

双侧电驱动履带车辆运动解耦与变结构控制

曾庆含[†], 马晓军, 袁 东, 刘春光

(装甲兵工程学院 陆战平台全电化技术实验室, 北京 100072;

装甲兵工程学院 控制工程系, 北京 100072)

摘要: 针对双侧电驱动履带车辆运动控制强非线性、强耦合和不确定性的特点, 提出一种解耦的控制结构, 并设计各子系统控制器. 首先, 将运动控制系统分解为速度、横摆角速度两个独立子系统, 克服传统差速控制存在的强耦合. 其次, 采用积分滑模控制方法, 引入非线性积分滑模面, 设计了能有效克服路面不确定扰动、消除积分饱和的速度控制器, 实现车速的无超调、无静差的跟踪; 考虑驱动电机饱和约束, 结合模糊自适应与滑模控制算法, 设计了能够适应转向阻力非线性变化的横摆角速度控制器, 提高车辆转向运动控制的抗扰能力、降低控制量抖振. 仿真结果表明, 控制策略实现多种工况下车辆快速、准确的直线、转向运动控制.

关键词: 履带车辆; 电驱动; 运动控制; 非线性积分滑模; 模糊自适应滑模

中图分类号: TP81 **文献标识码:** A

Motion decoupling and variable structure control of dual-motor electric drive tracked vehicle

ZENG Qing-han[†], MA Xiao-jun, YUAN Dong, LIU Chun-guang

(Laboratory of All-electrization Technology for Ground Combat Platform,

Academy of Armored Force Engineering, Beijing 100072, China;

Department of Control Engineering, Academy of Armored Force Engineering, Beijing 100072, China)

Abstract: The motion of dual-motor electric drive tracked vehicle is strong nonlinear, coupled and uncertain. To control this motion, we propose a decoupling control structure, and design controller for each subsystem. Firstly, the whole control system is resolved into two independent subsystems — the velocity control subsystem and the yaw rate control subsystem to eliminate the strong coupling existing in the traditional differential velocity control system. Secondly, by applying the integral sliding-mode control method and introducing the nonlinear integral sliding-mode surface, we develop a velocity controller to reduce the integration saturation and effectively reject the disturbances from the unsmooth road surface, thus realizing the velocity tracking with non-overshoot and non-steady state error. By considering motor saturation constrains, we combine the fuzzy adaptive control law and the sliding-mode control algorithm was to design the yaw rate control law which can adapt the nonlinear variation of resistive coefficient, reject disturbance and decrease chattering. Simulation result demonstrate that both longitudinal and steer motions can be controlled rapidly and precisely by this control strategy, realizing vehicle smooth motion in various conditions.

Key words: tracked vehicle; electric drive; motion control; nonlinear integral sliding mode control; fuzzy adaptive sliding mode control

1 引言(Introduction)

双侧式电驱动结构简单, 控制方便, 在电传动履带车辆中广泛采用, 美国M113、瑞典SEP电驱动履带样车均采用该结构^[1-4]. 该方案中两侧驱动系统输出动力之间缺乏机械约束, 相对独立, 而履带车辆完全依靠两侧履带速度差实现“滑动转向”, 其行驶阻力随行驶状态变化而呈现大范围、非线性动态变化, 加上附着系数、阻力系数、坡度等路面不确定性因素的存

在以及车体两侧之间牵连作用等耦合特性, 导致双侧式电传动履带车辆是一个不确定、耦合的强非线性系统^[5]. 要精确实现车辆期望的运动性能, 必须对两侧电驱动系统输出动力进行有效的协调控制、分配, 具有较高难度, 是该类车辆研究的重点.

国内外学者已经开展了一些控制策略结构、算法的研究. 国内, 北京理工大学提出多种控制结构和算法, 一种是开环的直接转矩调节控制策略, 即将驾驶

员操控信号解析为两侧履带驱动力矩之和以及两侧履带驱动力矩之差, 其优点是控制结构简单、易于实现, 但驾驶员需根据车辆状态反复进行调节, 不利于保证车辆在高速、越野路面的稳定操控^[6-7]. 另外一种电子差速控制策略研究, 通过直接对两侧驱动电机调速实现两侧速度差, 并设计了模型参考自适应、神经网络PID等控制算法, 进行了低速条件下的电传动履带车辆转向控制实验^[5,8-9]. 国外, 文献[10]针对M113无人驾驶履带车辆控制进行研究, 将其视为车辆纵向速度、横摆角速度双输入双输出系统, 忽略速度对横摆角速度的影响, 设计定量反馈理论(QFT)的强鲁棒速度跟踪算法抑制转向引起的扰动, 实现了车辆低速(30 km/h以下)的运动控制. 上述研究中未考虑耦合等因素, 单纯依靠算法优化难以适应高速行驶下转向控制要求.

从控制结构方面提高耦合系统运动控制效果, 常见的研究思路是解耦, 即将多输入多输出系统化为简单的单输入单输出问题, 再针对各独立通道进行控制律设计. 文献[11]针对近似线性化的汽车平面运动模型, 设计了近似解耦控制律, 实现输入输出解耦; 文献[12-13]将弹道导弹、超声速飞行器等运动控制解耦为俯仰、航向、侧滚3个控制通道; 文献[14]采用自抗扰算法实现了全垫升气垫船的航向、横倾控制通道的解耦控制; 文献[15]采用鲁棒动态逆的控制方法对直升机悬停和低速飞行时轴进行解耦控制, 均取得了较好的控制效果.

对于控制算法要求能够克服系统强非线性和不确定性扰动的影响. 滑模变结构控制算法具有响应快、对参数变化及扰动鲁棒性强的优点. 文献[16]针对前后轴四轮电驱动汽车, 设计了二阶滑模算法用于速度、横摆角速度控制. 文献[17]针对8轮独立电驱动轮式车辆设计了滑模横摆角速度控制算法. 文献[18]针对4轮轮毂电机独立驱动车辆, 设计了横向、纵向速度及横摆角速度滑模控制器. 此外, 很多学者提出了滑模控制改进方法^[19]. 文献[20-21]等设计了采用非线性积分、条件积分的滑模算法, 消除稳态误差的同时降低超调. 文献[22-25]设计了模糊自适应滑模算法, 利用滑模控制项提高系统对扰动的鲁棒性, 利用模糊自适应控制项减小跟踪误差.

综上所述, 本文从控制结构设计和算法优化两方面着手, 先将双输入双输出的车辆运动控制系统解耦为速度、横摆角速度相互独立的两个控制子系统, 再结合各通道控制要求, 优化设计了改进非线性积分滑模、模糊自适应滑模控制算法, 提高系统控制性能, 仿真验证了控制策略的有效性.

2 系统描述(System description)

双侧式电传动履带车辆结构如图1所示. 发动机带动发电机发电, 经整流后变为高压直流电, 作为车辆

主动力源, 超级电容、高压蓄电池并联在直流母线上作为辅助动力源, 二者共同提供驱动电机电能. 车载运动控制器, 根据驾驶员操控信号、反馈信号完成两侧驱动电机的目标转矩计算, 通过总线将目标转矩信号实时发送至电机控制器.

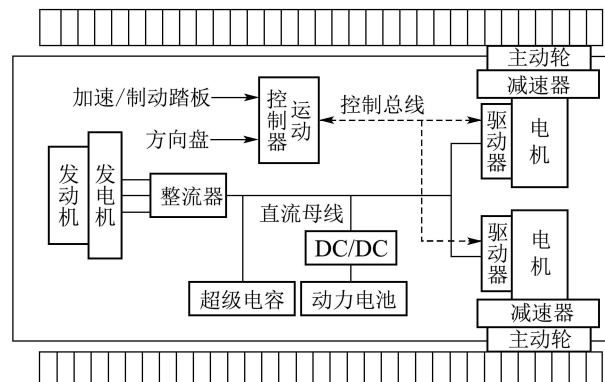


图 1 双侧式电传动履带车辆结构图

Fig. 1 Structure of dual-motor electric drive tracked vehicle

履带车辆运动可以视为刚体的平面运动, 将车辆的运动分解为车辆中心沿行驶方向的平移和绕中心的旋转, 其受地面牵引力和阻力的共同作用. 以向右转向为例, 理想情况下受力如图2所示.

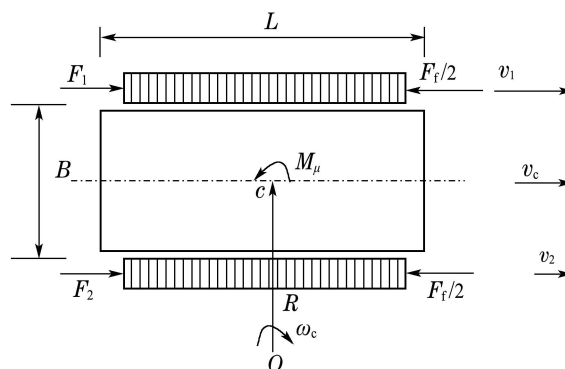


图 2 运动学、动力学示意图

Fig. 2 Diagram of kinematics and dynamics

图中: B 为履带中心距, L 为履带接地长, R 为车辆转向半径; v_1, v_2, v_c 为外、内侧履带和车辆中心运动速度; ω_c 为转向角速度; F_1, F_2 为外、内侧牵引力; F_f 为车辆滚动行驶阻力; M_u 为车辆转向横向阻力.

根据履带车辆动力学理论, 可得车辆动力学方程为

$$\begin{cases} F_1 + F_2 = F_f + F_d + \delta m \dot{v}_c, \\ (F_1 - F_2) \frac{B}{2} = M_u + M_d + J \dot{\omega}_c, \end{cases} \quad (1)$$

式中: m 为车辆质量, δ 为质量增加系数, J 为车辆转动惯量, F_d 为不确定性纵向阻力, 包括坡道阻力 F_{α} 以及迎风阻力 F_c , 履带装置损耗功率等效阻力 F_{Δ} 等. M_d 为不确定性横向阻力, 主要指出现在高速、坡道等存在纵向偏移入的行驶工况^[26].

车辆所受作用力、力矩数学表达式

$$\begin{cases} F_f = fmg \cos \alpha, \\ F_d = F_\alpha + F_c + F_\Delta, \\ F_\alpha = mg \sin \alpha, \\ M_u = \frac{\mu_{\max} mgL}{4(0.925 + 0.15\rho)} \operatorname{sgn} \rho, \\ M_d = M_u \left(\frac{2\lambda}{L}\right)^2, \\ F_1 = T_1 i / r, \\ F_2 = T_2 i / r, \end{cases} \quad (2)$$

式中: μ_{\max} 为路面最大转向阻力系数, ρ 为相对转向半径, α 为路面纵向倾角, T_1, T_2 为电机输出转矩, r 为主动轮半径, i 为传动比。

如图2所示, 在不计滑转、滑移等情况下, 车辆转向运动时, 满足以下运动学关系:

$$\begin{cases} v_c = \frac{v_1 + v_2}{2}, \\ \omega_c = \frac{v_1 - v_2}{B}, \\ i = \frac{\omega_1 r}{v_1} = \frac{\omega_2 r}{v_2}, \\ \rho = \frac{R}{B/2} = \frac{v_c}{\omega_c(B/2)}, \end{cases} \quad (3)$$

式中 ω_1, ω_2 为外侧、内侧驱动电机转速。

考虑到驱动电机相对车辆自身响应快、惯量小, 动力学分析时, 可忽略其动态性能, 认为

$$T_1 = T_1^*, \quad T_2 = T_2^*, \quad (4)$$

式中 T_1^*, T_2^* 为电机输入转矩。可认为实际开环系统输入为两侧驱动电机目标转矩 T_1^*, T_2^* , 输出为两侧电机转速(可等效为 v_1, v_2)。根据动力学、运动学表达式(1)–(4), 系统频域开环运动方程如式(5)所示, 等效结构如图3所示。

$$\begin{pmatrix} v_1(s) \\ v_2(s) \end{pmatrix} = G_1(s) \begin{pmatrix} T_1^* \\ T_2^* \end{pmatrix} - \psi_1(s, v_1, v_2) - f_1(s) - d_1(s), \quad (5)$$

式中:

$$G_1(s) = \begin{pmatrix} \frac{i}{\delta m r s} + \frac{i B^2}{4 r J s} & \frac{i}{\delta m r s} - \frac{i B^2}{4 r J s} \\ \frac{i}{\delta m r s} - \frac{i B^2}{4 r J s} & \frac{i}{\delta m r s} + \frac{i B^2}{4 r J s} \end{pmatrix},$$

$$\psi_1(s, v_1, v_2) = -\frac{\mu_{\max} mgL \operatorname{sgn}(v_1(s) - v_2(s))}{4 \left(0.925 + 0.15 \frac{v_1(s) - v_2(s)}{v_1(s) + v_2(s)}\right)} \begin{pmatrix} \frac{B}{2 J s} \\ -\frac{B}{2 J s} \end{pmatrix},$$

$$f_1(s) = \begin{pmatrix} \frac{F_f}{\delta m s} \\ \frac{F_f}{\delta m s} \end{pmatrix}, \quad d_1(s) = \begin{pmatrix} \frac{F_d}{\delta m s} + \frac{M_d B}{2 J s} \\ \frac{F_d}{\delta m s} - \frac{M_d B}{2 J s} \end{pmatrix}.$$

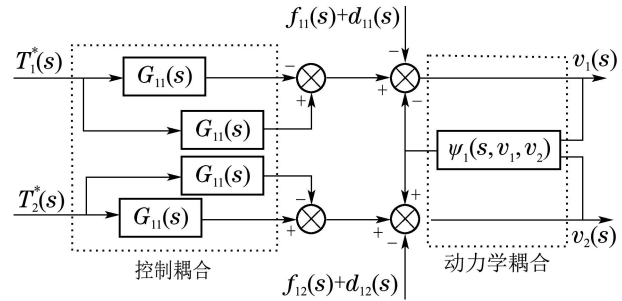


图3 系统等效结构框图

Fig. 3 Equivalent structure of system

通过式(5)可以发现, 控制增益矩阵 $G_1(s)$ 非对角阵, T_1^*, T_2^* 之间存在控制耦合作用。主要是由于两侧电机共同作用于同一车体, 存在牵连作用, 任何一侧电机输出转矩的变化对另一侧电机转速会产生影响。其次, 各电机独立的运动, 采用差速控制方法, 当任何一侧驱动电机转速产生波动, 两侧转速差值及和值随之变化, 引起动力学耦合矩阵 $\psi_1(s, v_1, v_2)$ 呈现非线性变化, 影响地面横向阻力, 因此两侧转速之间还存在较强的动力耦合作用。

传统的差速控制策略, 直接对两侧速度进行调节实现车辆的运动控制, 实际上是一种并行电机协调控制方法^[27], 其控制结构如图4所示。由于上述耦合作用的存在, 差速控制对转速跟踪控制算法的抗扰性能、跟踪精度要求较高, 尤其是当车辆高速行驶时, 要实现车辆的稳定差速转向具有较大难度。

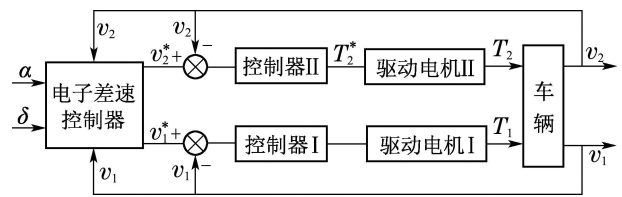


图4 差速控制结构

Fig. 4 Structure of electric differential control

3 控制策略结构设计(Control structure design)

运动控制的目标是使车辆能够尽可能地按照驾驶员期望的速度和轨迹行驶。对于车辆行驶控制系统而言, 输入为驾驶员的加速踏板和方向盘操控信号, 输出为车辆行驶速度和行驶方向, 因此其本质上可视为一个双输入双输出(DIDO)系统, 要实现系统有效控制, 可采用逆奈奎斯特(INA)解耦的方法将其化为两个独立的单输入单输出(SISO)系统。

3.1 系统解耦分析(System decoupling)

针对上述问题, 基于交叉耦合多电机协调控制思路, 可以将两侧速度和、速度差作为反馈量对驱动系统输出动力进行控制^[27]. 可将式(5)化为对速度、横摆角速度的控制, 实现静态解耦, 结合式(1)–(5), 系统控制变量可实现以下转化:

$$\begin{pmatrix} v_c(s) \\ \omega_c(s) \end{pmatrix} = K_G \begin{pmatrix} v_1(s) \\ v_2(s) \end{pmatrix}, \quad (6)$$

式中 $K_G = \begin{pmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1/B & -1/B \end{pmatrix}$ 为状态量变换矩阵.

将式(6)代入式(5)系统运动方程化为

$$\begin{pmatrix} v_c(s) \\ \omega_c(s) \end{pmatrix} = G_2(s) \begin{pmatrix} T_1^* \\ T_2^* \end{pmatrix} - \psi_2(s, v_1, v_2) - f_2(s) - d_2(s), \quad (7)$$

式中:

$$G_2(s) = \begin{pmatrix} \frac{i}{\delta m r s} & \frac{i}{\delta m r s} \\ \frac{i B}{2 r J s} & -\frac{i B}{2 r J s} \end{pmatrix}, \quad f_2(s) = \begin{pmatrix} \frac{F_f}{\delta m s} \\ \frac{F_f}{\delta m s} \end{pmatrix},$$

$$\psi_2(s, v_c, \omega_2) =$$

$$-\frac{\mu_{\max} m g L \operatorname{sgn}(\omega_c(s))}{4 \left(0.925 + 0.15 \frac{\omega_c(s) B}{2 v_c(s)} \right)} \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J s} \end{pmatrix},$$

$$d_2(s) = \begin{pmatrix} \frac{F_d}{\delta m s} + \frac{M_d B}{2 J s} \\ \frac{F_d}{\delta m s} - \frac{M_d B}{2 J s} \end{pmatrix}.$$

由非线性动力耦合矩阵 $\psi_2(s, v_1, v_2)$ 解析式知, 系统动力学耦合主要影响横摆角速度控制子系统, 而实际转向过程中车速 $v_c(s)$ 变化相对缓慢, 对 $\psi_2(s, v_1, v_2)$ 影响较小, 其引起的扰动易于通过控制算法设计进行抑制, 因此可认为 $\psi_2(s, v_c, \omega_c) \approx \psi_2(s, \omega_c)$, 将 $\psi_2(s, \omega_c)$ 视为 ω_c 子系统内部扰动, 实现两子系统动力学解耦.

控制量增益矩阵 $G_2(s)$, 依然不是对角阵, 表明两侧控制量 T_1^* , T_2^* 存在耦合, 可按照 INA 法将其化为纯对角阵 $Q(s)$, 消除控制耦合作用^[12, 27].

$$Q(s) = G(s) \cdot K_P = \begin{pmatrix} Q_{11}(s) & 0 \\ 0 & Q_{22}(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2i}{\delta m r s} & 0 \\ 0 & \frac{i B}{r J s} \end{pmatrix}, \quad (8)$$

式中控制量增益矩阵的变换矩阵 $K_P = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$.

令

$$\begin{pmatrix} T_1^* \\ T_2^* \end{pmatrix} = K_P^{-1} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix},$$

结合式(7)–(8), 解耦后系统动力学方程为

$$\begin{pmatrix} v_c(s) \\ \omega_c(s) \end{pmatrix} = Q(s) \begin{pmatrix} T_1^* \\ T_2^* \end{pmatrix} - \psi_2(s, v_1, v_2) - f_2(s) - d_2(s). \quad (9)$$

其等效结构如图5所示.

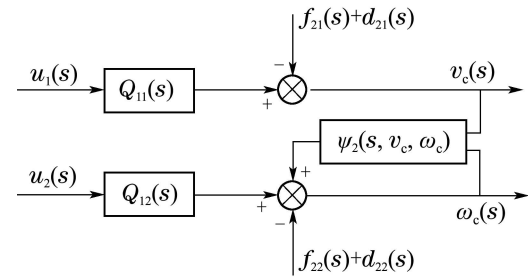


图 5 解耦后系统等效结构框图

Fig. 5 Equivalent structure of the system after decoupling

3.2 操控信号解析(Drive signal process)

要实现系统闭环控制, 还要将结合驾驶员操控信号和车辆状态, 解析制定各子系统期望信号.

行驶速度由加速踏板给定, 解析函数为

$$v_c^* = f(\phi) = \frac{\phi - \phi_0}{\phi_{\max} - \phi_0} v_{\max}, \quad \phi \in (\phi_0, \phi_{\max}), \quad (10)$$

其中: v_c^* 为目标车速; v_{\max} 为车辆最高允许车速; ϕ 为加速踏板行程; ϕ_{\max} 为最大有效行程, ϕ_0 为最小有效行程.

决定车辆转向运动轨迹的是相对转向半径 ρ , 其倒数由方向盘转角 φ 给定

$$\frac{1}{\rho} = \frac{\varphi - \varphi_0}{\varphi_{\max} - \varphi_0}, \quad (11)$$

式中: φ_0 为最小有效转角; φ_{\max} 为最大有效转角.

期望横摆角速度 ω_c^* 的解析函数为

$$\omega_c^* = g(\varphi, v_c) = \frac{\varphi - \varphi_0}{\varphi_{\max} - \varphi_0} \frac{v_c}{B/2}. \quad (12)$$

经过以上步骤将系统近似解耦为车速和横摆角速度两个独立的子系统, 在任意状态变量调节过程中, 状态量的变化和控制量的调整均不会对另一控制通道产生影响, 既降低了系统的非线性, 又便于根据各子系统控制要求, 针对性的设计相应闭环控制器. 系统控制结构如图6所示.

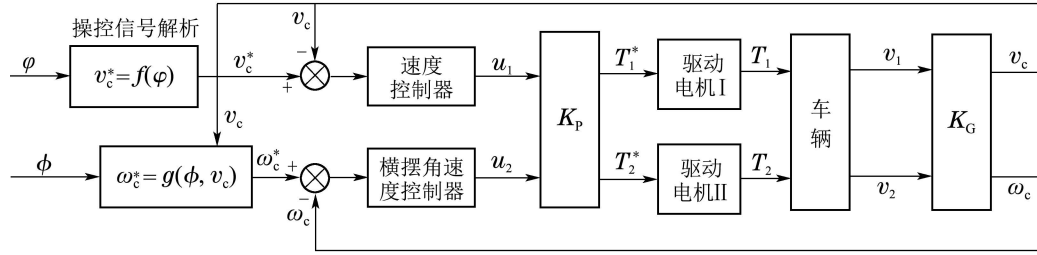


图6 解耦后控制策略结构框图

Fig. 6 Structure of the motion control strategy after decoupling

4 控制器设计(Controller design)

要想精确计算实现期望动力学响应所需的力矩,对于闭环运动控制器算法性能具有较高的要求.根据行驶速度和横摆角速度通道控制特点,分别设计了非线性积分滑模(NLISM)和模糊自适应滑模控制(FASMC)算法,解决上述控制难题.

4.1 速度控制器设计(Velocity controller design)

车辆速度控制重点在于:①速度跟踪的快速性和精确性;②能够克服路面结构、参数变化的扰动;③能够克服驱动电机饱和约束.

众所周知,采用一般的边界层滑模控制,即符号函数sgn s 由饱和函数sat (s/ε)逼近时,调节误差是毕竟有界的,当系统不确定性和外界干扰存在时,能够抑制扰动保证系统稳定性,但是会出现较大的稳态误差,同时滑模控制控制量变化大,影响驾驶的舒适性.部分研究表明可以通过引入积分项达到零稳态误差跟踪控制的目标,但积分的引入可能会引起积分饱和现象,导致系统出现超调、振荡,降低误差收敛速度.尤其对于电驱履带而言,车辆行驶速度变化范围广,期望和反馈之间可能出现较大误差,同时车辆属于大惯性负载,驱动电机驱动能力受限,系统动态响应时间相对较慢,采用传统的积分滑模极易导致系统进入深度饱和和状态,产生较大的超调,甚至导致系统的不稳定.

为解决该问题,文献[20]设计了饱和误差积分函数的方法,在此基础上,本文基于“积分分离”的思想,设计了一种非线性误差积分函数,即保持传统积分滑模稳态跟踪精度,又可进一步避免出现饱和,加快系统响应速度,提高暂态性能.

根据式(9),速度控制子系统状态方程为

$$\dot{v}_c = \frac{1}{\delta m} \left(\frac{i}{r} u_1 - F_f \text{sgn } v_c - F_d \right). \quad (13)$$

速度跟踪误差为

$$e_1 = v_c^* - v_c. \quad (14)$$

引入积分项,构成积分滑模面为

$$\begin{cases} s_1 = e_1 + k\sigma, \\ \dot{\sigma} = g(e_1), \end{cases} \quad (15)$$

其中 k 为积分系数,满足 $k > 0$. 函数 $g(e_1) = be_1 \cdot \exp^{-|be_1|+1}$, $g(e)$ 为一种“小误差放大,大误差迅速衰减”的光滑的非线性连续函数,可避免大误差引起的积分饱和作用,同时提高小误差时系统收敛速度,可增强对小扰动的鲁棒性,其变化趋势如图7,具有如下性质:

① 当 $|e_1| \leq 1/b$, $g(e_1)$ 为严格单调递增函数,当 $|e_1| > 1/b$, $g(e_1)$ 为单调递减函数,且随着误差绝对值的增加,衰减接近至0.

② 函数 $g(e_1)$ 的符号与误差 e_1 保持一致.

③ b 越小, $g(e_1)$ 曲线拐点越远离纵坐标轴,积分作用范围越广, s_1 收敛值零速度越快,但 b 过小可能出现积分饱和现象,反而会影晌系统收敛速度. b 越大, $g(e_1)$ 曲线越靠近纵坐标轴,大误差积分作用范围越窄,主要在小误差范围积分作用强,但若太小时,会降低 s_1 由边界层到零误差的收敛速度,不利于快速跟踪.实验中要实现期望效果,可逐渐增大参数 b ,直到达到期望跟踪速度且不出现积分饱和为止.

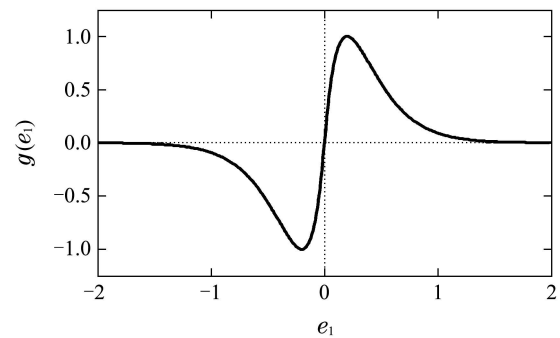


图7 函数 $g(e_1)$ 变化趋势 ($b = 5$)

Fig. 7 Plots of the function $g(e_1)$ ($b = 5$)

根据式(13)设计滑模控制律为

$$u_1 = u_{eq} + u_s = k\delta mg(e_1) + \beta_1 \text{sat}(s_1/\varepsilon), \quad (16)$$

式中: u_{eq} 为等效控制量, u_s 为切换控制量, ε 为边界层厚度, β_1 为切换增益.

证 1) 当 $s_1 \geq \varepsilon$ 时,滑模变量在边界层外, $\text{sat}(s_1/\varepsilon) = \text{sgn } s_1$.

定义Lyapunov函数 $V_1 = s_1^2/2$, 则

$$\dot{V}_1 = s_1 \dot{s}_1 = s_1(\dot{e}_1 + k\dot{\sigma}) = s_1(\dot{e}_1 + kg(e_1)) =$$

$$s_1 \left(\frac{1}{\delta m} \left(\frac{i}{r} u_1 + \frac{1}{\delta m} (F_f \text{sgn } v_c + F_d) + kg(e_1) \right) = s_1 \left(\frac{1}{\delta m} \left(-\frac{i}{r} (\beta_1 \text{sgn } s_1 + \frac{r}{i} k \delta mg(e_1)) - \frac{1}{\delta m} (F_f \text{sgn } v_c + F_d) + kg(e_1) \right) \leq \frac{1}{\delta m} |s_1| \left(-\frac{i}{r} \beta_1 + (|F_f \text{sgn } v_c + F_d|) \right), \quad (17)$$

只需 β_1 满足 $\beta_1 > r/i (|F_f \text{sgn } v_c + F_d|)$, 可使 $\dot{V}_1 \leq 0$.

由此可见, 系统状态能在有限时间内收敛到以滑动面为中心的边界层上.

2) 当 $s_1 < \varepsilon$ 时, 滑模变量在边界层内, $\text{sat}(s_1/\varepsilon) = s_1/\varepsilon$.

设最终常值扰动 $F_r = F_f + F_d$, $\lim_{t \rightarrow \infty} F_r = l$, $\tau = i\beta_1/r\varepsilon$, 则

$$\dot{s}_1 = \dot{e}_1 + kg(e_1) = -\tau s_1 + F_r. \quad (18)$$

上式可视为一阶惯性环节, 拉氏变换可得

$$s_1(s) = \frac{1}{s + \tau} F_r(s). \quad (19)$$

根据终值定理, s_1 的稳态值为

$$s_{1ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} s_1(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{s + \tau} F_r(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + \tau} \lim_{s \rightarrow \infty} s F_r(s) = \frac{l}{\tau}. \quad (20)$$

由于 $g(e_1)$ 连续, 由式(15)知所以 $s_1(t)$ 一致连续, 由Barbalat定理有, 当 $t \rightarrow \infty$, $\dot{s}_1(t) \rightarrow 0$, 则由式(18)可知, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $\dot{e} + kg(e) = 0$ [20, 28].

定义Lyapunov函数 $V_2 = e_1^2/2$, 则有

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (-kg(e_1)) = -kbe_1^2 \exp^{-|be_1|+1} \leq 0 \quad (21)$$

恒成立, 当且仅当 $e_1 = 0$ 时 $\dot{V}_2 = 0$. 根据LaSalle不变性原理可知 ($e = 0$) 为系统的全局渐进稳定平衡点, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = 0$. 因此, 在边界层内系统全局渐进稳定, 稳定点为 $e_1 = 0$.

4.2 横摆角速度控制器设计(Yaw controller design)

横摆角速度控制的重点在于: ① 对大范围变化期望信号的快速、精确跟踪; ② 能够适应负载非线性变化, 对不确定扰动具有强鲁棒性; ③ 克服驱动电机饱和和约束.

滑模控制响应快、鲁棒性强, 但直接采用普通的边界层滑模控制算法, 要同时满足低速小半径转向时的大横摆角速度以及高速大半径转向时的低横摆角速度的快速、精确跟踪, 需要采用较大的切换增益, 较小的边界层, 容易引起控制量的抖动, 降低车辆运动的

平顺性和电机驱动效率. 同时, 积分滑模响应速度相对较慢, 尤其是高速转向时, 横摆角速度期望值较小, 控制器积分项起主要作用, 响应速度慢, 不利于车辆的灵活操控.

履带车辆转向动力学分析表明转向行驶最大的非线性和不确定因素为地面转向阻力, 其受转向半径、行驶速度和路面参数等多方面因素的影响. 基于“等效控制”的思想, 如果能实现对转向阻力系数 μ 的精确估计, 能够大大提高系统控制精度, 同时降低滑模鲁棒控制项增益幅值, 研究表明模糊自适应方法不依赖系统精确模型, 能够对不确定参数精确逼近. 因此本文设计FASMC算法, 采用模糊自适应控制项对系统主要的不确定因素即地面转向阻力系数 μ 进行在线精确逼近, 保证系统的控制精度和适应性; 滑模控制项主要作用在于提高响应速度, 克服路面突加扰动以及未建模动态特性的影响; 为防止电机进入深度饱和状态, 还对自适应参数进行了约束.

根据式(9)横摆角速度控制子系统状态方程为

$$\dot{\omega}_c = \frac{iB}{2rJ} u_2 - \frac{M_u}{J} \text{sgn } \omega_c - \frac{M_d}{J}. \quad (22)$$

定义误差为

$$e_2 = \omega_c^* - \omega_c. \quad (23)$$

滑模面函数为

$$s_2 = e_2. \quad (24)$$

令 $f(\omega_c) = \mu$, 根据模糊逻辑系统的万能逼近特性, 以模糊逻辑函数 $\hat{f}(\omega_c)$ 任意精度逼近连续函数 $f(\omega_c)$. 按照以下步骤构造模糊系统:

1) 对于变量 ω_c 定义模糊输入集合 A_i 和输出集合 $B_i (i = 1, \dots, n)$, 而后制定 n 条模糊控制规则.

2) 采用单值模糊化、乘积推理和中心平均加权非模糊化等手段, 得到模糊系统的输出为

$$\hat{f}(\omega_c) = \frac{\sum_{i=1}^n f^i \mu_A(\omega_c)}{\sum_{i=1}^n \mu_A(\omega_c)}, \quad (25)$$

其中 $\mu_A(\omega_c)$ 为 ω_c 的高斯隶属度函数, 满足

$$\mu_A(\omega_c) = \exp\left(-\left(\frac{\omega_c - a}{b}\right)^2\right), b > 0. \quad (26)$$

3) 引入向量 $\xi(\omega_c)$, 使上式变为 $\hat{f}(\omega_c) = \hat{\theta}^T \xi(\omega_c)$. 其中: $\theta = (f^1 \dots f^n)^T$ 为参数向量, $\xi^i(\omega_c) = \xi^1(\omega_c) \dots \xi^n(\omega_c)^T$ 为模糊基函数向量, 且 $\xi^i(\omega_c)$ 满足 [22, 29]

$$\xi^i(\omega_c) = \frac{\mu_A(\omega_c)}{\sum_{i=1}^n \mu_A(\omega_c)}. \quad (27)$$

假设最优参数估计值为

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in \Omega} [\sup_{\omega_c \in \mathbb{R}^2} |\hat{f}(\omega_c) - f(\omega_c)|], \quad (28)$$

式中 Ω 为 θ 的集合. 假设 Δ 为逼近误差, 存在较小上确界, 则有

$$f(\omega_c) = \theta^{*T} \xi(\omega_c) + \Delta. \quad (29)$$

进一步可推导出

$$\begin{aligned} \hat{f}(\omega_c) - f(\omega_c) &= \hat{\theta}^T \xi(\omega_c) - \theta^{*T} \xi(\omega_c) - \Delta = \\ &= \tilde{\theta}^T \xi(\omega_c) - \Delta, \end{aligned} \quad (30)$$

式中 $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta^*$.

可设计控制律为

$$u_2 = \frac{mgLr}{2iB} \hat{f}(\omega_c) + \frac{2Jr}{iB} \omega_c^* + \beta_2 \text{sat} \left(\frac{s_2}{\varepsilon_2} \right) + k_2 s_2, \quad (31)$$

式中滑模切换增益 β_2 .

由式(22)–(24) (31)得

$$\begin{aligned} \dot{s}_2 &= \frac{1}{J} \left(-\frac{iB}{2r} u_2 + \frac{f(\omega_c) mgL}{4} + M_d \right) + \dot{\omega}_c^* = \\ &= \frac{1}{J} \left(-\frac{mgL}{4} (\hat{f}(\omega_c) - f(\omega_c)) - \right. \\ &\quad \left. \frac{iB}{2r} (\beta_2 \text{sat} (s_2/\varepsilon_2) + k_2 s_2) + M_d \right) = \\ &= \frac{1}{J} \left(-\frac{mgL}{4} (\tilde{\theta}^T \xi(x) - \Delta) - \right. \\ &\quad \left. \frac{iB}{2r} (\beta_2 \text{sat} (s_2/\varepsilon_2) + k_2 s_2) + M_d \right). \end{aligned} \quad (32)$$

自适应律设计为

$$\dot{\hat{\theta}} = \gamma \frac{mgL}{4J} s_2 \xi(\omega_c), \quad \gamma > 0. \quad (33)$$

证 定义Lyapunov函数

$$V_3 = \frac{1}{2} s_2^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta}, \quad (34)$$

则导数为

$$\dot{V}_3 = s_2 \dot{s}_2 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}}. \quad (35)$$

因为稳定转向过程中 θ^* 为定值, 故 $\dot{\theta}^* = 0$, $\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\hat{\theta}}$, 代入上式, 有

$$\dot{V}_3 = s_2 \dot{s}_2 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}^T \dot{\hat{\theta}}. \quad (36)$$

边界层外存在 $\text{sat} (s_2/\varepsilon_2) = \text{sgn} s_2$, 将式(31)代入式(36)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \frac{s_2}{J} \left(-\frac{mgL}{4} (\tilde{\theta}^T \xi(x) - \Delta) - \right. \\ &\quad \left. \frac{iB}{2r} (\beta_2 \text{sgn} s_2 + k_2 s_2) + M_d \right) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}^T \dot{\hat{\theta}}. \end{aligned} \quad (37)$$

因此当满足 $\beta_2 \geq \frac{2r}{iB} \left(\frac{mgL\Delta}{4} + M_d \right)$ 时,

$$\dot{V}_3 \leq$$

$$\begin{aligned} s_2 \left(\frac{mgL\Delta}{4} - \frac{iB}{2r} \beta_2 \text{sgn} s_2 \right) - \frac{iB}{2r} k_2 s_2 + M_d \leq \\ - \frac{iB k_2}{2r} s_2^2 \leq 0. \end{aligned} \quad (38)$$

可得出 $V_3(t)$ 是非负且单调递减的, 因此 $V_3(t)$, s_2 有界.

假设 $V_4(t) = V_3(t) - \int_0^t (\dot{V}_3(\tau) + \frac{iB k_2}{2r} s_2^2(\tau)) d\tau$, 则可得

$$\lim_{t \rightarrow 0} V_3(t) = \lim_{t \rightarrow 0} V_4(t), \quad (39)$$

$$\dot{V}_3(t) \leq \dot{V}_4(t) = -\frac{iB k_2}{2r} s_2^2 \leq 0. \quad (40)$$

因此 $V_3(t) \leq V_4(t)$ 恒成立, 由 $V_3(t)$ 有下界, 可推导出 $V_4(t)$ 单调递减有下界. 由于 s_2 有界, 所以 $\dot{V}_4(t)$ 一致连续, 由Barbalat引理可知 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{V}_4(t) = 0$, 由式(40)可推出 $\lim_{t \rightarrow \infty} s_2(t) = 0$. 因此, 当系统状态进入边界层时, 即 $s_2 < \varepsilon_2$ 时, 跟踪误差渐近收敛到边界层内, 满足 $e_2 < \varepsilon_2$.

由于实际电机输出能力有限, 容易出现电机输出饱和的情况, 系统难以满足两通道控制动力要求, 尤其在车辆高速转向时. 以优先确保车辆行驶安全为原则, 应优先保证车辆行驶轨迹的稳定, 即横摆角速度的跟踪控制要求. 因此控制算法设计时, 必要时可牺牲行驶速度控制性能, 使滑模控制项能够抵消直线行驶控制量的影响, 使驱动系统能够输出期望转矩差值, 实现降速转向, 即

$$\beta_2 \geq \beta_1 + \frac{2r}{iB} \left(\frac{mgL\Delta}{4} + M_d \right). \quad (41)$$

考虑设计电机输出能力有限, 为了防止 $\hat{\theta}$ 过大而造成系统进入深度过饱和状态, 需对导数 $\dot{\hat{\theta}}$ 进行约束实现限幅^[30]:

$$\dot{\hat{\theta}} = \begin{cases} 0, & \hat{\theta} \geq \hat{\theta}_{\max}, \dot{\hat{\theta}} < 0 \text{ 或 } \hat{\theta} \leq \hat{\theta}_{\min}, \dot{\hat{\theta}} > 0, \\ \dot{\hat{\theta}}, & \text{其他}. \end{cases} \quad (42)$$

5 仿真研究(Simulation research)

为了验证控制策略的有效性, 以某型8 t双侧电驱动履带车辆为对象, 基于Matlab/Simulink进行了仿真试验. 驱动电机性能参数: $p_n = 6$, $J = 0.021 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $R = 4.5 \text{ m}\Omega$, $L_d = 0.47 \text{ mH}$, $L_q = 1.45 \text{ mH}$, 额定功率100 kW, 额定转速3200 r/min, 额定转矩300 Nm, 最大转矩625 Nm, 短时峰值转矩825 Nm, 峰值转矩主要在转向时使用. 控制器参数: 速度控制器 $\varepsilon = 0.7$, $b = 15$, $k_i = 0.36$, $\beta_1 = 625$; 横摆角速度控制器中 $\varepsilon = 0.1$, $\gamma = 200$, $\theta_{\max} = 750$, $\beta_2 = 700$. 路面参数: 水泥硬路面 $f = 0.05$, $\mu_{\max} = 0.6$; 草地路面: $f = 0.05$, $\mu_{\max} = 0.85$. 考虑实际测量信号存在噪声, 速度反馈信号增加幅值0.15, 50 Hz的随机噪声, 横摆角速度反馈信号增加幅值0.005, 50 Hz的随机噪声.

5.1 直线加速、减速行驶工况(Accelerating and brake)

图8为车辆行驶速度控制曲线, 图9为速度控制器控制量曲线. 如图8所示, 0s时期望速度30 km/h, 10s时期望速度上升为50 km/h, 20s时期望速度减为10 km/h, 37s时期望速度上升为40 km/h, 其中默认路面为水泥硬路面, 6-8s内为草地路面, 模拟路面小扰动情况; 路面坡度值默认值为0°, 28-32s内为20°, 模拟路面大扰动.

为验证改进NLISM算法有效性, 与单纯SMC, 文献[20]提出的饱和NLISM控制算法进行了对比. 由仿真可看出, 3种算法均能实现车速的跟踪控制, 由于边界层厚度一致, 控制量抖振幅度一样. 但SMC算法在扰动时难以消除稳态跟踪误差; 饱和NLISM算法虽能够消除跟踪误差, 对扰动具有一定鲁棒性, 但跟踪过程中超调较大、调节时间长; 改进NLISM算法跟踪精度高, 几乎没有超调, 同时对大、小扰动的鲁棒性较好.

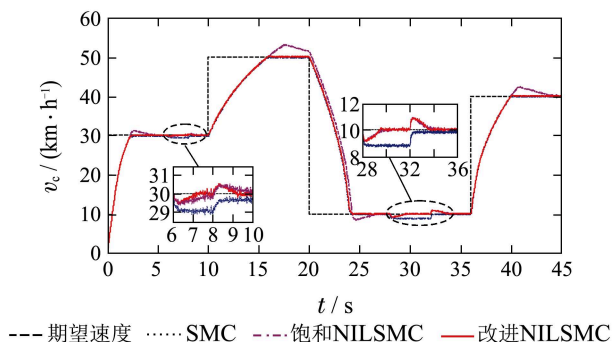


图 8 车辆速度曲线

Fig. 8 Velocity of vehicle

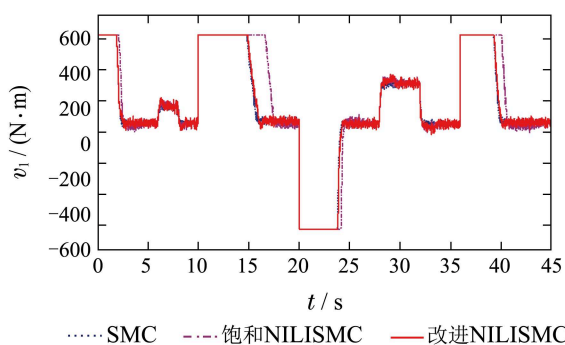


图 9 速度控制器控制输入

Fig. 9 Control input of velocity controller

5.2 不同车速下多半径转向工况(Multi-radius steer under various velocity)

图10为车辆速度曲线, 图11车辆横摆角速度曲线, 图12相对转向半径倒数曲线, 图13输出控制量曲线. 如图10-11所示, 0-10s速度为2.5 km/h时进行B/2转向, 10-20s速度为15 km/h时进行5B半径转向, 20-30s速度为30 km/h时进行10B半径转向, 30-50s速度

为45 km/h时进行20B半径转向, 50-75s速度为60 km/h进行40B半径转向, 其中14-16s路面由水泥路变为草地, 模拟转向过程中路面扰动.

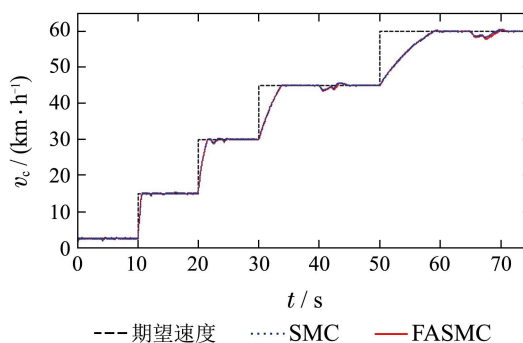


图 10 行驶速度曲线

Fig. 10 Velocity of vehicle

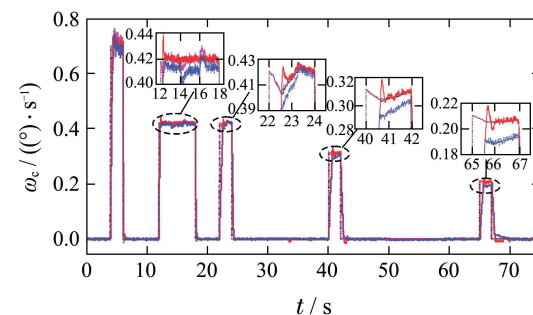


图 11 横摆角速度曲线

Fig. 11 Yaw rate of vehicle

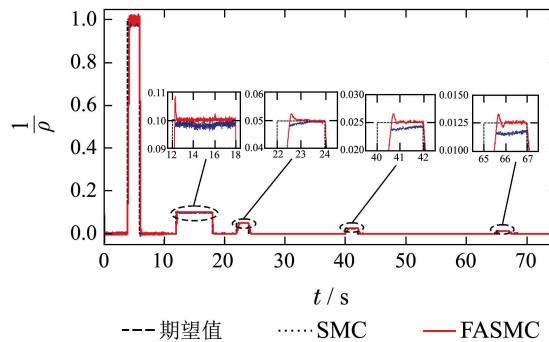


图 12 相对转向半径倒数曲线

Fig. 12 Reciprocal of comparative steering radius

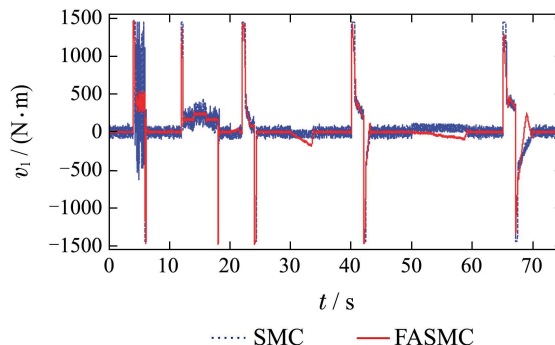


图 13 横摆角速度控制器控制输入

Fig. 13 Control input of yaw rate controller

与单纯SMC控制对比仿真表明,两种算法均能实现不同工况下横摆角速度的跟踪,对路面扰动鲁棒性较好,相比之下FASMC算法跟踪精度更高,能够消除跟踪误差,且控制量抖振更小。

5.3 变速、变半径转向工况(Various-radius steer under changing velocity)

图14为车辆速度控制曲线,图15横摆角速度曲线,图16相对转向半径倒数曲线。如图14~16所示,期望速度在10~20s为40 km/h,20~35s匀减速为10 km/h,35~45s保持10 km/h,45~50s匀加速为30 km/h,55~70s保持30 km/h,15s开始以20B半径转向,25s时开始10B半径转向,35s时开始5B半径转向,40s时开始20B半径转向,50s时开始10B半径转向,60s时5B半径修正转向,65s时回正。

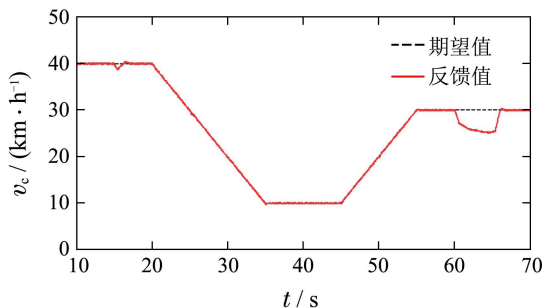


图 14 行驶速度曲线

Fig. 14 Velocity of vehicle

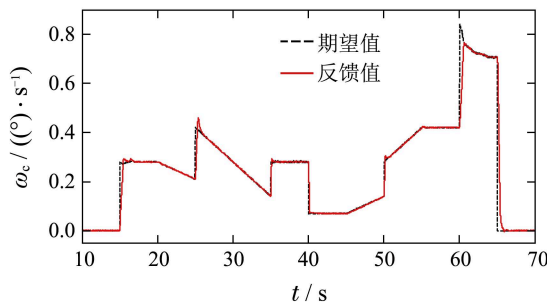


图 15 横摆角速度曲线

Fig. 15 Yaw rate of vehicle

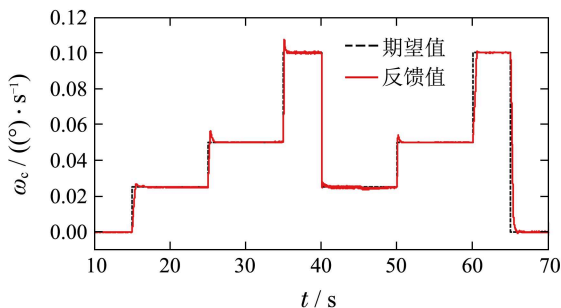


图 16 相对转向半径倒数曲线

Fig. 16 Reciprocal of comparative steering radius

仿真可知,横摆角速度随期望转向半径和行驶速度变化而变化,控制策略能够抑制速度变化对横摆角

速度控制的扰动。在控制车辆正常加、减速的同时,实现变速条件下变半径稳定转向,确保车辆弯道行驶、越野路面行驶等工况下速度、行驶轨迹的可控性。当60~65s时驱动电机饱和,横摆角速度控制能够抵消速度控制量的影响,形成足够转矩差,实现车辆平稳降速转向。

6 结论(Conclusions)

1) 通过矩阵变换,将双输入双输出的车辆运动控制系统分解为速度和横摆角速度两个子系统,消除系统控制耦合和非线性动力学耦合作用;

2) 提出一种改进非线性积分滑模算法和模糊自适应滑模控制算法,分别用于车辆速度控制和横摆角速度控制,并进行了稳定性、收敛性分析;

3) 仿真表明:运动控制策略能够实现车辆多种工况稳定的直线、转向行驶,相比传统滑模控制算法,本文控制算法响应快、跟踪精度高,输出控制量抖振小,抗扰能力强。

参考文献(References):

- [1] KHAHIL G. Electric/hybrid electric drive vehicle for military applications promises and challenges [J]. *Military Technology*, 2007, 31(9): 132 - 144.
- [2] BRUDNAK M, POZOLO M, MELDRUM A. Virtual combat vehicle experimentation for duty cycle measurement [R]. *The USA Government Report*, 2008.
- [3] 曾望. 国外装甲车辆全电技术的最新发展 [J]. *现代军事*, 2010, (12): 52 - 58.
(ZENG Wang. Recently development of all-electric technology of foreign armored vehicles [J]. *Conmilit*, 2010, (12): 52 - 58.)
- [4] 孟昭福, 朱莉, 方文. 军用混合动力车型研制近况 [J]. *国外坦克*, 2013, (8): 39 - 42.
(MENG Zhaofu, ZHU Li, FANG Wen. Recently research of military hybrid electric vehicle [J]. *Foreign Tank*, 2013, (8): 39 - 42.)
- [5] 翟丽, 孙逢春, 谷中丽, 等. 电传动履带车辆电子差速转向控制策略 [J]. *北京理工大学学报*, 2009, 29(2): 113 - 117.
(ZHAI Li, SUN Fengchun, GU Zhongli, et al. Steering control strategy of electronic differential speed in electric drive tracked vehicle [J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2009, 29(2): 113 - 117.)
- [6] 孙逢春, 陈树勇, 郭汾. 基于转矩控制策略的电传动履带车辆驱动特性研究 [J]. *兵工学报*, 2007, 28(2): 129 - 133.
(SUN Fengchun, CHEN Shuyong, GUO Fen. Research on driving performances of electric transmission tracked vehicles based on torque control strategy [J]. *Acta Armamentarii*, 2007, 28(2): 129 - 133.)
- [7] 邹渊, 孙逢春, 张承宁. 电传动履带车辆双侧驱动转矩调节控制策略 [J]. *兵工学报*, 2007, 28(12): 1409 - 1414.
(ZOU Yuan, SUN Fengchun, ZHANG Chengning. Torque-regulating control strategy of electric tracked vehicle driven by dual-motor [J]. *Acta Armamentarii*, 2007, 28(12): 1409 - 1414.)
- [8] 翟丽, 孙逢春, 谷中丽, 等. 电子差速履带车辆转向转矩神经网络PID控制 [J]. *农业机械学报*, 2009, 40(2): 1 - 5.
(ZHAI Li, SUN Fengchun, GU Zhongli, et al. Neural networks PID control of steering torque for electronic differential tracked vehicle [J]. *Transaction of Chinese Society for Agricultural Machinery*, 2009, 40(2): 1 - 5.)

- [9] 邹渊, 孙逢春, 张承宁. 电传动履带车辆双侧驱动转速调节控制策略 [J]. 北京理工大学学报, 2007, 27(4): 303 – 307.
(ZOU Yuan, SUN Fengchun, ZHANG Chengning. Dual-motor driving electric tracked vehicle speed-regulating control strategy [J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2007, 27(4): 303 – 307.)
- [10] WANG G, WANG S, CHEN C. Design of turning control of tracked vehicle [J]. *IEEE Control System Magazine*, 1990, 17(2): 122 – 125.
- [11] CHEN C, JIA Y. Non-linear decoupling control of vehicle plane motion [J]. *IET Control Theory and Applications*, 2012, 6(13): 2083 – 2094.
- [12] 李家文. 大型捆绑火箭姿态控制系统的建模、设计与分析[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2011.
(LI Jiawen. *Modeling design and analysis of large strap-on launch vehicle's attitude control system* [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011.)
- [13] 王婕, 宗群, 田柏苓. 基于拟连续高阶滑模的高超声速飞行器再入姿态控制 [J]. 控制理论与应用, 2014, 31(9): 1166 – 1173.
(WANG Jie, ZONG Qun, TIAN Bailong. Reentry attitude control for hypersonic vehicle based on quasi-continuous high order sliding mode [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(9): 1166 – 1173.)
- [14] 刘振业. 全垫升气垫船安全航行自抗扰控制策略研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2013.
(LIU Zhenye. *Research on safe ride control strategy based on ADRC for air cushion vehicle* [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2013.)
- [15] 刘晶, 吴爱国, 董娜. 基于动态逆的直升机多变量鲁棒控制 [J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2014, 42(10): 63 – 68.
(LIU Jing, WU Aiguo, DONG Na. Robust multivariable control of helicopter based on dynamic inversion [J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2014, 42(10): 63 – 68.)
- [16] KANG J. Driving control algorithm for maneuverability lateral stability, and rollover prevention of 4WD electric vehicles with independently driven front and rear wheels [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(7): 2987 – 3000.
- [17] KIM W. Drive control algorithm for an independent 8 in-wheel motor drive vehicle [J]. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 2011, 25(6): 1573 – 1581.
- [18] KIM W. Coordinated control of tractive and braking forces using high slip for improved turning performance of an electric vehicle equipped with in-wheel motors [C] // *Proceedings of the IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. Yokohama, Japan: IEEE, 2012, 5: 4673 – 4677.
- [19] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展 [J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 408 – 418.
(LIU Jinkun, SUN Fuchun. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control [J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(3): 408 – 418.)
- [20] 李鹏, 郑志强. 非线性积分滑模控制方法 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(3): 421 – 425.
(LI Peng, ZHENG Zhiqiang. Sliding mode control approach with nonlinear integrator [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(3): 421 – 425.)
- [21] DE CASTRO R, ARAUJO R E, FREITAS D. Wheel slip control of EVs based on sliding mode technique with conditional integrators [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013, 60(8): 3256 – 3271.
- [22] 段洪君, 史小平. 基于模糊自适应的微型飞行器姿态控制 [J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(10): 2455 – 2459.
(DUAN Hongjun, SHI Xiaoping. Attitude control for micro-vehicle based on fuzzy adaptive algorithm [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2009, 31(10): 2455 – 2459.)
- [23] GHASEMI A, MORADI M, MENAJ M B. Adaptive fuzzy sliding mode control design for a low-lift reentry vehicle [J]. *Journal of Aerospace Engineering*. 2012, 25(2): 200 – 216.
- [24] LIU W, SUI Q. Adaptive fuzzy sliding mode control and simulation for ship's course steering [J]. *Journal of information and Computation Science*, 2011, 8(15): 3553 – 3563.
- [25] CONG B L, LIU X D, CHEN Z. Improved adaptive sliding mode control for rigid spacecraft attitude tracking [J]. *Journal of Aerospace Engineering*, 2014, 27(4): 1 – 9.
- [26] 王良曦, 王红岩. 车辆动力学 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
(WANG Liangxi, WANG Hongyan. *Active Disturbance Rejection Control Technique* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008.)
- [27] 彭晓燕, 刘威, 张强. 基于改进型偏差耦合结构的多电机同步控制 [J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2013, 40(11): 77 – 83.
(PENG Xiaoyan, LIU Wei, ZHANG Qiang. Synchronized control of multi-motor based on the improved relative coupling control [J]. *Journal of Hunan University (Natural Science)*, 2013, 40(11): 77 – 83.)
- [28] 冯勇, 安澄全, 李涛. 采用双滑模平面减小一类非线性系统稳态误差 [J]. 控制与决策, 2000, 15(3): 361 – 364.
(FENG Yong, AN Chengquan, LI Tao. Steady state error reduction using two sliding surfaces in a class of nonlinear systems [J]. *Control and Decision*, 2000, 15(3): 361 – 364.)
- [29] 刘金琨. 滑模变结构控制Matlab仿真(第2版) [M], 北京: 清华大学出版社, 2012: 93 – 103.
(LIU Jinkun. *Sliding Mode control design and Matlab Simulation (Second Edition)* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2012: 93 – 103.)

作者简介:

曾庆含 (1988–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为装甲车辆电传动系统控制技术, E-mail: cqh_zgy@163.com;

马晓军 (1963–), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为军用车辆电气工程, E-mail: maxiaojun_zgy@163.com;

袁东 (1981–), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为武器系统运动控制, E-mail: yuan_dong2005@163.com;

刘春光 (1980–), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为电传动装甲车辆控制技术, E-mail: liu_mu2000@163.com.