

双积分器的有限时间积分滑模设计及应用

吴金尘, 刘俊[†], 叶华文

(中南大学 自动化学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 针对带有加性扰动的双积分器, 本文结合嵌套饱和控制与积分滑模控制原理, 设计一种带分数指数项的积分滑模面. 运用Haimo有限时间稳定原理, 证明了所设计的积分滑模不会产生奇异性. 相应的控制设计由两部分组成: 理想控制和不连续控制, 可实现滑模面上动态的有限时间稳定, 并消除加性扰动的影响. 用直流电机角速度控制系统作为例子, 说明了算法的有效性.

关键词: 滑模控制; 饱和控制; 有限时间控制; 镇定; 直流电机

引用格式: 吴金尘, 刘俊, 叶华文. 双积分器的有限时间积分滑模设计及应用. 控制理论与应用, 2020, 37(7): 1578 – 1582

DOI: 10.7641/CTA.2020.90863

Design and application of finite time integral sliding mode of double integrator

WU Jin-chen, LIU Jun[†], YE Hua-wen

(School of Automation, Central South University, Changsha Hunan 410083, China)

Abstract: For the double integrator with an additive disturbance, an integral sliding surface with fractional exponential term is designed motivated by the nested saturation control approach and integral sliding mode control principle. By using the Haimo's finite-time stability theory, it is proved that there is no singularity in the assignment of the integral sliding mode. The suggested control design consists of two parts: An ideal control and a discontinuous control being to guarantee that the dynamics on the sliding mode surface is finite-time stable, and the influence of the additive disturbance is eliminated. The effectiveness of the algorithm is illustrated by dealing with the angular velocity control system of DC motor.

Key words: sliding mode control; saturated control; finite-time control; stabilization; DC motor

Citation: WU Jinchun, LIU Jun, YE Huawen. Design and application of finite time integral sliding mode of double integrator. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(7): 1578 – 1582

1 引言

滑模控制处理不确定系统时具有鲁棒性强的特点, 已经被广泛应用于实际工程中^[1-3]. 相较于传统滑模控制, 积分滑模控制由于增加了积分项, 可消除加性扰动的影响.

最初, Utkin提出积分滑模设计的基本方法^[4], 随后, 国内外很多学者开展了多方面的研究^[1,5-6]. Cao等人在文献[4]的基础上给出了具有匹配和非匹配扰动的非线性系统的积分滑模控制方案^[7-8]. 积分滑模控制系统的动态性能主要取决于滑模面与积分项的选取. 李鹏等人设计了一类具有“小误差放大, 大误差饱和”功能的光滑非线性饱和函数来重设积分滑模面^[9].

近年来, 已经有学者将有限时间稳定与积分滑模结合着展开研究. 比如Nair等人提出了基于积分滑模的鲁棒有限时间事件触发控制策略, 利用快速到达定律来提高收敛速度, 并适用于具有模型不确定性干扰的系统^[10]. Laghrouche等人针对不确定非线性系统, 基于积分滑模提出了一种高阶滑模控制方案, 解决了有界不确定性的高阶输入输出系统的有限时间镇定问题^[11]. 上述两个工作均研究模型不确定干扰的情形.

本文在文献[4]的基础上, 针对一类具有加性扰动的双积分器, 受嵌套饱和控制的启发, 设计一种新的积分滑模面, 实现受扰双积分器的有限时间镇定. 相对文献[4]而言, 本文的积分滑模面表达式中有分数指

收稿日期: 2019-10-16; 录用日期: 2020-04-30.

[†]通信作者. E-mail: liujun.cug@qq.com; Tel.: +86 13687340581.

本文责任编辑: 丛爽.

国家自然科学基金项目(61374024)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61374024).

数, 在参数选择上可能出现奇异性. 有趣的是, 利用Haimo^[12]有限时间稳定原理, 可证明, 虽然积分滑模面含有分数指数, 但因为滑模面的合理设置, 不会产生奇异性.

本文余下部分的内容安排如下: 第2节给出几个重要引理, 为后面滑模面与控制器的设计提供理论基础; 第3节针对带加性扰动的双积分器, 给出新滑模面及控制器的设计; 第4节将本文算法应用于直流电机角速度控制系统.

2 准备工作

本节给出几个重要引理.

引理 1^[12] 假设 $\dot{x} = g(x)$ 是有限时间稳定的Lipschitz连续系统, $x \in \mathbb{R}^n$, $g(0) = 0$. 若 $x(t)$ 在 $t = T < \infty$ 到达原点, 那么 $\lim_{t \rightarrow T} \frac{x_i(t)}{\|x(t)\|} = 0$.

引理 2^[13] 为双积分器系统 $\dot{x}_1 = x_2$, $\dot{x}_2 = u_0$ 选取嵌套饱和控制器

$$\begin{aligned} u_0 &= -b_2 \text{sat}_\varepsilon^{I_3}(x_2^{I_2^{-1}} - x_{2*}^{I_2^{-1}}), \\ x_{2*} &= -b_1 \text{sat}_\varepsilon^{I_2}(x_1), \end{aligned}$$

其中 $I_k (k = 1, 2, 3)$ 为

$$\begin{aligned} I_1 &= 1, \quad I_2 = 1 + a > 0, \quad I_3 = 1 + 2a, \\ a &= -\frac{2k_1}{(2k_2 + 1)}, \quad k_1, k_2 \in \mathbb{N}, 1 \leq k_1 < k_2. \end{aligned}$$

若 b_1, b_2 满足

$$b_1 > 2^{-a}, \quad b_2 > I_2 b_1^{I_2^{-1}} (1 + b_1^{I_2^{-1}})^{I_3},$$

则控制器 u_0 有限时间镇定上述双积分器系统.

3 有限时间积分滑模控制设计

本文考察如下带加性扰动的双积分器

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = u + h(x, t), \quad (1)$$

其中加性扰动满足 $|h(x, t)| \leq H, H > 0$. 为了完全消除加性扰动的影响, 受嵌套饱和控制的启发, 本文设计含有分数指数的积分滑模面. 这样可保证滑模面上的动态有限时间稳定, 同时可能导致积分滑模设计的奇异性. 有趣的是, 通过运用Haimo有限时间稳定原理(引理1), 发现所设计的积分滑模面不会出现奇异性.

3.1 基本设计过程

根据文献[4]的积分滑模设计思想, 为系统(1)设计控制输入

$$u = u_0 + u_1, \quad (2)$$

其中: u_0 代表理想控制, u_1 为抵消不确定加性扰动 $h(x, t)$ 的不连续控制. 积分滑模面 s 设计为

$$s = s_0(x) + z, \quad s_0(x), z \in \mathbb{R}. \quad (3)$$

传统滑模面只设置 s_0 , 现在增加变量 z 是为了消除加性扰动的影响.

假设 $u_1 = u_{1\text{eq}} = -h(x, t)$, 且使变量 z 的动态方程满足

$$\dot{z} = -\frac{\partial s_0}{\partial x} \begin{pmatrix} x_2 \\ u_0 \end{pmatrix}, \quad z(0) = -s_0(0), \quad (4)$$

则有 $\dot{s} = 0$. 此时 u_{eq} 为所谓的等效控制.

当 $u_1 \neq -h(x, t)$, 应设置合适的 u_1 趋使系统状态到达滑模面. 具体过程如下:

设置候选Lyapunov函数 $V = \frac{1}{2}ss^T$, 有

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(\dot{z} + \dot{s}_0) = s \frac{\partial s_0}{\partial x} B(u_1 + h(x, t)),$$

其中 $B = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$.

为了得到 $\dot{V} < 0$, 需要满足如下条件:

- 1) $\frac{\partial s_0}{\partial x} B$ 正定;
- 2) $s(u_1 + h(x, t)) < 0$;
- 3) 方程(4)的非奇异.

3.2 积分滑模面设计

受引理2中嵌套饱和控制的启发, 本文将积分滑模面 $s = s_0(x) + z$ 中的 $s_0(x)$ 设置为

$$s_0 = x_2 - x_{2*} = x_2 + b_1 \text{sat}_\varepsilon^{I_2}(x_1). \quad (5)$$

与传统积分滑模中用状态的线性组合不同, 现在的滑模面表达式中出现了分数指数. 特别是, $\frac{\partial s_0}{\partial x}$ 将出现负的分指数.

直接计算有

$$\frac{\partial s_0}{\partial x} = \begin{cases} (b_1 I_2 x_1^{I_2^{-1}}, 1), & |x_1| \leq \varepsilon, \\ (0, 1), & |x_1| > \varepsilon. \end{cases}$$

此时很容易保证 $\frac{\partial s_0}{\partial x} B$ 正定, 因为 $\frac{\partial s_0}{\partial x} B = 1$.

下面说明方程(4)不会因为负分指数而导致奇异性.

当 $|x_1| > \varepsilon$ 时, 有

$$\dot{z} = -\begin{bmatrix} \frac{\partial s_0}{\partial x_1} & \frac{\partial s_0}{\partial x_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_2 \\ u_0 \end{bmatrix} = -u_0.$$

当 $|x_1| \leq \varepsilon$ 时, 有

$$\dot{z} = -\begin{bmatrix} \frac{\partial s_0}{\partial x_1} & \frac{\partial s_0}{\partial x_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_2 \\ u_0 \end{bmatrix} = -b_1 I_2 x_1^{I_2^{-1}} x_2 - u_0.$$

此时 $I_2 - 1$ 是负分指数, 必须审慎讨论是否出现奇异性, 也即是否会出现“除零”的现象. 对此, 本文利用Haimo的有限时间稳定原理给出相关解释.

首先, 根据引理2, 下面的控制器有

$$\begin{cases} u_0 = -b_2 \text{sat}_\varepsilon^{I_3}(x_2^{I_2^{-1}} - x_{2*}^{I_2^{-1}}), \\ x_{2*} = -b_1 \text{sat}_\varepsilon^{I_2}(x_1), \end{cases} \quad (6)$$

使得 $\dot{x}_1 = x_2, \dot{x}_2 = u_0$ 有限时间稳定. 不妨设驻留时间为 T . 根据引理1, 有

$$\lim_{t \rightarrow T} \frac{x_2(t)}{\sqrt{x_1^2(t) + x_2^2(t)}} = 0,$$

即 $x_2(t)$ 比 $x_1(t)$ 更快地收敛到零. 注意到

$$0 < -a = \frac{2k_1}{2k_2 + 1} < 1,$$

又知道 $x_1(t)$ 比 $x_1^{-a}(t)$ 更快地收敛到零. 因此, $x_1^a x_2 = \frac{x_2}{x_1^{-a}}$ 是非奇异的, 所以变量 z 的动态方程(4)是合理的.

3.3 控制器设计

当 $u_1 \neq -h(x, t)$ 时, 设置不连续控制器 u_1 保证条件2成立. 具体地, 令

$$u_1 = -(M(x) + \delta) \text{sgn } s, \quad (7)$$

其中: $M(x) > H \geq |h(x, t)|, \delta > 0$, 则

$$s(u_1 + h(x, t)) < 0.$$

至此, 本文给出了整个积分滑模设计, 由式(2)-(7)描述.

结合理想控制器, 最终的控制器为

$$u = u_0 + u_1 = -b_2 \text{sat}_\varepsilon^{I_3}(x_2^{I_2^{-1}} - x_{2*}^{I_2^{-1}}) - (M(x) + \delta) \text{sgn } s.$$

3.4 有限时间稳定分析

下面证明整个积分滑模设计保证状态 x_1, x_2 有限时间收敛到原点. 以下是简单的分析过程.

首先, 对于系统(1), 若设置积分滑模控制(2)-(7), 则系统状态在有限时间达到积分滑模面. 事实上, 选取Lyapunov函数 $V = \frac{1}{2} s s^T$, 直接计算有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \dot{s} = s(s_0 + \dot{z}) = \\ & s \left(\dot{z} + \frac{\partial s_0}{\partial x} \begin{bmatrix} x_2 \\ u_0 + u_1 + h \end{bmatrix} \right) = \\ & s(u_1 + h) = \\ & s(-(M(x) + \delta) \text{sgn } s + h) \leq -\delta |s|. \end{aligned}$$

这也意味着该积分滑模面是有限时间可达的^[14].

其次, 满足 $s = 0, \dot{s} = 0$ 的积分滑模面上的动态即为未受扰系统 $\dot{x}_1 = x_2, \dot{x}_2 = u_0$. 由引理2已知其为有限时间稳定.

至此, 证明了系统状态于有限时间到达滑模面, 而滑模面上的动态系统又有限时间收敛到原点. 总结起来, 得到本文的主要结论.

定理 1 为系统(1)设计积分滑模控制(2)-(7), 则系统状态 x_1, x_2 有限时间收敛到原点.

4 在电机系统上的应用

就实际工程控制系统而言, 电机控制是一个相当活跃的研究课题^[15-21]. 下面处理一类带减速机的直流电机角速度控制系统^[16], 作为本文所建议的算法的应用.

4.1 直流电机角速度控制系统的模型

所考察系统的模型图如图1所示. 图中: i 代表电感电流也就是电枢回路电流, u 是施加在电枢电路输入端子上的电压, 可以作为整个电路的控制输入, ω_1 表示减速机输出轴的角速度, L 和 R 分别表示电枢电阻和电感, k_e 和 k_m 分别表示电动势常数和电机转矩常数, n 是减速机速降, J_0 和 J_1 分别表示电机转子转动惯量和减速机转子转动惯量. 另外, τ_L 表示有界负载转矩, p_0 和 p_1 分别表示电机粘性阻尼系数和减速机自身粘性阻尼系数.

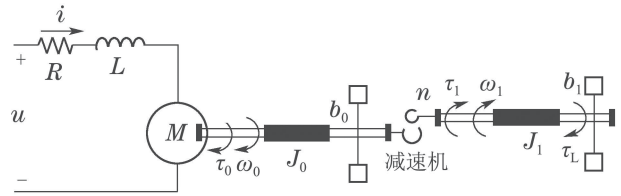


图1 带减速机的直流永磁电机模型

Fig. 1 DC permanent magnet motor model with reducer

由电路方程与力学方程可得如下数学模型:

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i = -Ri - k_e n \omega_1 + u, \\ (J_1 + n^2 J_0) \dot{\omega}_1 = -(p_1 + n^2 p_0) \omega_1 + n k_m i - \tau_L, \end{cases} \quad (8)$$

以减速机输出轴的角速度 ω_1 和角加速度 $\dot{\omega}_1$ 作为状态变量, 令 $J_{eq} = J_1 + n^2 J_0, p_{eq} = p_1 + n^2 p_0$, 记系统输出为 $y = \omega_1$, 直接计算得到

$$\begin{aligned} \dot{y} &= -\frac{p_{eq}}{J_{eq}} \dot{\omega}_1 - \frac{n k_m R}{J_{eq} L} i - \frac{n^2 k_e k_m R}{J_{eq} L} \omega_1 + \\ & \frac{n k_m}{J_{eq}} u - \frac{1}{J_{eq}} \dot{\tau}_L. \end{aligned} \quad (9)$$

注意到

$$i = \frac{J_{eq}}{n k_m} \dot{y} + \frac{p_{eq}}{n k_m} y + \frac{1}{n k_m} \tau_L, \quad (10)$$

式(9)可以重写为

$$\dot{y} + a_1 \dot{y} + a_0 y = pu - \frac{R}{J_{eq} L} \tau_L - \frac{1}{J_{eq}} \dot{\tau}_L,$$

其中:

$$a_0 = \frac{n^2 k_m k_e + R p_{eq}}{J_{eq} L}, \quad a_1 = \frac{p_{eq}}{J_{eq}} + \frac{R}{L}, \quad p = \frac{n k_m}{J_{eq} L}.$$

令 $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, \bar{u} = -a_0 x_1 - a_1 x_2 + pu$, 最终直流电机的系统方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \bar{u} + \xi. \end{cases} \quad (11)$$

这里 ξ 作为时变转矩干扰, 满足

$$\xi = -\frac{R}{J_{eq}L}\tau_L - \frac{1}{J_{eq}}\dot{\tau}_L.$$

当有界负载转矩 τ_L 满足利普希茨连续条件时, 时变转矩干扰 ξ 有界.

4.2 积分滑模控制器的设计

根据本文积分滑模设计思想, 令 $\bar{u} = \bar{u}_0 + \bar{u}_1$, 其中 \bar{u}_0 和 \bar{u}_1 分别表示理想控制和用于抵消扰动的不连续控制. 根据引理2设置

$$\begin{cases} \bar{u}_0 = -b_2 \text{sat}_\varepsilon^{I_3}(x_2^{I_2^{-1}} - x_{2*}^{I_2^{-1}}), \\ x_{2*} = -b_1 \text{sat}_\varepsilon^{I_2}(x_1). \end{cases}$$

不连续控制 \bar{u}_1 设置为

$$\bar{u}_1 = -(M(x) + \delta) \text{sgn } s, \quad M(x) > \sup \|\xi\|, \quad \delta > 0,$$

其中积分滑模面为

$$\begin{cases} s = s_0 + z, \\ \dot{z} = -\begin{bmatrix} \frac{\partial s_0}{\partial x_1} & \frac{\partial s_0}{\partial x_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_2 \\ \bar{u}_0 \end{bmatrix}, \\ s_0 = x_2 - x_{2*}. \end{cases}$$

根据定理1, 整个闭环系统是有限时间稳定的.

4.3 仿真分析

该电机控制系统的参数如下^[16]:

$$\begin{aligned} R &= 2.5 \, \Omega, \quad k_e = 82.3215 \, \text{mV}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}), \\ L &= 0.612 \, \text{H}, \quad J_{eq} = 2.4 \, \text{kg} \cdot \text{m}^2, \\ k_m &= 82.2 \, \text{mN} \cdot \text{m}/\text{A}, \quad n = 81. \end{aligned}$$

不妨令负载转矩 $\tau_L = 2(1 - e^{-5t}) \, \text{N} \cdot \text{m}$, 则

$$\xi = -\frac{R}{J_{eq}L}\tau_L - \frac{1}{J_{eq}}\dot{\tau}_L = -3.404 - 0.763e^{-5t}.$$

既然 $\sup \|\xi\| = 3.404$, 取 $M(x) + \delta = 3.6$.

为了减弱抖振, 用饱和函数 $\text{sat}_{\frac{1}{300}}(s)$ 来替代符号函数, 即 $u_1 = 3.6 \text{sat}_{\frac{1}{300}}(s)$. 这里

$$\text{sat}_{\frac{1}{300}}(s) = \begin{cases} 300s, & |s| \leq \frac{1}{300}, \\ \text{sgn } s, & |s| > \frac{1}{300}. \end{cases}$$

选取初始状态和控制参数为

$$\begin{aligned} (x_1(0), x_2(0)) &= (0.2, -0.3), \quad a = -\frac{2}{15}, \quad \varepsilon = 0.5, \\ b_1 &= 1.2, \quad b_2 = 2.5, \quad z(0) = -s_0(x(0)) = 0.0026. \end{aligned}$$

仿真结果如图2-3所示.

直流电机稳态运行时, 减速机角速度与角加速度应为0, 电动机能以稳定的角速度运转, 这是本文最终需要的结果. 仿真结果表明, 积分滑模控制能在有限时间使直流电机角速度控制系统状态快速收敛到平

衡点.

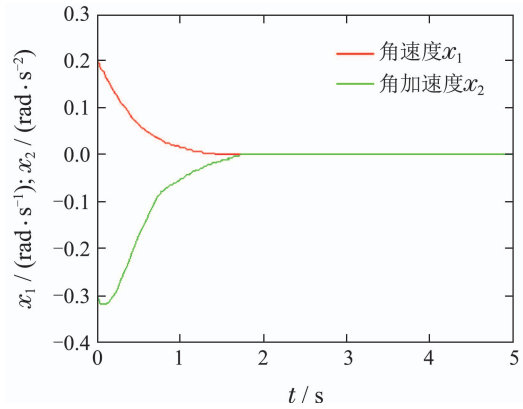


图 2 系统(11)的角速度与角加速度状态轨迹

Fig. 2 Angle velocity and angular acceleration state trajectory of system (11)

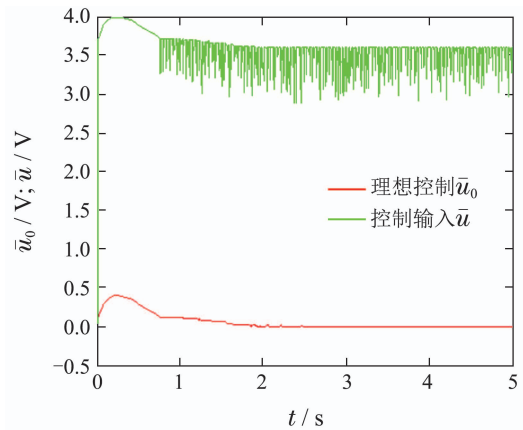


图 3 系统(11)的控制输入轨迹

Fig. 3 Control input trajectory of system (11)

5 结论

本文针对一类具有加性扰动的双积分器, 在文献[4]的研究基础上设计了一类新的含有分数指数的积分滑模面, 不仅消除了加性扰动的影响而且保证滑模上的动态有限时间稳定. 而利用Haimo的有限时间稳定原理, 本文证明了: 虽然积分滑模面设计中出现分数指数, 但滑模动态不会出现奇异性. 通过直流电机控制系统实现了角速度的快速控制, 验证了该种方法的有效性.

参考文献:

- [1] YANG J M, KIM J H. Sliding mode control for trajectory tracking of nonholonomic wheeled mobile robots. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 1999, 3(15): 578 - 587.
- [2] NIU Y G, HO D W, LAM. Robust integral sliding mode control for uncertain stochastic systems with time-varying delay. *Automatica*, 2004, 11(35): 873 - 880.
- [3] MIEN V, GE SHUZHONG, REN H. Robust fault-tolerant control for a class of second-order nonlinear systems using an adaptive third-order sliding mode control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2017, 2(47): 221 - 228.

- [4] UTKIN V I, SHI J. Integral sliding mode in systems operating under uncertainty conditions. *Conference on Decision and Control*, 1996, (12): 4591 – 4596.
- [5] RUBAGOTTI M. Integral sliding mode control for nonlinear systems with matched and unmatched perturbations. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 2011, 56(11): 2699 – 2704.
- [6] CASTANOS F, FRIDMAN L. Analysis and design of integral sliding manifolds for systems with unmatched perturbations. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 2006, 5(51): 853 – 858.
- [7] CAO W, XU J. Nonlinear integral-type sliding surface for both matched and unmatched uncertain systems. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 2004, 8(49): 1355 – 1360.
- [8] RUBAGOTTI M. Integral sliding mode control for nonlinear systems with matched and unmatched perturbations. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 2011, 56(11): 2699 – 2704.
- [9] LI Peng, ZHENG Zhiqiang. Sliding mode control approach with nonlinear integrator. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(3): 420 – 426.
(李鹏, 郑志强. 非线性积分滑模控制方法. 控制理论与应用, 2011, 28(3): 421 – 426.)
- [10] NAIR R R, BEHERA L. Event-triggered finite-time integral sliding mode controller for consensus-based formation of multi-robot systems with disturbances. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2019, 1(27): 39 – 47.
- [11] LAGHROUCHE S, PLESTAN F, GLUMINEAU A. Higher order sliding mode control based on integral sliding mode. *Automatica*, 2006, 3(43): 531 – 537.
- [12] HAIMO V T. Finite time controllers. *SIAM Control and Optimization*, 1986, 4(24): 760 – 770.
- [13] YE H, LI M, YANG C, et al. Finite-time stabilization of the double integrator subject to input saturation and input delay. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2018, 5(5): 1017 – 1024.
- [14] UTKIN V I. *Sliding Modes in Control and Optimization*. Berlin: Springer-Verlag, 1992.
- [15] SUN G, WU L, KUANG Z, et al. Practical tracking control of linear motor via fractional-order sliding mode. *Automatica*, 2018, 94: 221 – 235.
- [16] BELTARN-CARBAJAL F, VALDERRABANO-GONZALEZ A, ROSAS-CARO J. An asymptotic differentiation approach of signals in velocity tracking control of DC motors. *Electric Power Systems Research*, 2015, 122(5): 218 – 223.
- [17] XIONG Linyun, WANG Jie. Fractional order sliding mode output power control of PMSG wind turbine with fast exponential reaching law. *China Sciencepaper*, 2018, 11(13): 1205 – 1210.
(熊林云, 王杰. 基于分数阶滑模与快速指数趋近律的永磁同步电机功率控制. 中国科技论文, 2018, 11(13): 1205 – 1210.)
- [18] ZHANG B, PI Y, LUO Y. Fractional order sliding-mode control based on parameters auto-tuning for velocity control of permanent magnet synchronous motor. *ISA Transactions*, 2012, 51(5): 649 – 656.
- [19] XU S, SUN G, MA Z, et al. Fractional-order fuzzy sliding mode control for the development of tethered satellite system under input saturation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2019, 55(2): 747 – 756.
- [20] HONG Y, XU Y, HUANG J. Finite-time control for robot manipulator. *Systems & Control Letters*, 2002, 46(4): 243 – 253.
- [21] DING S, WANG J, ZHENG W. Second-order sliding mode control for nonlinear uncertain systems bounded by positive functions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(9): 5899 – 5909.

作者简介:

吴金尘 硕士研究生, 目前研究方向为智能控制与智能自动化系统, E-mail: wujinchen1994@163.com;

刘俊 博士研究生, 目前研究方向为不确定系统的非线性控制, E-mail: liujun_cug@qq.com;

叶华文 教授, 目前研究方向为非线性控制系统和网络系统等, E-mail: yehuawen@163.com.