4\gamma} \bar{\alpha}^2 + \\ & \mu \left(\frac{\bar{\alpha}^2}{2\gamma}\right)^p + \sum_{j=1}^3 \frac{l_j^2}{2} + \frac{\zeta_2^2}{2} - \mu \left(\frac{\bar{\alpha}^2}{2\gamma}\right)^p + \delta. \end{aligned} \quad (43)$$

由引理2可知

$$\mu \left(\frac{\bar{\alpha}^2}{2\gamma}\right)^p \leq \frac{\mu}{2\gamma} \bar{\alpha}^2 + \mu(1 - p) p^{\frac{1}{1-p}}, \quad (44)$$

将式(44)代入(43), 根据引理3可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -\sum_{j=1}^3 \left(k_j - \frac{1}{2}\right) \eta_j^2 - \frac{\mu}{4\gamma} \bar{\alpha}^2 - \\ & \sum_{j=1}^3 \rho_j \eta_j^{2p} - \mu \left(\frac{\bar{\alpha}^2}{2\gamma}\right)^p + D \leq \\ & -MV_3 - NV_3^p + D. \end{aligned} \quad (45)$$

其中

$$M = \min \left\{ k_j - \frac{1}{2}, \frac{\mu}{2} \right\} > 0,$$

$$N = \min \{ 2^p \rho_j > 0 \},$$

$$D = \sum_{j=1}^3 \frac{l_j^2}{2} + \frac{\zeta_2^2}{2} + \frac{\mu}{\gamma} \bar{\alpha}^2 + \mu(1 - p) p^{\frac{1}{1-p}} + \delta.$$

应用引理4, 可得式(45)满足有限时间稳定条件.

**定理1** 给定系统(8), 设计事件触发条件为式(38), 结合各阶虚拟控制律(18)、(25)和(32), 设计控制器为(37), 则:

1) 系统(8)中的所有信号均有界.

2)  $\eta_i$  在有限时间  $T_1$  内收敛至零点附近的邻域内,即

$$|\eta_i| \leq \sqrt[2]{2\left(\frac{D}{(1-\beta)N}\right)^{\frac{1}{p}}}, \quad (46)$$

其中  $0 < \beta < 1$  是待设计参数.  $T_1$  满足

$$T_1 \leq \frac{1}{M(1-p)} \ln\left(\frac{MV_3^{1-p}(x_0) + \beta N}{\beta N}\right).$$

**证明** 式(45)可等价为

$$\dot{V}_3 \leq -MV_3 - \beta NV_3^p - (1-\beta)NV_3^p + D. \quad (47)$$

若选择合适的参数满足  $D - (1-\beta)NV_3^p < 0$ , 则有

$$\dot{V}_3 \leq -MV_3 - \beta NV_3^p. \quad (48)$$

由式(48)及引理4可知,能量函数  $V_3$  能够在有限时间衰减至

$$V_3 \leq \left(\frac{D}{(1-\beta)N}\right)^{\frac{1}{p}}.$$

由  $V_3$  的定义可知,  $\eta_i$  在有限时间内收敛:

$$\sum_{i=1}^3 \frac{1}{2} \eta_i^2 < V_3 \leq \left(\frac{D}{(1-\beta)N}\right)^{\frac{1}{p}}. \quad (49)$$

由式(49)可得

$$|\eta_i| \leq \sqrt[2]{2\left(\frac{D}{(1-\beta)N}\right)^{\frac{1}{p}}}.$$

现对不等式(48)积分得

$$\int_0^{T_1} dt \leq \int_{V_3(x_0)}^{V_3(x)} \frac{1}{MV_3 + NV_3^p} dV_3,$$

求解可得

$$T_1 \leq \frac{1}{M(1-p)} \left[ \ln\left(\frac{M}{\beta N} V_3^{1-p}(x) + 1\right) - \ln\left(\frac{MV_3^{1-p}(x_0) + \beta N}{\beta N}\right) \right].$$

整理可得  $T_1$  满足

$$T_1 \leq \frac{1}{M(1-p)} \ln\left(\frac{MV_3^{1-p}(x_0) + \beta N}{\beta N}\right). \quad \square$$

同理可证本文在式(9)中所定义的补偿信号  $c_i$  在有限时间内是有界的. 选取 Lyapunov 函数

$$V_4 = \sum_{i=1}^3 \frac{1}{2} c_i^2,$$

有

$$\dot{V}_4 = -\sum_{i=1}^3 k_i c_i^2 + \sum_{i=1}^2 c_i(\bar{\tau}_{i+1} - \tau_{i+1}) - \sum_{i=1}^3 l_i |c_i|. \quad (50)$$

类似文献[19],应用引理5可得,存在时间  $T_r > 0$ , 满足  $|\bar{\tau}_{i+1} - \tau_{i+1}| \leq \vartheta$ , 其中  $i = 1, 2, 3$ , 则式(50)等价于

$$\dot{V}_4 \leq -\sum_{i=1}^3 k_i c_i^2 - \sum_{i=1}^3 (l_i - \vartheta_i) |c_i| \leq$$

$$-M_1 V_4 - N_1 V_4^{\frac{1}{2}}.$$

其中:  $M_1 = 2 \min\{k_i\}$ ,  $N_1 = \sqrt{2} \min\{(l_i - \vartheta)\}$ . 定义参数  $l_i > \vartheta$ , 因此,在  $t > T_2$  能保证补偿系统  $c_i = 0$ , 类似定理1的证明可得  $T_2$  满足

$$T_2 \leq \frac{2}{M_1} \ln\left(\frac{M_1 V_4^{\frac{1}{2}}(x_0) + \beta_1 N_1}{\beta_1 N_1}\right) + T_r.$$

其中:  $0 < \beta_1 < 1$ ,  $i = 1, 2, 3$ . 结合上述证明,根据式(9)可得  $z_1$  能够在  $T = T_1 + T_2$  内收敛至有界,即

$$|z_1| \leq |c_1| + |\eta_1| \leq \sqrt[2]{2\left(\frac{D}{(1-\beta)N}\right)^{\frac{1}{p}}}.$$

因此本文所设计的自适应跟踪控制系统能够实现本文所提出的控制目标,即:跟踪误差  $e_1 = y - y_d$  在有限时间  $T$  内收敛至有界范围内,  $|e_1| \leq \Delta$ , 其中

$$\Delta = \sqrt[2]{2\left(\frac{D}{(1-\beta)N}\right)^{\frac{1}{p}}}.$$

**注2** 定理1给出的控制器  $\bar{u}(t)$  结合事件触发条件(38)能够使系统(8)在有限时间稳定并收敛至零点附近的邻域内. 由采样偏差(35)可得

$$\frac{d}{dt} |e_k(t)| = \text{sign}(e_k) \dot{e}_k \leq |\dot{u}(t)|. \quad (51)$$

假设  $|\dot{u}| \leq \varpi$ . 下面通过反证法说明引入事件触发机制后不会引发芝诺现象. 首先,对不等式(51)两侧积分可得

$$|e_k| \leq \varpi(t - t_k), \quad t \in [t_k, t_{k+1}). \quad (52)$$

当  $t = t_{k+1}$ , 可得

$$\zeta_2 e^{-\lambda t_{k+1}} \leq |e(t_{k+1})| \leq \varpi T_k, \quad (53)$$

其中  $T_k = t_{k+1} - t_k$  为第  $k$  个触发周期. 假设事件触发条件(38)在有限时间内出现无限次成立的情况, 则有  $\lim_{f \rightarrow \infty} T_k = 0$ , 其中  $f$  为采样频率. 式(53)等价于

$$0 < \zeta_2 e^{-\lambda t_\infty} \leq \varpi T_k = 0.$$

上述不等式矛盾,无芝诺现象发生.

**注3** 路径跟踪性能可通过调节参数进行改进,根据式(49)可知,选取  $\beta$  可以调整  $\eta$  的阈值. 因此,增大参数  $k_i, \rho_i, \gamma$ , 同时减小  $a_i, l_i, \sigma$  可调节跟踪误差.

### 3 仿真验证

在本节中,为验证本文所提方法的有效性,类似文献[16],引入无人车动力学模型

$$\begin{cases} M(\dot{v}_x - v_y \dot{\theta}) = F_{x_2} \cos \phi + F_{x_1} - F_{y_2} \sin \phi, \\ M(\dot{v}_y + v_x \dot{\theta}) = F_{y_1} + F_{y_2} \cos \phi + F_{x_2} \sin \phi, \\ I_{zz} \ddot{\theta} = L_2 F_{y_2} \cos \phi - L_1 F_{y_1} + L_2 F_{x_2} \sin \phi. \end{cases} \quad (54)$$

其中:  $M$  为车辆的质量;  $I_{zz}$  为转动惯量;  $v_x, v_y$  分别为车辆质心处的纵向速度和横向速度;  $F_{x_i}, F_{y_i}$  分

别为作用在车轮上的纵向力和横向力,  $i = 1$ 代表后轮,  $i = 2$ 代表前轮;  $L_1$ 、 $L_2$ 分别代表后轴、前轴距质心点的距离.

侧滑角  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 可表示为

$$\begin{cases} \tan \alpha_1 = \frac{L_r \dot{\theta} - v_y}{v_x}, \\ \tan(\phi - \alpha_2) = \frac{L_f \dot{\theta} + v_y}{v_x}. \end{cases} \quad (55)$$

由式(55)可知,侧滑角受到速度、航向角速度以及车轮转角的影响.

下面,考虑无人车运动学模型(1)受式(55)中侧滑角  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 的影响,分别针对两种不同的参考路径进行仿真验证.

**仿真1** 设定参考路径为

$$y_d = 2 \sin(0.25x) + 0.25x + 1.$$

设定车速为9 m/s. 图3(a)为应用本文所提出的控制方法和文献[16]中方法时,期望路径与车辆跟踪路径的对比. 其中:实线为应用本文所提出方法时的跟踪效果( $y$ 表示),虚线为目标路径( $y_d$ 表示),点线为应用文献[16]方法的跟踪效果.

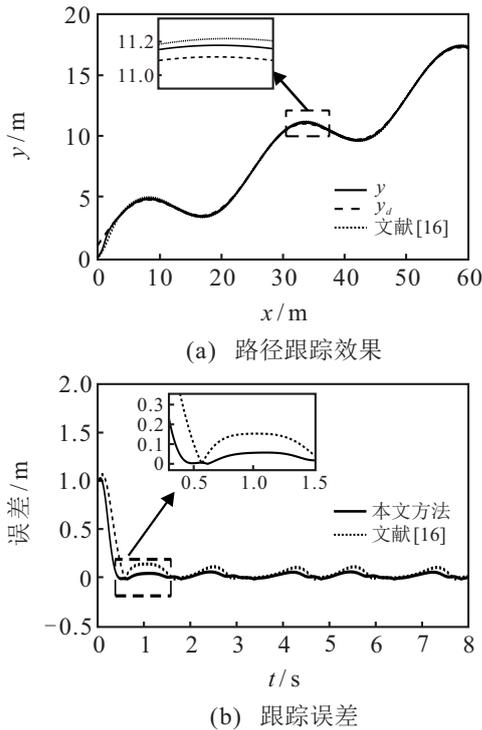


图3 路径跟踪效果(仿真1)

图3(b)为两种方法的路径跟踪精度误差对比. 应用本文设计的控制方法时,车辆在0.34s将跟踪误差稳定在 $\pm 0.1\text{m}$ 范围内;应用文献[16]中方法时,跟踪误差稳定在 $\pm 0.15\text{m}$ . 本文所提出方法对路径的跟踪精度更高. 路径跟踪中的轮胎侧滑角如图4所示,存在初始位置误差时,前轮产生较大的侧滑角,约20 deg;跟踪误差收敛后侧滑角稳定在 $\pm 5\text{deg}$ 范围内.

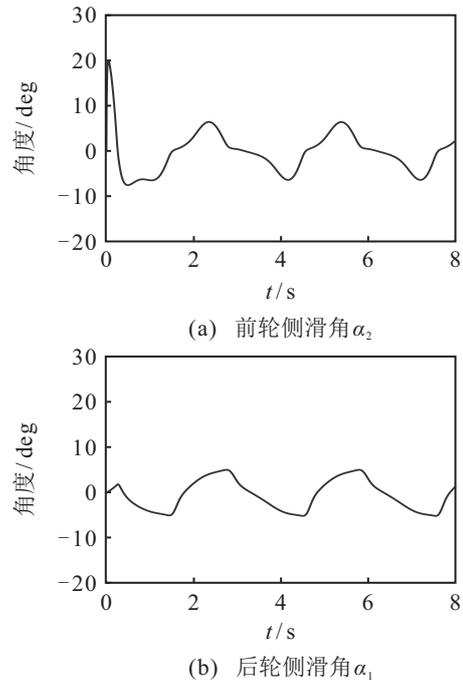


图4 轮胎侧滑角(仿真1)

图5为基于固定周期的时间触发控制输入前轮转向角速度 $\omega(t)$ 以及基于事件触发机制的控制输入 $\omega_k$ 比较. 图6记录了应用本文所提出方法时的事件触发数量及间隔时间.

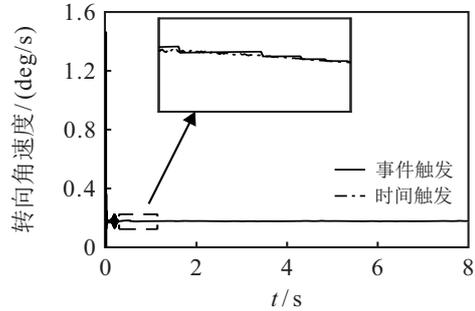


图5 两种触发机制下的转向角速度(控制信号)(仿真1)

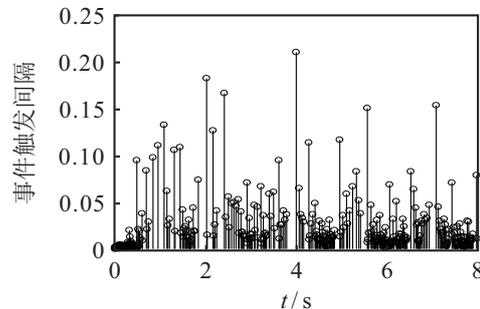


图6 事件触发次数及间隔(仿真1)

**仿真2** 在仿真2中,更改参考路径为

$$y_d = 0.3 \sin(0.5x) + 0.3 \cos(0.8x) + 0.05x + 1.$$

此时,设定的参考路径曲率变化更频繁,对控制器的实时响应能力要求更高. 设定车速为9 m/s.

图7(a)为应用本文所提出控制方法和文献[16]

中方法时,期望路径与车辆实际行驶路径的对比.图7(b)为两种方法的路径跟踪精度误差对比,应用所提出的自适应控制方法得到的路径跟踪精度明显优于文献[16]中的控制方法.

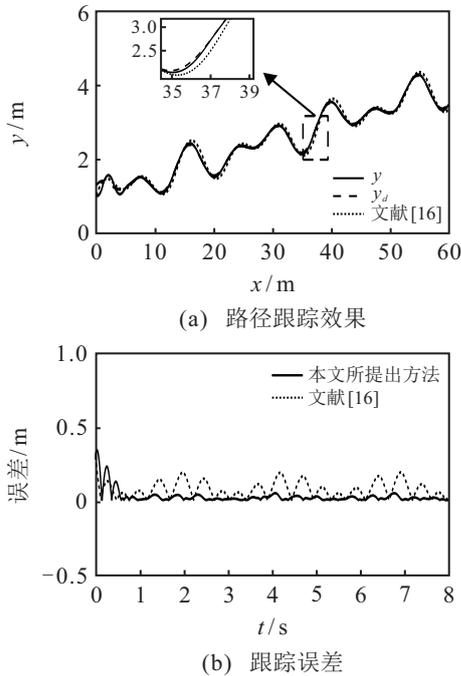


图7 路径跟踪效果(仿真2)

路径跟踪中的轮胎侧滑角如图8所示,前轮侧滑角在 $\pm 5 \text{ deg}$ 左右,后轮侧滑角在 $\pm 10 \text{ deg}$ 范围内.图9为仿真2中基于固定周期的时间触发控制输入前轮转向角速度 $\omega(t)$ 以及基于事件触发机制的控制输入 $\omega_k$ 比较.图10记录了应用本文所提出方法时的事件触发数量及触发的间隔时间.

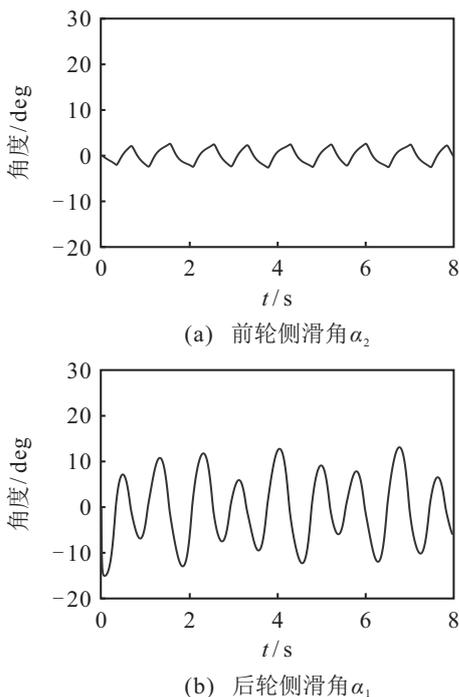


图8 轮胎侧滑角(仿真2)

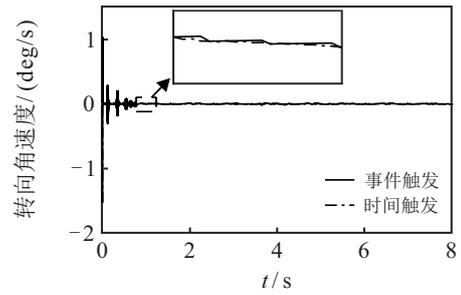


图9 两种触发机制下的转向角速度(控制信号)(仿真2)

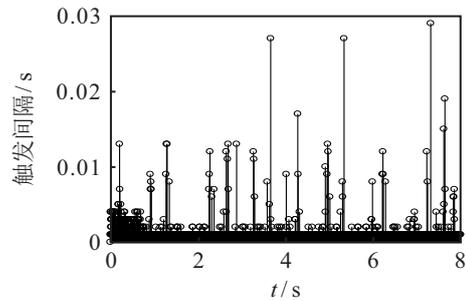


图10 事件触发次数及间隔(仿真2)

路径跟踪控制信号(转向角速度)的触发次数如表1所示.在仿真1中触发事件次数为482次,占固定时间采样方法的6.03%;在仿真2中,触发事件次数为6722次,占时间触发机制的84.02%.当触发条件不满足时,控制输入保持上一时刻的值.由表1可知,两种情况分别减少93.97%和15.98%的触发次数,减少了数据传输次数及计算量.

表1 触发事件数量

	传输次数		通信节省率/%
	时间触发机制	事件触发机制	
仿真1	8000	482	93.97
仿真2	8000	6722	15.98

为进一步验证本文所提出方法的有效性,利用CarSim仿真平台进行基于实车数据及实际道路场景下的仿真验证.图11为CarSim中设置的可视化道路场景,其中道路摩擦系数设置为0.8,轮胎滚动阻力系



图11 CarSim 仿真环境

数为1,车辆参数设定为C级车默认参数. 输入设置为期望速度和前轮转向角度,跟踪目标为仿真1中所给出的参考路径. 路径跟踪效果及车辆相关状态如图12所示. 实验结果表明,本文设计的控制算法应用在实际工况中同样具有较为良好的路径跟踪性能.

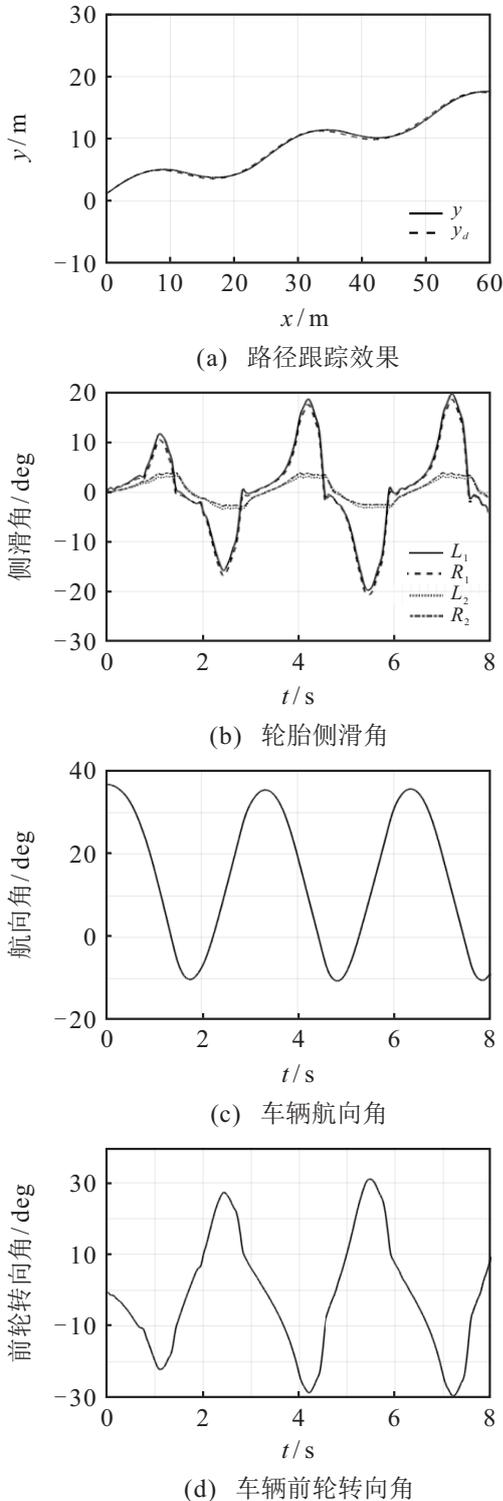


图 12 实际工况下的系统状态

### 4 结论

本文考虑轮胎侧滑干扰影响下的网络化无人车路径跟踪问题,设计一种基于事件触发机制的有限时

间自适应反步控制器;建立非线性路径跟踪模型,避免模型的线性化处理造成的建模误差,保证跟踪误差在有限时间内收敛至给定值范围内. 仿真结果验证了所提出路径跟踪控制方法的有效性,引入的事件触发机制可有效降低网络带宽占用率.

### 参考文献(References)

- [1] Nguyen A T, Sentouh C, Zhang H, et al. Fuzzy static output feedback control for path following of autonomous vehicles with transient performance improvements[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2020, 21(7): 3069-3079.
- [2] Wu Y, Wang L F, Zhang J Z, et al. Path following control of autonomous ground vehicle based on nonsingular terminal sliding mode and active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(7): 6379-6390.
- [3] 张守武, 李擎, 王恒, 等. 非匹配不确定性影响下的无人车路径跟踪控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(1): 160-166.  
(Zhang S W, Li Q, Wang H, et al. Path following control for autonomous vehicles with mismatched uncertainties[J]. Control and Decision, 2022, 37(1): 160-166.)
- [4] 田涛涛, 侯忠生, 刘世达, 等. 基于无模型自适应控制的无人驾驶汽车横向控制方法[J]. 自动化学报, 2017, 43(11): 1931-1940.  
(Tian T T, Hou Z S, Liu S D, et al. Model-free adaptive control based lateral control of self-driving car[J]. Acta Automatica Sinica, 2017, 43(11): 1931-1940.)
- [5] 王志文, 辛鹏, 孙洪涛, 等. 基于收缩约束模型预测控制的无人车路径跟踪[J]. 控制与决策, 2022, 37(3): 625-634.  
(Wang Z W, Xin P, Sun H T, et al. Unmanned vehicle path tracking based on contraction constraint model predictive control[J]. Control and Decision, 2022, 37(3): 625-634.)
- [6] Han G N, Fu W P, Wang W, et al. The lateral tracking control for the intelligent vehicle based on adaptive PID neural network[J]. Sensors, 2017, 17(6): 1244.
- [7] Hang P, Chen X B, Luo F M. LPV/ $H_\infty$  controller design for path tracking of autonomous ground vehicles through four-wheel steering and direct yaw-moment control[J]. International Journal of Automotive Technology, 2019, 20(4): 679-691.
- [8] Huang Y J, Wang H, Khajepour A, et al. A novel local motion planning framework for autonomous vehicles based on resistance network and model predictive control[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(1): 55-66.
- [9] Zhang L, Ding H T, Shi J P, et al. An adaptive

- backstepping sliding mode controller to improve vehicle maneuverability and stability via torque vectoring control[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(3): 2598-2612.
- [10] 雷鸿博, 郭戈, 高原. 通信中断时的网联车辆协作自适应巡航控制[J]. *控制与决策*, 2021, 36(4): 933-939.  
(Lei H B, Guo G, Gao Y. Cooperative adaptive cruise control of connected vehicles under communication interruption[J]. *Control and Decision*, 2021, 36(4): 933-939.)
- [11] Anwar A, Halabi T, Zulkernine M. A coalitional security game against data integrity attacks in autonomous vehicle networks[J]. *Vehicular Communications*, 2022, 37: 100517.
- [12] Li W F, Xie Z C, Zhao J, et al. Velocity-based robust fault tolerant automatic steering control of autonomous ground vehicles via adaptive event triggered network communication[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2020, 143: 106798.
- [13] 周川, 洪小敏, 何俊达, 等. 基于事件触发的时变拓扑多智能体系统编队控制[J]. *控制与决策*, 2017, 32(6): 1103-1108.  
(Zhou C, Hong X M, He J D, et al. Formation control of multi-agent systems with time-varying topology based on event-triggered mechanism[J]. *Control and Decision*, 2017, 32(6): 1103-1108.)
- [14] Li H Y, Zhang Z X, Yan H C, et al. Adaptive event-triggered fuzzy control for uncertain active suspension systems[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2019, 49(12): 4388-4397.
- [15] Ahmad I, Ge X H, Han Q L. Decentralized dynamic event-triggered communication and active suspension control of in-wheel motor driven electric vehicles with dynamic damping[J]. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2021, 8(5): 971-986.
- [16] Arogeti S A, Berman N. Path following of autonomous vehicles in the presence of sliding effects[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61(4): 1481-1492.
- [17] Wang F, Chen B, Liu X P, et al. Finite-time adaptive fuzzy tracking control design for nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2018, 26(3): 1207-1216.
- [18] Li Y X. Finite time command filtered adaptive fault tolerant control for a class of uncertain nonlinear systems[J]. *Automatica*, 2019, 106: 117-123.
- [19] Dong W J, Farrell J A, Polycarpou M M, et al. Command filtered adaptive backstepping[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2012, 20(3): 566-580.

#### 作者简介

杨宇航(1999—), 男, 硕士生, 从事无人车路径跟踪控制的研究, E-mail: m202110572@xs.ustb.edu.cn;

王恒(1980—), 男, 教授, 博士生导师, 从事无人车可靠控制、同时定位与地图构建等研究, E-mail: hengwang@ustb.edu.cn;

周欣(1996—), 女, 博士生, 从事模糊控制和自适应控制的研究, E-mail: 13028053666@163.com;

李擎(1971—), 男, 教授, 博士生导师, 从事智能优化、智能控制等研究, E-mail: liqing@ies.ustb.edu.cn.