

无人机全电式自主刹车系统滑模极值搜索控制

陈晓雷[†], 林 辉, 马冬麒

(西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710129)

摘要: 常规主动刹车系统采用在线辨识跑道特征的算法, 但仍需依赖摩擦模型先验知识, 难以应对复杂跑道工况. 为克服上述问题, 提出一种滑模极值搜索控制策略并应用于无人机全电式自主刹车系统. 考虑电动作动机构非线性特性, 建立系统的状态空间模型并合理简化为严格反馈形式, 采用超扭曲算法估计结合系数的梯度, 结合反馈线性化控制律得到刹车压力参考值, 证明此控制作用下可实现对未知最优滑移率的渐近跟踪. 采用反演控制的思想设计无抖振滑模控制器实现对参考刹车压力的跟踪. 利用Lyapunov方法获得系统的渐近稳定性条件并分析控制参数对系统的影响. 半实物仿真试验结果表明控制策略的有效性.

关键词: 自主刹车系统; 机电作动器; 极值搜索控制; 广义超扭曲算法; 滑模控制; 反演控制

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Sliding-mode extremum-seeking control for all-electric active braking system in unmanned aerial vehicle

CHEN Xiao-lei[†], LIN Hui, MA Dong-qi

(College of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an Shaanxi 710129, China)

Abstract: Given the online identification of the runway characteristics and the prior knowledge about the friction model, the conventional active braking system is still unable to handle complicate runway conditions. To tackle this problem, we propose a sliding-mode extremum-seeking controller for the all-electric active braking system in unmanned aerial vehicle. For this controller, we develop a nonlinear state space model by considering nonlinearities and uncertainties in electromechanical actuators, and then, this controller is simplified into a strict feedback linearization form, in which the gradient of the friction coefficient is directly estimated by using a modified generalized Super-Twisting algorithm, and the feedback linearization control law is employed to generate the reference braking pressure for the braking pedal to realize the asymptotic tracking for the unknown optimal slip rate. The inverse control concept is adopted in the design of the chatter-free sliding-mode controller to realize the tracking of the reference braking pressure. By using Lyapunov theory, we derive the asymptotic stability conditions for the control system, and determine the effects of the controller parameters upon the system. Hardware-in-the-loop experimental results show that the proposed control approach is highly robust with respect to the various runway surface conditions.

Key words: active braking systems; electromechanical actuator; extremum-seeking control; generalized super-twisting algorithms; sliding-mode control; backstepping control

1 引言(Introduction)

无人机技术的发展日新月异, 但回收安全性始终是人们所关注的焦点. 刹车过程是无人机回收的最关键阶段, 在跑道侧风较小情况下, 常规无人机通常使用阻力伞协助制动, 对刹车系统性能要求并不严苛. 新型高空长航时无人机具有更大的载荷及更高的着陆速度, 其回收成功率则完全依赖于刹车系统. 未来无人机更强调自主控制^[1], 尽量避免人工干预, 应具

备在各种气象环境及简易机场等恶劣条件下全天候自主进场着陆并刹停的能力, 这对刹车系统的技术水平和先进程度提出更严苛的要求. 现有防滑刹车系统(antiskid braking system, ABS)利用液压系统提供动力, 这需要较长的液压管路, 不仅对无人机结构设计造成约束, 而且使燃油效率降低并存在油液泄漏的风险^[2]. 此外, 核心部件伺服阀易受污染, 维护费用昂贵. 机电作动器(electromechanical actuator, EMA)是一种

收稿日期: 2015-06-03; 录用日期: 2015-09-30.

[†]通信作者. E-mail: chenile@126.com; Tel.: +86 29-88431311.

国家自然科学基金项目(51407143), 高等学校博士学科点专项科研基金项目(20136102120049), 陕西省自然科学基金项目(2014JQ7264), 陕西省微特电机及驱动技术重点实验室开放基金项目(2013SSJ10022), 中央高校基本科研业务费专项资金项目(3102014JCQ01066)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (51407143), Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (20136102120049), Natural Science Foundation of Shaanxi Province(2014JQ7264), Open Fund of Shaanxi Key Laboratory of Small & Special Electrical Machine and Drive Technology(2013SSJ10022), Fundamental Research Funds for the Central Universities (3102014JCQ01066).

新型的作动装置^[3],将电机、减速器、滚珠丝杠、检测装置和控制器集成化,具有体积小、重量轻、效率高、易维护的优势,摆脱了对主液压系统的依赖,是未来无人机刹车系统的发展方向。

对无人机刹车系统而言,制动效能不仅依赖于作动机构,很大程度上取决于控制策略的先进性。现有飞机ABS通常采用滑移速度式控制,具有控制结构简单的优势,但其缺陷在于刹车效率较低下。随着理论发展和技术进步,滑移率(slip ratio)式控制被认为是最优防滑控制策略。其核心思想是通过控制滑移率,使机轮轮胎与跑道表面的结合系数(friction coefficient)保持最大值,从而使结合力矩最大化,以获得最优刹车性能。针对刹车系统存在的轮胎力饱和特性进行滑移率控制设计,现有文献已提出若干方法,如神经网络控制^[4]、滑模控制^[5]、模糊控制^[6]等。以上文献所研究的核心集中在如何实时调节滑移率,使其对设定滑移率实现良好的跟踪。然而,在不同跑道状况下,最优滑移率存在显著差别^[7],难以依赖先验知识设定。若目标滑移率与最优滑移率相比显著偏小,则必然降低刹车效率,延长滑跑时间和刹停距离,可能导致刹车失败。若目标滑移率显著偏大,非但无法获得最大结合力矩,轮胎将深度打滑至抱死状态,无人机的侧向稳定性将显著降低,容易引起侧向滑移或甩尾事故。由此可知,难以合理设置期望滑移率,是无人机刹车控制设计面临的巨大挑战。文献[7-10]等采用在线辨识最大结合系数的方法,通过特定摩擦模型进行数据拟合,得到对应的最优滑移率,实现设定点控制。此类算法较难保证辨识误差的有限时间收敛,控制效果依赖于摩擦模型准确程度,且通常存在计算繁复的缺陷,由于无人机刹车过程短暂,工程实现难度较大。

近年来,极值搜索控制(extremum seeking control, ESC)以其可跟踪未知时变性能函数极值的独特能力引起学者们重视,现已提出多种控制结构,如基于滑模的ESC^[11]、基于数值优化的ESC^[12]、自适应ESC^[13]等,研究推广到离散系统^[14]、多变量系统^[15]、输入约束系统^[16]等,应用范围包括防滑刹车系统^[11-12,17-18]、最大功率跟踪系统^[15]、生物反应器系统^[19]等。此外,极值搜索算法已广泛应用于系统优化设计,如飞行器^[20]、燃料电池^[21]、无线传感器^[22]等领域。刹车系统是ESC应用最为活跃的领域之一,其优势在于控制器具有自寻优能力,无需依赖跑道先验知识,避免了其它控制方法设置目标滑移率的困难,已取得一定研究成果。Dincmen等^[11]提出一种基于滑模方法的极值搜索控制并考虑存在侧向滑移时对控制算法的修正,其缺陷在于系统稳定性条件依赖于轮胎结合力的梯度,由于轮胎结合力无法直接测量,采用估计值代替将导致控制器参数难以整定,此外滑模控制中的非连续性也导致刹车压力存在抖振。Zhang等^[12]提出基于数值优化的极值搜索控制策略,建立刹

车系统的反馈线性化模型,设计状态调节器,并分析信赖域方法对系统鲁棒性的影响。Oliveira等^[17]采用模型参考方法设计基于滑模的极值搜索控制器,优势在于无需测量机轮角速度。Nesic等^[18]认为参数估计和优化算法是ESC的核心,提出ESC的统一框架,采用连续雅可比矩阵法计算结合系数的梯度。以上文献研究的核心在于ESC算法本身,对刹车作动机构特性则未分析。此外,刹车模型均采用理想单轮模型,未考虑空气动力学的影响。实际上,对于刹车系统而言,对作动机构特性的深入研究是实现控制集成化的前提,控制设计也必须考虑升力及气动阻力对系统的影响。

针对无人机主动刹车系统的特点及现有文献的不足,基于反演控制的设计思想,将刹车系统分为3个子系统进行控制设计,提出一种基于广义超扭曲(generalized super-twisting, GST)算法的极值搜索控制器^[17],获得刹车压力控制律。与文献[18]的提出的ESC设计框架不同,GST算法将参数估计与优化算法融为一体,使得控制结构更为紧凑,降低了计算量,且具有估计误差有限时间收敛的优势。采用无抖振全阶滑模(chattering free full-order sliding mode)控制方法^[23]设计刹车电流虚拟控制量,反向递推得到电流控制律。与常规反演控制相比具有更强的扰动抑制能力,显著提高控制品质。

2 无人机刹车系统模型(Model of braking system for UAV)

首先分析无人机刹车动力学模型,提出刹车过程中飞机侧向稳定性问题,由此得到滑移率状态方程,结合机电作动器模型,并经过合理简化,得到刹车系统的整体数学模型,为自主刹车控制器设计奠定基础。

2.1 刹车动力学模型(Braking dynamics of UAV)

汽车强调保持刹车过程中的转向能力,ABS设计需考虑前轮转向、车身横摆等运动,动力学模型较为复杂^[24]。与之相比,无人机刹车中更强调纠偏,避免刹车过程侧向偏移出跑道,刹车控制设计通常仅考虑纵向运动,将前轮转向及侧滑视为扰动项,并认为刹车过程中前轮处于自由滚动状态,受刹机轮间不存在耦合作用,作动机构性能一致且同步控制。该模型结构简单却保留了刹车过程的本质特征,广泛应用于控制器设计^[25]。

无人机纵向运动方程为

$$m_A \dot{v}_x + F_x + nF_f = 0, \quad (1)$$

式中: m_A 为无人机质量, v_x 为无人机纵向速度, F_x 为气动阻力, n 为受刹机轮数, F_f 为机轮与跑道间的结合力。

无人机垂直方向力平衡方程为

$$F_L + F_n + nF_z - m_A g = 0, \quad (2)$$

式中: F_L 为升力, F_n 为前轮载荷, F_z 为主轮载荷, g 为

重力加速度.

受刹机轮的动力学方程为

$$J_w \dot{\omega} = F_f R - B_w \omega - T_b, \quad (3)$$

式中: J_w 为机轮转动惯量, ω 为主轮角速度, R 为主轮半径, B_w 为轮轴摩擦系数, T_b 为刹车力矩. $F_f R$ 称为结合力矩, 刹车过程中希望结合力矩最大化. 刹车过程中, 机构温度变化及刹车盘的材料特性、形变、磨损等均会影响 T_b , 忽略上述非线性因素, 认为 T_b 取决于作动机构施加在刹车盘上的压力 P_A :

$$T_b = \mu_f \cdot n_f \cdot P_A \cdot (r_d + r_s)/2 = K_b P_A. \quad (4)$$

式中: μ_f 为刹车盘摩擦系数, n_f 为摩擦面数, r_d 为动盘半径, r_s 为静盘半径, K_b 为力矩转化系数.

2.2 滑移率/结合系数模型(Slip-friction models)

刹车过程中, 由于刹车力矩 T_b 的作用, 使得 $v_x > R\omega$, 由此定义滑移率 λ 为^[26]

$$\lambda = (v_x - R\omega)/v_x. \quad (5)$$

滑移率表示机轮相对跑道滑动运动的比率, 可知 $0 \leq \lambda \leq 1$, $\lambda = 0$ 表示无人机速度等于机轮线速度, 此时未有刹车作用, $\lambda = 1$ 则表示机轮处于完全抱死状态. 刹车过程依赖于结合力 F_f , 影响结合力大小的因素称为结合系数, 定义为

$$\mu = F_f/F_z. \quad (6)$$

μ 受诸多因素影响, 难以精确建模, 通常认为 μ 取决于纵向速度及滑移率, 如文献[27]提出如下拟合函数:

$$\mu(\lambda, v_x) = e^{p_1} e^{-p_2 \lambda} \lambda^{(p_3 \lambda + p_4)} e^{-p_5 v_x}, \quad (7)$$

式中 $p_i (i = 1, \dots, 5)$ 为与跑道、轮胎状况等相关的参数, 需要反复试验确定. 值得注意的是, 尽管该式中 μ 与 v_x 有关, 但 μ 的最大值 μ_{\max} 却仅依赖于 λ , 而刹车控制往往更关注 μ_{\max} , 因此将 μ 表示为 λ 的单变量函数 $\mu(\lambda)$ 更为简洁有效, 得到广泛应用. $\mu(\lambda)$ 通常被称为轮胎/路面摩擦模型, 现有文献已提出若干种模型, 如 Burckhardt 模型、LuGre 模型、Rill 模型、Dahl 模型^[28] 等. 绘制不同跑道的 $\mu - \lambda$ 曲线, 无论取以上何种摩擦模型, 结果存在一定差异, 但曲线趋势基本相同, 如图 1 所示.

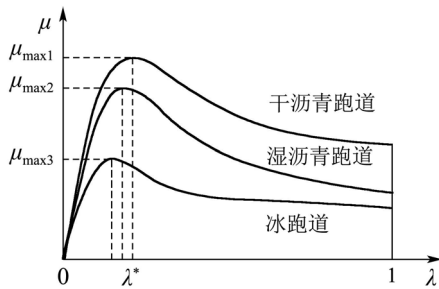


图 1 轮胎/跑道摩擦模型

Fig. 1 Tire-runway friction model

现有模型普遍认为 $\mu(\lambda)$ 为单峰值凸函数, 即存在

唯一的 λ^* 使得 $\mu = \mu_{\max}$. 在不同跑道下, 最优滑移率及最大结合系数变化显著. 刹车过程中随着 λ 的增大, μ 随之增大, 结合力 F_f 及机身减速率 \dot{v}_x 也随之增大, 直到 $\lambda = \lambda^*$ 时可得到最大结合力矩, 若 $\lambda > \lambda^*$, 则 F_f 将显著减小, 若 λ 继续增大至机轮趋于抱死, 则导致无人机侧向稳定性降低, 易发生侧滑或甩尾. 滑移率控制的核心思想是实现 λ 对 λ^* 的跟踪以获取最大结合力矩, 理想的控制效果应使得 $\lambda(t)$ 保持在 λ^* 有限邻域内. 由于 λ^* 未知, 导致不同跑道下参考滑移率难以准确给定, 使得刹车系统的控制问题复杂化.

对式(5)求导可得

$$\dot{\lambda} = -\frac{R}{v_x} \dot{\omega} + \frac{R\omega}{v_x^2} \dot{v}_x, \quad (8)$$

分别利用式(1)(3)计算 \dot{v}_x 及 $\dot{\omega}$, 代入式(8)可得

$$\dot{\lambda} = -\frac{1}{v_x} \left(\frac{R^2}{J_w} + \frac{n(1-\lambda)}{m_A} \right) F_z \mu + \frac{B_w R \omega}{v_x J_w} - \frac{1-\lambda}{v_x} \frac{F_x}{m_A} + \frac{K_b R}{v_x J_w} P_A. \quad (9)$$

2.3 机电作动器模型(Model of EMA)

无人机刹车系统的机电作动结构如图 2 所示.

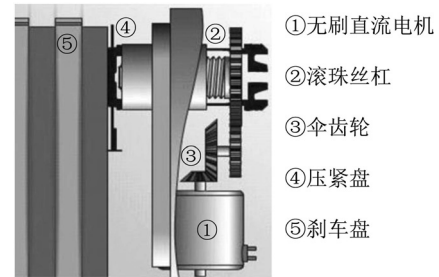


图 2 全电刹车机电作动结构

Fig. 2 Structure of EMA in braking system

无刷直流电机 (brushless DC motors, BLDCM) 具有结构紧凑、调速性能好、功率密度高等优势, 适应于作为刹车作动机构的驱动部分. 由伞齿轮驱动滚珠丝杠, 将电机旋转运动转变为轴向运动, 驱动压紧盘对刹车盘加压, 产生刹车力矩. 与传统液压刹车相比, 不存在液压油充填活塞腔的过程, 具有响应迅速的优势. 假设电机磁路不饱和, 不计涡流及磁滞损耗, 忽略绕组换相引起的电流波动, BLDCM 的电压及转矩方程为

$$\begin{cases} U_c = R_m i + L \dot{i} + E_a, \\ J \dot{\omega}_m = T_e - T_l - B_v \omega_m, \\ T_e = K_T i, \quad E_a = K_e \omega_m, \end{cases} \quad (10)$$

式中: U_c 为电枢电压, R_m 为定子电阻, L 为定子电感, i 为电枢电流, E_a 为电枢反电动势, J 为转动惯量, ω_m 为电机角速度, T_e 为电磁转矩, T_l 为负载转矩, B_v 为粘滞阻尼系数, K_T 为转矩常数, K_e 为反电动势

常数. EMA输出力即刹车压力 P_A 为

$$P_A = c_b(x_E - x_b), \quad (11)$$

式中: c_b 为刹车盘刚度系数, x_E 为滚珠丝杠位移, x_b 为刹车盘侧向位移. 简单起见, 认为压紧盘在刹车过程中仅存在弹性形变, 不存在侧向位移, 即 $x_b = 0$.

滚珠丝杠负载力及运动方程为

$$P_A = 2\pi T_1/L_0, \quad \dot{x}_E = L_0\omega/2\pi, \quad (12)$$

式中 L_0 为滚珠丝杠导程. 对式(11)求导有

$$\dot{P}_A = c_b L_0 \omega_m / 2\pi. \quad (13)$$

2.4 整体模型及控制目标(Whole model and control objective)

刹车系统的工作环境尤为严酷, 主要体现在刹车过程执行机构温度急剧升高, 导致电机的电磁特性发生改变, 这意味着电阻、电感等参数将发生变化. 此外, EMA的传动机构中存在摩擦及齿隙, 其精确数学模型难以建立, 因此将模型不确定及未建模动态叠加视为复合干扰. 将式(9)–(13)联立, 选取状态变量 $[\lambda, P_A, \omega_m, i]$, 整理得整体刹车系统数学模型为

$$\begin{cases} \dot{\lambda} = -\frac{1}{v_x} \left(\frac{R^2}{J_w} + \frac{n(1-\lambda)}{m_A} \right) F_z \mu + \frac{B_w R \omega}{v_x J_w} - \frac{1-\lambda}{v_x} \frac{F_x}{m_A} + \frac{K_b R}{v_x J_w} P_A, \\ \dot{P}_A = c_b L_0 \omega_m / 2\pi, \\ \dot{\omega}_m = -\frac{1}{J} \frac{L_0}{2\pi} P_A - \frac{B_v}{J} \omega_m + \frac{K_T}{J} i + d_1, \\ \dot{i} = -\frac{K_e}{L} \omega_m - \frac{R_m}{L} i + \frac{1}{L} U_c + d_2, \\ y = \mu(\lambda). \end{cases} \quad (14)$$

式中: v_x 通常用前轮线速度 \bar{v}_x 代替, 通过微分运算获得 \dot{v}_x . 若跑道存在积水或积雪, 可能造成机轮滑水现象^[29], 导致 $\bar{v}_x \ll v_x$, 需利用惯导系统提供速度及加速度信号. \dot{v}_x 可测意味着可由式(1)计算 F_f , 考虑前轮无刹车作用, F_z 由式(2)联立如下力矩平衡关系计算:

$$F_n b - n F_z a - n F_f h_c = 0. \quad (15)$$

式中: b 为前轮到无人机重心的水平距离, a 为主轮到重心的水平距离, h_c 为重心高度. 由 F_f 及 F_z 可实时计算 μ , 意味着系统输出 y 可测. 计算公式为

$$\begin{cases} F_f = (-m_A \dot{v}_x - F_x) / n, \\ \mu = \frac{n(a+b)F_f}{b m_{AG} - b F_L - n F_f h_c}, \end{cases} \quad (16)$$

式中 F_x 及 F_L 计算公式为

$$F_x = \frac{1}{2} C_d \rho_a S_A v_x^2, \quad F_L = \frac{1}{2} C_L \rho_a S_A v_x^2. \quad (17)$$

式中: C_d 为气动阻力系数, ρ_a 为空气密度, S_A 为机翼

面积, C_L 为升力系数. 由此可知, 式(14)为存在扰动的高阶非线性系统, 参数均为已知量. U_c 为控制输入, y 为系统输出, d_1, d_2 为未知扰动, 满足严格反馈形式.

控制目标: 对式(14)所描述的刹车系统设计控制器, 使刹车过程中 $\lambda(t)$ 实现对未知最优 λ^* 的跟踪, 从而使输出 y 即结合系数保持最大值, 充分利用结合力以达到最优刹车控制性能.

假设 1 未知函数 $\mu(\lambda)$ 为凸函数, 连续且两阶可微, 存在唯一的 $\lambda = \lambda^*$ 使 $\mu(\lambda)$ 达到最大值, 存在正常数 c_λ 使得 $\frac{\partial^2 \mu(\lambda)}{\partial \lambda^2} \leq c_\lambda, \forall \lambda \in [0, 1]$;

假设 2 $d_i (i = 1, 2)$ 有界并满足Lipschitz条件, 即存在正实数 ρ_i 使 $|\dot{d}_i| < \rho_i$;

假设 3 纵向速度 v_x , 主轮角速度 ω , 刹车压力 P_A , 电机转速 ω_m 及电枢电流 i 可测, 并要求 \dot{v}_x 可测.

3 控制器设计(Controller design)

根据反演控制的分块设计思想, 将无人机刹车系统分解为滑移率子系统、EMA机械子系统及EMA电气子系统, 逐层设计满足需求的中间虚拟控制量, 反向递推获得最终的反馈控制律.

3.1 滑移率子系统设计 (Slip ratio subsystem design)

首先分析滑移率子系统, 控制任务是设计虚拟控制量 P_A^* , 实现 $\lambda(t)$ 对 $\lambda^*(t)$ 的渐近跟踪. 考虑 \dot{v}_x 可测, 式(9)可简化为

$$\dot{\lambda} = \frac{R\omega}{v_x^2} \dot{v}_x - \frac{R^2 F_f}{v_x J_w} + \frac{B_w R \omega}{v_x J_w} + \frac{K_b R}{v_x J_w} P_A. \quad (18)$$

设参考滑移率为 $\lambda_d(t)$, 反馈控制律取

$$P_A^* = \frac{c v_x J_w (\lambda_d - \lambda)}{K_b R} - \frac{J_w \dot{v}_x}{K_b v_x} + \frac{R F_f}{K_b} - \frac{B_w \omega}{K_b} + \frac{v_x J_w \dot{\lambda}_d}{K_b R}, \quad (19)$$

式中 F_f 由式(16)计算, 在 \dot{v}_x 可测前提下, P_A^* 设计中无需依赖 $\mu(\lambda)$. 取 $c > 0$, 在式(19)所示控制律作用下, 闭环系统为

$$\dot{\lambda}_d - \dot{\lambda} = -c(\lambda_d - \lambda), \quad (20)$$

可知 $\lambda(t)$ 渐近跟踪 $\lambda_d(t)$. 在此基础上设计极值搜索算法, 使 $\lambda_d(t)$ 逼近 $\lambda^*(t)$. 采用GST算法设计梯度估计器, 由于GST本质上为二阶滑模算法, 与常规一阶滑模算法相比, 控制精度及收敛速度有显著提升^[30]. 设 $\dot{\lambda}_d = \varepsilon \eta, \varepsilon > 0$, 取 $\lambda_d(0) > 0, p = \frac{\partial \mu}{\partial \lambda}|_{\lambda=\lambda(t)}$ 为待估计梯度, 算法如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{y}} = -k_1 \phi_1(\hat{y} - y) + \varepsilon \eta \hat{p}, \\ \dot{\hat{p}} = -k_2 \varepsilon \eta \phi_2(\hat{y} - y), \\ \eta = k_3 \text{sat}(\hat{p}, M) + \delta \sin(\varepsilon \omega t). \end{cases} \quad (21)$$

式中: y 由式(16)计算, \hat{y}, \hat{p} 分别表示 y, p 的估计值; $k_i (i = 1, 2, 3)$ 及 M 为正常数; $\text{sat}(\hat{p}, M)$ 表示以 $\pm M$ 为上下限的饱和函数; δ, ϖ 为正常数, 决定正弦激励信号的幅值及频率. 记估计误差 $\tilde{y} = \hat{y} - y, \phi_1(\tilde{y}), \phi_2(\tilde{y})$ 为

$$\begin{cases} \phi_1(\tilde{y}) = \mu_1|\tilde{y}|^{1/2}\text{sgn} \tilde{y} + \mu_2\tilde{y}, \\ \phi_2(\tilde{y}) = \frac{1}{2}\mu_1^2\text{sgn} \tilde{y} + \frac{3}{2}\mu_1\mu_2|\tilde{y}|^{1/2}\text{sgn} \tilde{y} + \mu_2^2\tilde{y}, \end{cases} \quad (22)$$

式中 μ_1, μ_2 为正常数.

上述ESC算法本质上是基于周期型激励信号的, 与常规基于滑模的极值搜索控制^[11]差别在于梯度估计算法及激励信号不同.

实际刹车过程中需要及时对侧偏距进行纠正, 以免无人机侧偏出跑道. 由于高速阶段升力作用显著, 前轮转向或差动刹车纠偏效能较弱, 此时依靠方向舵纠偏. 纠偏过程中机轮存在横侧向滑移运动, 导致 $\mu(\lambda)$ 曲线发生变化^[11], 需对式(21)进行修正, η 采用下式计算:

$$\eta = [k_3\text{sat}(\hat{p}, M) + \delta \sin(\varepsilon\varpi t)] e^{(-\tau_s|\delta_s|)}, \quad (23)$$

式中: δ_s 为方向舵偏角, τ_s 为正常数.

3.2 EMA机械子系统设计(Mechanical subsystem design of EMA)

分析EMA机械子系统, 控制任务是设计虚拟控制量 i^* , 使 P_A 在有限时间内对 P_A^* 实现良好的跟踪. 设计滑模控制器对未知扰动进行抑制. i^* 既是EMA机械子系统的控制输入信号, 也是EMA电气子系统的参考信号, 因此需要消除抖振, 避免对切换项中符号函数求导引起EMA电气子系统控制器奇异. 从控制性能考虑, 线性滑模面具有指数渐近收敛特性, 有限时间内必然存在控制误差, 因此采用非奇异终端滑模控制, 理论上可实现有限时间内收敛, 对于提高压力伺服精度具有重要意义. 由此设计全阶终端滑模面, 并对切换控制项进行低通滤波, 实现控制量的无抖振. 与高阶动态滑模相比, 该算法降低了滑模阶次及计算量^[31], 具有易于工程实现的优势. 定义误差变量 $z_1 = P_A - P_A^*$, 有 $\dot{z}_1 = \dot{P}_A - \dot{P}_A^*$, 设计滑模面为

$$s_1 = \ddot{z}_1 + c_{12}\text{sgn} \dot{z}_1|\dot{z}_1|^{\alpha_{12}} + c_{11}\text{sgn} z_1|z_1|^{\alpha_{11}}, \quad (24)$$

式中: c_{12}, c_{11} 为正实数, $\alpha_{11} = \alpha_{12}/(2 - \alpha_{12}), \alpha_{12} \in (1 - \varepsilon_\alpha, 1), \varepsilon_\alpha \in (0, 1)$. 该滑模面具有终端特性, 若 $s_1 = 0$, 则 z_1 将在有限时间内收敛到零, 由滑模面结构易知, 该控制器为非奇异^[23].

设计虚拟控制量 i^* 为

$$\begin{cases} i^* = \frac{2\pi J}{c_b L_0 K_T}(i_{\text{eq}}^* + i_{\text{sw}}^*), \\ i_{\text{eq}}^* = \frac{c_b L_0}{2\pi} \left(\frac{1}{J} \frac{L_0}{2\pi} P_A + \frac{B_v}{J} \omega_m \right) + \ddot{P}_A^* - \\ \quad c_{12} \text{sgn} \dot{z}_1 |\dot{z}_1|^{\alpha_{12}} - c_{11} \text{sgn} z_1 |z_1|^{\alpha_{11}}, \\ i_{\text{sw}}^* + T_1 i_{\text{sw}}^* = v_1, \\ v_1 = - (k_{d_1} + k_{T_1} + \eta_1) \text{sgn} s_1 - \kappa_1 s_1, \end{cases} \quad (25)$$

式中: $\frac{2\pi J i_{\text{eq}}^*}{c_b L_0 K_T}$ 为等效控制项, $\frac{2\pi J i_{\text{sw}}^*}{c_b L_0 K_T}$ 为切换控制项, 设 $i_{\text{sw}}^*(0) = 0, T_1, \eta_1$ 为正实数. 由式(25)可计算 i_{sw}^* :

$$i_{\text{sw}}^*(t) = (i_{\text{sw}}^*(t_0) - v_1/T_1)e^{t-t_0} + v_1/T_1, \quad (26)$$

i_{sw}^* 为 v_1 通过低通滤波器的结果, 因此 i_{sw}^* 比符号函数型切换项 v_1 更平滑, 有效降低了抖振. 将式(14)(25)代入式(24), 可得

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{c_b L_0}{2\pi} \left(-\frac{1}{J} \frac{L_0}{2\pi} P_A - \frac{B_v}{J} \omega_m \right) - \\ &\quad \ddot{P}_A^* + \frac{c_b L_0}{2\pi} d_1 + (i_{\text{eq}}^* + i_{\text{sw}}^*) + \\ &\quad c_{12} \text{sgn} \dot{z}_1 |\dot{z}_1|^{\alpha_{12}} + c_{11} \text{sgn} z_1 |z_1|^{\alpha_{11}} = \\ &\quad \frac{c_b L_0}{2\pi} d_1 + i_{\text{sw}}^*. \end{aligned} \quad (27)$$

选取Lyapunov函数为

$$V_p = \frac{1}{2} s_1^2. \quad (28)$$

对式(28)求导, 并将式(25)(27)代入得

$$\begin{aligned} \dot{V}_p &= s_1 \left(\frac{c_b L_0 \dot{d}_1}{2\pi} + v_1 - T_1 i_{\text{sw}}^* \right) = \\ &\quad \left(\frac{c_b L_0 \dot{d}_1}{2\pi} - k_{d_1} |s_1| \right) - (T_1 i_{\text{sw}}^* s_1 + k_{T_1} |s_1|) - \\ &\quad \eta_1 |s_1| - \kappa_1 s_1^2. \end{aligned} \quad (29)$$

取 $k_{d_1} > c_b L_0 \rho_1 / 2\pi, k_{T_1} \geq T_1 |i_{\text{sw}}^*(t)|, \kappa_1 > 0$, 有

$$\dot{V}_p \leq -\kappa_1 s_1^2 - \eta_1 |s_1| < 0, \quad |s_1| \neq 0. \quad (30)$$

由式(30)可知机械子系统为渐近稳定且滑模面可在有限时间内到达^[23], 随后系统可在有限时间内, 任意初始条件 $z_1(0) \neq 0$ 下沿滑模面运动到 $z_1 = 0$.

由式(25)可知, 采用全阶滑模面设计 i^* , 与逐层反演控制方法相比, 取消了“速度环”, 简化了控制器设计, 但代价是需要计算 P_A^* 的二阶微分项. 采用文献[32]提出的有限时间高阶微分估计器计算 \ddot{P}_A^* , 得到平滑的估计信号, 可认为 $t \geq t_0$ 时微分估计误差为零, 消除反演控制中的微分膨胀.

3.3 EMA电气子系统设计(Electrical subsystem design of EMA)

机电作动的重要优势在于相对传统液压作动具有更高的频率响应, 实际刹车过程通常处于松刹交替状态, 这意味着电机需要频繁正反转, 此外不可避免存

在电压波动、电机参数变化等不确定因素,因此设计电流环加速电机启动过程,改善刹车系统性能.控制任务是设计电流控制器,使电流*i*可精确跟踪理想电流值*i**.定义误差变量 $z_2 = i - i^*$,设计滑模面为

$$s_2 = \dot{z}_2 + c_2 \operatorname{sgn} z_2 |z_2|^{\alpha_2}, \quad (31)$$

式中: c_2 为正实数, $0 < \alpha_2 < 1$.设计电枢电压 U_c 为

$$\begin{cases} U_c = L(U_{ceq} + U_{csw}), \\ U_{ceq} = \frac{K_e}{L} \omega_m + \frac{R_m}{L} i + \dot{i}^* - c_2 \operatorname{sgn} z_2 |z_2|^{\alpha_2}, \\ \dot{U}_{csw} + T_2 U_{csw} = v_2, \\ v_2 = -(k_{d2} + k_{T2} + \eta_2) \operatorname{sgn} s_2 - \kappa_2 s_2. \end{cases} \quad (32)$$

式中: LU_{ceq} 为等效控制项, LU_{csw} 为切换控制项,设 $U_{csw}(0) = 0$, T_2, η_2 为正实数.可知实际控制量 U_c 为连续函数,消除了常规滑模控制存在的抖振.至此完成控制律设计,无人机刹车系统滑模极值搜索控制结构如图3所示.

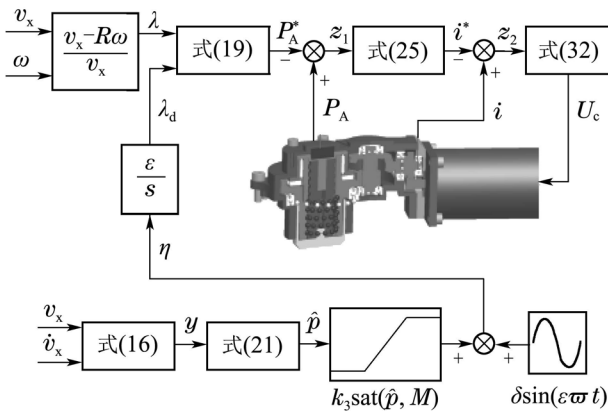


图3 无人机刹车系统滑模极值搜索控制

Fig. 3 ESC with sliding mode for UAV braking systems

3.4 稳定性分析(Stability analysis)

首先给出稳定性分析需要的引理:

引理1 若函数 $y = h(x)$ 两阶可微并满足 $|\frac{\partial^2 h(\lambda)}{\partial x^2}| \leq c_p, \forall x \in \mathbb{R}$ 且有唯一驻点 x^* ,定义 $\dot{x} = u$, u 为控制输入,对于任意 $x_0 = x(0)$,采用式(33)所示的基于GST的极值搜索算法,可在任意初始条件下使得 $x(t)$ 收敛到 x^* 的有限邻域^[17].

$$\begin{cases} \dot{y} = -k_1 \phi_1(\tilde{y}) + u\hat{p}, \\ \dot{\hat{p}} = -k_2 u \phi_2(\tilde{y}), \\ u = k_3 \operatorname{sat}(\hat{p}, M) + \delta \sin(\varpi t), \\ \phi_1(\tilde{y}) = \mu_1 |\tilde{y}|^{1/2} \operatorname{sgn} \tilde{y} + \mu_2 \tilde{y}, \\ \phi_2(\tilde{y}) = \frac{1}{2} \mu_1^2 \operatorname{sgn} \tilde{y} + \frac{3}{2} \mu_1 \mu_2 |\tilde{y}|^{1/2} \operatorname{sgn} \tilde{y} + \mu_2^2 \tilde{y}, \end{cases} \quad (33)$$

式中: k_1, k_2, M 为正数, $k_3 > \delta/M, \mu_1 \geq 0, \mu_2$ 为足够大的正数.

定理1 对式(14)所示的无人机机电作动刹车系统,采用式(19)–(22)所示的刹车压力虚拟控制量,式(25)所示电流虚拟控制量,式(32)所示电压控制律,若满足假设1–3,选取适当的滑模面参数及滑模控制器参数,则 s_i 可达,取适当的ESC参数,闭环系统渐近稳定,可实现 $\lambda(t)$ 对最优未知滑移率 $\lambda^*(t)$ 的跟踪.

证 首先分析滑移率子系统,由引理1可知,由式(21)所示极值搜索算法可使 $\lambda(t)$ 跟踪上 $\lambda^*(t)$.对滑移率子系统的稳定性条件及收敛性能进行分析,定义 $\tilde{p} = \hat{p} - p$,由式(21)可得误差的动力学方程为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{y}} = -k_1 \phi_1(\tilde{y}(t)) + \varepsilon \eta(t) \tilde{p}(t), \\ \dot{\tilde{p}} = -k_2 \varepsilon \eta(t) \phi_2(\tilde{y}(t)) + d(t). \end{cases} \quad (34)$$

式中: 扰动项 $d(t) = -\dot{p}(t)$,由假设1及式(21)可知, $|d(t)| \leq c_\lambda \varepsilon (k_3 M + \delta) = b$.选取Lyapunov函数为

$$V_\lambda(t, \zeta) = \zeta(t)^T P(t) \zeta(t), \quad (35)$$

$\zeta(t) = [\phi_1(\tilde{y}(t)) \tilde{p}(t)]^T, P(t) = P^T(t) \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ 为如下Lyapunov微分方程的唯一解:

$$\begin{cases} \dot{P}(t) + A^T(t)P(t) + P(t)A(t) = -Q(t), \\ A(t) = \begin{bmatrix} -k_1 & \varepsilon \eta(t) \\ -k_2 \varepsilon \eta(t) & 0 \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (36)$$

式中: $a_1 I \prec P(t) \prec a_2 I, 0 < a_1 < a_2, Q(t) \succ a_3 I, a_3 > 0$.对式(35)求导,由文献[17]中引理1可知:

$$\begin{aligned} \dot{V}_\lambda &\leq -(a_3 \mu_2 - 2a_{21}) \|\zeta\|^2 - \\ &\quad \left(\frac{1}{2} a_2 \mu_1^2 - 4a_2 b \right) \|\zeta\| + a_{21} b^2, \end{aligned} \quad (37)$$

式中 $a_{21} = a_2 - a_1$.可知当 $\mu_2 > 2a_{21}/a_3$ 时子系统渐近稳定.若使 $\dot{V}_\lambda(t, \zeta) \leq 0$,需满足 $\|\zeta\| \geq \Gamma(b)$:

$$\begin{aligned} \Gamma(b) &= \frac{1}{2\beta} \left[\sqrt{(0.5a_2 \mu_1^2 - 4a_2 b)^2 + 4\beta a_{21} b^2} - \right. \\ &\quad \left. (0.5a_2 \mu_1^2 - 4a_2 b) \right], \end{aligned} \quad (38)$$

式中 $\beta = a_3 \mu_2 - 2a_{21}$.可知 $\limsup_{t \rightarrow \infty} \|\zeta\| \leq \sqrt{a_2/a_1} \cdot \Gamma(b)$.由 $|\tilde{p}| \leq \|\zeta\|$ 结合式(21)易知,对任意 $\varepsilon_0 > 0$,存在 $T_{\varepsilon_0} < \infty$,若满足以下条件:

$$|p| \geq \sqrt{a_2/a_1} \Gamma(b) + \delta/k_3 + \varepsilon_0, \forall t \geq T_{\varepsilon_0}, \quad (39)$$

则 $\operatorname{sgn} \eta(t) = \operatorname{sgn} p(t)$ 成立.定义集合 $D_{\varepsilon_0, b} = \{x: |p| \geq \sqrt{a_2/a_1} \Gamma(b) + \delta/k_3 + \varepsilon_0\}$ 及 $N_{\varepsilon_0, b} = [\min D_{\varepsilon_0, b}, \max D_{\varepsilon_0, b}] \setminus D_{\varepsilon_0, b}$,结合滑移率曲线特性可知,若 $\lambda_d(t) \in D_{\varepsilon_0, b}, \forall t \geq T_{\varepsilon_0}$,则 $\lambda_d(t)$ 将在 $t \geq T_{\varepsilon_0}$ 时收敛于集合 $N_{\varepsilon_0, b}$.若设置 ε 及 b 足够小,记为 ε_1 及 b_1 ,当 $\lambda_d \in N_{\varepsilon_1, b_1}$ 时,有

$$(\lambda_d - \lambda^*)p(\lambda_d - \lambda^*) \leq -C(\lambda_d - \lambda^*)^2, \quad (40)$$

式中 $C > 0$,表示Hessian上界.定义 $\tilde{\lambda} = \lambda_d - \lambda^*$,由式(39)–(40)得 $t \geq T_{\varepsilon_1}$ 时有

$$|\tilde{\lambda}(t)| \leq C^{-1} \left[\sqrt{a_2/a_1} \Gamma(b) + (\delta/k_3 + \varepsilon_0) \right], \quad (41)$$

由式(40)可知, $N_{\varepsilon_{0,b}}$ 的范围决定了对未知最优滑移率 $\lambda^*(t)$ 的跟踪精度, $N_{\varepsilon_{0,b}}$ 越窄则控制精度越高, 但过小的 ε 将导致收敛时间变长, 参数设计需折衷考虑控制精度与响应速度的均衡.

分析整体系统的控制稳定性, 由式(32)可得

$$s_2 = d_2 + U_{\text{csw}}. \quad (42)$$

对式(42)求导可得

$$\begin{aligned} \dot{s}_2 &= \dot{d}_2 + v_2 - T_2 U_{\text{csw}} = \\ \dot{d}_2 - (k_{d_2} + k_{T_2} + \eta_2) \text{sgn } s_2 - \kappa_2 s_2 - T_2 U_{\text{csw}}. \end{aligned} \quad (43)$$

选取整体系统的控制Lyapunov函数为

$$V = V_\lambda + V_p + 0.5s_2^2, \quad (44)$$

对式(44)求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_\lambda + \dot{V}_p + s_2 \dot{s}_2 \leq \\ \dot{V}_\lambda - \kappa_1 s_1^2 - \eta_1 |s_1| - \\ (T_2 U_{\text{csw}} + k_{T_2} |s_2|) + (\dot{d}_2 s_2 - k_{d_2} |s_2|) - \\ \eta_2 |s_2| - \kappa_2 s_2^2. \end{aligned} \quad (45)$$

令 $k_{d_2} > \rho_2$, $k_{T_2} \geq T_2 |U_{\text{csw}}(t)|$, 取 $\kappa_2 > 0$. 有

$$\dot{V} \leq \dot{V}_\lambda - \kappa_1 s_1^2 - \kappa_2 s_2^2 - \eta_1 |s_1| - \eta_2 |s_2| \leq \dot{V}_\lambda. \quad (46)$$

结合式(37)可知滑模面可达, 闭环系统渐近稳定.

4 HIL实验验证(HIL experiment verification)

4.1 HIL试验台(Hardware-in-the loop test bench)

为降低真实刹车试验及惯性台实验的高成本, 建立HIL试验台用于刹车控制器及作动机构的设计改进、算法验证及故障诊断等, 可进行试飞验证前的预备性实验, 避免研发过程频繁需要惯性台、跑道等复杂试验条件, 显著提高开发效率, 降低实验风险. 此外, 现有试验手段较难实现对冰跑道及复杂跑道的实物化模拟, HIL试验可通过修改摩擦模型参数的方式, 实现对跑道的数字化模拟, 验证刹车控制器及作动机构性能. 值得一提的是, HIL试验台也广泛应用于汽车ABS设计中, 如文献[33-34]中车辆动力学由数值计算得到, 避免了惯性台试验对机轮复杂运动模拟能力的缺陷. HIL试验台结构如图4所示.

HIL试验台的软件部分由上位机和模拟单元组成, 硬件部分由ABS控制器, EMA, 传感器及无人机机轮组成. 上位机接收压力传感器获取的刹车压力信号, 以及模拟单元计算得到的机轮速度、飞机速度及加速度信号, 通过LabWindows开发的上位机软件完成数据显示. 模拟单元接收压力反馈信号, 通过Simulink搭建的无人机动力学模型计算出机轮速度、飞机速度、加速度等, 并由此计算出滑移率, ABS控制器接收模拟单元计算的实时滑移率, 经过控制算法, 输出电

流信号作为刹车压力参考值. 由驱动器控制电机, 使刹车压力跟踪压力参考值, 完成刹车动作.

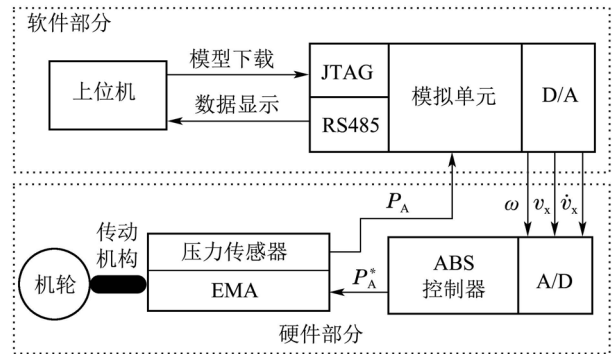


图 4 HIL试验平台结构

Fig. 4 Structure of HIL test bench

4.2 实验结果(Experimental results)

无人机参数及EMA参数的名义值如表1所示:

表 1 无人机及EMA参数

Table 1 Typical parameters of UAV and EMA

参数	数值	单位
无人机质量 m_A	5000	kg
受刹机轮数 n	2	—
机轮转动惯量 J_w	0.95	kg · m ²
机轮半径 R	0.3	m
轮轴摩擦系数 B_w	0.01	N · m/rad
力矩转化系数 K_b	3.7×10^{-4}	—
主轮到重心距离 a	2.424	m
前轮到重心距离 b	4.527	m
无人机重心高度 h_c	1.878	m
气动阻力系数 C_d	0.1027	N · s ² /m ²
空气密度 ρ_a	1.2092	kg/m ³
机翼面积 S_A	31	m ²
升力系数 C_L	0.359	N · s ² /m ²
定子电阻 R_m	1.0	Ω
定子电感 L	1.2×10^{-3}	H
电机转动惯量 J	6.38×10^{-4}	kg · m ²
粘滞阻尼系数 B_v	0.02	N · m/rad
转矩常数 K_T	0.4	N · m/A
反电势常数 K_e	0.6	V · rad/s
丝杠导程 L_0	0.008	m
刹车盘刚度系数 c_b	5.0×10^6	N/m

滑模控制具有较强的鲁棒性, 但控制效果仍依赖于对模型的先验知识. 模型参数变化及未建模动态必然导致系统中存在非匹配不确定性, 对参数名义值的合理设置可缩小 d_i 从而降低切换增益, 提升控制品质.

ESC参数设置为: $k_1 = 5$, $k_2 = 25$, $k_3 = 0.3$, $M = 10$, $\delta = 0.01$, $\varpi = 3$, $\mu_1 = 0.5$, $\mu_2 = 5$, $\lambda_d(0) = 0.1$, $c = 5$. 滑模面参数为: $c_{12} = 7$, $c_{11} = 10$, $c_2 = 5$, $\alpha_{12} = \alpha_2 = 9/16$, $\alpha_{11} = 9/23$, 滑模控制器参数设置为: $T_1 =$

0.01, $T_2 = 0.002$, $k_{d1} = k_{d2} = 4$, $k_{T1} + \eta_1 = k_{T2} + \eta_2 = 3$.

为验证极值搜索算法, 设 $\mu(\lambda)$ 满足下式^[12]:

$$\mu(\lambda) = 2\mu_{\max}\lambda^*\lambda/(\lambda^{*2} + \lambda^2). \quad (47)$$

取刚性干沥青跑道工况下 $\lambda^* = 0.25$, $\mu_{\max} = 0.8$. 设置起始刹车时刻 $v_x(0) = 72 \text{ m/s}$, $\omega(0) = 240 \text{ rad/s}$, 即 $\lambda(0) = 0$. 取 $\lambda_d(0) = 0.1$, 试验结果如图5所示.

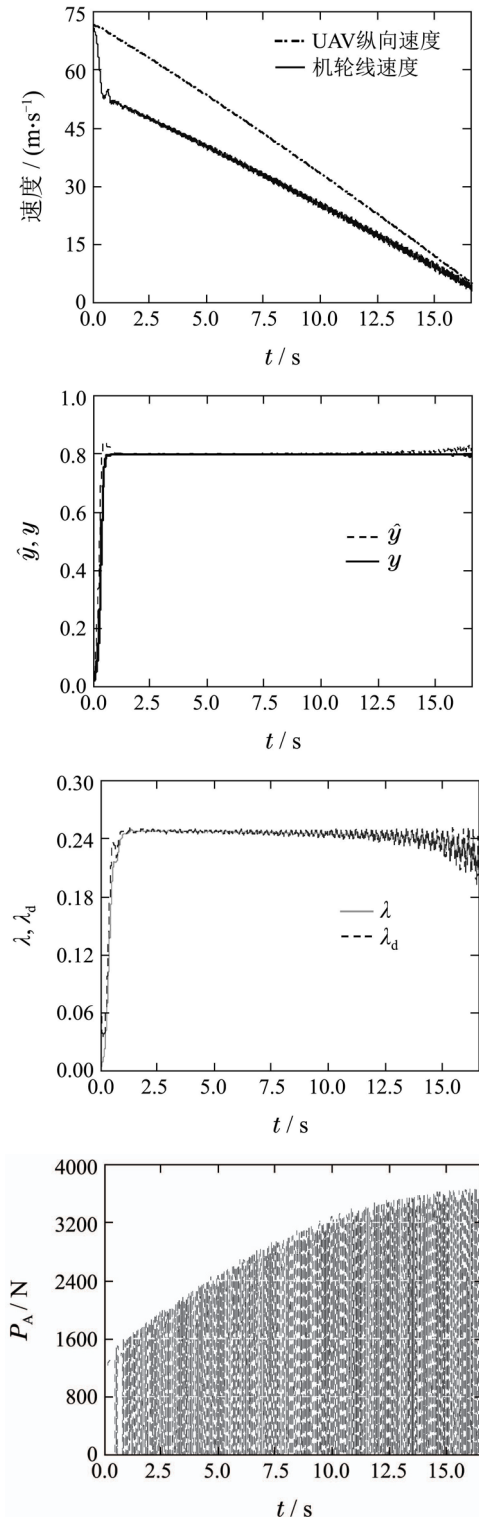


图5 干沥青跑道工况下模拟实验

Fig. 5 Experimental results on dry asphalt runway

由图5可知, GTS算法可使 \hat{y} 迅速跟踪上 y , 极值搜索算法使得 λ_d 趋近于最优滑移率 λ^* , 在反馈控制律作用下, λ 实现对 λ^* 良好跟踪. 由式(14)可知, 无人机纵向速度 v_x 趋于零时, 控制增益 $K_b R/v_x J_w$ 趋于无穷大, 这将导致式(19)反馈控制律奇异. 实际工程中 v_x 较小时已无需防滑刹车控制, 可使用最大刹车压力刹停UAV.

冰跑道着陆是一种极限工况, 对作动机构性能和刹车控制律提出更为严苛的要求, 在控制器参数及初始状态不变的前提下, 以冰跑道工况为例, 验证控制器的自寻优能力. 取 $\lambda^* = 0.15$, $\mu_{\max} = 0.25$, 试验结果如图6所示.

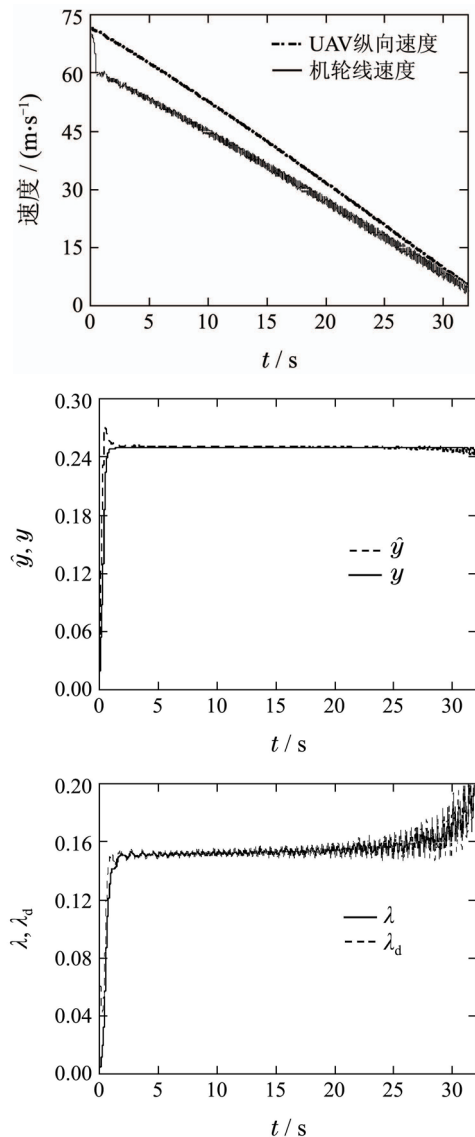


图6 冰跑道工况模拟实验

Fig. 6 Experimental results on icy runway

可知本文算法同样取得较好的控制效果, 控制器具有较强的自适应能力, 无需依赖跑道特性的先验知识. 现有装机的刹车控制器通常采用多门限PID控制器, 相同条件下的试验对比结果如图7所示.

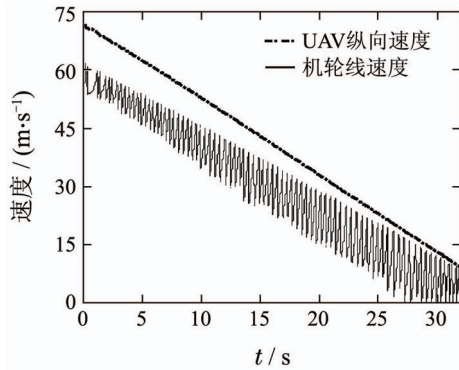


图 7 冰跑道工况下PBM控制模拟实验

Fig. 7 Experimental results of PBM control on icy runway

可知在冰跑道工况下存在深度打滑, 中低速段尤为严重, 这是刹车系统的本质特征决定的. 从试验对比结果看, 本文算法使控制性能得到显著改善.

5 结论(Conclusions)

针对无人机全电式自主刹车系统中存在的未知非线性、参数时变及外部干扰, 以及参考滑移率难于预先设定的问题, 提出基于反演思想的滑模极值搜索控制策略, 得到以下结论:

1) 克服了现有文献控制存在的若干不足, 利用广义GST算法实现对结合系数的梯度估计, 获得使刹车系统渐近稳定的刹车压力参考值, 实现估计误差有限时间收敛, 系统在该控制作用下实现对未知最优滑移率的跟踪. HIL实验结果表明控制器具有自适应能力, 在任意跑道条件下均可获得最大结合系数, 适用于无人机刹车系统;

2) 考虑刹车作动机构的非线性特性, 利用反演思想设计无抖振滑模控制器, 可弥补常规反演或动态面控制的若干缺陷, 提高系统鲁棒性;

3) 利用Lyapunov方法得到闭环系统稳定性条件, 分析了控制参数对未知最优滑移率跟踪精度的影响, 并给出跟踪误差的解析表达式, 对于刹车控制器性能研究具有积极意义.

参考文献(References):

- [1] 段海滨, 邵山, 苏丙未, 等. 基于仿生智能的无人作战飞机控制技术发展新思路 [J]. 中国科学: 技术科学, 2010, 40(8): 853 – 860. (DUAN Haibin, SHAO Shan, SU Bingwei, et al. New development thoughts on the bio-inspired intelligence based control for unmanned combat aerial vehicle [J]. *Scientia Sinica: Technologica*, 2010, 40(8): 853 – 860.)
- [2] HUANG C, JIAO Z X, SHANG Y X. Antiskid braking control with on/off valves for aircraft applications [J]. *Journal of Aircraft*, 2013, 50(6): 1869 – 1879.
- [3] GARCIA A, CUSIDO J, ROSERO J A, et al. Reliable electromechanical actuators in aircraft [J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2008, 23(8): 19 – 25.
- [4] VELIMIR C, DRAGAN A. Adaptive neuro-fuzzy wheel slip control [J]. *Expert Systems with Applications*, 2013, 40(13): 5197 – 5209.
- [5] LIN C M, HSU C F. Self-learning fuzzy sliding-mode control for antilock braking systems [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2003, 11(2): 273 – 278.
- [6] CABRERA J, ORTIZ A, CASTILLO J, et al. A fuzzy logic control for antilock braking system integrated in the IMMA tire test bench [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2005, 54(6): 1937 – 1949.
- [7] WANG W Y, LI I H, TSAI C P, et al. Dynamic slip-ratio estimation and control of antilock braking systems using an observer-based direct adaptive fuzzy-neural controller [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(5): 1746 – 1756.
- [8] ZHANG W, GUO X X. An ABS control strategy for commercial vehicle [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2015, 20(1): 384 – 392.
- [9] HOSEINNEZHAD R, BAB-HADIASHAR A. Efficient antilock braking by direct maximization of tire-road frictions [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(8): 3593 – 3600.
- [10] RAJAMANI R, PHANOMCHOENG G, PIYABONGKARN D, et al. Algorithms for real-time estimation of individual wheel tire-road friction coefficients [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2012, 17(6): 1183 – 1195.
- [11] DINCMEEN E, GUVENC A, ACARMAN T. Extremum-seeking control of ABS Braking in road vehicles with lateral force improvement [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2014, 22(1): 230 – 237.
- [12] ZHANG C L, ORDONEZ. Numerical optimization-based extremum seeking control with application to ABS design [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2007, 52(3): 454 – 467.
- [13] ADETOLA V, GUAY M. Parameter convergence in adaptive extremum-seeking control [J]. *Automatica*, 2007, 43(1): 105 – 110.
- [14] SHEKHAR R C, MOASE W H, MANZIE C. Discrete-time extremum-seeking for Wiener-Hammerstein plants [J]. *Automatica*, 2014, 50(12): 2998 – 3008.
- [15] GHAFARI A, KRSTIC M, SESHAGIRI S. Power optimization for photovoltaic microconverters using multivariable newton-based extremum seeking [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2014, 22(6): 2141 – 2149.
- [16] TAN Y, LI Y P, IMY MAREELS. Extremum seeking for constrained inputs [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2013, 58(9): 2405 – 2410.
- [17] TIAGO R O, LIU HSU, ALESSANDRO J P. Output-feedback global tracking for unknown control direction plants with application to extremum-seeking control [J]. *Automatica*, 2011, 47(9): 2029 – 2038.
- [18] NESIC D, MOHAMMADI A, MANZIE C. A framework for extremum seeking control of systems with parameter uncertainties [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2013, 58(2): 435 – 448.
- [19] MARCO T A. Nonlinear extremum seeking inspired on second order sliding modes [J]. *Automatica*, 2015, 57(7): 51 – 55.
- [20] KRIEGER J P, KRSTIC M. Aircraft endurance maximization at medium mach numbers by extremum seeking [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2013, 36(2): 390 – 403.
- [21] CASTANOS F, KUNUSCH C. Ditherless extremum seeking for hydrogen minimization in pem fuel cells [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(8): 5218 – 5226.
- [22] BEZZO N, GRIFFIN B, CRUZ P, et al. A cooperative heterogeneous mobile wireless mechatronic system [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2014, 19(1): 20 – 31.
- [23] FENG Y, HAN F L, YU X H. Chattering free full-order sliding-mode control [J]. *Automatica*, 2014, 50(4): 1310 – 1314.
- [24] DI CAIRANO S, TSENG H E, BERNARDINI D, et al. Vehicle yaw stability control by coordinated active front steering and differential braking in the tire sideslip angles domain [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2013, 21(4): 1236 – 1248.

- [25] N DAIDZIC, JUNA SHRESTHA. Airplane landing performance on contaminated runways in adverse conditions [J]. *Journal of Aircraft*, 2008, 45(6): 2131 – 2144.
- [26] PACEJKA HB, BAKKERB E. The magic formula tyre model [J]. *Vehicle System Dynamics*, 1992, 21(S1): 1 – 18.
- [27] YI J G, LUIS ALVAREZ, R HOROWITZ. Adaptive emergency braking control with underestimation of friction coefficient [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2002, 10(3): 381 – 392.
- [28] LI L, WANG F Y, ZHOU Q Z. Integrated longitudinal and lateral tire/road friction modeling and monitoring for vehicle motion control [J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2006, 7(1): 1 – 19.
- [29] 徐绯, 李亚南, 高向阳, 等. 机场污染跑道飞机轮胎的溅水问题 [J]. *航空学报*, 2015, 36(4): 1177 – 1184.
(XU Fei, LI Yanan, GAO Xiangyang, et al. Water sprays produced by aircraft tyres running in contaminated runway [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2015, 36(4): 1177 – 1184.)
- [30] LEVANT A. Robust exact differentiation via sliding mode technique [J]. *Automatica*, 1998, 34(3): 379 – 384.
- [31] LEVANT A. Chattering Analysis [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2010, 55(6): 1380 – 1389.
- [32] LEVANT A, LIVNE M. Exact differentiation of signals with unbounded higher derivatives [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, 57(4): 1076 – 1080.
- [33] CHELI F, CONEAS A, GIANGLULLO E, et al. A simplified ABS numerical model: Comparison with HIL and full scale experimental tests [J]. *Computers & Structures*, 2008, 86(13/14): 1494 – 1502.
- [34] JING H H, LIU Z Y, CHEN H. A switched control strategy for antilock braking system with on/off valves [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(4): 1470 – 1484.

作者简介:

陈晓雷 (1980–), 男, 博士研究生, 研究方向为机电伺服系统及非线性控制等, E-mail: chenilc@126.com;

林辉 (1957–), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为多电飞机技术、迭代学习控制等, E-mail: linhui@nwpu.edu.cn;

马冬麒 (1990–), 男, 博士研究生, 研究方向为高精度伺服系统及滑模控制等, E-mail: madongqi0499@163.com.