

农用轮式铰接车辆滑模轨迹跟踪控制算法

赵 翾¹, 杨 珏^{1*}, 张文明¹, 曾 珺²

(1. 北京科技大学机械工程学院, 北京 100083; 2. 北京科技大学计算机与通信工程学院, 北京 100083)

摘 要: 针对农用轮式铰接车辆驾驶员工作条件恶劣的问题, 该文提出了一种应用于无人驾驶系统的滑模变结构控制铰接车精确轨迹跟踪的方法。首先推导出了铰接车的运动学模型, 根据该模型建立实际行驶轨迹与参考轨迹偏差的模型, 之后针对偏差模型设计滑模变结构路径跟踪控制器, 该控制器使用 Ackermann 公式设计, 控制律采用指数趋近律使系统有较快的响应和较小的抖振, 同时, 为了进一步抑制滑模控制器固有的抖振问题, 将趋近律中的符号函数替换为连续函数, 以避免趋近律数值产生阶跃变化, 并用 Lyapunov 函数证明了其稳定性, 最后在硬件在环仿真中验证了控制器的实时性和路径跟踪质量。结果表明, 该控制器在硬件在环仿真环境下可将横向位置偏差、航向角偏差、曲率偏差分别控制在 $0.21 \text{ rad}(12^\circ)$ 、 100 mm 、 $0.17 \text{ rad}(1^\circ)$ 、 0.005 m^{-1} 附近, 各向偏差均在 10 s 内达到平衡, 且误差控制在 5% 以内, 铰接车能有效跟踪参考路径。该研究为农用轮式铰接车辆实现无人驾驶提供参考。

关键词: 车辆; 控制; 模型; 铰接车; 轨迹跟踪; 硬件在环仿真

doi: 10.11975/j.issn.1002-6819.2015.10.026

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1002-6819(2015)-10-198-06

赵 翾, 杨 珏, 张文明, 等. 农用轮式铰接车辆滑模轨迹跟踪控制算法[J]. 农业工程学报, 2015, 31(10): 198—203.

doi: 10.11975/j.issn.1002-6819.2015.10.026 http://www.tcsae.org

Zhao Xuan, Yang Jue, Zhang Wenming, et al. Sliding mode control algorithm for path tracking of articulated dump truck[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2015, 31(10): 198—203. (in Chinese with English abstract) doi: 10.11975/j.issn.1002-6819.2015.10.026 http://www.tcsae.org

0 引 言

铰接式车辆因具有灵活、机动、高效等突出优点, 得到了越来越多的重视, 而农用轮式铰接车辆行驶于农田野外等崎岖地形, 振动情况较为恶劣, 直接危害驾驶员健康, 实现无人驾驶可以最大限度保护人员安全, 智能行驶也是大势所趋, 无人驾驶系统的应用势在必行。

铰接车主要分为前后车体两部分, 中间由刚性铰接体连接, 前后车体之间由液压缸驱动进行折腰转向, 同时铰接体与后车架之间有摆动架, 可以使前后车体有侧倾方向的相对运动, 该结构可以显著减小转向半径, 同时在崎岖地形保证轮胎与地面的附着力, 适合田间荒地等非结构崎岖地形的运输作业。但是铰接车独特的转向结构相对于传统前桥转向结构, 在原地转向过程中前后车体相对地面都存在运动, 使得其轨迹跟踪控制变得复杂, 轨迹跟踪控制是无人驾驶系统的核心技术之一。滑模变结构控制简称滑模控制, 是一种非线性控制, 有快速响应、对参数变化及扰动不灵敏、无需系统在线辨识、物理实现简单等优点, 机器人控制是其主要应用环境之一^[1]。硬件在环仿真是一种实时仿真技术, 把实际被控对象用实时模型来取代, 而控制单元为实物且与仿真模型

连接成为一个闭环系统, 对电控单元的功能和实时性进行验证^[2], 其最大优势为可以验证控制系统的实时性。

针对铰接车运动学模型的推导和滑模变结构控制应用, 已经有很多学者进行了大量的研究, Nayl 等^[3]、Lee 等^[4]、Ridley 等^[5]推导了铰接车运动学模型和与参考路径的偏差模型并使用模型预测控制法进行了轨迹跟踪控制仿真, 以上结果均由离线仿真获得, 控制器实时性未得到验证。Korayem 等^[6]使用滑模变结构方法研究了柔索并联机器人的路径跟踪控制, Aslam 等^[7]针对滑移转向车动力学模型进行了模糊滑模控制路径跟踪, 牛雪梅等^[8]针对两轮机器人使用滑模控制进行路径跟踪, 同时使用 Lyapunov 函数证明了系统稳定性。文献[6-8]均使用滑模控制进行轨迹跟踪, 但被控对象与铰接车运动特性不尽相同。

针对上述问题本文使用滑模变结构算法开发了一种轨迹跟踪控制器并使用硬件在环仿真验证控制质量, 旨在实现农用轮式铰接车辆无人驾驶。

1 铰接车模型

1.1 铰接车数学模型

图1为铰接车转向模型^[9]。出于习惯考虑, 通常以铰接车前桥中点 P_f 为整车状态参考点^[10], 因为该点的速度与铰接车的前进方向一致, 有利于分析计算。

定义整车速度 v 为^[11]:

$$v = v_f \quad (1)$$

前桥中点 P_f 坐标^[12]为:

$$\begin{aligned} \dot{x}_f &= v_f \cos \theta_f \\ \dot{y}_f &= v_f \sin \theta_f \end{aligned} \quad (2)$$

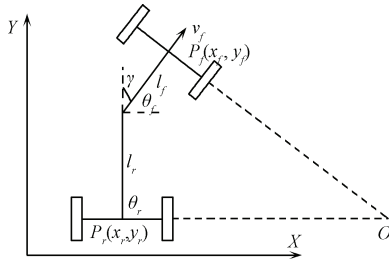
收稿日期: 2015-04-13 修订日期: 2015-04-30

基金项目: 863 计划 (2011AA060404)

作者简介: 赵 翾, 男, 北京人, 博士生, 主要从事无人驾驶及路径跟踪控制研究。北京 北京科技大学机械学院, 100083。Email: zhaoxuan120@126.com
*通信作者: 杨 珏, 男 (回族), 山东聊城人, 副教授, 主要从事非公路车辆的设计与研究。北京 北京科技大学机械工程学院, 100083。

Email: yangjue@ustb.edu.cn

式中: v 为整车速度, m/s; v_f 为前车架速度, m/s; x_f 为前桥中点横坐标, m; y_f 为前桥中点纵坐标, m; θ_f 为前桥航向角, rad。



注: O 为瞬时中心, $P_f(x_f, y_f)$ 和 $P_r(x_r, y_r)$ 分别为前后桥中点, l_f 和 l_r 分别为前后桥与铰接点距离, m, θ_f 和 θ_r 为前后车体朝向, 即航向角, rad; 前后车体夹角 γ 为铰接转向角, rad; v_f 为前车架速度, m·s⁻¹。
Note: O is instantaneous center of movement. $P_f(x_f, y_f)$ and $P_r(x_r, y_r)$ denote the corresponding center points of tractor and trailer. l_f and l_r are the length of the front and rear units, m. θ_f and θ_r denote the front and rear units orientation, rad. γ is the articulated angle which is defined as the difference between the front and rear orientation, rad; v_f is velocity of front frame, m·s⁻¹.

图 1 铰接车模型示意图

Fig.1 Articulated vehicle scheme

前桥航向角变化率即前桥角速度应为前桥中点位置不变时铰接车原地转向造成的前桥横摆角速度与整车等半径稳态转向时前桥角速度之和, 即:

$$\dot{\theta}_f = \frac{v_f \sin \gamma + l_r \dot{\gamma}}{l_f \cos \gamma + l_r} \quad (3)$$

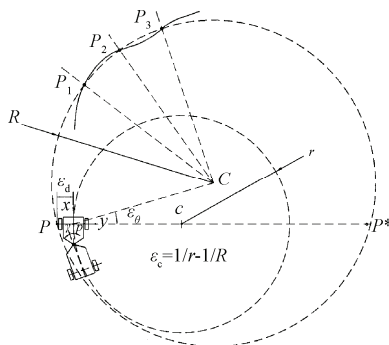
式中: l_f 和 l_r 分别为强后桥与铰接点距离, m; γ 为铰接转向角, rad。

铰接车前桥的位姿状态可表示为 $[x_f, y_f, \theta_f, \gamma]$, 即:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_f \\ \dot{y}_f \\ \dot{\theta}_f \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_f \\ \sin \theta_f \\ \sin \gamma \\ l_f \cos \gamma + l_r \\ 0 \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ l_r \\ l_f \cos \gamma + l_r \\ 1 \end{bmatrix} \dot{\gamma} \quad (4)$$

1.2 运动轨迹描述

图 2 为铰接车轨迹示意图, 定义了铰接车在行驶过程中, 实际轨迹和参考轨迹之间的偏差。



注: 小圆圆心为 c , 是铰接车瞬时实际行驶轨迹; 大圆圆心为 C , 是铰接车参考轨迹。理想情况下, 铰接车应能通过参考轨迹上的 3 个点 P_1 、 P_2 、 P_3 ; r 为转向半径, m; R 为参考轨迹半径, m; e_d 为横向位置偏差, m; e_θ 为航向角偏差, rad; e_c 为曲率偏差。

Note: Small circle of which the center is c is the real vehicle path, while the big circle of which the center is C is the reference path. Ideally, the vehicle should pass P_1 , P_2 , P_3 ; r is turning radius, m; R is reference trajectory radius, m; e_d is horizontal position deviation, m; e_θ is course Angle deviation, rad; e_c is curvature of the deviation.

图 2 铰接车轨迹示意图

Fig.2 Articulated vehicle plan-view

现定义如下变量^[13-14]:

1) 横向位置偏差 e_d : 铰接车参考定位点 p 与参考轨迹上对应点 P (与参考轨迹距离最近点) 的横向位置差值;

2) 航向角偏差 e_θ : 铰接车定位参考点 p 的航向角 (速度方向与车辆坐标系 x 轴之间的夹角) 与参考轨迹上对应点 P 的航向角 (对应点的切线与车辆坐标系 x 轴之间的夹角) 的差值;

3) 曲率偏差 e_c : 铰接车定位参考点 p 与参考轨迹上对应点 P 的曲率差值。

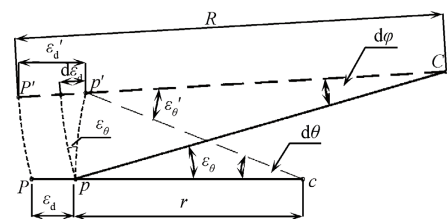
1.3 偏差模型

1.3.1 横向位置偏差 e_d

图 3 为路径偏差示意图, 假设 $d\theta$ 和 $d\phi$ 都是很小的角度, 可得出横向位置偏差:

$$d\varepsilon_d = rd\theta\varepsilon_\theta \quad (5)$$

式中: ε_d 为横向位置偏差, m; r 为转向半径, m; $d\theta$ 为航向角变化量, rad; ε_θ 为航向角偏差, rad。



注: 当铰接车从 p 点运动到 p' 点时, 铰接车绕着它的瞬时中心 c 以半径 r 转过 $d\theta$, cp 和 cp' 分别交参考轨迹于 P 和 P' 两点。 Cp 和 Cp' 之间的夹角定义为 $d\phi$ 。

Note: When the vehicle moves from p to p' , it revolves $d\theta$ around instantaneous center c at radius r . Radial lines cp and cp' intersect the reference path circle at P and P' respectively. The angle between Cp and Cp' is denoted $d\phi$.

图 3 路径偏差示意图

Fig.3 Geometric relationship of errors

由 $v=rd\theta/dt$, 横向位置偏差变化率为

$$\dot{\varepsilon}_d = v\varepsilon_\theta \quad (6)$$

1.3.2 航向角偏差 e_θ

根据几何关系可得:

$$d\varepsilon_\theta = d\theta - d\phi \quad (7)$$

$$(R - \varepsilon_d)d\phi = rd\theta \quad (8)$$

式中: $d\phi$ 为航向角变化量对应的参考轨迹角度变化量, rad; R 为参考轨迹半径, m。

联立式 (7)、式 (8) 求得航向角偏差变化量的:

$$d\varepsilon_\theta = d\theta \left(1 - \frac{r}{R - \varepsilon_d} \right) \quad (9)$$

通常情况 $R \gg \varepsilon_d$, 则航向角偏差变化率为

$$\dot{\varepsilon}_\theta = v\varepsilon_c + \dot{\gamma} \left(\frac{l_r}{l_r + l_f \cos \gamma} \right) \quad (10)$$

式中: ε_c 为曲率偏差, m⁻¹。

1.3.3 曲率偏差 e_c

若车速 v 和参考轨迹半径 R 为已知, 则实际路径半径为:

$$r = \frac{v}{\theta_f} = v \left(\frac{l_r + l_f \cos \gamma}{v \sin \gamma + l_r \dot{\gamma}} \right) \quad (11)$$

式(11)取倒数并对时间 t 求导, 可得曲率偏差变化率:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_c &= \frac{d\left(\frac{1}{r}\right)}{dt} \\ &= \frac{v(l_f + l_r \cos \gamma)\dot{\gamma} + l_r(l_r + l_f \cos \gamma)\ddot{\gamma} + (l_f l_r \sin \gamma)\dot{\gamma}^2}{v(l_r + l_f \cos \gamma)^2} \end{aligned} \quad (12)$$

式中: t 为时间, s 。

由式(6)、式(10)、式(12)可得线性化状态方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_d \\ \dot{\varepsilon}_\theta \\ \dot{\varepsilon}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & v & 0 \\ 0 & 0 & v \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_\theta \\ \varepsilon_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ l_r \\ 1 \end{bmatrix} \dot{\gamma} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ l_r \end{bmatrix} \ddot{\gamma} \quad (13)$$

由铰接车结构可知 $-0.25\pi < \gamma < 0.25\pi$, 近似认为 $L = l_r + l_f \approx l_f + l_r \cos \gamma$, 假设转向角加速度极小, 重新定义上述状态方程, 得:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_d \\ \dot{\varepsilon}_\theta \\ \dot{\varepsilon}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & v & 0 \\ 0 & 0 & v \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_\theta \\ \varepsilon_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ l_r \\ L \end{bmatrix} \dot{\gamma} \quad (14)$$

式中: L 为轴距, 即 $(l_f + l_r)$, m 。

式(14)即为铰接车的状态方程, 将应用于滑模变结构轨迹跟踪控制。

2 滑模变结构控制算法设计

2.1 滑模变结构控制

滑模变结构控制实质是一种特殊的非线性控制, 该控制方法的结构是非固定的。变结构控制可以在动态过程中, 根据系统当前的状态(如偏差及其各阶导数等)有目标地不断调整变化, 迫使系统按照当前预定“滑动模态”的状态轨迹运动, 又被称为滑动模态控制, 即滑模变结构控制。

2.2 切换函数的设计

Ackermann 公式是对传统的 SISO 系统极点配置的规范性算法的改进, 不需要计算系统的开环特征多项式。采用 Ackermann 公式设计滑模控制函数 $u^{[15]}$, 并根据变换法^[16]设计的理想极点分布作为系统的希望配置的闭环极点。

轨迹偏差状态方程可写为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \quad (15)$$

状态反馈 $u = -\mathbf{K}\mathbf{x}$, 代入式(15)可得:

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K})\mathbf{x} \quad (16)$$

式中: \mathbf{x} 为状态矩阵; u 输出矩阵; \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 为系数矩阵; \mathbf{K} 为反馈增益矩阵。

$$\text{令 } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & v & 0 \\ 0 & 0 & v \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ l_r \\ L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_\theta \\ \varepsilon_c \end{bmatrix}, \quad u = \dot{\gamma}。$$

由线性时不变系统稳定性分析可知, 式(16)的闭环系统稳定性由闭环系统特征矩阵 $(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K})$ 的特征值决定, 即闭环系统线性稳定性的充分必要条件是矩阵 $(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K})$ 的特征值都具有负实部^[17]。

滑模控制要求设计的切换函数为:

$$s = \mathbf{C}\mathbf{x} = c_1 x_1 + c_2 x_2 + \dots + c_n x_n \quad (17)$$

式中: s 为切换函数; n 是状态变量的维数; \mathbf{C} 是滑模控制律 n 阶行向量。

控制目的即使系统最终运动到滑模面 $s=0$ 上。

2.3 系统稳定性

为了最大限度的提高控制品质, 采用指数趋近律^[18]:

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (18)$$

式中: ε 为等速趋近项系数; k 为指数趋近项系数。

其中 $\varepsilon > 0$ 且 $k > 0$, 分别决定了远离切换面和接近切换面时的趋近速率。为了减弱系统的抖震问题, 可以将符号函数 $\operatorname{sgn}(s)$ 采用连续函数 $s/(|s| + \delta)$ 替代, 其中 δ 为正小数^[19]。得:

$$\dot{s} = -\varepsilon \frac{s}{|s| + \delta} - ks \quad (19)$$

取 Lyapunov 函数^[20] $V = 0.5s^2$, 则:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -\frac{\varepsilon s^2}{|s| + \delta} - ks^2 \leq 0 \quad (20)$$

式中: δ 为正小数; V 为 Lyapunov 函数。

由式(20)根据 Lyapunov 稳定性理论证明系统是稳定的^[21]。

2.4 闭环极点的选择

上一节根据 Lyapunov 稳定性理论证明了闭环系统的稳定性, 然而, 仅保持闭环系统的稳定性还是不够的, 通常需要使闭环系统具有一定的过渡过程性能, 如较快的响应速度, 较短的调节时间, 较小的超调量等。上述问题就需要涉及到极点配置问题。在本控制系统中, 可以采用变换法, 将闭环系统极点配置在给定的位置, 不仅可以保证闭环系统的稳定性, 还可以使得闭环系统具有一定过渡过程特性。

设计反馈控制器, 使得闭环系统是渐近稳定的, 而且系统的输出超调量 $\sigma \leq 5\%$, 峰值时间 $t_p \leq 10$ s。由于考虑的是个 3 阶系统, 故有 3 个闭环极点。期望的 3 个极点安排: 选择左半开复平面上一对主导极点 λ_1 和 λ_2 , 另一个极点 λ_3 选择在远离左半开 λ_1 和 λ_2 的左半开复平面内, 以使得极点 λ_3 对闭环系统性能的影响很小, 从而可以将闭环系统近似看成只有一对主导点的二阶系统。

设主导极点:

$$\lambda_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (21)$$

满足:

$$\sigma = \exp(-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}) \leq 5\% \quad (22)$$

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \leq 10 \quad (23)$$

得

$$\zeta \geq 0.7, \omega_n \geq 0.5 \quad (24)$$

取 $\zeta=0.7$, $\omega_n=0.5$, 则主导极点^[22]:

$$\lambda_{1,2} = -0.35 \pm j0.36 \quad (25)$$

式中: λ 为主导极点; ζ 为系统阻尼比; ω_n 为系统固有频率, Hz; σ 为系统输出超调量; t_p 为系统输出峰值时间。

第 3 个极点应远离这 2 个主导极点, 取 $|\lambda_3|=10|\lambda_1|$, 则 $\lambda_3=-5$ 。

2.5 滑模控制器设计

已知指定极值点, 采用 Ackermann 公式可以求出式 (17) 中的 C 。其中 $C^T = e^T P(A)$, Ackermann 公式中描述为:

$$e^T = [0, \dots, 0, 1] [b, Ab, \dots, A^{n-1}b]^{-1} \quad (26)$$

$$P(\lambda) = (\lambda - \lambda_1 E)(\lambda - \lambda_2 E) \cdots (\lambda - \lambda_{n-1} E)(\lambda - \lambda_n E) \quad (27)$$

因为 $n=3$, 则 $i=1, 2, 3$, 则:

$$P(A) = (A - \lambda_1 E)(A - \lambda_2 E)(A - \lambda_3 E) \quad (28)$$

式中: λ_i 为系统的闭环极点; E 是 n 阶单位矩阵; e^T 是 n 阶列向量; $P(\lambda)$ 、 $P(A)$ 为 n 阶矩阵。

当 $s=Cx=0$, 到达滑模面, 系统将趋于理想的动态特性, 而不受 λ_i 的影响。

由于 $\dot{s} = C\dot{x}$, 带入式 (15), 得:

$$u = (CB)^{-1}(-CAx + \dot{s}) \quad (29)$$

将式 (19) 带入, 得滑模控制律:

$$u = (CB)^{-1}(-CAx - \frac{\varepsilon s}{|s| + \delta} - ks) \quad (30)$$

由整车参数, 铰接点到前后桥距离分别为 $l_f=1.68$ m, $l_r=3.44$ m。

在控制系统中, 根据轨迹偏差状态方程, 可以求出切换函数 $s=Cx$ 中的 $c_1=0.7$, $c_2=3.9$, $c_3=15.6$, 则切换函数表示为:

$$s = 0.7\varepsilon_d + 3.9\varepsilon_\theta + 15.6\varepsilon_c \quad (31)$$

根据式 (30), 取 $\varepsilon=7$, $k=3$, $\delta=0.01$ ^[23], 则滑模控制律为:

$$\dot{\gamma} = \frac{1}{5.97}(-2.1\varepsilon_\theta - 11.7\varepsilon_c - \frac{7s}{|s| + 0.01} - 3s) \quad (32)$$

3 硬件在环仿真

硬件在环仿真与其他实时仿真的区别在于仿真回路中存在真实的硬件实物, 如电控单元、发动机、变速箱。硬件在环仿真的目的是向控制器提供尽可能真实的信号激励, 从而使控制器认为其连接的是真实被控设备, 并实时输出控制信号, 以检验控制性能。本文硬件在环仿真系统以 NI 公司 PXI-8110 嵌入式控制器、cRIO-9024 实时控制器和一台 PC 机为平台, 如图 4 所示。其中 NI cRIO 控制器做为路径跟踪控制器, 程序由 Simulink 编译。NI PXI 仿真平台中运行 MapleSim 搭建的包含轮胎参数^[24]的铰接车模型, 做为仿真被控对象, PC 机做为上位机运行由 LabVIEW 编译的图形用户界面对 PXI 和 cRIO 的数

据进行显示。仿真流程如图 5 所示。

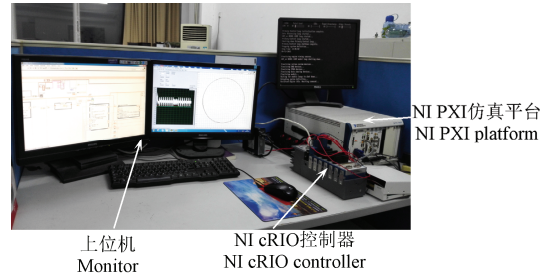


图 4 硬件在环仿真设备

Fig.4 Hardware-in-the-loop devices

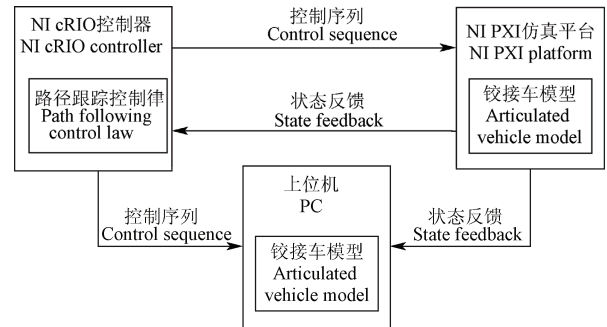


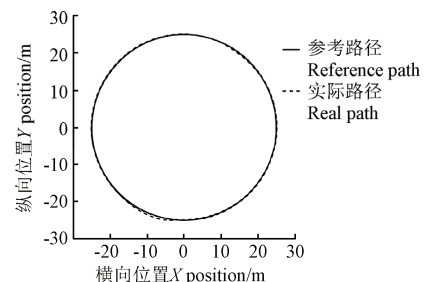
图 5 硬件在环仿真流程图

Fig.5 Hardware-In-the-Loop simulation flowchart

4 仿真结果

仿真过程中, 铰接车使用 PI 控制^[25], 以 $v=3$ m/s 匀速行驶, 参考轨迹为圆心 (0,0), 半径 $R=25$ m 的圆形轨迹。铰接车结构参数 l_f 为 1.68 m, l_r 为 3.44 m。

初始参数设置为: 仿真时间 60 s, 起点坐标 (-3, -25)。图 6 为实际运行轨迹与参考轨迹对比图。由图 6 仿真曲线可以看出, 铰接车在仿真的 60 s 时间内行驶轨迹与参考圆周轨迹基本吻合, 且轨迹较为平滑。图 7 为铰接角与各偏差变化情况, 图 7a 期望转向角的变化在 10 s 内趋于稳定, 最终在 0.21 rad (12°) 附近调整; 图 7b 横向位置偏差从开始的 200 mm 逐渐减小, 稳定在 100 mm 左右, 相对于轮距 2 280 mm, 误差 4%。图 7c 航向角偏差保持在 0.017 rad (1°) 左右, 相比铰接车极限转向角 45°, 误差为 2%。图 7d 曲率偏差在 10 s 内趋于稳定, 在 0.005 m⁻¹ 附近调整。硬件在环仿真过程中铰接车各向偏差均维持较低水平, 且行驶轨迹与参考轨迹相吻合, 且仿真时间与计算时间均为 60 s, 即仿真与计算同步完成, 证明该控制器实时控制性能达到要求。



注: 仿真时间 60 s, 起点坐标 (-3, -25)。

Note: Simulation duration is 60 s. The start point is (-3, -25) .

图 6 实际运行轨迹与参考轨迹对比图

Fig.6 Contrast between reference path and real path

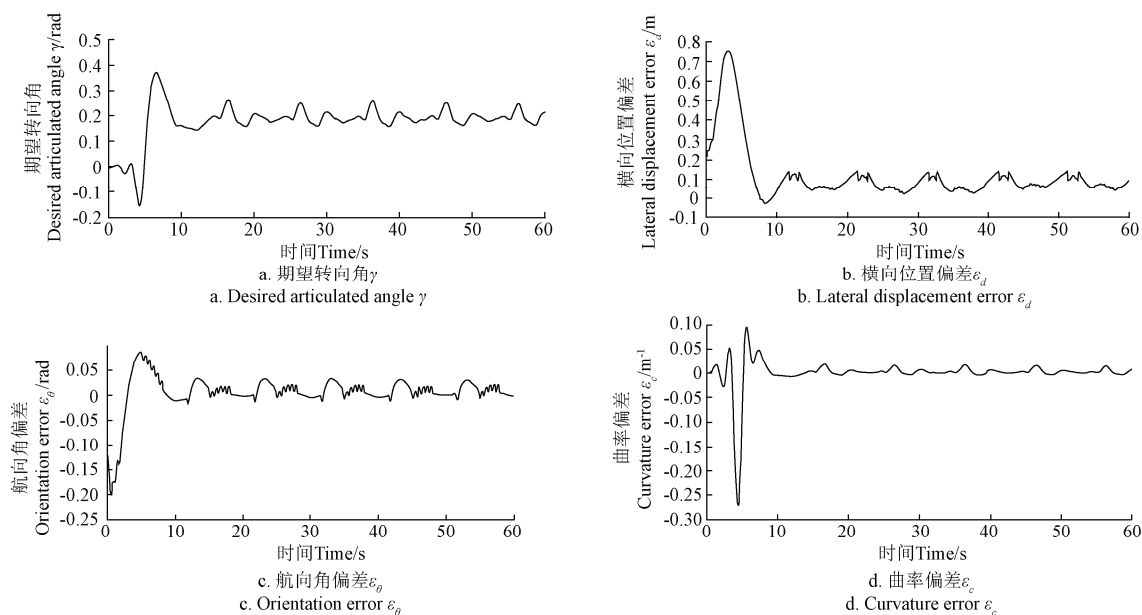


图7 铰接角与各偏差变化情况

Fig.7 Articulated angle and errors change

5 结论

本文提供了一种应用于无人驾驶系统的滑模变结构控制铰接车精确轨迹跟踪的方法,得出以下结论:

1) 针对农用铰接车的指数趋近律滑模控制器能够控制铰接车有效跟踪参考圆周轨迹,期望转向角、横向位置偏差、期航向角偏差、曲率偏差都能够 在 10 s 内达到平衡,分别为 0.21 rad(12°)、100 mm、0.17 rad(1°)、0.005 m⁻¹,且误差均在 5% 以内,实际行驶路径平滑,无明显抖振。

2) 硬件在环仿真结果表明,仿真时间与计算时间均为 60 s,即仿真与计算同步完成,相比实车试验降低了成本,提高了效率,又验证了控制器实时控制性能。

该研究对农用轮式铰接车辆路径跟踪控制提供了参考。

[参考文献]

- [1] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学, 2005.
- [2] 劳尔. 仿真建模与分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 2012.
- [3] Nayl T, Nikolakopoulos G, Gustfsson T. Switching model predictive control for an articulated vehicle under varying slip angle[C]//2012 20th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED 2012-Conference Proceedings. Barcelona: IEEE Computer Society, 2012: 890—895.
- [4] Lee J H, Yoo W S. Predictive control of a vehicle trajectory using a coupled vector with vehicle velocity and sideslip angle[J]. International Journal of Automotive Technology, 2009, 10(2): 211—217.
- [5] Ridley P, Corke P. Load haul dump vehicle kinematics and control[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2003, 125(1): 54—59.
- [6] Korayem M H, Tourajizadeh H, Jalali M, et al. Optimal path planning of spatial cable robot using optimal sliding mode control[J]. International Journal of Advanced Robotic Systems, 2012, 9(168): 1—14.
- [7] Aslam J, Qin Shiyin, Alvi M A. Fuzzy sliding mode control algorithm for a four-wheel skid steer vehicle[J]. Journal of

- Mechanical Science and Technology, 2014, 28(8): 3301—3310.
- [8] 牛雪梅, 高国琴, 鲍智达, 等. 基于滑模变结构控制的温室喷药移动机器人路径跟踪[J]. 农业工程学报, 2013, 29(2): 9—16.
Niu Xuemei, Gao Guoqin, Bao Zhida, et al. Path tracking of mobile robots for greenhouse spraying controlled by sliding mode variable structure [J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2013, 29(2): 9—16. (in Chinese with English abstract)
- [9] Corke P I, Ridley P. Steering kinematics for a center-articulated mobile robot[J]. Robotics and Automation, IEEE Transactions on, 2001, 17(2): 215—218.
- [10] Wang Junmin, Steiber J, Surampudi B. Autonomous ground vehicle control system for high-speed and safe operation[J]. International Journal of Vehicle Autonomous Systems, 2009, 7(1/2): 18—35.
- [11] 习波波. 具有二自由度铰接车体的轮式越野车转向系统研究[D]. 长春: 吉林大学, 2013.
Xi Bobo. Study on Steering System of Wheeled off-Road Vehicle with Two Degrees of Freedom Articulated Body[D]. Changchun: Jilin University, 2013. (in Chinese with English abstract)
- [12] 高建明, 王同建, 徐进勇, 等. 铰接式装载机转向运动学动力学仿真与试验研究[J]. 建筑机械, 2005(4): 63—66.
Gao Jianming, Wang Tongjian, Xu Jinyong, et al. Simulation and experimental research on steering kinematics and dynamics of articulated loaders[J]. Construction Machinery, 2005(4): 63—66. (in Chinese with English abstract)
- [13] Petrov P, Bigras P. A practical approach to feedback path control for an articulated mining vehicle[C]// 2001 IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems. Maui: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2001: 2258—2263.
- [14] Scheding S, Dissanayake G, Nebot E, et al. Slip modelling and aided inertial navigation of an LHD[C]// Proceedings - 1997 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Albuquerque: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1997: 1904—1909.
- [15] 王宏文, 徐津娜, 李耀婷, 等. 基于阿克曼公式模糊切换增益调节的滑模控制[J]. 计算机测量与控制, 2011, 19(12): 2979—2981.

- Wang Hongwen, Xu Jinna, Li Yaoting, et al. Switch gain fuzzy modulation of sliding mode control based on ackermann's formula[J]. Computer Measurement & Control, 2011, 19(12): 2979—2981. (in Chinese with English abstract)
- [16] Nasri A, Hazzab A, Bousserhane I K, et al. Fuzzy—sliding mode speed control for two wheels electric vehicle drive[J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2009, 4(4): 499—509.
- [17] Lu Jiangzhou, Xie Ming. Robust sliding mode control for path tracking of intelligent mobile robot[C]// Proceedings of 2001 International Conference on Control, Automation and Systems. Jeju Island: Cheju National University, 2001: 915—919.
- [18] Hamerlain M, Youssef T, Belhocine M. Switching on the derivative of control to reduce chatter[J]. IEE Proceedings: Control Theory and Applications, 2001, 148(1): 88—96.
- [19] Alipour H, Bannae S M B, Sabahi M. A modified integral sliding mode control to lateral stabilisation of 4-wheel independent drive electric vehicles[J]. Vehicle System Dynamics, 2014, 52(12): 1584—1606.
- [20] 刘春美. Lyapunov 方法在系统稳定性理论上的应用[D]. 长春: 东北师范大学, 2010.
- Liu Chunmei. Applications of Lyapunov Approach on Stability Theory of System[D]. Changchun: Northeast Normal University, 2010. (in Chinese with English abstract)
- [21] Chiu C H, Chang C C. Wheeled human transportation vehicle implementation using output recurrent fuzzy control strategy[J]. IET Control Theory and Applications, 2014, 8(17): 1886—1895.
- [22] Niu Xuemei, Gao Guoqin, Zhou Haiyan. Sliding mode path tracking control for spraying mobile robots based on weighed integral gain reaching law[C]// Applied Mechanics and Materials. Jinan: Trans Tech Publications Ltd., 2013: 932—936.
- [23] 赵熙俊, 刘海鸥, 熊光明, 等. 自动转向滑模变结构控制参数选取方法[J]. 北京理工大学学报, 2011(10): 1174—1178.
- Zhao Xijun, Liu Haiou, Xiong Guangming, et al. Method of parameter selection for automatic steering sliding mode control[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2011(10): 1174—1178. (in Chinese with English abstract)
- [24] Hirschberg W, Rill G, Weinfurter H. User-appropriate tyre-modelling for vehicle dynamics in standard and limit situations[J]. Vehicle System Dynamics, 2002, 38(2): 103—125.
- [25] Gasbaoui B, Nasri A, Rahli M, et al. An intelligent PI speed controller for 4WD urban electric vehicle[J]. Electrotehnica, Electronica, Automatica, 2014, 62(2): 30—38.

Sliding mode control algorithm for path tracking of articulated dump truck

Zhao Xuan¹, Yang Jue^{1*}, Zhang Wenming¹, Zeng Jun²

(1. School of Mechanical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;

2. School of Computer and Communication Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

Abstract: The articulated frame steering vehicles (ASV) are widely implemented in agriculture, mining, construction and forestry sectors due to their high maneuverability. The ASVs, however, are known to possess lower dynamic stability and yield high magnitude of whole-body vibration, which are reported to be harmful to the operators. Automatic driving system is thus necessary for the ASVs to exclude the human driver from detrimental operations, especially for the agricultural ASV. In order to enable the automation of ASV, path tracking strategies are essential to maintain the normal work of the vehicles. As the ASV dynamics significantly are different from the conventional vehicles with front wheel steering, the path tracking controller derived for conventional vehicles is considered not to be applicable for the ASVs. Moreover, large variations of the vehicle load and the off-road excursions challenge the robustness of path tracking algorithms. In this paper, a path tracking strategy is proposed for the ASVs on the basis of sliding mode control (SMC). The kinematic model of the ASV is derived neglecting the vehicle dynamics. Three measurable errors are defined to indicate the deviation of real path from reference path, i.e. lateral displacement error, orientation error and curvature error. These errors serve as the inputs in order to synthesize the SMC. The exponential reaching law is selected in order to increase the reaching speed and reduce chattering. The sign function of exponential reaching law is replaced by a continuous function to further suppress the chattering. Lyapunov function is then utilized in order to assess the system stability. The system transition performances in terms of response time, setting time and overshooting are tuned via pole placement method. The differential transformation method is implemented to determine the poles, in order to obtain the transition performances while preserving the system stability. Ackermann's formula is used to improve traditional pole placement algorithm and further design the control law. The open loop eigen-polynomial of the system is thus not requisite. Furthermore, the hardware-in-the-loop (HIL) simulation is conducted to evaluate real-time performance of the proposed control law. The HIL platform is set up on the basis of national instruments PXI-8110 and cRIO-9024 as well as a host computer. The real-time ASV kinematic model established in the MapleSim platform is downloaded into the PXI-8110 as the simulation plant, and the SMC path tracking algorithm compiled by Simulink is embedded to the cRIO-9024 as the real electronic control unit. The host computer couples the real-time vehicle model and the path tracking algorithm via the LabVIEW platform and displays the simulation status as the upper monitor. The path tracking algorithm then controls the vehicle to follow a circle path in real time. The results suggest that the simulated vehicle path is smooth and almost identical to the reference path. The 3 kinds of errors achieve steady state in 10 s. The proposed SMC controller is then demonstrated to be robust even neglecting the vehicle dynamics. The results also suggest that the SMC with Ackermann's formula can fulfill the prescribed request of the dynamic and the steady performance. The real-time performance of the path-tracking is even better than the off-line simulation. The simulation duration 60 s is equal to the calculating duration in the HIL simulation that means the time is synchronous. Compared with the real vehicle test, the HIL simulation is economical and efficient. This research can provide a reference for the design of agricultural ASV automatic driving system.

Key words: vehicles; control; models; articulated vehicle; path tracking; Hardware-In-the-Loop