

节气门离散二阶变增益滑模控制及实验分析

林荣嘉¹, 龙云², 姚崇^{1†}, 宋恩哲¹, 柯赞¹

(1. 哈尔滨工程大学 烟台研究院, 山东 烟台 264000; 2. 哈尔滨工程大学 动力与能源工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150000)

摘要: 针对电子节气门的非线性和扰动导致控制精度低的问题, 本文提出了一种新型的离散高阶滑模控制器. 首先, 采用欧拉离散方法建立电子节气门离散模型, 基于离散时间高阶滑动模态理论, 提出一种多步长递推到达率, 为兼顾收敛速度和稳态精度, 采用非线性切换增益代替传统固定增益, 使稳态切换增益能维持最小水平; 同时, 基于延迟步长的扰动估计方法, 对系统未知扰动进行估计, 使滑动变量满足采样步长的高阶精度, 并结合所提出的到达率设计离散快速终端高阶滑模控制器; 然后, 理论分析了闭环系统的稳定性, 求解了系统滑动变量和跟踪误差的稳态精度; 最后, 设计两种实验测试方案, 将所提出控制器与自抗扰控制器及常见的两种离散滑模控制器进行实验对比, 实验结果表明所提出的控制器在干扰抑制、连续性和跟踪精度都有更好的表现.

关键词: 离散滑模控制; 电子节气门; 高阶滑模控制; 多步长递推; 非线性切换增益; 干扰抑制

引用格式: 林荣嘉, 龙云, 姚崇, 等. 节气门离散二阶变增益滑模控制及实验分析. 控制理论与应用, 2026, 43(3): 650 – 658

DOI: 10.7641/CTA.2024.30786

Throttle discrete second order variable gain sliding mode control and experimental analysis

LIN Rong-jia¹, LONG Yun², YAO Chong^{1†}, SONG En-zhe¹, KE Yun¹

(1. Yantai Research Institute, Harbin Engineering University, Yantai Shandong 264000, China;

2. College of Power and Energy Engineering, Harbin Engineering University, Harbin Heilongjiang 150000, China)

Abstract: Aiming at the problem of low control accuracy caused by the nonlinearity and disturbance of the electronic throttle valve, this paper proposes a novel discrete high-order sliding mode controller. Firstly, the Euler discrete method is used to establish the electronic throttle discrete model. Based on the discrete time high-order sliding mode theory, a multi-step recursive reaching law is proposed. In order to take into account the convergence rate and steady state accuracy, the nonlinearity switching gain is used instead of the traditional fixed gain, so that the steady state switching gain can maintain the minimum level; At the same time, based on the disturbance estimation method with delay step size, the unknown disturbance of the system is estimated, so that the sliding variable satisfies the high-order accuracy of the sampling step size, and the discrete fast terminal high-order sliding mode controller is designed in combination with the proposed reaching law. Then the stability of the closed loop system is theoretically analyzed, and the steady state accuracy of the sliding variables and tracking errors of the system is calculated. Finally, two experimental test schemes are designed, and the proposed controller is compared with active disturbance rejection controller and two common discrete sliding mode controllers. The experimental results show that the proposed controller has better performance in disturbance resistance, continuity and tracking accuracy.

Key words: discrete sliding mode control; electronic throttle; high-order sliding mode control; multi-step recursive; nonlinearity switching gain; disturbance rejection

Citation: LIN Rongjia, LONG Yun, YAO Chong, et al. Throttle discrete second order variable gain sliding mode control and experimental analysis. *Control Theory & Applications*, 2026, 43(3): 650 – 658

收稿日期: 2023–12–05; 录用日期: 2024–11–15.

†通信作者. E-mail: esmartcontrolheu@163.com; Tel.: +86 19553522291.

本文责任编辑: 陈虹.

山东省自然科学基金项目(ZR2023QE009)资助.

Supported by the Natural Science Foundation of Shandong Province (ZR2023QE009).

1 引言

电子节气门 (electronic throttle, ET) 是发动机的重要执行器^[1], 通过调节ET系统阀片旋转角度实现混合气进气量闭环控制, 在一些结构简单的发动机应用场景上, ET元件可以作为唯一执行器控制发动机运行状况. ET系统控制器需要实现ET系统阀片旋转角度能够快速准确地跟踪参考信号, 并在进气波动下表现较强的抗干扰能力和鲁棒性. ET系统控制的关键在于对驱动电机的控制, 输入电压驱动伺服电机产生合适的扭矩, 电机通过减速齿轮箱传动驱动节气门轴, 然而齿轮啮合存在间隙, 复位弹簧扭矩和摩擦阻力^[2]带来的非线性和扰动的不确定性是实现ET系统精准控制的难点. 在ET控制方面, 国内外许多学者进行了深入的探讨, 并提出了许多控制方法^[3-5].

其中, 滑模(sliding mode, SM)控制是一种高效鲁棒非线性控制方法, 具有响应速度快、对参数变化和干扰不敏感、物理实现简单等优点, 因此国内外许多学者也将滑模控制应用到ET控制上^[6-7]. 但SM控制过程中一般需由符号函数进行高频切换, 于是不可避免地产生抖振, 导致跟踪精度降低, 同时抖振问题也是变结构控制在实际应用中的突出障碍, 为消除抖振影响, 提高控制精度, Levant^[8]提出了高阶滑模(higher order SM, HOSM)控制的思想和二阶滑模控制算法, 如Twisting算法和Super Twisting算法等, 将不连续控制量作用在滑动变量的高阶导数上, 保留了对干扰不敏感、鲁棒性强等优点的同时, 抑制了抖振的影响, 因此高阶滑模控制已广泛应用于滤波器、控制器和观测器^[9-12]中.

SM控制主要针对的是连续系统, 对于离散的系统不能产生理想的滑动模态, 其稳定性也相应改变. 在理论研究上, 可直接数字化实现的离散控制算法的设计及其控制性能分析已成为控制领域的研究热点; 在实际工程中, 由于计算机的采样频率有限, 系统离散后的性能受到了不同程度的恶化, 许多学者也研究了离散化系统对SM控制的影响. 高为炳^[13]提出了准滑动模态和离散趋近律的概念, 认为离散趋近律将使系统状态步步穿越滑动面. 文献[14]完善了准滑动模态并提出了两种新型趋近律, 使得系统不必步步穿越滑动面, 避免了抖振的影响. 由于SM控制本身所带的切换特性, SM控制系统数字化更加复杂, 而趋近律方法可以对系统在切换面附近或沿切换面进行滑模运动时进行分析, 而且可以对系统趋近段的动态过程进行分析设计. 常用的趋近律包括了等速趋近律、指数趋近律和幂次趋近律等^[15-16], 以上的趋近律的离散化一般都是通过将连续趋近律应用向前一阶差分方法所得到的, 也就是离散时间的一阶滑动模式. 而在离散时间高阶滑模控制方面, 文献[17]设计了一种针对不

确定系统的基于线性滑模面的高阶滑模控制算法; 文献[18]在离散趋近律中引入相对阶的概念, 并证明了随着相对阶数的增加, 准滑模带的宽度逐渐减小. 但在较小的扰动下, 当切换项的收敛速度大于1时, 准滑模带宽度明显增大^[19], 产生跟踪精度降低等问题.

根据上述分析, 本文提出了一种新型的离散高阶滑模(discrete HOSM, DHOSM)控制器. 首先, 基于欧拉离散方法, 建立ET系统离散模型. 然后, 根据离散滑模控制理论, 为提高系统控制精度和连续性, 提出一种多步长的变速趋近律, 根据提出的趋近律设计DHOSM控制率, 并理论证明了闭环系统的稳定性, 且所达的控制精度高于基于变增益趋近律的离散线性滑模(discrete linear SM, DLSM)和快速终端滑模(discrete fast terminal SM, DFTSM)控制. 最后, 通过实验对比, 验证所提出控制器的优势.

2 节气门数学模型及离散化

图1为ET系统原理图. 执行元件为永磁直流电机, 为节气门阀片提供驱动所需扭矩. 减速齿轮箱、节气门阀片、复位弹簧等组成执行机构. 在ET系统控制中, 控制器根据参考信号动态变化调整电压大小, 由电机驱动减速齿轮箱控制阀片开度, 从而实现闭环控制.

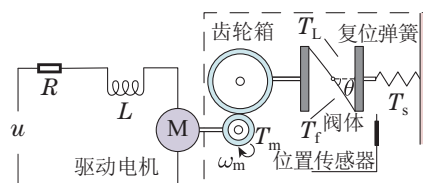


图1 ET系统结构原理图

Fig. 1 Schematic diagram of ET system structure

驱动电机的主要作用是为节气门阀体提供适当的扭矩, 由于电感 L 较小可忽略, 根据基尔霍夫定律建立驱动电机电压平衡方程和电机动态方程为

$$i = \frac{u - k_e \dot{\theta}_m}{R}, \quad (1)$$

$$J_m \ddot{\theta}_m = k_t i - B_m \dot{\theta}_m - T_m, \quad (2)$$

式中: u 为输入电压; R , i , k_e 分别为电机电阻、电流以及电动势系数; θ_m 为电机旋转角度; J_m 为电机转动惯量; k_t 为转矩系数; B_m 为阻尼系数; T_m 为驱动电机输出扭矩.

根据牛顿第二定律, 且考虑摩擦扭矩有库仑摩擦和粘性摩擦, 复位弹簧扭矩具有较强的突变性, 建立阀体处、减速齿轮组处、复位弹簧及摩擦扭矩的平衡方程

$$J_p \dot{\omega} = T_1 - T_f - T_s - T_L, \quad (3)$$

$$T_1 = N T_m + d(T_m), \quad (4)$$

$$T_s = k_s(\theta - \theta_0) + k_m \text{sgn}(\theta - \theta_0), \quad (5)$$

$$T_f = k_n \dot{\theta} + k_k \operatorname{sgn} \dot{\theta}, \quad (6)$$

式中: J_p 为阀体转动惯量; ω 为阀体角速度; 满足 $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$; T_1, T_f, T_s, T_L 分别为减速齿轮组输出扭矩、摩擦扭矩、弹簧复位扭矩和负载扭矩; N 为减速比即传动比, 满足 $N = \theta_m / \theta$; $d(T_m)$ 为关于电机输出扭矩的有界函数; θ 为阀体旋转角度, 即节气门阀体开度角度; $k_n, k_k, k_s, k_m, \theta_0$ 分别为粘性阻力系数、库仑摩擦系数、弹簧弹性系数、弹簧力矩系数和阀体初始角度. 联立式(1)–(5), 得到ET系统模型为

$$J\dot{\omega} + \left(\frac{N^2 k_t k_e}{R} + N^2 B_m + k_n \right) \dot{\theta} + k_s (\theta - \theta_0) + k_m \operatorname{sgn}(\theta - \theta_0) + k_k \operatorname{sgn} \dot{\theta} = \frac{N k_t}{R} u + \Delta f, \quad (7)$$

式中: J 为折算后的阀体转动惯量, 满足 $J = J_p + N^2 J_m$; Δf 为系统的集总扰动, 满足 $\Delta f = d(T_m) - T_L$. 为方便后续计算, 定义 μ, a_1, a_2, a_3, a_4 : $\mu = N k_t / J R, a_1 = k_s / J, a_2 = (N^2 k_t k_e + R N^2 B_m + R k_n) / J R, a_3 = k_m / J, a_4 = k_k / J$. 于是ET系统模型变形为

$$\begin{aligned} \mu u + \mu \Delta f - a_2 \dot{\theta} - a_1 (\theta - \theta_0) - \\ a_3 \operatorname{sgn}(\theta - \theta_0) - a_4 \operatorname{sgn} \dot{\theta} = \ddot{\theta}. \end{aligned} \quad (8)$$

定义系统状态变量 x_1, x_2 为节气门阀体角度偏差和偏差的导数

$$\begin{cases} x_1 = \theta - \varphi, \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} = \dot{\theta} - \frac{d\varphi}{dt}, \end{cases} \quad (9)$$

式中 φ 为参考信号, 联立式(8)–(9)可得节气门系统状态方程

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \mu u - \ddot{\varphi} - a_1 (x_1 + \varphi - \theta_0) - \\ a_2 (x_2 + \dot{\varphi}) - a_4 \operatorname{sgn}(x_2 + \dot{\varphi}) - \\ a_3 \operatorname{sgn}(x_1 + \varphi - \theta_0) + d(t), \end{cases} \quad (10)$$

式中 $d(t) = \mu \Delta f$. 在实际工程中, 计算机实时控制均为离散系统, 将式(10)进行显式欧拉离散化, 给出ET系统离散形式如下所示:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + h x_2(k), \\ x_2(k+1) = h \mu u(k) - h g(k) + \\ (1 - h a_2) x_2(k) - \\ h a_1 x_1(k) + D(k), \end{cases} \quad (11)$$

式中: h 为采样步长, $D(k) = h d(k) = O(h), g(k)$ 表达式如下:

$$\begin{aligned} g(k) = a_1 (\varphi(k) - \theta_0) + a_2 \dot{\varphi}(k) + \ddot{\varphi}(k) + \\ a_3 \operatorname{sgn}(x_1(k) + \varphi(k) - \theta_0) + \\ a_4 \operatorname{sgn}(x_2(k) + \dot{\varphi}(k)). \end{aligned}$$

基于系统匹配扰动特性^[20–21], ET系统(10)中的扰

动以及扰动的变化率是有界的, 即 $d(k) \leq \xi_1, |d(k) - d(k-1)| \leq h \xi_2$, 其中 ξ_1, ξ_2 为正常数. 离散后的ET系统(11)中, 系统的集总扰动项满足 $D(k) - D(k-1) = h[d(k) - d(k-1)] = O(h^2)$, 其中, $O(h^2)$ 为 $D(k) - D(k-1)$ 的边界层厚度.

注1 ET系统的集总扰动 $\Delta f = d(T_m) - T_L$ 组成成分为齿轮间隙产生的非线性函数和发动机进气导致的外部负载扭矩. 由于 $d(T_m)$ 是关于电机输出扭矩的有界函数, 而外部负载扭矩同样有界^[22], 因此, 根据ET系统特性^[23], ET系统的集总扰动及其变化率是有界的, 即存在已知正常数 ξ_1 和 ξ_2 , 使得 $|d(k)| \leq \xi_1, |d(k) - d(k-1)| \leq h \xi_2$, 其中 ξ_1 和 ξ_2 可通过实验测得.

ET系统的位置跟踪性能直接影响发动机运行安全性、动力性和燃油经济性, 而实际ET系统运行过程中, 复位弹簧及摩擦力引起的非线性和空气质量流量变化引起的进气波动及转矩负载是ET系统精准控制的难点, 因此ET系统的控制目标为^[24]:

1) 在所有的运行工况和参考信号变化条件下, ET阀片角度能在尽可能小的超调下快速跟踪参考信号, 同时阀片角度不会超过节气门最大角度限制;

2) 存在未建模动态和外部干扰时, ET系统能实现高稳态精度和强鲁棒性.

根据离散ET模型(11), 针对系统不确定扰动 $D(k)$, 本文提出一种离散时间高阶滑模到达律并设计DHSOM控制器, 并进行稳定性分析, 给出控制器关键参数和性能的关系.

3 DHSOM控制

3.1 控制器设计

控制器设计分为滑动面选取和控制率设计两部分. 为实现系统状态快速精确地收敛到平衡状态, 选取以下非线性滑动面:

$$s_H(k) = x_2(k) + c_1 x_1(k) + c_2 x_1^r(k), \quad (12)$$

式中: 参数 $c_1, c_2 > 0$, 满足 $0 < h c_1 < 1$; 参数 r 满足 $r = q/p, p > q$, 且 p 和 q 都为正奇数. 为使系统具有较强的抗干扰能力和连续性, 到达率选取为

$$\begin{aligned} s_H(k+1) = k_1 s_H(k-1) + k_2 s_H(k) - \\ \frac{\delta}{\phi(k-1)} h^2 \operatorname{sgn}[s_H(k-1)] - \\ \frac{\delta}{\phi(k)} h^2 \operatorname{sgn}[s_H(k)] + \\ D(k) - D(k-1), \end{aligned} \quad (13)$$

式中: 参数 δ 为正常数, 满足 $\delta > \xi_2$; 设计参数 k_1, k_2 为正常数, 满足 $0 < k_1 < k_2$ 和 $k_1 + k_2 < 1$; $\phi(k) = \gamma + (1 - \gamma) / [|s(k)| + 1]^l$, 其中: $0 < \gamma < 1, l > 0$.

将式(13)代入(12)并联系式(11), 推导出控制率为

$$u(k) = \frac{1}{\mu} \left\{ a_1 x_1(k) - \left(\frac{1}{h} - a_2 \right) x_2(k) + g(k) - \frac{c_1}{h} [x_1(k) + h x_2(k)] - \frac{c_2}{h} [x_1(k) + h x_2(k)]^r + \frac{k_1}{h} s_H(k-1) + \frac{k_2}{h} s_H(k) - \frac{h\delta}{\phi(k-1)} \operatorname{sgn}[s_H(k-1)] - \frac{h\delta}{\phi(k)} \operatorname{sgn}[s_H(k)] - \frac{D(k-1)}{h} \right\}, \quad (14)$$

式中, 根据ET系统(11)得出扰动估计 $D(k-1)$ 为

$$D(k-1) = -h\mu u(k-1) + h a_1 x_1(k-1) - (1 - h a_2) x_2(k-1) + x_2(k) + h g(k-1). \quad (15)$$

由于 $\phi(k) = \gamma + (1 - \gamma)/[|s(k)| + 1]^l$, 当 $|s(k)|$ 增大时, $\phi(k)$ 趋近于设计参数 γ , 则 δ/ϕ 趋近于 δ/γ ; 而当 $|s(k)|$ 减小直至0时, $\phi(k)$ 趋近于1, δ/ϕ 趋近于 δ . 因此, 结合式(14)可以看出, 系统轨迹远离滑模面时, 系统将有更快的到达速度; 而系统轨迹运行至接近滑动面时, 由于符号函数前的增益减小, 其带来的抖振将被削弱.

3.2 稳定性分析

ET系统稳定性分析分为两个部分. 首先通过Lyapunov函数分析证明闭环系统中滑动变量 s 的最终有界性. 随后, 分析证明系统状态变量 x_1 即目标信号和阀体实际旋转角度偏差的有界性.

设计Lyapunov函数如下形式:

$$V(k) = z_1^2(k) + \alpha z_2^2(k), \quad (16)$$

式中: $\alpha > 0$; $z_1(k) = s_H(k-1)$; $z_2(k) = s_H(k)$.

$\Delta V(k)$ 为 $V(k)$ 的差值计算, 表示为

$$\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) = (1 - \alpha) z_2^2(k) - z_1^2(k) + \alpha s_H^2(k+1). \quad (17)$$

令

$$\eta = \delta h^2 / \phi(k-1) + \delta h^2 / \phi(k) - [D(k) - D(k-1)]. \quad (18)$$

由到达率式(13)可得

$$s_H^2(k+1) \leq k_1^2 z_1^2(k) + 2k_1 k_2 z_1(k) z_2(k) + k_2^2 z_2^2(k) + 2\eta k_1 |z_1(k)| + 2\eta k_2 |z_2(k)| + \eta^2. \quad (19)$$

将式(19)代入式(17), 可得Lyapunov函数的差值计算

为

$$\Delta V(k) \leq \alpha k_1^2 z_1^2(k) + 2\alpha k_1 k_2 z_1(k) z_2(k) + \alpha k_2^2 z_2^2(k) + 2\alpha \eta k_1 |z_1(k)| + 2\alpha \eta k_2 |z_2(k)| - z_1^2(k) + (1 - \alpha) z_2^2(k) + \alpha \eta^2 - (1 - \alpha k_1^2) z_1^2(k) + 2\alpha \eta k_2 |z_2(k)| + 2\alpha \eta k_1 |z_1(k)| + 2\alpha k_1 k_2 z_1(k) z_2(k) - (\alpha - 1 - \alpha k_2^2) z_2^2(k) + \alpha \eta^2. \quad (20)$$

使 $K_a = 1 - \alpha k_1^2$, $K_b = \alpha - 1 - \alpha k_2^2$, 其中: $K_a > 0$, $K_b > 0$ 即 $1/(1 - k_2^2) < \alpha < 1/k_1^2$. 由于 $2z_1(k)z_2(k) \leq z_1^2(k) + z_2^2(k)$, 则式(20)可写为

$$\Delta V(k) \leq -K_a z_1^2(k) - K_b z_2^2(k) + \alpha \eta^2 + 2\alpha \eta k_1 |z_1(k)| + 2\alpha \eta k_2 |z_2(k)| + \alpha k_1 k_2 [z_1^2(k) + z_2^2(k)]. \quad (21)$$

将 K_a 和 K_b 分开表示为 $K_a = K_{a1} + K_{a2}$, $K_b = K_{b1} + K_{b2}$, 其中: $K_{a1} > \alpha k_1 k_2$, $K_{b1} > \alpha k_1 k_2$. 根据以上参数, 式(21)可表示为

$$\Delta V(k) \leq -K_{a1} z_1^2(k) - K_{b1} z_2^2(k) + \alpha \eta^2 + \alpha k_1 k_2 [z_1^2(k) + z_2^2(k)] + \frac{\eta^2 \alpha^2 k_1^2}{K_{a2}} + \frac{\eta^2 \alpha^2 k_2^2}{K_{b2}} - (\sqrt{K_{a2}} |z_1(k)| - \frac{\eta \alpha k_1}{\sqrt{K_{a2}}})^2 - (\sqrt{K_{b2}} |z_2(k)| - \frac{\eta \alpha k_2}{\sqrt{K_{b2}}})^2 \leq -(K_{a1} - \alpha k_1 k_2) z_1^2(k) - (\frac{K_{b1} - \alpha k_1 k_2}{\alpha}) \alpha z_2^2(k) + \alpha \eta^2 + \frac{\eta^2 \alpha^2 k_1^2}{K_{a2}} + \frac{\eta^2 \alpha^2 k_2^2}{K_{b2}}, \quad (22)$$

式(22)中, 考虑以下参数:

$$\begin{cases} g = \alpha \eta^2 + \frac{\eta^2 \alpha^2 k_1^2}{K_{a2}} + \frac{\eta^2 \alpha^2 k_2^2}{K_{b2}}, \\ \beta = \min[(K_{a1} - \alpha k_1 k_2), \frac{K_{b1} - \alpha k_1 k_2}{\alpha}]. \end{cases} \quad (23)$$

选择适当的参数 α , 满足 $g > 0$, $0 < \beta < 1$, 则式(22)可表示为

$$\Delta V(k) \leq -\beta V(k) + g. \quad (24)$$

由于 $\Delta V(k) = V(k+1) - V(k)$, 式(24)可表示为如下递推过程:

$$V(k+1) \leq (1 - \beta)V(k) + g = \frac{g}{\beta} + (1 - \beta)^k [V(1) - \frac{g}{\beta}], \quad (25)$$

式中 $V(1)$ 为系统在初始条件时Lyapunov函数的值.

将 $\Delta V(k) = V(k+1) - V(k)$, $z_1 k = s_H(k-1)$, $z_2(k) = s_H(k)$, 代入式(25)可得

$$s_H^2(k) \leq \frac{g}{\alpha\beta} + \frac{(1-\beta)^k}{\alpha} [V(1) - \frac{g}{\beta}] - \frac{s_H^2(k-1)}{\alpha}. \tag{26}$$

存在一个有限常数 $m > 0$, 使下式成立:

$$s_H^2(k) = \frac{g}{\alpha\beta} + \frac{(1-\beta)^k}{\alpha} [V(1) - \frac{g}{\beta}] - m - \frac{1}{\alpha} s_H^2(k-1). \tag{27}$$

定义常数 k^* 为 $(1-\beta)^k [V(1) - g/\beta] / \alpha$ 的解, 则当 $k \geq k^*$ 时, 可得

$$\frac{(1-\beta)^k}{\alpha} [V(1) - \frac{g}{\beta}] - m \leq 0. \tag{28}$$

又 $-s_H^2(k-1)/\alpha < 0$, 则有

$$s_H^2(k) \leq \frac{g}{\alpha\beta}. \tag{29}$$

综上所述, 当 $k \geq k^*$ 时, $s_H^2(k) \leq g/(\alpha\beta)$ 成立, 即

$$|s_H(k)| \leq \sqrt{\frac{g}{\alpha\beta}}. \tag{30}$$

将式(23)代入得

$$|s_H| \leq \eta \sqrt{\frac{1 + \alpha k_1^2 / K_{a2} + \alpha k_2^2 / K_{b2}}{\beta}}. \tag{31}$$

令 $\beta_d = \sqrt{(1 + \alpha k_1^2 / K_{a2} + \alpha k_2^2 / K_{b2}) / \beta}$, 且将 η 代入式(31), 可得滑动变量 s 的最终有界性

$$|s_H| \leq (\frac{\delta}{\phi(k-1)} h^2 + \frac{\delta}{\phi(k)} h^2 - D(k) + D(k-1)) \beta_d. \tag{32}$$

由于扰动的变化率 $D(k) - D(k-1) = O(h^2)$, 则据式(32)可以得出, $|s_H| = O(h^2)$, 即滑动变量 s 满足 $O(h^2)$ 的稳态精度.

引理 1 考虑标量系统^[25]

$$z(k+1) = z(k) - l_1 \text{sig}^\alpha z(k) - l_2 z(k) + g(k), \tag{33}$$

其中: $l_1 > 0, 0 < l_2 < 1, 0 < \alpha < 1$. 如果 $|g(k)| \leq \gamma, \gamma > 0$, 则 $z(k)$ 总是有界的且存在一个有限数 $K^* > 0$, 满足

$$|z(k)| \leq \max\{(\frac{\gamma}{l_1})^{1/\alpha}, (\frac{l_1}{1-l_2})^{1/(1-\alpha)}\} \psi(\alpha), \forall k \geq K^*, \tag{34}$$

其中函数 $\psi(\alpha)$ 为

$$\psi(\alpha) = 1 + \alpha^{\alpha/(1-\alpha)} - \alpha^{\alpha/(1-\alpha)}. \tag{35}$$

接下来, 分析证明状态变量 x_1 的有界性. 联立ET系统(11)和非线性滑动面(12), 可得系统动态方程为

$$x_1(k+1) = x_1(k) - hc_2 x_1^r(k) - hc_1 x_1(k) + hs_H(k). \tag{36}$$

根据引理1, 系统状态 x_1 将存在边界

$$|x_1(\infty)| \leq \psi(r) \max\{(\frac{hS_{\text{bou}}}{hc_2})^{1/r}, (\frac{hc_2}{1-hc_1})^{1/(1-r)}\} = \psi(r) \max\{(O(h))^{2/r}, (O(h))^{1/(1-r)}\}, \tag{37}$$

式中: $\psi(r)$ 为已知函数见式(35), S_{bou} 为滑动变量 s 的边界值. 由式(37)可以看出, 当 r 满足 $2/r = 1/(1-r)$ 时, x_1 拥有最高精度. 因此, 当 r 的值为 $2/3$ 时, $x_1(k)$ 拥有最高精度为 $O(h^3)$. 但由于设计参数 p 和 q 为奇数, r 的最优解不存在. 仅能当 $r \rightarrow 2/3$ 时, $x_1(k)$ 的精度趋近于 $O(h^3)$, 优于传统离散滑模控制器的精度 $O(h)$ ^[26].

4 实验对比验证

4.1 实验台架搭建

为了验证DHOSM控制器(14)的有效性, 本文搭建了基于dSPACE的快速原型实验平台, 控制系统由MicroAuto Box 和 RapidPro 两部分组成. MicroAuto Box 实现采集ET系统节气门阀片角度和算法运算, RapidPro 发出频率为1000 Hz 的PWM信号驱动电机, ET系统采用 BOSCH028750156. 对ET系统进行测量^[27], 可得其结构参数如表1所示, 实验平台如图2所示.

表 1 ET系统结构参数

Table 1 Structural parameters of ET system

参数	值
R/Ω	2.8
$J_m/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.9×10^{-3}
$B_m/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	2.4×10^{-4}
N	16
$k_k/(\text{N} \cdot \text{m})$	0.24×10^{-3}
$k_m/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	0.56×10^{-1}
$k_e/(\text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	0.5×10^{-5}
$k_t/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	0.6×10^{-2}
$J_p/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	8×10^{-3}
$k_n/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	3.7×10^{-4}
$k_s/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	0.15×10^{-1}
θ_0/rad	0.113



图 2 ET系统实验平台

Fig. 2 The experimental platform of the ET system

4.2 不同控制器对比分析

为体现所设计的DHOSM控制器(14)的优势, 本文选取自抗扰控制器(active disturbance rejection controller, ADRC), 并设计基于变增益趋近率的DLSM控制器和基于非线性滑动面的DFTSM控制器在dSPACE平台进行实验对比, 各控制器具体设计过程如下。

ADRC主要由跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)和状态误差反馈(state error feedback, SEF)3部分组成, 根据文献[28], 离散ADRC控制率 $u(k)$ 可描述为

$$u(k) = \beta_1 \text{fal}(e_1(k), a_1, \delta) + \beta_2 \text{fal}(e_2(k), a_2, \delta) - \frac{z_3(k)}{\mu}, \quad (38)$$

式中: β_1, β_2 为可调参数; $e_1(k) = v_1(k) - z_1(k)$, $e_2(k) = v_2(k) - z_2(k)$ 为系统状态误差; $z_1(k), z_2(k)$ 为ESO在第 k 时刻对系统状态的估计值; $z_3(k)$ 为ESO在第 k 时刻对系统总扰动的估计值^[28]; μ 为ET系统参数; $\text{fal}(\cdot)$ 函数为

$$\text{fal}(e, a, \delta) = \begin{cases} |e|^a \text{sgn } e, & |e| > \delta, \\ e/\delta^{1-a}, & |e| \leq \delta, \end{cases} \quad (39)$$

式中: a 为可调参数, 2δ 为线性段的区间长度; $v_1(k)$ 为采用TD后参考信号 $\varphi(k)$ 的过渡结果, 可描述为

$$\begin{cases} v_1(k+1) = v_1(k) + h_0 \cdot v_2(k), \\ v_2(k+1) = v_2(k) + h_0 \cdot \text{fhan}(v_1(k) - v(k), v_2(k), r_1, h_0), \end{cases} \quad (40)$$

式中: $v(k)$ 为第 k 时刻的输入信号, h_0 为积分步长, r_1 为过滤过程加速度, $\text{fhan}(\cdot)$ 函数为最速控制综合函数^[28]。

除了ADRC外, DLSM控制器的滑动面设计为 $s_L = c_1 x_1 + x_2$, 设计变增益趋近律为 $s_L(k+1) - s_L(k) = -[\delta l \phi(k)] \text{sgn}[s_L(k)]$, 将趋近律代入滑动面并联式(11), 可推导出DLSM控制率 $u(k)$ 为

$$u(k) = \frac{1}{\mu} (a_1 x_1(k) - (c_1 - a_2) x_2(k) + g(k) - \delta l \phi(k) \text{sgn}[s_L(k)]). \quad (41)$$

为了达到比较的目的, 将DFTSM控制器的滑模面设计为 $s_F(k) = x_2(k) + c_1 x_1(k) + c_2 x_1^r(k)$, 设计趋近律为 $s_F(k+1) - s_F(k) = h_1 \text{sgn}[s_F(k)]$, 同样可推导出DFTSM控制率 $u(k)$ 为

$$u(k) = \frac{1}{\mu} (a_1 x_1(k) - (c_1 - a_2) x_2(k) + \frac{c_2}{h} x_1^r(k) - \frac{c_2}{h} [x_1(k) + h x_2(k)]^r + g(k) - \varepsilon_1 \text{sgn}[s_F(k)]). \quad (42)$$

根据实际发动机运行需求, 设计了两种ET系统实验方案反映控制性能。对于控制器参数, ADRC参数

$\beta_1 = 30, \beta_2 = 1.5, a_1 = 0.75, a_2 = 0.5, \delta = 3, h_0 = 0.0005 \text{ s}, r_1 = 100$; DLSM控制器参数 $c_1 = 15, \delta = 0.0025, \gamma = 0.015, l = 1.5$; DFTSM控制器参数 $c_1 = 10, c_2 = 50, r = 0.71, \varepsilon = 0.165$, DHOSM控制器参数 $c_1 = 10, c_2 = 50, r = 0.71, k_1 = 0.0002, k_2 = 0.001, \delta = 0.0025, \gamma = 0.015, l = 1.5$ 。采样步长设置为 $h = 0.0005 \text{ s}$ 。为更好体现不同控制器的性能, 将系统稳态误差的最大值 $\text{MAX}(e)$ 和均方根 $\text{RMS}(e)$ 作为控制器的性能评价指标, 表达式如下:

$$\begin{cases} \text{MAX}(e) = \max(|x_1|), \\ \text{RMS}(e) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N x_1^2(i)}{N}}, \end{cases} \quad (43)$$

其中: x_1 为跟踪误差, N 为采样点个数, 实验方案如下:

方案1 参考信号是一组小阶跃阶梯信号和两组大幅度的阶跃信号, 用于测试发动机急加速、急减速和快速启动、急停时的动态响应。

方案1实验结果如图3所示, 由图3中节气门开度图可见, 4种控制器都能跟随不同幅度的阶跃信号, 且DHOSM控制器有最快的收敛速度和最高的控制精度。其中DHOSM和DLSM控制器均未产生超调, 这是因为DHOSM和DLSM控制器采用了变增益的趋近律, 当远离滑动面时, 增益变大, 系统有更快的收敛速度; 当系统接近滑动面时, 增益变小, 系统收敛速度降低避免超调。由图3中的局部放大图可知, 当参考信号为负阶跃信号时, DFTSM控制器和DHOSM控制器的稳定时间分别为175 ms和152 ms, 而DLSM控制器和ADRC控制器的稳定时间为分别354 ms和258 ms。

可见, DHOSM控制器和DFTSM相比DLSM控制器有更短的稳定时间, 这是因为这两种控制器都采用了非线性的滑动面, 提高了系统运动到滑动面附近时的收敛速度。从图3中系统的控制电压对比图可知, 在参考信号为阶跃信号时, DHOSM控制器相比其他3种控制器有更快的电压响应, 这也是DHOSM控制器有更快收敛速度的原因。在稳态精度方面, 从图3中跟踪误差对比图可得, DHOSM控制器的跟踪性能要优于另外3种控制器, 最大跟踪误差 $\text{MAX}(e)$ 为 $0.43^\circ, 1.11^\circ$ 和 0.86° , 且DHOSM有最小的 $\text{RMS}(e)$ 为 0.07° 。可见, 在实验扰动存在的情况下, DHOSM控制器有更高的控制精度, 这是因为在系统稳定后, DHOSM控制器有更小的控制增益, 使得控制电压维持在更小水平。

方案2 参考信号是一组递增的正弦信号, 用于测试发动机运行过程中, 节气门阀体小幅度变化时的动态响应。

方案2实验结果如图4所示, 参考信号为递增正弦信号时, DHOSM控制器跟踪性能优于另外3种控制器, ADRC, DLSM, DFTSM和DHOSM控制器的最大跟踪误差 $\text{MAX}(e)$ 分别为 $1.57^\circ, 2.66^\circ, 2.46^\circ$ 和 0.86° ,

均出现在开度上升阶段,此时弹簧力变为节气门阻力,产生更大的扰动波动,同时DHOSM也拥有更小的 $RMS(e)$ 为 0.18° ,这说明DHOSM控制器能更好地处理齿轮啮合存在间隙等非线性因素.图4(b)为控制电压对比,DHOSM控制器电压更加平稳,波动范围小,控制精度更高,正如图4中跟踪误差对比图所示,DHOSM控制器将跟踪误差限制在一定波动范围内.

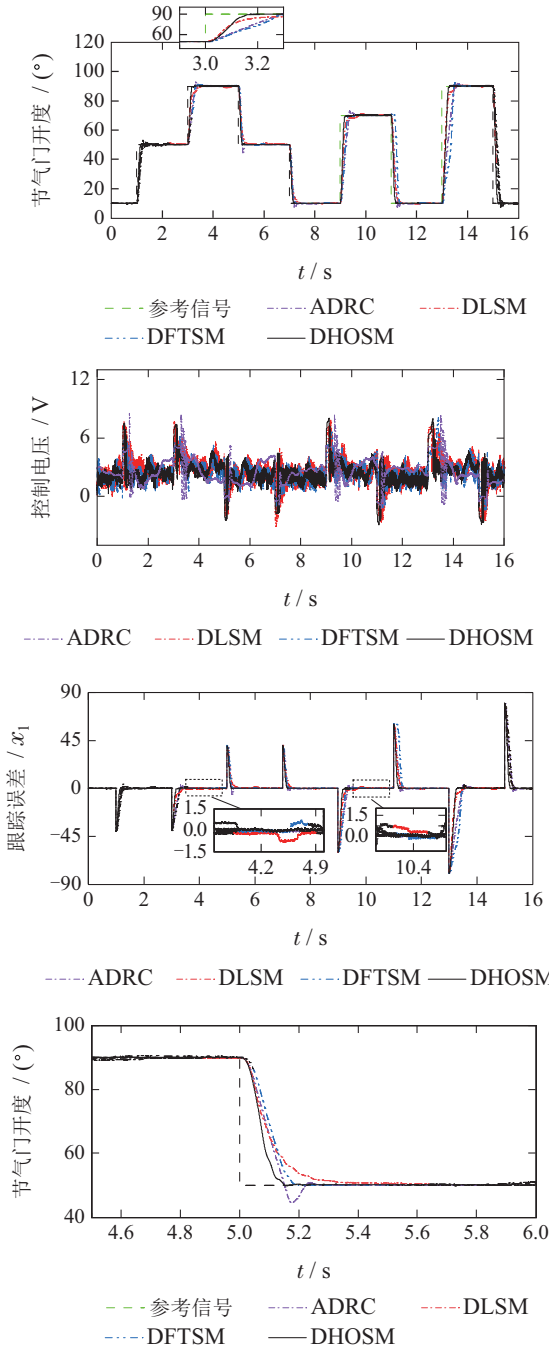


图3 实验方案1下的系统输出与控制输入及局部放大图
Fig. 3 Output and control input and partial enlarged image in experimental Case1

具体性能指标如表2所示,为了体现所提出控制器的优势,对4种控制器的实验性能指标进行量化分析.当系统处于实验方案1时,DHOSM控制器相较于ADRC, DLSM和DFTSM控制器,响应速度分别提高了

42%, 57%和17%;在稳态方面的表现,相较于ADRC, DLSM和DFTSM控制器, DHOSM控制器的 $MAX(e)$ 分别减少了33%, 61%和50%, $RMS(e)$ 减少了75%, 83%和80%.这说明,在参考信号为阶梯信号时, DHOSM控制器不仅在收敛速度方面优于另外3种控制器,且控制精度也有显著提升.当系统处于实验方案2时, DHOSM控制器的 $MAX(e)$ 相较于ADRC, DLSM和DFTSM控制器分别减少了45%, 68%和65%, $RMS(e)$ 减少了64%, 70%和61%,这说明在节气门阀体小幅度变化时, DHOSM控制器在稳态精度方面明显优于另外3种控制器,能更好满足发动机运行需求.

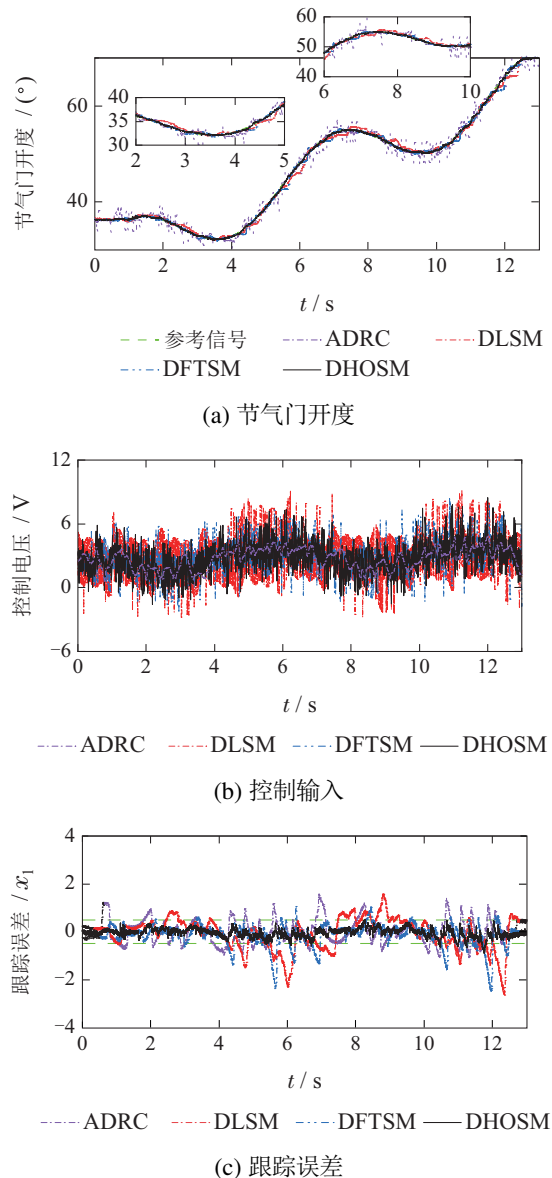


图4 实验方案2下的系统输出与控制输入
Fig. 4 Output and control input in experimental Case2

5 结论

针对ET系统在数字控制中由于系统的非线性因素及扰动导致控制精度下降的问题,本文提出了一种

离散的多步长变速高阶滑模控制器. 采用非线性滑动面, 提高系统的响应速度; 通过设计一种多步长的变速趋近律, 提高系统的连续性和抗干扰能力, 采用扰动估计器对系统扰动总集进行补偿, 进一步提高系统的控制精度. 通过稳定性分析, 证明了该控制器的稳

定性, 推导其所能达到的最高控制精度趋近于 $O(h^3)$ 阶, 为实际应用提供理论依据. 最后将所提控制器和ADRC, DLISM, DFTSM控制器进行实验对比. 实验结果显示, 所设计的控制器在阶跃阶梯信号和正弦递增信号下, 拥有更快的收敛速度和更高的控制精度.

表2 实验性能指标对比

Table 2 Comparison of experimental performance indicators

方案	控制器	MAX(e)/(°)	RMS(e)/(°)	稳定时间/s
1	ADRC	0.64	0.28	0.26
	DLISM	1.11	0.4	0.35
	DFTSM	0.86	0.35	0.18
	DHOSM	0.43	0.07	0.15
2	ADRC	1.57	0.5	—
	DLISM	2.66	0.6	—
	DFTSM	2.46	0.46	—
	DHOSM	0.86	0.18	—

参考文献:

- [1] GAO J, FENG K, WANG Y, et al. Design, implementation and experimental verification of a compensator-based triple-step model reference controller for an automotive electronic throttle. *Control Engineering Practice*, 2020, 100: 104447.
- [2] ASHOK B, ASHOK S D, KUMAR C R. Trends and future perspectives of electronic throttle control system in a spark ignition engine. *Annual Reviews in Control*, 2017, 44: 97 – 115.
- [3] BAI R, TONG S, KARIMI H R. Modeling and backstepping control of the electronic throttle system. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013, DOI: 10.1155/2013/871674.
- [4] QI H, MAYHEW C, ZHAI Y, et al. Fault tolerant control of electronic throttles with friction changes. *Electronics*, 2019, 8(9): 918.
- [5] LI Y, YANG B, ZHENG T, et al. Extended-state-observer-based double-loop integral sliding-mode control of electronic throttle valve. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2015, 16(5): 2501 – 2510.
- [6] YE M, WANG H. A Robust adaptive chattering-free sliding mode control strategy for automotive electronic throttle system via genetic algorithm. *IEEE Access*, 2020, 8: 68 – 80.
- [7] YANG B, LIU M, KIM H, et al. Luenberger-sliding mode observer based fuzzy double loop integral sliding mode controller for electronic throttle valve. *Journal of Process Control*, 2018, 61: 36 – 46.
- [8] LEVANT A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 1993, 58(6): 1247 – 1263.
- [9] BASIN M, RODRIGUEZ-RAMIREZ P. Sliding mode filter design for nonlinear polynomial systems with unmeasured states. *Information Sciences*, 2012, 204: 82 – 91.
- [10] LIU J, GAO Y, SU X, et al. Disturbance-observer-based control for air management of PEM fuel cell systems via sliding mode technique. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2019, 27(3): 1129 – 1138.
- [11] OLIVEIRA T R, ESTRADA A, FRIDMAN L M. Global and exact HOSM differentiator with dynamic gains for output-feedback sliding mode control. *Automatica*, 2017, 81: 156 – 163.
- [12] LIU L, ZHENG W X, DING S. An adaptive SOSM controller design by using a sliding-mode-based filter and its application to buck converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2020, 67(7): 2409 – 2418.
- [13] GAO W B, WANG Y F, HOMAIFA A. Discrete-time variable structure control systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1995, 42(2): 117 – 122.
- [14] BARTOSZEWICZ A. Discrete-time quasi-sliding-mode control strategies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, 45(4): 633 – 637.
- [15] KANG Z, YU H, LI C. Variable-parameter double-power reaching law sliding mode control method. *Automatica*, 2020, 61(3): 345 – 351.
- [16] REN Q, KAO Y, ZHU Y, et al. A new discrete reaching condition and generalized discrete reaching law with different convergence rates. *Automatica*, 2021, 132: 109805.
- [17] SHARMA N K, JANARDHANAN S. Discrete-time higher-order sliding mode control of systems with unmatched uncertainty. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2018, 29: 135 – 152.
- [18] BARTOSZEWICZ A, LATOSINSKI P. Generalization of gao's reaching law for higher relative degree sliding variables. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2018, 63(9): 3173 – 3179.
- [19] CHAKRABARTY S, BANDYOPADHYAY B. A generalized reaching law with different convergence rates. *Automatica*, 2016, 63: 34 – 37.
- [20] ABIDI K, JIAN-XIN X, YU X. On the discrete-time integral sliding mode control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2007, 52(4): 709 – 715.
- [21] DU H, YU X, CHEN M Z Q, et al. Chattering-free discrete-time sliding mode control. *Automatica*, 2016, 68: 87 – 91.
- [22] WANG H, LI Z, JIN X, et al. Adaptive integral terminal sliding mode control for automobile electronic throttle via an uncertainty observer and experimental validation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(9): 8129 – 8143.
- [23] HU Y, WANG H, YAZDANI A, et al. Adaptive full order sliding mode control for electronic throttle valve system with fixed time convergence using extreme learning machine. *Neural Computing and Applications*, 2022, 34(7): 5241 – 5253.

- [24] HU Yunfeng, LI Chao, LI Jun, et al. Observer-based output feedback control of electronic throttles. *Acta Automatica Sinica*, 2011, 37(6): 746 – 754.
(胡云峰, 李超, 李骏, 等. 基于观测器的输出反馈电子节气门控制器设计. *自动化学报*, 2011, 37(6): 746 – 754.)
- [25] LI S, DU H, YU X. Discrete-time terminal sliding mode control systems based on euler's discretization. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2014, 59(2): 546 – 552.
- [26] WANG Z, LI S, LI Q. Discrete-time fast terminal sliding mode control design for DC-DC buck converters with mismatched disturbances. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(2): 1204 – 1213.
- [27] REICHHARTINGER M, HORN M. Application of higher order sliding-mode concepts to a throttle actuator for gasoline engines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(9): 3322 – 3329.
- [28] LI Yi, CHEN Zengqiang, SUN Mingwei, et al. Attitude control for quadrotor helicopter based on discrete-time active disturbance rejection control. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(11): 1470 –

1477.

(李毅, 陈增强, 孙明玮, 等. 离散型自抗扰控制器在四旋翼飞行姿态控制中的应用. *控制理论与应用*, 2015, 32(11): 1470 – 1477.)

作者简介:

林荣嘉 硕士研究生, 目前研究方向为非线性系统控制、滑模控制、发动机执行器控制, E-mail: a13199462689@163.com;

龙云 博士研究生, 目前研究方向为滑模控制和自适应控制, E-mail: longpursuing@163.com;

姚崇 教授, 目前研究方向为柴油机和气体燃料发动机的电子控制, E-mail: esmartcontrolheu@163.com;

宋恩哲 教授, 目前研究方向为柴油机电控燃油喷射技术、电子调速技术, E-mail: sez2005@hrbeu.edu.cn;

柯赞 助理研究员, 目前研究方向为发动机故障诊断与健康管理, E-mail: smartengineheu@163.com.