

许正荣, 王文周, 辜丽川, 等. 基于轨迹跟踪的农用履带机器人自适应滑模控制[J]. 江苏农业学报, 2018, 34(3): 711-720.
doi: 10.3969/j.issn.1000-4440.2018.03.034

基于轨迹跟踪的农用履带机器人自适应滑模控制

许正荣, 王文周, 辜丽川, 乔 焰, 褚刚秀, 焦 俊

(安徽农业大学信息与计算机学院, 安徽 合肥 230036)

摘要: 为了提高农用履带机器人轨迹跟踪控制的性能, 在履带机器人运动学模型的基础上, 设计了自适应滑模控制, 构建了一种变倾斜参数的自适应积分滑模切换函数, 基于这个函数提出了由等效控制和切换控制组成的自适应滑模跟踪控制, 将机器人的位姿误差, 以及在线辨识的时变不确定参数反馈至控制器中, 计算出左右轮驱动电机的期望角速度, 同时利用李亚普诺夫方法证明了所设计滑模跟踪控制的稳定性。田间试验结果表明, 当机器人以1~4 m/s速度运行时, 在运动方向距离误差、侧向距离误差和航向角的误差分别为-0.04~0.04 m, -0.09~0.07 m 和-0.03~0.05 rad。因此, 机器人自适应滑模控制具有良好的控制精度, 能够满足田间实际作业的要求。

关键词: 机器人; 滑模控制; 运动学; 自适应; 位姿误差; 积分滑模面

中图分类号: S24, TP242.6 文献标识码: A 文章编号: 1000-4440(2018)03-0711-10

Adaptive sliding mode control for agricultural tracked robot based on trajectory tracking

XU Zheng-rong, WANG Wen-zhou, GU Li-chuan, QIAO Yan, CHU Gang-xiu, JIAO Jun

(School of Information and Computer, Anhui Agricultural University, Hefei 230036, China)

Abstract: To improve the performance of trajectory tracking control for agricultural tracked robot (ATR), on the basis of the dynamic characteristics of kinematics model, a sliding mode control module and an integral sliding mode switching function (ISMSF) were proposed. Furthermore, an adaptive sliding mode trajectory tracking control (ASMTTC) was developed based on ISMSF, which was composed of equivalent control and nonlinear switch control. The ASMTTC could feed back the position and orientation error and the time-varying parameters to the controller, so the expected angular velocities of the left and right driving wheels could be calculated. Finally, the stability of ASMTTC was proved by Lyapunov method. The results showed that: when the ATR ran at speed of 1~4 m/s, the tracking error for ATR ranged from -0.04 m to 0.04 m, from -0.09 m to 0.07 m in the direction of motion and lateral distance, respectively, and heading error ranged from -0.03 rad to 0.05 rad. In conclusion, the ASMTTC of robot had good control accuracy and can meet the requirements of field operation.

Key words: robot; sliding mode control (SMC); kinematics; adaptive; position and orientation error; integral sliding surface

收稿日期: 2018-03-11

基金项目: 国家自然科学基金项目(31671589、31371533、3177167);
安徽省重大攻关项目(15cz03131、16030701092); 安徽省
高校自然科学研究重点项目(kj2016A836、KJ2018A0145)

作者简介: 许正荣(1974-), 女, 安徽合肥人, 硕士, 讲师, 主要从事物
联网与通信研究。(E-mail) 31321832@qq.com

通讯作者: 焦 俊, (E-mail) jiaojun2000@sina.com

由于农用履带机器人(Agricultural tracked robot, ATR)具有体积小、活动范围大等优点, 已经在农田环境监测、农产品采摘等领域获得高度重视。对 ATR 进行稳定、精确的控制是 ATR 的关键技术之一^[1-2]。但是 ATR 运动方程的非线性、耦合性、系统参数的时变性, 以及农田地形复杂性、环境多变性

都给 ATR 的控制增加了难度,常规的线性控制法难以满足农业实际应用需求和高精度的控制性能要求。一般的控制方法中,反馈线性化方法在系统存在不确定性,受到干扰时其鲁棒性没有保障^[3]; Backstepping 法需要系统的模型满足状态线性化;神经网络控制法控制算法复杂^[4];PID 控制法对于非线性和结构不确定系统的控制效果较差^[5];焦俊等^[6]针对移动机器人动力学的高度非线性和运动环境的不确定性,提出基于模糊逻辑的移动机器人路径跟踪控制方法,该方法对于差动转向移动机器人的运动控制具有普适性,但其对较大曲率的轨迹跟踪效果表现欠佳。

滑模变结构控制不依赖被控对象精确的数学模型,具有对参数和环境变化不敏感和工程实现简单的特性,然而,“抖振”问题是滑模控制本身固有的缺陷,它会使机器人的执行机构在频繁切换中出现故障,降低系统稳定性。对此,有研究者试图通过在切换函数中增加积分项来解决这一问题,虽然积分项在一定程度上降低了“抖振”,但是随着积分项的引入,又会导致在初始误差较大的情况下,出现积分饱和现象,使系统出现大幅度超调,甚至不稳定^[7-10],阻碍了滑模控制的应用。

为了解决该问题,本研究从控制策略角度出发,构建变倾斜参数的自适应积分滑模切换函数,基于该函数提出由等效控制和切换控制组成的自适应滑模跟踪控制,将机器人的速度和位姿误差反馈至变结构控制中,然后根据运动学关系,分解驱动轮的期望速度,同时从理论上分析证明该控制方法的可达性和稳定性,从仿真和试验上验证该控制方法的有效性。

1 轨迹跟踪的位姿误差模型

ATR 的几何结构俯视图以及坐标系定义的简化图如图 1 所示,其中 XOY 、 $x_b o_a y_b$ 分别为惯性坐标系和跟踪坐标系,ATR 状态由质心 O_a 在 XOY 坐标系中的位置及航向 θ 来表示,其中 (x, y) 为机器人质心在 XOY 坐标系中的坐标, θ 为 ATR 运动方向和 X 轴的夹角, v 和 ω 分别表示 ATR 的线速度和角速度^[11-12], p 为机器人的几何中心, d 为质心 p 与几何中心 O_a 之间的距离,驱动轮半径为 r ,两轮间轴向距离为 $2A$ 。根据图 1 得到履带机器人运动学模型为式(1),ATR 的实际位姿为 $p = (X, Y, \theta)^T$,期望位姿

为 $p_r = (X_r, Y_r, \theta_r)^T$, ATR 的位姿误差如图 2 所示。

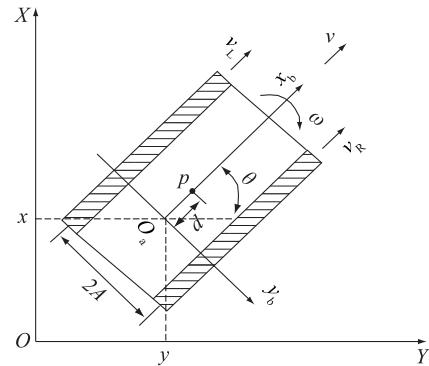


图 1 机器人模型

Fig.1 Sketch of agricultural tracked robot (ATR) model

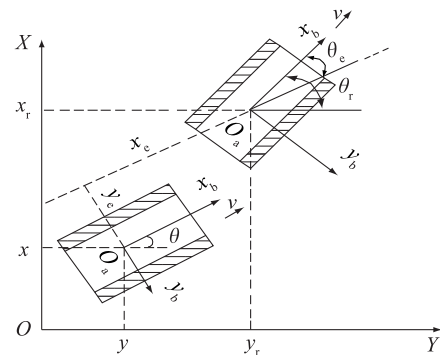


图 2 位姿误差示意图

Fig.2 Sketch map of position and orientation error

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -d\sin\theta \\ \sin\theta & d\cos\theta \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} \quad (1)$$

轨迹跟踪误差为式(2):

$$e = \begin{bmatrix} x_e \\ y_e \\ \theta_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r - x \\ y_r - y \\ \theta_r - \theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, x_e 和 y_e 分别为 x_b 轴和 y_b 轴向误差, θ_e 为航向角误差,将式(2)微分,结合式(1)得到如式(3)的位姿误差微分方程。

$$\begin{cases} \dot{x}_e = y_e \omega + v_r \cos\theta_e - v \\ \dot{y}_e = -x_e \omega + v_r \sin\theta_e - d\omega \\ \dot{\theta}_e = \omega_r - \omega \end{cases} \quad (3)$$

2 自适应滑模轨迹跟踪控制设计

为了实现 ATR 的自适应滑模轨迹跟踪控制 (Adaptive sliding mode trajectory tracking control, ASMTTC), 在分析了位姿误差模型和滑模“抖振”对系统稳定性影响的基础上, 构建基于变 sigmoid 的积分切换函数的 ASMTTC, 将位姿误差和可调参数反馈至 ASMTTC 中, ASMTTC 再输出左右驱动轮角速度, 使得 ATR 的位姿满足式(4), ASMTTC 控制系统结构如图 3 所示。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (p - p_r) = 0 \quad (4)$$

式中 p 是机器人位姿, p_r 是期望位姿。

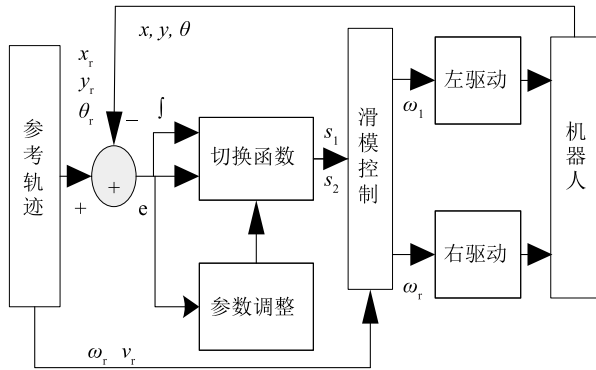


图 3 自适应滑模控制结构图

Fig.3 Structure diagram of adaptive sliding mode trajectory tracking control (ASMTTC)

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_e \omega + v_r \cos \theta_e - d \omega_r \sin \theta_e - v + k_{k1} \frac{1 - e^{-\alpha_1 x_e}}{1 + e^{-\alpha_1 x_e}} \\ \omega_r - \omega + \frac{\dot{v}_r y_e + v_r (-x_e \omega + v_r \sin \theta_e - d \omega)}{1 + (v_r y_e)^2} + \frac{v_r (d \omega_r \cos \theta_e)}{1 + (v_r y_e)^2} + k_{k2} \frac{1 - e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}}{1 + e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

令式(8)等于 0, 得到等效控制式(9)。

$$U_{eq} = \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_e \omega + v_r \cos \theta_e - d \omega_r \sin \theta_e + k_{k1} \frac{1 - e^{-\alpha_1 x_e}}{1 + e^{-\alpha_1 x_e}} \\ (\omega_r + \frac{\dot{v}_r y_e + v_r (v_r \sin \theta_e + d \omega_r \cos \theta_e)}{1 + (v_r y_e)^2} + k_{k2} \frac{1 - e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}}{1 + e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}}) / (1 + \frac{v_r x_e + v_r d}{1 + (v_r y_e)^2}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中 U_{eq} 是等效控制。令切换控制为:

$$U_{sw} = \begin{bmatrix} \beta_1 (\text{sat}(s_1 \Delta_1 - 1)) \\ \beta_2 (\text{sat}(s_2 \Delta_2 - 1)) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中 β_1, β_2 为切换增益, 均大于 0; $\text{sat}(\cdot)$ 为饱和

2.1 切换函数的设计

针对位姿误差微分方程式(3)的特点, 设计基于变倾斜参数的 Sigmoid 滑模切换函数式(5)。由于使用了具有饱和特性的非线性函数, 这样在出现较大位姿误差时, 就抑制了积分项的作用, 避免出现较大的超调; 在误差较小时具有一定的放大作用, 在不引起“抖振”的情况下使控制精度得到提高^[13-14]。

$$s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_e + \int_0^t k_{k1} \frac{1 - e^{-\alpha_1 x_e}}{1 + e^{-\alpha_1 x_e}} d\tau \\ \theta_e + \arctan(v_r y_e) + \int_0^t k_{k2} \frac{1 - e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}}{1 + e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}} d\tau \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中 k_{k1}, k_{k2} 均为正常数, α_1, α_2 为倾斜参数, 其自适应调节公式为式(6)。

$$\begin{cases} \alpha_1 = c_1 e^{-c_2 x_e} \\ \alpha_2 = c_3 e^{-c_4 |\theta_e + \arctan(v_r y_e)|} \end{cases} \quad (6)$$

式中 c_1, c_2, c_3, c_4 均为正常数, 从式(6)可知, α_1, α_2 随着位姿误差的减小而增大。

2.2 滑模控制律设计

对式(5)求导可得式(7)。

$$\dot{s} = \begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_e + k_{k1} \frac{1 - e^{-\alpha_1 x_e}}{1 + e^{-\alpha_1 x_e}} \\ \dot{\theta}_e + \frac{\dot{v}_r y_e + v_r \dot{y}_e}{1 + (v_r y_e)^2} + k_{k2} \frac{1 - e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}}{1 + e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

将式(3)代入式(7), 得式(8)。

函数; Δ_1, Δ_2 为边界层厚度。若边界层厚度值较大, 抗“抖振”能力较强, 会降低控制精度; 若厚度值较小, 能够提高控制精度, 但易引起“抖振”。

综合式(9)和式(10), 得到总的滑模控制律 $U =$

$$U_{eq} + U_{sw} \circ$$

$$U = \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_e \omega + v_r \cos \theta_e - d \omega_r \sin \theta_e + k_{k1} \frac{1 - e^{-\alpha_1 x_e}}{1 + e^{-\alpha_1 x_e}} + \beta_1 \left[\text{sat} \left(\frac{s_1}{\Delta_1} \right) \right] \\ \left\{ \omega_r + \beta_2 \left[\text{sat} \left(\frac{s_2}{\Delta_2} \right) \right] + \frac{\dot{v}_r y_e + v_r (v_r \sin \theta_e + d \omega_r \cos \theta_e)}{1 + (v_r y_e)^2} + k_{k2} \frac{1 - e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}}{1 + e^{-\alpha_2 [\theta_e + \arctan(v_r y_e)]}} \right\} / \left[1 + \frac{v_r x_e + v_r d}{1 + (v_r y_e)^2} \right] \end{bmatrix} \quad (11)$$

2.3 稳定性分析

从边界层的可达性和边界层内系统平衡点的稳定性方面分析证明, ASMTTC 可以控制机器人跟踪轨迹收敛于平衡点^[15-18], 即跟踪位姿误差趋于 0。

定理 1: 考虑系统式(3), 按式(5)构造切换函数, 若采用式(11)所示的滑模控制律, 则式(3)所描述的系统将在有限时间内到达滑模边界。

证明: 以 s_1 为切换函数为证明实例, 当系统到达边界层时, 存在式(12)

$$\begin{aligned} s_1 \dot{s}_1 &= s_1 \left[y_e \omega - v - d \omega_r \sin \theta_e + v_r \cos \theta_e + d(t) + k_{k1} \frac{1 - e^{-\alpha_1 x_e}}{1 + e^{-\alpha_1 x_e}} \right] \\ &= s_1 [d(t) - \beta_1 \text{sat}(s_1 \Delta_1 - 1)] \end{aligned} \quad (12)$$

式中, $d(t)$ 是干扰值, 且 $|d(t)| \leq d_{\max}$, $\beta_1 = d_{\max} + \lambda$ 是切换增益, $\lambda > 0$ 。当系统到达边界层外后, $\text{sgn}(s_1 \Delta_1 - 1) = \text{sat}(s_1 \Delta_1 - 1)$, 存在 $s_1 \dot{s}_1 = s_1 [d(t) - \beta_1 \text{sgn}(s_1 \Delta_1 - 1)] \leq |s_1| |d(t)| - |s_1| \beta_1 < -\lambda |s_1|$

(1) 当 $s_1 > 0$ 时, 当系统到达滑模边界层时, $t = t_0$, $s_1(t_0) = \Delta_1$ 。由式(13), 可得式(14),

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &< -\lambda \\ s_1(t) - s_1(0) &< -\lambda t \\ t = t_0 &< (s_1(0) - \Delta_1) \lambda^{-1} \end{aligned} \quad (14)$$

(2) 当 $s_1 < 0$ 时, 若系统到达滑模边界层, $s_1(t_0) = -\Delta_1$, 由式(13), 可得式(15)。

$$\begin{aligned} s_1 \dot{s}_1 &< \lambda s_1, \\ \dot{s}_1 &> \lambda, \\ s_1(t) - s_1(0) &> \lambda t \\ t = t_0 &< [-\Delta_1 - s_1(0)] \lambda^{-1} \end{aligned} \quad (15)$$

(3) 当 $s_1 = 0$ 时, $t = t_0 = 0$, 系统到达滑模边界层内。

因为 Δ_1, λ 是有界常实数, 所以从上述 3 种情况可知, 在切换函数初值 $s_1(0)$ 有界的条件下, 可以在有限时间内到达滑模边界层, 到达时间 $t_0 < [s_1(0) - \Delta_1] \lambda^{-1}$ 。

定理 2: 若式(3)所描述的系统在有限时间内到达滑模边界后, 按式(5)构造切换函数, $d(t)$ 为有界干扰, $\lim_{t \rightarrow \infty} d(t) = \varepsilon$, 且 ε 为常数, 采用式(11)的滑模控制律可以使式(3)所描述的系统, 最终运动到平衡点, 消除误差, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} [x_e \ y_e \ \theta_e]^T = [0 \ 0 \ 0]^T$ 。

证明: 以切换函数 s_1 为证明实例, 当系统到达滑模边界层后, 存在

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= y_e \omega - v - d \omega_r \sin \theta_e + v_r \cos \theta_e + d(t) + k_{k1} \frac{1 - e^{-\alpha_1 x_e}}{1 + e^{-\alpha_1 x_e}} \\ &= d(t) - \beta_1 \text{sat}(s_1 \Delta_1 - 1) = d(t) - \beta_1 s_1 \Delta_1 - 1 \end{aligned} \quad (16)$$

记 ρ 为拉普拉斯变换算子, 对式(16)进行拉普拉斯变换, $s_1, d(t)$ 拉普拉斯变换后分别为 $s_1(\rho), d(\rho)$, 得到

$$\begin{aligned} \rho s_1(\rho) &= d(\rho) - \beta_1 \Delta_1 - 1 s_1(\rho) \\ s_1(\rho) &= d(\rho) (\rho + \beta_1 \Delta_1 - 1) - 1 \end{aligned} \quad (17)$$

结合拉普拉斯变换终值定理, 可得

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} s_1(t) &= \lim_{\rho \rightarrow 0} \rho s_1(\rho) = \lim_{\rho \rightarrow 0} \rho d(\rho) (\rho + \beta_1 \Delta_1 - 1) - 1 \\ &= \lim_{t \rightarrow \infty} [\rho d(t)] \cdot \lim_{\rho \rightarrow 0} (\rho + \beta_1 \Delta_1 - 1) - 1 \\ &= \varepsilon \Delta_1 \beta_1 - 1 \end{aligned} \quad (18)$$

由于系统已经在边界层内, $|s_1| \leq \Delta_1$, $|d(t)| \leq d_{\max}$, 根据式(16)可知 \dot{s}_1 为有界函数。又由于 $d(t)$ 有界, 可以推算出 $\ddot{s}_1 = \dot{d}(t) - \beta_1 (\dot{s}_1 \Delta_1 - 1)$ 有界, 又 \dot{s}_1 是一致连续函数, 结合 Barbalat 引理^[18]可得 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{s}_1(t) = 0$ 。再将式(7)中 \dot{s}_1 代入, 得到

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{x}_e + k_{k1} (1 - e^{-\alpha_1 x_e}) (1 + e^{-\alpha_1 x_e}) - 1) = 0 \quad (19)$$

运用 Lyapunov 函数

$$V = 0.5 x_e^2 + k_{k1} (\ln(2 + e^{x_e} + e^{-x_e})) \quad (20)$$

显然, $V > 0$, 并且满足 $|x_e| \rightarrow \infty$ 时, $|V| \rightarrow \infty$, 是径向无界, 存在

$$\dot{V} = \dot{x}_e \dot{x}_e + k_{k1} ((1 - e^{-\alpha_1 x_e}) \dot{x}_e) (1 + e^{-\alpha_1 x_e}) - 1 \quad (21)$$

当 $t \rightarrow \infty$ 时, 依据式(19)可得 $\dot{x}_e = -k_{k1} (1 - e^{-\alpha_1 x_e}) (1 + e^{-\alpha_1 x_e}) - 1$

因此, 存在

$$\dot{V} = -\frac{d}{dx_e} \left(\frac{1-e^{-\alpha_1 x_e}}{1+e^{-\alpha_1 x_e}} \right) k_{k1} \dot{x}_e^2 - k_{k1}^2 \left(\frac{1-e^{-\alpha_1 x_e}}{1+e^{-\alpha_1 x_e}} \right)^2 \quad (22)$$

因为 $(1-e^{-\alpha_1 x_e})(1+e^{-\alpha_1 x_e})-1$ 是单调增函数, 所以 $-\frac{d}{dx_e} \left(\frac{1-e^{-\alpha_1 x_e}}{1+e^{-\alpha_1 x_e}} \right) k_{k1} \dot{x}_e^2 \leq 0$ 。又因为 $-k_{k1}^2 \left(\frac{1-e^{-\alpha_1 x_e}}{1+e^{-\alpha_1 x_e}} \right)^2 \leq 0$, 所以, $\dot{V} \leq 0$ 。

依据 LaSalle 不变集原理, 由于 $\{(x_e, \dot{x}_e) | \dot{V}=0\}$, 所以 $\lim_{t \rightarrow \infty} x_e = \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{x}_e = 0$, 全局平衡点为 $(x_e=0, \dot{x}_e=0)$ 。

2.4 驱动控制

根据式(11), 当运动学模型输入一个速度 $[v_d \ \omega_d]^T$ 时, 相应的左、右驱动轮输出的角速度为 ω_{ld} 、 ω_{rd} :

$$\omega_{ld} = (v_d(t) - \omega_d A) r^{-1} \quad (24)$$

$$\omega_{rd} = (v_d(t) + \omega_d A) r^{-1} \quad (25)$$

3 仿真及结果分析

为了检验所设计控制算法的有效性, 运用 MATLAB 搭建仿真模型, 对 ATR 控制系统进行仿真分析, 机器人长度 $L=0.55$ m, 宽度 $W=0.4$ m, 驱动轮半径 $r=0.1$ m, 两驱动轮轴距 $2A=0.36$ m。控制器参数: $k_{k1}=k_{k2}=2$, $c_1=c_3=2$, $c_3=c_4=4$, $k_{\omega l}=k_{\omega r}=1\ 000$, 仿真采样时间为 50 ms。

3.1 基于 ASMTTC 与 SMC 的阶跃信号响应特性分析

分别采用 ASMTTC 和指数趋近律的滑模控制 (Sliding mode control, SMC) 对初始值为 0、最大值为 20 rad/s 的阶跃信号进行仿真控制研究。由于左、右驱动轮的仿真条件、参数和模型一样, 因此本仿真只列出左驱动轮的阶跃响应特性曲线。由图 4 可知, 在 ASMTTC 调节下, 驱动轮角速度从 0 开始, 响应曲线平滑, 系统在 0.375 s 达到稳定状态, 输出角速度的终止值为 20 rad/s, 角速度跟踪误差从 -20 rad/s 收敛趋近于 0。这是由于 ASMTTC 中滑模切换函数中采用了变倾斜参数的积分项, 在系统出现较大误差情况时, 能够限制积分项作用, 使系统不出现过大的超调; 在误差较小时有放大作用, 在不引起抖振的情况下改善控制精度。而在 SMC 控制时, 系统需要 0.75 s 才能达到稳定状态, 且有抖振现象。

3.2 基于 ASMTTC 折线轨迹的跟踪控制

以折线为参考轨迹, 其初始位姿为 $[0, 0, \pi/4]^T$, ATR 初始位姿为 $[-2, -2, \pi/4]^T$, ATR 速度为 2 m/s, 仿真时间 $0 < t < 12$ s。从图 5 可知, ATR 从初始位置启动, 位姿误差在 0.71 s 趋于稳定, 在 8 s 至 10 s 期间内, 虽然参考路径曲率变化较大, 但是 ASMTTC 仍然能够较快地跟踪参考路径, 稳定后 x_b 轴向的误差在 (0 m, 0.04 m) 区间, y_b 轴向的误差在 (-0.07 m, 0.07 m) 区间, 航向角的误差在 (-0.020 rad, 0.045 rad) 区间。表明 ASMTTC 输出稳定, 可以使系统快速收敛, 满足 ATR 的准确、快速轨迹跟踪及定位。

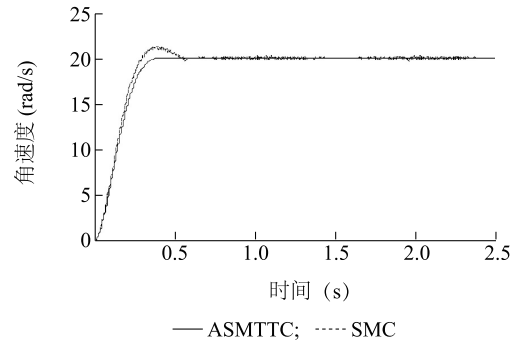


图 4 ASMTTC 和 SMC 的阶跃响应曲线

Fig.4 Step response curves of ASMTTC and SMC

3.3 基于 ASMTTC 圆轨迹的跟踪控制

选取半径为 10 m 的圆形轨迹: $x=10 \cos \theta$ 、 $y=10 \sin \theta$ 为参考路径, 轨迹初始位姿为 $[10, 0, \pi/2]^T$, ATR 的初始位姿为 $[7, 0, \pi/2]^T$, 左右驱动轮角速度都从 0 开始, 分别达到 10 rad/s、30 rad/s 后, ATR 以 2 m/s 速度逆时针方向运行, 仿真时间 $0 < t < 32$ s。由图 6 可知, 采用 ASMTTC 控制, 能够使得左右驱动轮角速度快速响应, 达到期望速度后保持平稳。履带机器人能较好地跟踪所设计的圆周轨迹, 稳定后 x_b 轴向的误差在 (0 m, 0.04 m) 区间, y_b 轴向的误差在 (-0.06 m, 0.07 m) 区间, 航向角的误差在 (-0.018 rad, 0.044 rad) 区间。在跟踪圆形路径时, 虽然路径曲率时刻变化, ASMTTC 能及时调整输出控制, 输出的左、右驱动轮角速度较为光滑, 保证跟踪不脱离圆形参考路径。

4 验证与分析

为了验证 ASMTTC 的正确性和有效性, 构建基于 S3C2440 的控制系统, 以自主研发的 ATR 为控制对象, 进行野外控制试验。

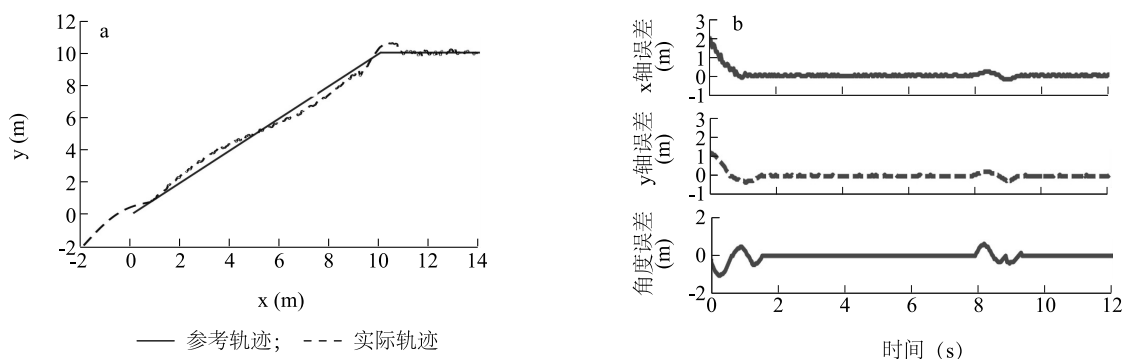


图 5 折线轨迹跟踪结果(a)及误差曲线(b)

Fig.5 Tracking result (a) and error curve (b) of fold line trajectory

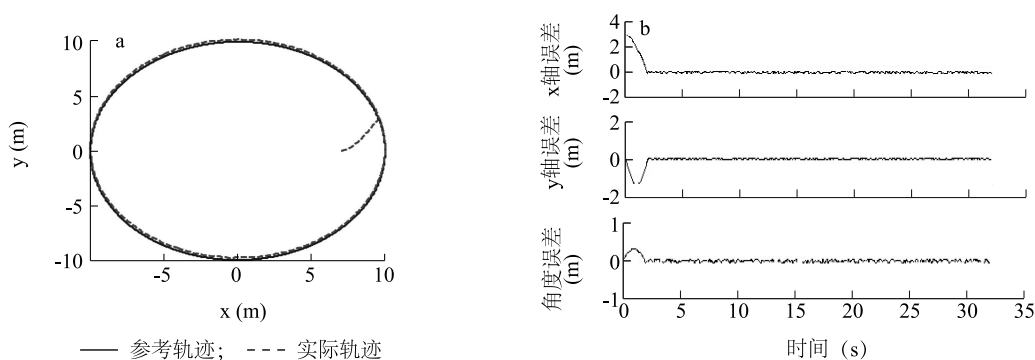


图 6 圆轨迹跟踪结果(a)及误差曲线(b)

Fig.6 Tracking result (a) and error curve (b) of circular trajectory

4.1 控制系统

控制器系统主要完成对惯导信息采集和履带机器人的控制。根据控制策略与控制算法构建由硬件和软件两部分组成的控制系统。硬件部分包括 S3C2440 微处理器、存储模块、惯导系统、传感器模块、电机驱动单元、数据通信模块和电源等,其中微控制器模块负责整个数据的处理和运算,存储模块负责信息存储,电机驱动单元驱动机器人运行,传感器模块负责采集现场信息,电源模块为电路提供工作电压,数据通信模块负责与远端服务器进行信息通信。控制器结构见图 7,实物见图 8。

4.2 控制软件

控制软件运行在 Linux 操作系统环境下,主要由驱动和应用层程序组成。驱动程序与底层硬件紧密相连。应用层程序是根据编程接口(API)函数,针对控制需求而编写的应用程序。控制软件架构和软件流程分别如图 9 和图 10 所示。

在采集惯导数据之前,微处理器先初始化惯导

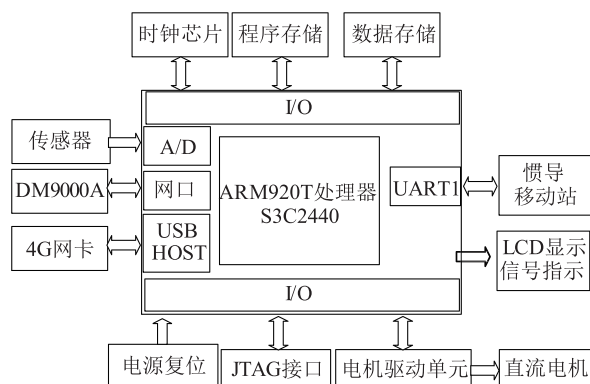


图 7 控制器硬件结构

Fig.7 The hardware structure of controller

的数据格式和更新率。惯导经过内部差分算处理后,输出格式和含义如表 1 所示的 ASCII 码数据,数据间以逗号隔开,从串口传给微处理器。微处理器对接收的惯导数据进行坐标转换,存储位姿信息,计算控制量。程序流程见图 11。

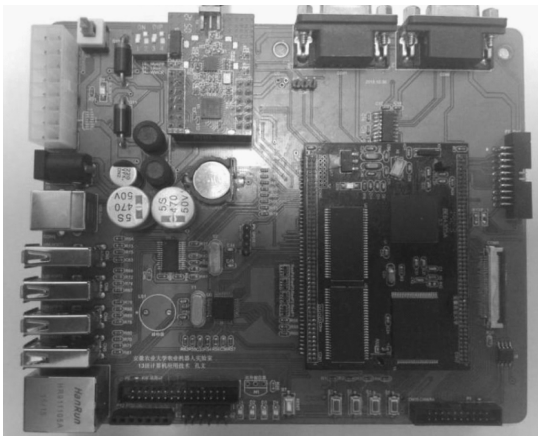


图 8 控制器硬件实物图
Fig.8 The hardware object of controller

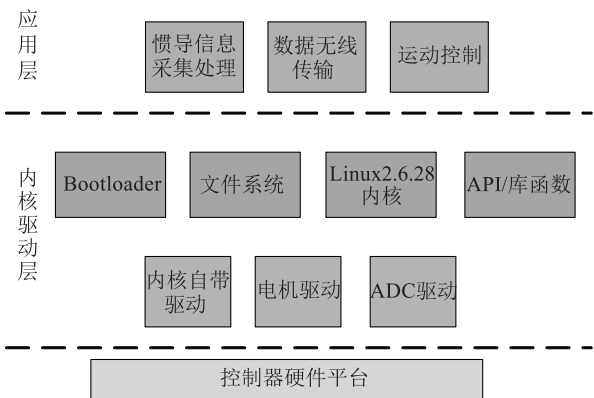


图 9 控制软件架构
Fig.9 Structure diagram of control software

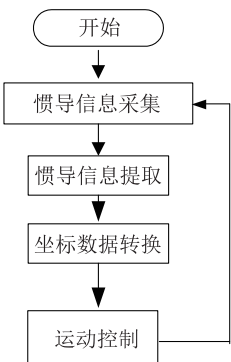


图 10 控制软件流程图
Fig.10 Flowchart of control software

表 1 SPAN-CPT 的数据格式 (标准国际单位)

Table 1 The data formats of SPAN-CPT (SI unit)

编号	定义	描述	数据类型
1	Log Header	数据帧头(%INSPVASA)	-
2	Week	GPS 星历周	Ulong
3	Seconds	GPS 星历秒	Double
4	Latitude	纬度 (WGS84)	Double
5	Longitude	经度 (WGS84)	Double
6	Height	海拔 (WGS84)	Double
7	North Velocity	正北方向速度	Double
8	East Velocity	正东方向速度	Double
9	Up Velocity	竖直向上速度	Double
10	Roll	翻滚角	Double
11	Pitch	俯仰角	Double
12	Azimuth	方位角	Double
13	Status	惯导状态指示	Enum
14	xxxx	32 位 CRC 校验	Hex
15	End Flag	帧结束标志 *	

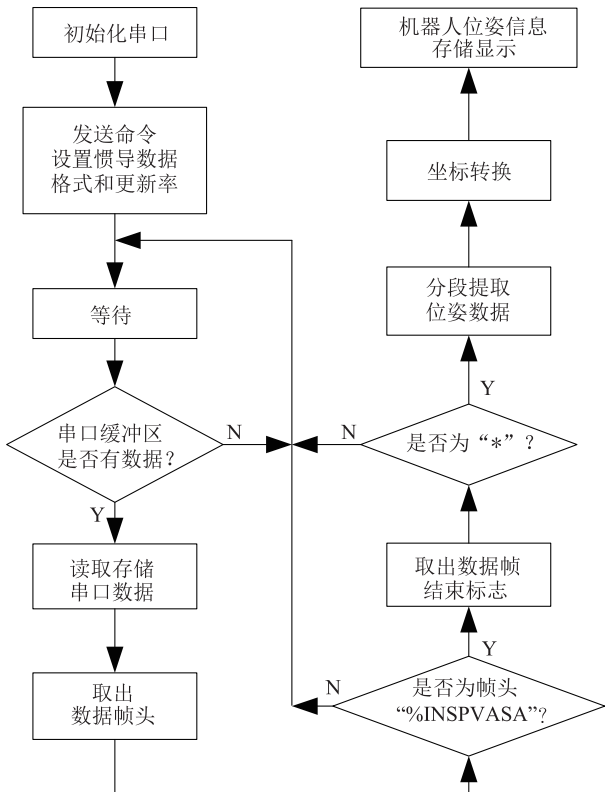


图 11 惯导数据采集与处理流程
Fig.11 Data collection and processing of the inertial navigation system

为了计算 ATR 位姿误差,需要实现大地坐标与笛卡尔坐标的转换,转换程序如下:

```
void GdToCt ( PCRD-CARTESIAN dkp, PCRD-
GEODETTIC ddp,double cbz, double bl)
```

```
// dkp:笛卡尔坐标指针;ddp:大地坐标指针;
cbz:参考椭球的长半轴;bl:参考椭球的扁率。
```

```
{ double f; //偏心率平方
```

```
double r; //卯酉圈半径
```

```
f=2 * bl-bl * bl;
```

```
r=cbz/sqrt(1-f * sin(ddp->latitude) * sin(ddp->
latitude));
```

```
dkp->x=(r+ddp->height) * cos(ddp->latitude) *
cos(ddp->longitude);
```

```
dkp->y=(r+ddp->height) * cos(ddp->latitude) *
sin(ddp->longitude);
```

```
dkp->z=(r * (1-f) + ddp->height) * sin(ddp->
latitude); }
```

通过对 S3C2440 的 GPE12 和 GPB7 端口控制 ATR 2 个驱动电机的转动方向 GPB0/TOUT0 和 GPB1/TOUT1 控制 2 个驱动电机的速度,驱动电机相关寄存器的设置代码如下:

```
static unsigned int fuzh( unsigned int * mmap_
addr , unsigned int zh , unsigned int clsf , unsigned
char m)
```

```
// mmap_addr:映射寄存器的地址;zh:要设置
的值;clsf:清除标志;m:清除的位置
```

```
{ unsigned int tmp1; //暂存寄存器值
```

```
unsigned int tmp2;
```

```
tmp2 = ioread32( mmap_addr );//读取寄存器
的值
```

```
tmp1 = tmp2;
```

```
tmp2 = tmp2 & ( ~( clsf << m) );//清除 tmp2
```

对应位

```
tmp2 = tmp2 | zh << m;// 设置 tmp2 对应位
```

```
iowrite32( tmp2 , mmap_addr );//将 tmp2 值写
入 mmap_addr 寄存器
```

```
return tmp1 } ; //返回原来寄存器的值
```

野外控制试验在长有杂草的沙壤土农田中进行(图 12)。以 ATR 上安装的惯导 SPAN-CPT 作为状态信息获取设备,状态信息更新率是 10 Hz,速度精度是 0.01 m/s,角度精度是 0.02 rad,位置测量精度是 0.01 m。

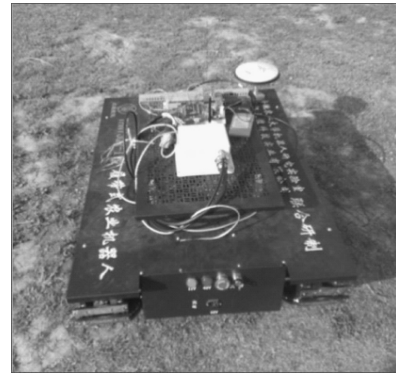


图 12 试验中履带机器人

Fig.12 ATR used in actual experiment

ATR 参考路径为

$$\begin{cases} x=i \\ y=i+50 \times \sin(\pi \times i/50) \end{cases} \quad (i=1,2,\dots) \quad (26)$$

ATR 长度 $L=0.55$ m,宽度 $W=0.4$ m,驱动轮半径 $r=0.1$ m,两驱动轮轴间距 $2A=0.36$ m,ATR 运行速度为 2 m/s,履带机器人的初始位姿为

$$[x(0) \ y(0) \ \theta(0)]^T = [0 \ 20 \ \pi/12]^T$$

期望位姿为

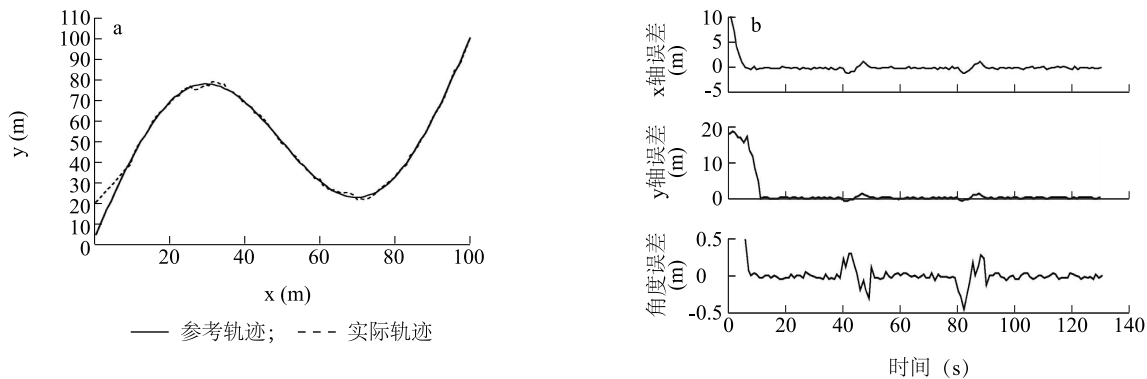
$$[x(0) \ y(0) \ \theta(0)]^T = [10 \ 40 \ \pi/4]^T$$

初始位姿误差为

$$[x_e(0) \ y_e(0) \ \theta_e(0)]^T = [10 \ 20 \ \pi/6]^T$$

ASMTTC 对 ATR 控制后的轨迹结果显示,除初始位置和参考轨迹曲率变化较大的区域外,其他区域的跟踪轨迹较为平滑(图 13)。从 ASMTTC 控制下产生的误差曲线图中可以发现,在 ATR 运动的初始阶段,由于 ATR 初始位姿与初始命令位姿不一致,使得初始位姿误差较大,在 39~50 s 和 79~90 s 期间,由于路径曲率变化较大,机械转向幅度较大,ATR 受到的侧滑和离心力影响也较为严重,引起较大的位姿误差,所产生的 x_e 、 y_e 、 θ_e 误差范围分别为 $-0.03 \sim 0.04$ m、 $-0.08 \sim 0.06$ m、 $-0.03 \sim 0.05$ rad。ATR 运行在曲率变化较小的区域时,跟踪轨迹十分平滑,实际运行轨迹与参考轨迹之间的误差较小,趋近于 0。

在相同试验条件、不同运行速度下,ATR 对同一轨迹跟踪时产生的误差见表 2。由表 2 可知,当 ATR 分别以 1 m/s、3 m/s 和 4 m/s 速度运行时, x_b 轴向的最小距离误差是 -0.04 m,最大距离误差是 0.04 m; y_b 轴向的最小距离误差是 -0.09 m,最大距离误差是 0.07 m;航向角 θ_e 最小误差是 -0.03 rad,



a:轨迹跟踪曲线;b:轨迹跟踪误差曲线。

图 13 ATR 曲线轨迹跟踪结果

Fig.13 Tracking result of curve trajectory for ATR

最大误差是 0.05 rad。可见,当以曲线和直线组合的路径为参考轨迹时,运用 ASMTTC 控制 ATR,具有较好的稳定性和控制精度。

由于试验设备条件限制,目前 ATR 试验速度都较低,高速和恶劣环境下的 ASMTTC 性能试验将是下一阶段的主要研究工作。

表 2 低速条件下的轨迹跟踪位姿误差

Table 2 Position and orientation error of trajectory tracking under condition of low velocity

速度 (m/s)	x 轴向最小误差 (m)	x 轴向最大误差 (m)	y 轴向最小误差 (m)	y 轴向最大误差 (m)	方向角最小误差 (rad)	方向角最大误差 (rad)
1	-0.02	0.03	-0.03	0.05	-0.02	0.03
3	-0.03	0.04	-0.09	0.06	-0.03	0.05
4	-0.04	0.04	-0.09	0.07	-0.03	0.05

5 结论

针对 ATR 的轨迹跟踪问题,在运动学模型的基础上,构建了变倾斜参数的自适应积分滑模切换函数,基于这个函数提出了由等效控制和切换控制组成的自适应滑模跟踪控制。在出现较大位姿误差的情况下,切换函数能够限制积分项作用,使系统不出现过大的超调;在误差较小的情况下,有一定的放大作用,提高控制精度。在不引起抖振的条件下,消除静态误差,使控制精度得到提高。在 1~4 m/s 速度条件下,位姿参数误差范围分别为: $-0.04 \leq x_e \leq 0.04$ m、 $-0.09 \leq y_e \leq 0.07$ m、 $-0.03 \leq \theta_e \leq 0.05$ rad。本研究结果表明 ASMTTC 能够满足 ATR 田间作业的实际需求。

参考文献:

[1] 焦俊,陈无畏,王继先,等. 基于 GA 和 LS-SVM 的 AGV 变结构控制[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(14): 3777-3781.

[2] TEMEL T, ASHRAFIUON H. Sliding mode speed controller for tracking of under actuated surface vessels with extended kalman filter[J]. Electronics Letters, 2015, 51(6): 467-269.

[3] BLAZIC S. A novel trajectory tracking control law for wheeled mobile robots [J]. Robotics and Autonomous Systems, 2011, 59(11): 1001-1007.

[4] 焦俊,江朝晖,金瑞春,等. 农用机器人转向系统自适应内模控制[J]. 农业机械学报, 2011, 42(10): 186-191, 234.

[5] ASIF M, KHAN M J, CAI N. Adaptive sliding mode dynamic controller with integrator in the loop for nonholonomic wheeled mobile robot trajectory tracking [J]. International Journal of Control, 2014, 87(5): 964-975.

[6] 焦俊,孔文,王强,等. 基于输入模糊化的农用履带机器人自适应滑模控制[J]. 农业机械学报, 2015, 46(6): 14-19, 13.

[7] 熊中刚,叶振环,贺娟,等. 基于免疫模糊 PID 的小型农业机械路径智能跟踪控制[J]. 机器人, 2015, 37(2): 212-223.

[8] 郑泽伟,霍伟,诸兵. 非完整移动机器人全局路径跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(6): 741-746.

[9] CHEN C Y, LI T H S, YEH Y C, et al. Design and implementation of an adaptive sliding-mode dynamic controller for wheeled

- mobile robots[J]. *Mechatronics*, 2009, 19(2): 156-166.
- [10] 白晓平,胡静涛,高雷,等. 农机导航自校正模型控制方法研究[J]. *农业机械学报*, 2015, 46(2): 1-7.
- [11] GHASEMI M, NERSESOV S G, CLAYTON G. Sliding mode coordination control for multiagent systems with under actuated agent dynamics[J]. *International Journal of Control*, 2014, 97(12): 2615-2633.
- [12] 焦俊,汪宏喜,陈祎琼,等. 基于UKF的农用履带机器人滑动参数的估计[J]. *农业机械学报*, 2014, 45(4): 55-60.
- [13] CHEN X Q, LI J T. Sliding mode control for uncertain unified chaotic systems with nonlinear inputs[J]. *Journal of Control Engineering*, 2017, 24(1): 239-242.
- [14] WANG Z Y, LI Y D, ZHU L. Dual adaptive neural sliding mode control of non-holonomic mobile robot[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2010, 46(23): 16-22.
- [15] ZUO Z Y. Non-singular fixed-time terminal sliding model control of nonlinear systems[J]. *Control Theory and Applications*, 2015, 9(4): 545-552.
- [16] XU S D, CHEN C C, WU Z L. Study of nonsingular fast terminal sliding mode fault tolerant control[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2015, 62(6): 3906-3913.
- [17] MOSTASHFI A, FAKHARI A, MOHAMMAD A B. A novel design of inspection robot for high-voltage power lines[J]. *Industrial Robot An International Journal*, 2014, 41(2): 166-175.
- [18] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1996: 34-36.

(责任编辑:张震林)