

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2023.05.004

基于改进型双幂次组合趋近律的永磁同步电机无模型滑模控制

王柳亘, 王 炜, 曾红兵, 彭天顺

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘 要: 针对采用 PI 控制或传统无模型滑模控制 (MFSSMC) 的永磁同步电机 (PMSM) 实际运行时因内部电磁参数摄动导致系统控制性能下降的问题, 提出一种新型无模型滑模控制算法 (IMFSSMC)。首先, 建立参数摄动下 PMSM 超局部模型; 其次, 设计改进型双幂次组合趋近律加快系统在趋近滑模面阶段的收敛速率; 再次, 设计扩展滑模扰动观测器 (ESMDO) 实时观测系统未知总扰动; 同时, 利用 Lyapunov 稳定性判定第二方法证明所设计控制器和观测器的稳定性; 最后, 将 IMFSSMC、MFSSMC 以及 PI 控制的仿真和实验进行对比, 结果证明所提方法可以有效加快转速响应速率, 增强系统的鲁棒性。

关键词: 改进型双幂次组合趋近律; 无模型滑模控制; 扩展滑模扰动观测器; 永磁同步电机 (PMSM)

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2023)05-0028-09

引文格式: 王柳亘, 王 炜, 曾红兵, 等. 基于改进型双幂次组合趋近律的永磁同步电机无模型滑模控制 [J]. 湖南工业大学学报, 2023, 37(5): 28-36.

Model-Free Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Double-Power Combined Reaching Law

WANG Liugen, WANG Wei, ZENG Hongbing, PENG Tianshun

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: In view of the flaw that the control performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM), which uses PI control or traditional model free sliding mode control (MFSSMC), is degraded due to the perturbation of internal electromagnetic parameters, an improved model-free sliding mode control algorithm (IMFSSMC) has thus been proposed. Firstly, a hyperlocal model of PMSM is established under the condition of parameter perturbation. Secondly, an improved double-power combinatorial approach law is designed to accelerate the system convergence rate in the stage of approaching the sliding surface. Then, an extended sliding mode disturbance observer (ESMDO) is designed for a real-time observation of the unknown total disturbance system. Meanwhile, the stability of the designed controller and observer is demonstrated by using the second method of Lyapunov stability determination. Finally, a comparison is made between the simulation and experiments of IMFSSMC, MFSSMC, and PI control, with the results showing that the proposed method can effectively accelerate the speed response rate and enhance the robustness of the system.

收稿日期: 2022-09-01

基金项目: 湖南工业大学研究生科研创新基金资助项目 (CX2203)

作者简介: 王柳亘 (1998-), 男, 湖南长沙人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为永磁同步电机调速系统,

E-mail: 2624163166@qq.com

通信作者: 王 炜 (1979-), 女, 天津人, 湖南工业大学副教授, 主要研究方向为网络化控制系统,

E-mail: wangwei9804@163.com

Keywords: improved double-power combination reaching law; model-free sliding mode control; extended sliding mode disturbance observer; permanent magnet synchronous motor (PMSM)

1 研究背景

新能源电车电机的选择需要考虑到可靠性、高效性和鲁棒性。近些年来,永磁同步电机以其结构简单、功率密度高、可靠性高、输出转矩大等优势深受国内外电动车电机厂商青睐^[1]。因此,永磁同步电机的驱动控制也成为了当下的研究热点。

目前,在工业上大多数厂家仍然使用PI控制作为永磁同步电机调速控制方法,因为PI控制拥有算法简单、易于实现等特点^[2]。然而考虑到永磁同步电机是一个非线性强耦合控制对象,以及外部环境扰动、系统参数变化等的影响,传统的PI控制器对此并没有较强的抗干扰性能。因此,各国优秀研究者提出如模型预测控制^[3]、无模型控制^[4]、神经网络控制^[5]、滑模控制^[6]等控制方法解决传统PI控制中存在的短板问题。其中,无模型控制^[7-8]拥有对系统内外存在的扰动不敏感,以及能在系统未建模动态造成影响时保证较强鲁棒性的优点。而滑模控制方法在对参数变化不敏感及强鲁棒性等方面同样具有一定优势。因此滑模控制与无模型控制的结合能够更好地减小对电动机系统模型的依赖,降低由于系统参数变化和外部环境扰动所带来的影响。

滑模控制与无模型控制方法的结合,虽然降低了外部环境与参数变化带来的影响,但同样由于滑模控制方法的引入给系统带来了固有抖振。于是提高响应速度、减小抖振成为无模型滑模控制的研究热点。其中由高为炳^[9]提出的用以减少系统抖振的趋近律方法应用甚广。在此基础上,梅红^[10]、张瑶^[11]等分别提出了双幂次趋近律与多幂次趋近律,通过引入幂次项加快趋近速率和减小系统抖振。而后,为了对系统不同阶段进行针对性调节,廖瑛等^[12]在双幂次趋近律基础上提出双幂次组合趋近律,在此趋近律下,对于系统在不同状态下都有相对应能提高性能品质的趋近律函数。再之后,不同于趋近率方法,文献^[13]通过利用扩张状态观测器将未知部分扩张成系统状态以提高未知部分估计精度,相较于传统观测器^[14]也能有效减小抖振,但存在参数多、整定困难等问题。针对此问题,文献^[15]设计了一种扩展的滑模扰动观测器,其能较好地弥补这些不足,并且获得了更好的鲁棒性。

针对参数摄动对PMSM(permanent magnet synchronous motor)控制系统鲁棒性产生影响的问题,本文提出一种改进型双幂次组合趋近律无模型滑模控制方法。首先,为提升滑模趋近阶段的趋近速率以及减小抖振,设计了一种新的双幂次组合趋近律。然后,基于无模型控制中转速环超局部模型与改进型双幂次组合趋近律设计速度环控制器,再通过ESMDO(extended sliding mode disturbance observer)观测系统未知部分对控制器进行实时补偿。因此,本方法能有效降低电机参数摄动的影响,提高趋近速率并减小抖振,达到提升系统鲁棒性的效果。最后通过半实物实验和Simulink仿真验证此方法的有效性。

2 PMSM 系统模型

对于现有的大多数PMSM数学模型,通常都是假设其定子铁芯饱和,电动机不受外界影响且不考虑电动机内部参数发生变化时得到的数学模型。若是考虑到因电动机温度、使用时间过长等条件下发生参数变化的影响,则PMSM其 d - q 坐标系的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_{so} i_d + L_{do} \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_{qo} i_q + \Delta u_d, \\ u_q = R_{so} i_q + L_{qo} \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_{do} i_d + \omega_e \psi_{ro} + \Delta u_q. \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 为 d - q 轴电压; R_{so} 为定子相绕组电阻的标称值; i_d 、 i_q 为 d - q 轴电流分量; L_{do} 、 L_{qo} 为定子绕组 d - q 轴电感的标称值; ω_e 为转子电角速度; ψ_{ro} 为转子永磁体磁链的标称值; Δu_d 、 Δu_q 分别为电动机参数变化时在 d 轴、 q 轴所引起的不确定量,其表达式为

$$\begin{cases} \Delta u_d = \Delta R_s i_d + \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Delta L_q i_q, \\ \Delta u_q = \Delta R_s i_q + \Delta L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e \Delta L_d i_d + \omega_e \Delta \psi_r. \end{cases} \quad (2)$$

其中, R_s 是电动机电阻, L_d 、 L_q 是定子电感参数摄动量, $\Delta \psi_r$ 是永磁体磁链变化量。

电磁转矩方程为

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} n_p [\psi_{ro} + (L_d - L_q) i_d] i_q + \Delta T_e = \\ &\frac{3}{2} n_p \psi_{ext} i_q + \Delta T_e, \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $\psi_{\text{ext}} = \psi_{\text{ro}} + (L_d - L_q)i_d$ 为有效磁链^[14]; T_e 为永磁同步电机输出的电磁转矩; ΔT_e 为参数摄动时的转矩摄动量, 表示为

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} n_p [\Delta \psi_r + (\Delta L_d - \Delta L_q) i_d] i_q. \quad (4)$$

d - q 坐标系中的机械运动方程为

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_e}{dt} + B\omega_m. \quad (5)$$

式中: T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B 为转矩阻尼系数; $B\omega_m$ 为阻尼转矩。

联立式(3)、式(5)可得 PMSM 在参数摄动下的转速状态方程为

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{3}{2} \frac{n_p^2}{J} \psi_{\text{ext}} i_q - \frac{B}{J} \omega_e + \frac{n_p}{J} (\Delta T_e - T_L). \quad (6)$$

3 控制器设计

3.1 改进型趋近律设计

由文献[16]可知, 双幂次趋近律的性能要优于由文献[9]所提出的等速趋近律、指数趋近律以及幂次趋近律。且双幂次趋近律表达式如下:

$$\dot{s} = -k_1 |s|^\alpha \text{sgn}(s) - k_2 |s|^\beta \text{sgn}(s). \quad (7)$$

又由文献[12]可知双幂次组合趋近律性能要优于双幂次趋近律以及快速幂次趋近律, 因此本文基于双幂次组合趋近律设计新型趋近律, 其表达式为

$$\dot{s} = \begin{cases} -k_1 |s|^\alpha \text{sgn}(s) - k_2 |s|^\beta \text{sgn}(s) - \varepsilon_1 |x_1|^{\lambda_1} s, & |s| > 1; \\ -k_1 |s|^\alpha \text{sgn}(s) - k_3 s - \varepsilon_2 |x_1|^{\lambda_2} s, & |s| \leq 1. \end{cases} \quad (8)$$

式(7)(8)中: $k_1, k_2, k_3, \varepsilon_1, \varepsilon_2 > 0$; $0 < \alpha$; $\lambda_2 < 1$; $1 < \beta, \lambda_1$; $\text{sgn}(s)$ 为切换函数。

新型趋近律在引入指数项 $\varepsilon_1 |x_1|^{\lambda_1} s, \varepsilon_2 |x_1|^{\lambda_2} s$ 提高趋近速率的同时, 由于引入了状态量 x_1 , 因此可以自适应地改变指数参数, 再通过对所有参数的合理设置, 可以较好地抑制抖振的产生。

3.2 改进型趋近律趋近速率分析

设 s 初始状态为 $s(0)$, 且 $s(0) > 1$, 则系统的趋近过程可分为两个阶段。

1) $s(0) \rightarrow s(T_1) = 1$, 设所需时间为 T_1 。

对于式(8), 由于 $0 < \alpha, \lambda_2 < 1, 1 < \beta, \lambda_1$ 。则 $k_1 |s|^\alpha \text{sgn}(s) \ll k_2 |s|^\beta \text{sgn}(s) + \varepsilon_1 |x_1|^{\lambda_1} s$, 此阶段趋近速率主要受 $-k_2 |s|^\beta \text{sgn}(s) - \varepsilon_1 |x_1|^{\lambda_1} s$ 影响, 趋近律(8)可写为

$$\dot{s} = -k_2 |s|^\beta \text{sgn}(s) - \varepsilon_1 |x_1|^{\lambda_1} s. \quad (9)$$

由文献[11]可知, 求解多幂次项的方程具有一定难度, 可将多幂次项方程考虑为多个方程分别求解进行比较, 于是对于式(9)可将其分为 $\dot{s} = -k_2 |s|^\beta \text{sgn}(s)$ 和 $\dot{s} = -\varepsilon_1 |x_1|^{\lambda_1} s$ 进行求解, 由于是分别考虑仅受 $-k_2 |s|^\beta \text{sgn}(s)$ 和 $-\varepsilon_1 |x_1|^{\lambda_1} s$ 的情况下的趋近速率, 因此, 此阶段新型趋近率所需趋近时间一定小于两方解中任一值^[11]。

求解 $\dot{s} = -k_2 |s|^\beta \text{sgn}(s)$ 。

对原式进行整理得:

$$\frac{\dot{s}}{s^\beta} = -k_2. \quad (10)$$

设 t_0 为在仅受 $\dot{s} = -k_2 |s|^\beta \text{sgn}(s)$ 作用下 $s(0) \rightarrow s(t_0) = 1$ 所用时间, 对式(10)两边从 $t=0$ 到 $t=t_0$ 进行积分, 可得趋近时间 t_0 为

$$t_0 = \frac{1 - s(0)^{1-\beta}}{k_2(\beta-1)}. \quad (11)$$

求解可得 $\dot{s} = -\varepsilon_1 |x_1|^{\lambda_1} s$ 。

对原式进行整理得:

$$\frac{\dot{s}}{|x_1|^{\lambda_1} s} = -\varepsilon_1. \quad (12)$$

设 t_1 为在仅受 $\dot{s} = -\varepsilon_1 |x_1|^{\lambda_1} s$ 作用下 $s(0) \rightarrow s(t_1) = 1$ 所用时间, 对式(12)两边从 $t=0$ 到 $t=t_1$ 进行积分, 可得趋近时间 t_1 :

$$t_1 = -\frac{1}{\varepsilon_1} \int_0^{t_1} \frac{1}{|x_1|^{\lambda_1}} d(\ln s). \quad (13)$$

因此, 对于新型趋近律从 $s(0)$ 到 $s(T_1)$ 所需时间 T_1 有

$$T_1 \leq \min(t_0, t_1). \quad (14)$$

2) $s(T_1) \rightarrow s(t) = 0$, 设所需时间为 T_2 。

对于式(8), 由于 $0 < \alpha, \lambda_2 < 1, 1 < \beta, \lambda_1$ 。则 $k_3 s \ll k_1 |s|^\alpha \text{sgn}(s) + \varepsilon_2 |x_1|^{\lambda_2} s$, 此阶段趋近速率主要受 $-k_2 |s|^\alpha \text{sgn}(s) - \varepsilon_2 |x_1|^{\lambda_2} s$ 影响, 在此阶段, 趋近律(8)可写为

$$\dot{s} = -k_1 |s|^\alpha \text{sgn}(s) - \varepsilon_2 |x_1|^{\lambda_2} s. \quad (15)$$

对于式(15), 同样可以将其分为

$\dot{s} = -k_1 |s|^\alpha \text{sgn}(s)$ 和 $\dot{s} = -\varepsilon_2 |x_1|^{\lambda_2} s$ 进行求解, 由于分别考虑仅受 $-k_1 |s|^\alpha \text{sgn}(s)$ 和 $-\varepsilon_2 |x_1|^{\lambda_2} s$ 的情况下的趋近速率, 因此趋近时间一定小于两方解中任一值。

求解 $\dot{s} = -k_1 |s|^\alpha \text{sgn}(s)$ 。

对原式进行整理得

$$\frac{\dot{s}}{s^\alpha} = -k_1. \quad (16)$$

设 t_2 为在仅有 $\dot{s} = -k_1 |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s)$ 作用下 $s(T_1) \rightarrow s(t'_2) = 0$ 所用时间, 于是对式 (16) 两边从 $t=T_1$ 到 $t=t'_2$ 进行积分, 可得趋近时间 t_2 为

$$t_2 = \frac{1}{k_1(1-\alpha)}. \quad (17)$$

求解 $\dot{s} = -\varepsilon_2 |x_1|^{\lambda_2} s$ 。

对原式进行整理得

$$\frac{\dot{s}}{|x_1|^{\lambda_2} s} = -\varepsilon_2. \quad (18)$$

同样的, 设 t_3 为在仅有 $\dot{s} = -\varepsilon_2 |x_1|^{\lambda_2} s$ 作用下 $s(T_1) \rightarrow s(t'_3) = 0$ 所用时间, 于是对式 (18) 两边从 $t=T_1$ 到 $t=t'_3$ 进行积分, 可得趋近时间 t_3 为

$$t_3 = -\frac{1}{\varepsilon_2} \int_{T_1}^{t'_3} \frac{1}{|x_1|^{\lambda_2}} d(\ln s). \quad (19)$$

因此对于新型趋近律从 $s(T_1)$ 到 $s(t)=0$ 所需时间 T_2 有

$$T_2 \leq \min(t_2, t_3). \quad (20)$$

综上所述, 可知新型趋近律趋近时间约为 $T=T_1+T_2 \leq t_0+t_2$, 双幂次组合趋近律收敛时间约为 $T_3=t_0+t_2$, 且由文献 [12] 可知双幂次趋近律收敛时间 T_4+T_3 , 于是可得 $T \leq T_3 < T_4$, 因此新型趋近律在趋近速度上要优于双幂次趋近律及双幂次组合趋近律。

3.3 趋近律存在性及可达性分析

定理 1 当系统初始状态 $s(0)$ 不在滑模面上时, 则系统状态可在滑模趋近律 (8) 驱使下渐近收敛于滑模面。

证明 设 Lyapunov 函数为 $V=s^2/2$, 根据式 (8) 可得到关系式:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = \\ &\begin{cases} s[-k_1 |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) - \varepsilon |x_1|^{\lambda_1} s - k_2 |s|^\beta \operatorname{sgn}(s)] < 0, |s| > 1; \\ s[-k_1 |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) - k_3 s - \varepsilon |x_1|^{\lambda_2} s] \leq 0, |s| \leq 1. \end{cases} \end{aligned} \quad (21)$$

由式 (21) 可知, 有且仅当 $s=0$ 时, $\dot{V} = s\dot{s} = 0$ 。

根据趋近律存在且可达性条件^[17], 若所设计趋近律满足 Lyapunov 稳定性条件, 即 Lyapunov 泛函一阶导 $\dot{V} \leq 0$, 则该趋近律是存在且可达的, 所以趋近律 (8) 可使系统状态渐近收敛到滑模面 s 上。

3.4 转速环改进型无模型滑模控制器设计

3.4.1 无模型控制

基于超局部模型理论^[18], 根据 PMSM 转速环的输入和输出, 建立转速环超局部模型

$$\dot{\omega}_e = F + \alpha i_q. \quad (22)$$

式中: α 为待设计的 q 轴定子电流参数; F 为系统已知部分及参数不确定部分。

3.4.2 改进型无模型滑模控制器

根据超局部模型^[18]式 (22), 可设计转速环无模型控制器为

$$i_q = \frac{-F + \dot{\omega}_e^* + u_c}{\alpha}. \quad (23)$$

式中: ω_e^* 为电动机给定转速; u_c 为转速环反馈控制器的控制输入。

联立式 (22) 和式 (23), 可得:

$$(\dot{\omega}_e^* - \dot{\omega}_e) + u_c = 0. \quad (24)$$

将其中转速环反馈控制器设计为滑模控制器, 可将无模型控制与滑模控制方法相结合。将 IPMSM 转速误差作为状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_e^* - \omega_e, \\ x_2 = \int x_1 dt. \end{cases} \quad (25)$$

联立式 (24) 和式 (25), 并且对式 (25) 进行求导, 得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -u_c, \\ \dot{x}_2 = \omega_e^* - \omega_e. \end{cases} \quad (26)$$

选取滑模面为

$$s_1 = x_1 + cx_2. \quad (27)$$

式中 c 为待设计参数, 且 $c > 0$ 。

对式 (27) 求导并将式 (26) 代入, 得:

$$\dot{s}_1 = cx_1 - u_c. \quad (28)$$

为提高滑模趋近阶段趋近速率并减小滑动阶段的抖振, 选取改进型双幂次组合趋近律设计控制器, 因此, 联立式 (8)、(26) 和 (28) 可得:

$$u_c = \begin{cases} c(\omega_e^* - \omega_e) + k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) + k_2 |s_1|^\beta \operatorname{sgn}(s_1) + \varepsilon |x_1|^{\lambda_1} s_1, & |s_1| > 1; \\ c(\omega_e^* - \omega_e) + k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) + k_3 s_1 + \varepsilon |x_1|^{\lambda_2} s_1, & |s_1| \leq 1. \end{cases} \quad (29)$$

为了使所设计控制器具有稳定性, 需满足滑模可达条件:

$$\dot{V}_1 = s_1 \dot{s}_1 \leq 0. \quad (30)$$

选取 Lyapunov 函数 $V_1 = s_1^2/2$, 由于选择改进型趋近律作为滑模趋近率, 则将式 (28) (29) 代入函数 (30) 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s_1 \dot{s}_1 = \\ &\begin{cases} s_1 \cdot [-k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) - \varepsilon |x_1|^{\lambda_1} s_1 - k_2 |s_1|^\beta \operatorname{sgn}(s_1)], & |s_1| > 1; \\ s_1 \cdot [-k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) - k_3 s_1 - \varepsilon |x_1|^{\lambda_2} s_1], & |s_1| \leq 1. \end{cases} \end{aligned} \quad (31)$$

由式 (31) 可知, $\dot{V}_1 \leq 0$, 控制器满足滑模可达条件。

联立式 (23) 和 (29), 可得所设计 PMSM 矢量控制系统转速环改进无模型滑模控制律:

$$i_q = \begin{cases} \frac{1}{\alpha} \left[-F + \dot{\omega}_e^* + c(\omega_e^* - \omega_e) + k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) + \right. \\ \left. k_2 |s_1|^\beta \operatorname{sgn}(s_1) + \varepsilon |x_1|^{\lambda_1} s_1 \right], |s_1| > 1; \\ \frac{1}{\alpha} \left[-F + \dot{\omega}_e^* + c(\omega_e^* - \omega_e) + k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) + \right. \\ \left. k_3 s_1 + \varepsilon |x_1|^{\lambda_2} s_1 \right], |s_1| \leq 1. \end{cases} \quad (32)$$

3.5 ESMDO 设计

由控制律式 (32) 可知, 系统存在未知部分 F , 因此设计一个扩展滑模扰动观测器对未知部分 F 项进行观测并补偿。PMSM 扩展超局部模型为

$$\begin{cases} \frac{d\omega_e}{dt} = \zeta i_q - \delta \omega_e + F, \\ \frac{dF}{dt} = R(t). \end{cases} \quad (33)$$

式中 $R(t)$ 为未知量 F 的变化率; $\zeta, \delta > 0$ 为待设计参数。

对于式 (33) 系统设计如下扩展滑模扰动观测器

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}_e}{dt} = \zeta i_q - \delta \hat{\omega}_e + \hat{F} + u_{\text{smo}}, \\ \frac{d\hat{F}}{dt} = l u_{\text{smo}}. \end{cases} \quad (34)$$

式中: $\hat{\omega}_e$ 为实时转速估计值; $\hat{F}$ 为系统未知部分的实时估计值; u_{smo} 为待设计的滑模函数; l 为观测器 u_{smo} 增益。

联立式 (33) (34) 可得观测误差为

$$\begin{cases} \dot{x} = \delta x + \tilde{F} + u_{\text{smo}}, \\ \frac{d\tilde{F}}{dt} = l u_{\text{smo}} - R(t). \end{cases} \quad (35)$$

其中的误差项有: 速度估测误差 $\dot{x} = \hat{\omega}_e - \omega_e$; 系统扰动观测误差 $\tilde{F} = \hat{F} - F$ 。

选择速度误差 $\dot{x}$ 作为滑模面 s_2 :

$$s_2 = \dot{x} = \hat{\omega}_e - \omega_e. \quad (36)$$

为保证在滑模趋近阶段的性能, 趋近律选择指数趋近律:

$$\dot{s}_2 = -\eta_1 \operatorname{sgn}(x) - \eta_2 x, \quad (37)$$

式中 $\eta_1, \eta_2 > 0$ 。

则滑模观测器控制律 u_{smo} 为

$$u_{\text{smo}} = -\delta x - \tilde{F} - \eta_1 \operatorname{sgn}(x) - \eta_2 x. \quad (38)$$

定理 2 若以式 (36) 作为滑模面, 且 ESMDO 增益 $\eta_1 \geq \|\tilde{F}\|$, 则式 (34) 的观测器是渐近稳定的。

证明 设 Lyapunov 函数为 $V_2 = s_2^2/2$ 。

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{s}_2 s_2 = x(\delta x + \tilde{F} + u_{\text{smo}}) = \\ &= x(\tilde{F} - \eta_1 \operatorname{sgn}(x) - \eta_2 x) = \\ &= x\tilde{F} - \eta_1 x \operatorname{sgn}(x) - \eta_2 x^2 \leq \|x\|(\|\tilde{F}\| - \eta_1), \end{aligned} \quad (39)$$

因此, 只需 $\eta_1 \geq \|\tilde{F}\|$, 可保证 $\dot{V}_2 \leq 0$ 。

则将式 (38) 代入式 (34), 得

$$\hat{F} = l \int (-\delta x - \eta_1 \operatorname{sgn}(x) - \eta_2 x) dt. \quad (40)$$

将式 (40) 所得 F 观测值 $\hat{F}$ 代入式 (32), 可得转速环无模型滑模控制律:

$$i_q = \begin{cases} \frac{1}{\alpha} \left[-\hat{F} + \dot{\omega}_e^* + c(\omega_e^* - \omega_e) + k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) + \right. \\ \left. \varepsilon |x_1|^{\lambda_1} s_1 + k_2 |s_1|^\beta \operatorname{sgn}(s_1) \right], |s_1| > 1; \\ \frac{1}{\alpha} \left[-\hat{F} + \dot{\omega}_e^* + c(\omega_e^* - \omega_e) + k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) + \right. \\ \left. k_3 s_1 + \varepsilon |x_1|^{\lambda_2} s_1 \right], |s_1| \leq 1. \end{cases} \quad (41)$$

综上, 可得到 PMSM 系统无模型改进滑模控制器如图 1 所示, 控制器中反馈控制器 u_c 由引入了改进后的双幂次组合趋近律的改进滑模控制器 (improved sliding mode controller, ISMC) 构成, 扰动 F 则由扩展滑模扰动观测器实时观测。

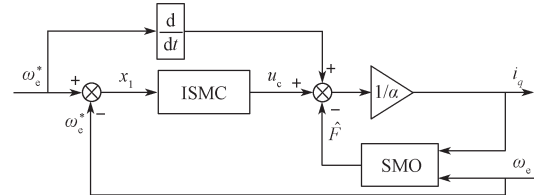


图 1 无模型改进滑模控制器

Fig. 1 Model-free improved sliding mode controller

4 仿真实验

为了进一步验证 IMFSMC (improved model-free sliding mode control) 算法的可行性与有效性, 通过搭建 Matlab/Simulink 模型, 将 IMFSMC、MFSMC 以及 PI 控制算法仿真结果进行对比验证。

图 2 为 PMSM 控制框图, 表 1 为系统仿真与实验使用的电动机参数。

表 1 永磁同步电机参数

Table 1 Permanent magnet synchronous motor parameters

电动机参数	取值	电动机参数	取值
d 轴电感 L_d /H	0.2e-3	相电阻 R_s /Ω	0.025
q 轴电感 L_q /H	0.47e-3	极对数 n	4
直流母线电压 U_{dc} /V	311	负载转矩 T_L /(N·m)	5
转子磁链 ψ_f /Wb	0.062		

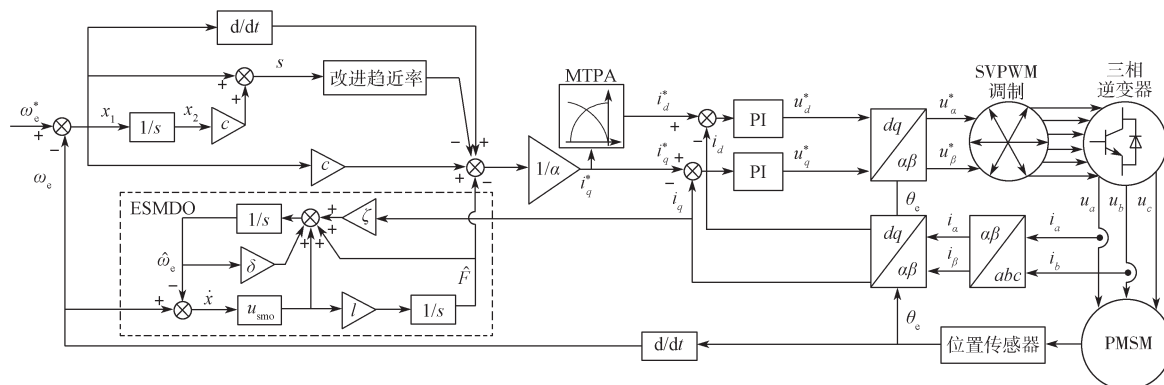


图2 PMSM 控制结构框图

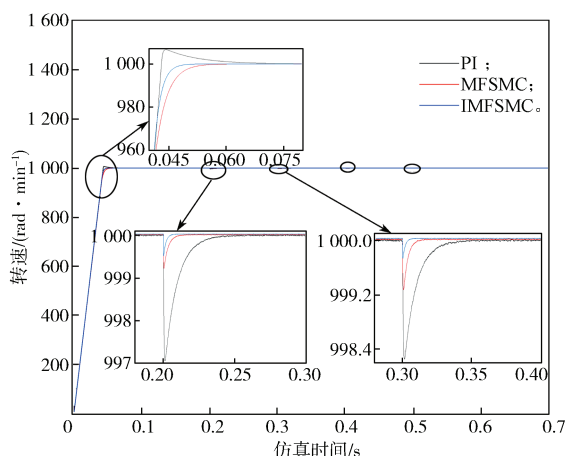
Fig. 2 PMSM control structure diagram

4.1 PMSM 在参数摄动下的仿真结果分析

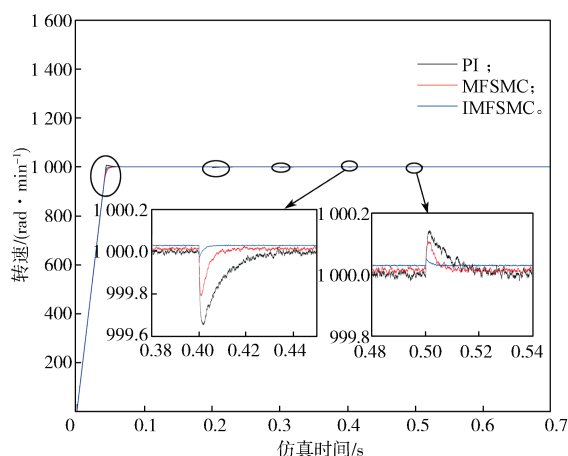
设置电动机初始转矩为 5 N·m, 在 0.2 s 时转矩增大至 15 N·m; 设置电动机转子磁链初始值为 0.062 Wb, 在 0.3 s 时转子磁链减小至 0.042 Wb; 电动机 q 轴电感在 0.4 s 由 $0.47\text{e-}3$ H 减小到 $0.29\text{e-}3$ H; 电动机 d 轴电感在 0.5 s 由 $0.2\text{e-}3$ H 减小到 $0.14\text{e-}3$ H;

电动机电阻 R_s 在 0.6 s 增大至 0.035Ω 。

图 3~5 分别为 PMSM 在参数摄动下 IMFSMC 与 PI 控制和 MFSMC 对比的转速、转矩与 d - q 轴电流的仿真图。其中, 图 3 为转速响应对比图, 图 4 为转矩响应对比图, 图 5 为 d - q 轴电流响应对比图。



a) 0~0.4 s 转速局部放大图



b) 0.38~0.54 s 转速局部放大图

图3 参数摄动下的转速对比图

Fig. 3 Comparison chart of the speed under parameter perturbation

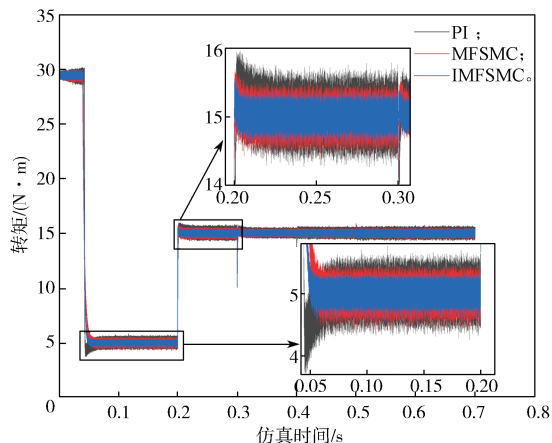
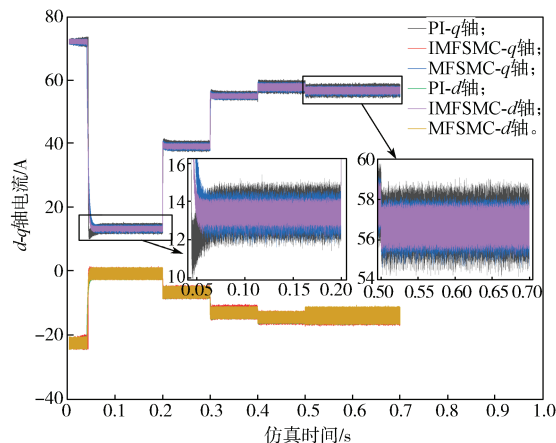


图4 参数摄动下的转矩对比图

Fig. 4 Torque comparison chart under parameter perturbation

图5 参数摄动下 d - q 轴电流对比图Fig. 5 Comparison chart of the d - q axis current under parameter perturbation

如图3所示电动机速度曲线,可见电动机启动后IMFSMC的响应速度要优于PI控制及MFSMC的响应速度,且不存在超调现象。其中,IMFSMC的速度曲线仅需0.052 s趋于稳定,PI及MFSMC控制的速度曲线则分别需要0.08 s和0.06 s趋于稳定,且PI控制速度曲线存在0.7%的超调。在0.2 s转矩增大时,IMFSMC的速度曲线转速变化最小,仅有0.05 rad/min的波动,且0.006 s后重新稳定,相较于其他两种控制方法能更快恢复到稳定值,同时能看出,在0.2 s时刻转矩变化时,PI和MFSMC控制方法分别需0.04 s和0.012 s才得以恢复。在0.3 s转子磁链减小时,IMFSMC速度曲线同样要优于PI控制与MFSMC速度曲线,IMFSMC速度曲线在波动0.2 rad/min后经过0.08 s可趋于稳定,而MFSMC与PI控制的速度曲线在波动0.8 rad/min和1.8 rad/min后分别需经过0.012 s和0.04 s才能趋于稳定,效果要次于IMFSMC。在0.4 s与0.5 s时 q 轴与 d 轴电感突然减小,IMFSMC速度曲线转速变化变得更小,将其与PI和MFSMC两种控制方法的速度曲线波动情况相比较,IMFSMC的速度曲线几乎没有波动,因此不难看出在转速控制上IMFSMC比PI控制和MFSMC控制方法更加精准稳定。

观察图4和图5。可以看出,在电动机启动过程中,基于PI控制方法的转矩与 d - q 轴电流均不能够及时达到特定的转矩与电流稳定值。转矩在稳定前存在约0.6 N·m的变化幅度,电流在稳定前则存在约1.5 A的变化幅度。而且在转矩与电流稳定之后,IMFSMC的转矩与电流波形的变化幅度要小于PI控制和MFSMC的转矩与电流波形的变化幅度。IMFSMC稳定后的转矩与电流波形的变化幅度分别约为0.7 N·m和1.5 A,变化幅度最小。PI控制稳定后的转矩与电流波形的变化幅度分别约为1.5 N·m和4.5 A,变化幅度最大。MFSMC稳定后的转矩与电流波形的变化幅度分别约为1.15 N·m和2.25 A,变化幅度次之。因此可知,无论是在电机启动后还是在电机参数发生变化过程中,IMFSMC的转矩和 d - q 电流曲线比PI控制与MFSMC的转矩和 d - q 电流曲线脉动更小、收敛更快并且也更加稳定。

综上所述,在电动机参数发生摄动时,与PI控制和MFSMC方法相比较,IMFSMC具有更强的鲁棒性和更快的响应速度等优点。

4.2 RT-Lab 实验结果分析

最后,利用RT-Lab半实物仿真实验平台对所提方法的有效性进一步进行实验验证。

图6为RT-Lab半实物仿真实验平台配置图,图

7a、图7b分别为IMFSMC与PI控制方法在电机参数摄动下的转速和转矩实验波形。图8a、图8b分别为IMFSMC与PI控制方法在电机参数摄动下的 d - q 轴电流实验波形。

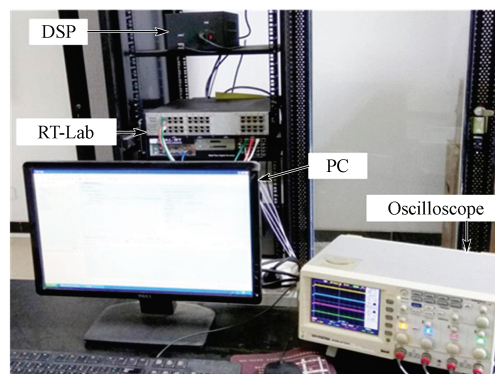
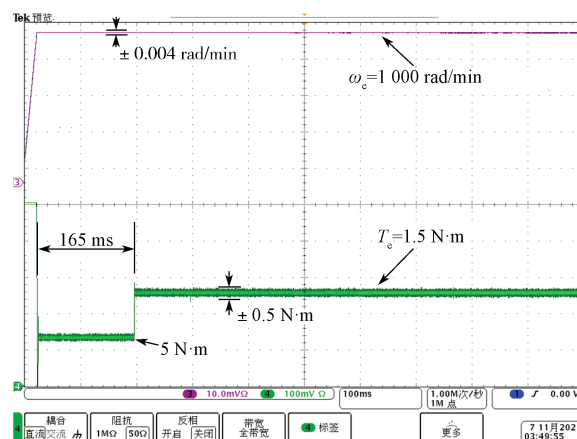
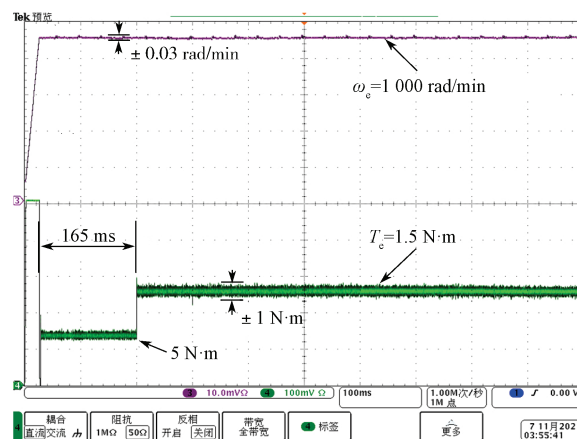


图6 RT-Lab 实验平台

Fig. 6 RT-Lab experimental platform



a) IMFSMC



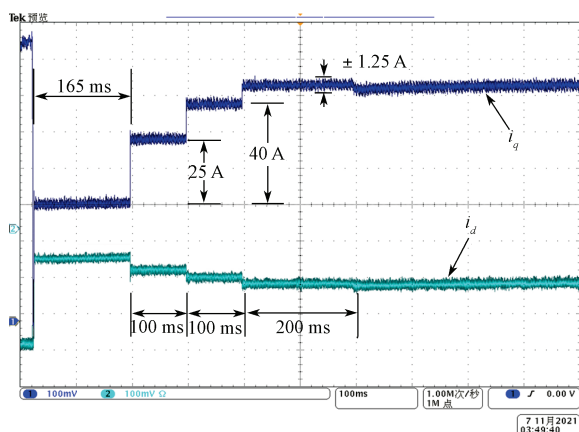
b) PI

图7 转速转矩实验波形

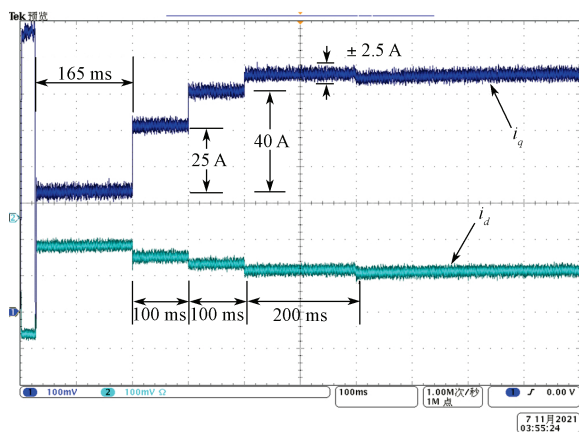
Fig. 7 Speed and torque experimental waveforms

将参数设计及参数摄动时间与仿真实验参数保持一致,通过分析实验结果,对比图7a、图7b可知,在电动机启动0.05 s之后转速稳定在1000 rad/min时,IMFSMC的转速波动仅有 ± 0.004 rad/min,而PI控

制的转速波动为 ± 0.03 rad/min, 因此 IMFSMC 的速度曲线要比 PI 控制方法的速度曲线更加平稳、抖动更小。同样的, 在转矩稳定在 15 N·m 时, IMFSMC 的转矩变化幅度为 ± 0.5 N·m, PI 控制的转矩变化幅度更大, 为 ± 1 N·m, 所以 IMFSMC 的转矩实验波形变化幅度要比 PI 的转矩实验波形变化幅度更小, 鲁棒性更强。



a) IMFSMC



b) PI

图8 d - q 轴电流实验波形Fig. 8 d - q axis current experimental waveforms

对比图 8a、图 8b 的 IMFSMC 与 PI 控制 d - q 轴电流实验波形图, d - q 轴电流在经过参数扰动并且电流达到稳定之后约 0.45 s 时, IMFSMC 的电流变化幅度为 ± 1.25 A, PI 控制的电流变化幅度为 ± 2.5 A。所以 IMFSMC 的电流实验波形变化幅度要比 PI 的电流实验波形变化幅度更小。从图 8 中可以看出, 不管在电动机平稳运行时或者是参数发生扰动的情况下, IMFSMC 控制方法在速度、转矩以及电流实验波形方面都要优于传统的 PI 控制方法。

5 结论

针对由于外部条件影响所导致电动机参数扰动情况, 因此造成的控制系统鲁棒性下降问题, 提出一

种 IMFSMC 算法。并通过数学与实验验证, 得出如下结论: 1) 基于无模型滑模控制, 利用改进后的双幂次组合滑模趋近律重新设计滑模控制器, 所设计控制器能提高系统稳定性, 减小使用传统趋近律时会产生抖振。2) 将 ESMDO 与改进后的无模型滑模控制器相结合, 利用 ESMDO 对无模型控制中的未知部分进行实时估计, 能更好地提高电动机系统的响应能力, 且 ESMDO 对未知部分的精确观测也能提高电动机的控制精度。

参考文献:

- [1] 唐任远. 现代永磁电机: 理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2016: 1-10.
TANG Renyuan. Modern Permanent Magnet Machines[M]. Beijing: China Machine Press, 2016: 1-10.
- [2] 周华伟, 温旭辉, 赵峰, 等. 一种具有预测功能的抗积分饱和和 PI 速度控制器 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(3): 15-21.
ZHOU Huawei, WEN Xuhui, ZHAO Feng, et al. Predictive Anti-Windup Strategy for PI-Type Speed Controller[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(3): 15-21.
- [3] 吕帅帅, 林辉, 李兵强, 等. 一种改进的 PMSM 模型预测直接转矩控制方法 [J]. 电机与控制学报, 2020, 24(7): 102-111.
LÜ Shuaishuai, LIN Hui, LI Bingqiang, et al. Improved Model Predictive Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(7): 102-111.
- [4] 苏光靖, 李红梅, 李争, 等. 永磁同步直线电机无模型电流控制 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(15): 3182-3190.
SU Guangjing, LI Hongmei, LI Zheng, et al. Research on Model-Free Current Control of Permanent Magnet Synchronous Linear Motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(15): 3182-3190.
- [5] 闫振林. 基于改进 T-S 模糊神经网络的 PMSM 控制策略研究 [D]. 天津: 天津大学, 2017.
YAN Zhenlin. Control Strategy Research of PMSM Based on an Improved T-S Fuzzy Neural Network[D]. Tianjin: Tianjin University, 2017.
- [6] 康尔良, 贺建智, 王一琛. 永磁同步电机非奇异终端滑模控制器的设计 [J]. 电机与控制学报, 2021, 25(12): 58-64.
KANG Erliang, HE Jianzhi, WANG Yichen. Design of Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Controller for Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(12): 58-64.

- [7] 曹晓冬, 杨世海, 陈宇沁, 等. 基于无模型预测控制的 PMSM 鲁棒调速系统 [J]. 电力电子技术, 2019, 53(10): 43-47.
CAO Xiaodong, YANG Shihai, CHEN Yuqin, et al. Model-Free Model Predictive Control Method for PMSM Robust Speed Control System[J]. Power Electronics, 2019, 53(10): 43-47.
- [8] 王 誉, 侯忠生. 具有外部扰动的 PMSM 系统的无模型自适应预测控制 [J]. 控制理论与应用, 2022, 39(5): 837-846.
WANG Yu, HOU Zhongsheng. Model-Free Adaptive Predictive Control for PMSM Systems with External Disturbance[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(5): 837-846.
- [9] 高为炳. 变结构控制理论基础 [M]. 北京: 中国科学技术出版社, 1990: 95-101.
GAO Weibing. Theoretical Basis of Variable Structure Control[M]. Beijing: China Science and Technology Press, 1990: 95-101.
- [10] 梅 红, 王 勇. 快速收敛的机器人滑模变结构控制 [J]. 信息与控制, 2009, 38(5): 552-557.
MEI Hong, WANG Yong. Fast Convergent Sliding Mode Variable Structure Control of Robot[J]. Information and Control, 2009, 38(5): 552-557.
- [11] 张 瑶, 马广富, 郭延宁, 等. 一种多幂次滑模趋近律设计与分析 [J]. 自动化学报, 2016, 42(3): 466-472.
ZHANG Yao, MA Guangfu, GUO Yanning, et al. A Multi Power Reaching Law of Sliding Mode Control Design and Analysis[J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(3): 466-472.
- [12] 廖 瑛, 杨雅君, 王 勇. 滑模控制的新型双幂次组合函数趋近律 [J]. 国防科技大学学报, 2017, 39(3): 105-110.
LIAO Ying, YANG Yajun, WANG Yong. Novel Double Power Combination Function Reaching Law for Sliding Mode Control[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2017, 39(3): 105-110.
- [13] 张明晖, 杨家强, 陈 磊, 等. 基于扩张状态观测器的永磁电机电流预测控制 [J]. 浙江大学学报(工学版), 2016, 50(7): 1387-1392.
ZHANG Minghui, YANG Jiaqiang, CHEN Lei, et al. Current Predictive Control Method Based on Extended State Observer for Permanent Magnetic Synchronous Motor[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2016, 50(7): 1387-1392.
- [14] 赵凯辉, 殷童欢, 张昌凡, 等. 永磁同步电机无模型滑模控制方法研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(4): 172-180.
ZHAO Kaihui, YIN Tonghuan, ZHANG Changfan, et al. Research on Model-Free Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(4): 172-180.
- [15] ZHANG X G, SUN L Z, ZHAO K, et al. Nonlinear Speed Control for PMSM System Using Sliding-Mode Control and Disturbance Compensation Techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1358-1365.
- [16] 张合新, 范金锁, 孟 飞, 等. 一种新型滑模控制双幂次趋近律 [J]. 控制与决策, 2013, 28(2): 289-293.
ZHANG Hexin, FAN Jinsuo, MENG Fei, et al. A New Double Power Reaching Law for Sliding Mode Control[J]. Control and Decision, 2013, 28(2): 289-293.
- [17] UTKIN V. Variable Structure Systems with Sliding Modes[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1977, 22(2): 212-222.
- [18] FLIESS M, JOIN C. Model-Free Control[J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228-2252.

(责任编辑: 申 剑)