

基于非线性抗扰滑模控制的永磁同步电机 直接转矩控制*

王可煜, 曾喆昭, 方云熠, 刘 晴

(长沙理工大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410114)

摘 要: 针对永磁同步电机(PMSM)内部参数不确定和外部干扰未知的问题,提出了一种基于非线性光滑扩张状态观测器(ESO)的非线性控制方法。通过引入非线性光滑函数设计了 ESO,实现了对 PMSM 内部和外部不确定因素的观测,并把观测结果实时补偿给非线性控制器,有效提高了电机的动静态性能和抗扰能力。采用基于非线性光滑函数的滑模控制器替代传统直接转矩控制中的滞环控制器,有效地削弱了转矩和磁链的抖振和脉动。仿真结果表明所提方法响应速度快、稳定性好、抗扰能力强,是一种鲁棒性强的控制方法。

关键词: 永磁同步电机; 直接转矩控制; 扩张状态观测器; 滑模控制器; 非线性光滑函数

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)05-0078-05

Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Torque Control Based on Nonlinear Disturbance Rejection Sliding Mode Control *

WANG Keyu, ZENG Zhezhaohao, FANG Yunyi, LIU Qing

(School of Electrical and Information Engineering, Changsha University of Science & Technology,
Changsha 410114, China)

Abstract: In order to solve the problem of uncertain internal parameters and unknown external disturbances of permanent magnet synchronous motor (PMSM), a nonlinear control method based on nonlinear smooth extended state observer (ESO) was proposed. By introducing the non linear smooth function, the ESO was designed to observe the internal and external uncertainties of PMSM. The observational results were compensated to the non linear controller in real time, which improved the dynamic and static performance and anti-disturbance ability of the motor effectively. Sliding mode controller based on non linear smooth function was used to replace the hysteresis controller in traditional direct torque control (DTC), which effectively weakened the chattering and pulsation of the torque and flux linkage. The simulation results showed that the method has fast response, good stability, strong anti-disturbance ability, and good robustness.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); direct torque control (DTC); extended state observer (ESO); sliding mode controller; non linear smooth function

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)具有结构简单、转矩比大、能源利用率高等优点,被应用于各种高性能调速场合,国内外学者对其进行了大量研究^[1-3]。

直接转矩控制(DTC)是继矢量控制技术之后发展起来的一种新型交流变频调速技术,无需复杂的坐标变换,直接采用定子磁链和电磁转矩作为控制量,具有结构简单、响应速度快、鲁棒性强等特点,成为了电机控制领域的一个研究热点^[4-7]。

* 基金项目: 湖南省教育厅重点项目(17A006)

作者简介: 王可煜(1992—),男,硕士研究生,研究方向为智能控制。

曾喆昭(1963—),男,博士,教授,研究方向为智能检测与智能控制。

PMSM 是一个多变量、强耦合、非线性系统。对该类系统进行高性能控制,需克服非线性和不确定性对系统造成的影响。传统 DTC 采用 Bang-Bang 控制器分别对转矩和磁链进行控制,采用 PI 控制器对转速进行控制,存在较大的转矩和磁链脉动,逆变器开关频率不恒定,且 PI 控制器是一种线性组合控制器,易受电机参数变化、负载扰动等内外部不确定因素的影响,难以满足高性能、高精度、非线性控制场合的要求。为了克服 PI 控制的不足,韩京清^[8]提出了自抗扰控制。该控制方法能够实时估计系统所受的扰动,并进行及时的补偿,同时,采用非线性函数,克服了 PI 控制线性组合的缺点。滑模控制作为一种非线性控制,具有算法简单易实现、计算量小、响应速度快、鲁棒性强等特点,被广泛应用于电机控制。但是传统滑模控制存在高频抖振问题,影响了实际应用。针对这一问题,国内外学者提出了很多的改进型滑模控制,如终端滑模、模糊滑模、自适应滑模等。文献[9]和文献[10]利用滑模控制代替传统的滞环控制,解决了传统 DTC 存在的转矩和磁链脉动较大、逆变器开关频率不稳定等问题。文献[11]采用变指数趋近律滑模控制,通过选取合适的积分滑模面和切换增益,有效地削弱了滑模控制中的抖振问题,从而改善电机的动、静态性能。文献[12]设计的非奇异滑模观测器有效地提高了电机系统的动态响应速度及鲁棒性,利用高阶滑模控制技术的特性有效地抑制了常规滑模的抖振现象。文献[13]将最小二乘支持向量机和自抗扰控制器相结合,有效地减少了 DTC 的动态响应时间、削弱了系统的抖振。文献[14]和文献[15]提出自学习滑模抗扰控制,通过引入扩张状态观测器(ESO)对未知扰动进行观测,提高了系统的抗扰能力,并结合自学习滑模控制,使控制系统不仅响应迅速、控制精度高、抗扰能力强,而且有效抑制了滑模控制中的高频抖振问题。

本文通过采用非线性光滑函数对 ESO 进行重新设计,并结合非线性控制器,提出了一种基于非线性光滑 ESO 的非线性控制方法,该方法改善了原有 ESO 的动、静态性能,提高了系统的响应速度和抗扰能力。采用非线性函数替代滑模控制器(SMC)中原有的符号函数,有效地减弱了系统

的高频抖振。仿真结果表明:所提方法响应速度快、控制精度高、抗扰能力强。

1 非线性光滑函数以及 ESO 设计

1.1 非线性光滑函数

由文献[8]可知,非线性组合幂次函数的数学表达形式为

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

传统的自抗扰控制中使用 fal 函数作为非线性函数, fal 函数是一个非线性不连续函数,使系统存在高频抖振。为了避免以上问题,采用非线性光滑函数 g 函数来代替原有的 fal 函数, g 函数的数学表达形式如下:

$$g(s, \delta) = \frac{s}{\delta^2} \left[\exp\left(-\frac{s^2}{2\delta^2}\right) \right] \quad (2)$$

g 函数具有“小误差大增益,大误差小增益”的工程特性,应用于 ESO 取代 fal 函数能够有效地削弱系统抖振,取得更好的状态观测和控制效果。

传统的滑模控制中由于阶跃符号函数的存在,系统在稳态时会产生严重的高频抖振,采用非线性光滑函数 f_s 函数来代替阶跃符号函数,能够有效地削弱系统的抖振。 f_s 函数的表达形式如下^[14-15]:

$$f_s(x, \sigma) = \frac{1 - \exp(-x/\sigma)}{1 + \exp(-x/\sigma)} \quad (3)$$

1.2 非线性 ESO 设计

参照传统 ESO 设计思路^[8],采用非线性光滑函数 g 函数来设计 ESO,设 z_1, z_2 为 ESO 的各个观测状态, y_1 为系统的输入。系统输出的观测误差为

$$e_z = z_1 - y_1 \quad (4)$$

则 ESO 的设计如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - b_1[e_z + g(e_z, \delta_1)] + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -b_2[e_z + g(e_z, \delta_2)] \end{cases} \quad (5)$$

式中: u ——控制器的控制律。

1.3 ESO 稳定性分析

当观测误差 e_z 趋于零时, g 函数在零点处的泰勒展开式为 $g(e_z, \delta_i) = e_z/\delta_i^2, i = 1, 2$ 。对(4)式进行求导可得:

$$\dot{e}_z = \dot{z}_1 - \dot{y}_1 = z_2 - b_1(1 + 1/\delta_1^2)e_z - y_2 \quad (6)$$

其中 y_2 有界,则:

$$\ddot{e}_z = \dot{z}_2 - b_1(1 + 1/\delta_1^2)\dot{e}_z - \dot{y}_2 = b_2(1 + 1/\delta_2^2)e_z - b_1(1 + 1/\delta_1^2)\dot{e}_z - \dot{y}_2 \quad (7)$$

为简化式(7), 设:

$$\begin{cases} b_{01} = (1 + 1/\delta_1^2)b_1 \\ b_{02} = (1 + 1/\delta_2^2)b_2 \end{cases} \quad (8)$$

根据拉普拉斯变换可得:

$$S^2 E_z(s) = -b_{02} E_z(s) - b_{01} S E_z(s) - S Y_2(s) \quad (9)$$

则:

$$E_z(s) = -\frac{S}{S^2 + b_{01}S + b_{02}} Y_2(s) \quad (10)$$

对于式(10), 只要满足:

$$\begin{cases} b_{01} = 2r \\ b_{02} = r^2 \\ r > 0 \end{cases} \quad (11)$$

闭环极点均位于左半平面, 从而满足稳定性。只要 r 取合适的值就能使 z_1 和 z_2 分别近似地代替 ω_m 和 y_2 。

当观测误差 e_z 很大时, g 函数趋于零, 对式(4)求导, 可得:

$$\dot{e}_z = \dot{z}_1 - \dot{y}_1 = z_2 - b_1 e_z - y_2 \quad (12)$$

则:

$$\ddot{e}_z = \dot{z}_2 - b_1 \dot{e}_z - \dot{y}_2 = b_2 e_z - b_1 \dot{e}_z - \dot{y}_2 \quad (13)$$

根据拉普拉斯变换可得:

$$S^2 E_z(s) = -b_2 E_z(s) - b_1 S E_z(s) - S Y_2(s) \quad (14)$$

则:

$$E_z(s) = -\frac{S}{S^2 + b_1 S + b_2} Y_2(s) \quad (15)$$

对于式(15), 只要满足:

$$\begin{cases} b_1 = 2r \\ b_2 = r^2 \\ r > 0 \end{cases} \quad (16)$$

闭环极点均位于左半平面, 从而满足稳定性。只要 r 取合适的值就能使 z_1 和 z_2 分别近似地代替 ω_m 和 y_2 。

2 PMSM 数学模型以及控制器设计

2.1 PMSM 数学模型

同步旋转坐标系 d - q 坐标下 PMSM 的数学模型可表示为^[1-2]

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{1}{L_d}(u_d - Ri_d + \omega_e L_q i_q) \\ \dot{i}_q = \frac{1}{L_q}(u_q - Ri_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f) \\ \dot{\omega}_m = \frac{1}{J}(T_e - T_L - B\omega_m) \end{cases} \quad (17)$$

$$T_e = 1.5 p_n i_q [i_d(L_d - L_q) + \psi_f] \quad (18)$$

式中: i_d 、 i_q ——定子电流 d 、 q 轴上的分量;

L_d 、 L_q —— d 、 q 轴上的电感分量, 定子电感满足 $L_d = L_q$;

u_d 、 u_q ——定子电压 d 、 q 轴上的分量;

R ——定子的电阻;

ω_e ——电角速度;

ψ_f ——永磁体的磁链;

ω_m ——机械角速度;

J ——转动惯量;

T_e 、 T_L ——电磁转矩和负载转矩;

B ——阻尼系数;

p_n ——极对数。

2.2 基于非线性 ESO 速度环设计

由式(17)的第3个方程可知:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} T_e - \frac{1}{J} T_L - \frac{B}{J} \omega_m \quad (19)$$

设 $y_1 = \omega_m$ 、 $y_2 = -\frac{1}{J}(T_L + B\omega_m)$ 、 $b_0 = \frac{1}{J}$ 、 $u =$

T_e 。 y_2 为扩张状态变量, 记 $\dot{y}_2 = w$, 则式(19)可扩张为二阶不确定系统:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 + b_0 u \\ \dot{y}_2 = w \end{cases} \quad (20)$$

采用非线性光滑函数 g 函数来设计 ESO, 设 z_1 、 z_2 为 ESO 的各个观测状态, 系统输出的观测误差为

$$e_z = z_1 - y_1 \quad (21)$$

则 ESO 的设计如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - b_1[e_z + g(e_z, \delta_1)] + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -b_2[e_z + g(e_z, \delta_2)] \end{cases} \quad (22)$$

从而使得 z_1 观测 y_1 、 z_2 观测 y_2 。

引入非线性光滑函数 g 函数作为非线性状态误差反馈, 给定的转速信号为 ω_m^* , 设 $e_m = \omega_m^* - z_1$, 速度环控制器设计为

$$u = k_p[e_m + g(e_m, \delta)] + k_i[s_i + g(s_i, \delta)] \quad (23)$$

其中:

$$s_i = \lambda \int_0^t e_m d\tau \quad (24)$$

2.3 转矩和磁链滑模控制器设计

为解决传统 DTC 中滞环控制器造成的逆变器开关频率不恒定,转矩、磁链脉动较大等问题,采用滑模控制来替代滞环控制。然而传统滑模控制中存在严重的抖振问题,采用非线性光滑函数 f_s 函数来代替符号函数,可以削弱高频抖振。

根据 DTC 的结构,定义磁链的滑模面函数为

$$s_\psi = \psi_r^* - \psi_r \quad (25)$$

基于 super-twisting 算法的基本原理^[3]并采用 f_s 函数替代原有的符号函数,所设计的磁链控制器的表达式为

$$u_d^* = k_p |S_\psi| f_s(s_\psi, \sigma_1) + u_{sd} \quad (26)$$

其中:

$$\frac{d}{dt} u_{sd} = k_i f_s(s_\psi, \sigma_1) \quad (27)$$

定义转矩的滑模面函数为

$$s_T = T_e^* - T_e \quad (28)$$

则:

$$u_q^* = k_p |S_T| f_s(s_T, \sigma_2) + u_{sq} \quad (29)$$

其中:

$$\frac{d}{dt} u_{sq} = k_i f_s(s_T, \sigma_2) \quad (30)$$

采用基于 f_s 函数的滑模控制器能够有效地减弱 DTC 系统的抖振和脉动。

3 仿真实例分析

为了验证设计方法的可行性和有效性,采用了 MATLAB 软件进行系统的搭建和仿真。仿真电机参数设置为:定子电感 $L_s = 8.5$ mH, 定子电阻 $R = 1.2$ Ω , 转动惯量 $J = 0.0008$ kg·m², 磁链 $\psi_f = 0.175$ Wb, 直流侧电压 $U = 311$ V, 极对数为 4。根据以上设计,构建的 PMSM DTC 系统如图 1 所示。

为了更好地进行对比,在给定的转速为 600 rad/s,负载转矩在 0.2 s 从 0 N·m 突变到 1.5 N·m 的情况下,分别给出采用传统滞环控制器和采用基于非线性光滑函数 f_s 函数的滑模控制器 DTC 仿真波形图,如图 2 和图 3 所示。

对比图 2 和图 3 可以看出,采用传统滞环控制器的系统转矩和磁链脉动更大,抖振更加明显,

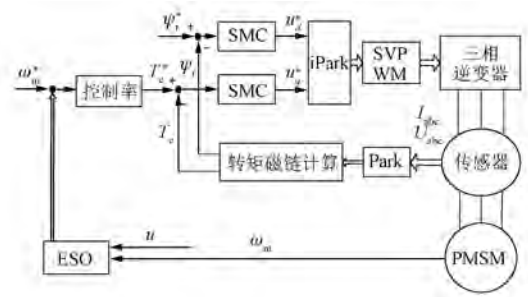


图 1 PMSM DTC 系统框图

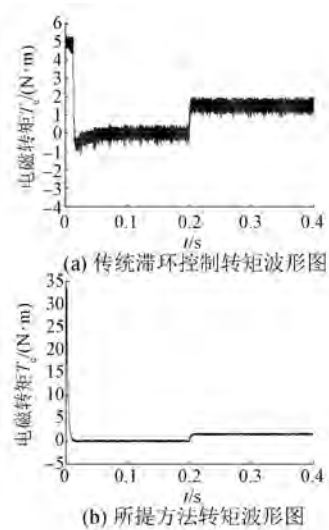


图 2 转矩仿真波形图

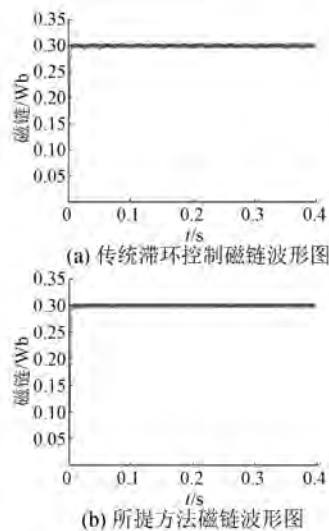


图 3 磁链仿真波形图

采用基于 f_s 函数的滑模控制器有效地抑制了转矩和磁链中的脉动和抖振。

图4所示为给定转速为600 rad/s,负载转矩在0.2 s从0 N·m突变到3 N·m的情况下,速度环采用传统PI控制、滑模控制和所提控制方法的波形图。图5所示为转速在0 s从0 rad/s突变到600 rad/s,在0.15 s从600 rad/s突变到800 rad/s,在0.3 s回到600 rad/s情况下的响应曲线图。图6所示为图5转速变化情况下的转矩变化图。

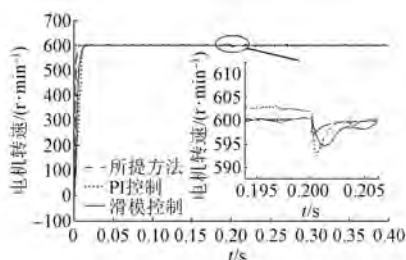


图4 负载跳变转速波形图

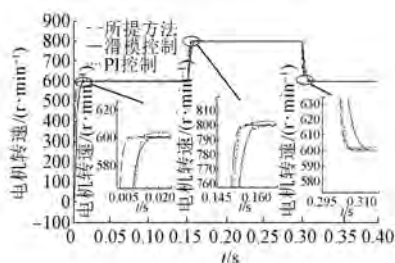


图5 转速跳变波形图

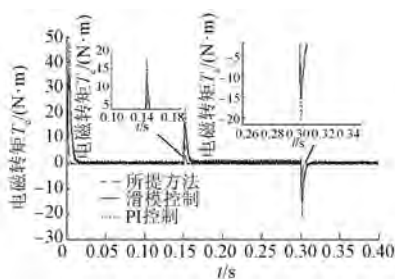


图6 转速跳变转矩波形图

从图4可以看出,在负载在0.2 s从0 N·m突变到3 N·m的情况下,传统PI控制调节时间长,存在较大的跳动,抗扰能力差;滑模控制抗扰能力较强,但存在一定的抖振;本文所提控制方法不仅响应迅速,而且抗扰能力强。

从图5可以看出,所提控制方法在转速突变时,具有较好的稳定性、准确性和快速性。

从图6可以看出,所提控制方法在转速突变时,转矩能更为迅速地回到原有状态,转矩的脉动也更为稳定。

采用的基于非线性光滑函数ESO的非线性控制器响应速度更快、抑制扰动的效果更好,对抖振的削弱效果好,可见所提方法具有较好的控制性能。

4 结 语

本文针对PMSM DTC系统,引入基于非线性光滑函数 f_s 函数的滑模控制削弱转矩和磁链的脉动。采用基于ESO的非线性控制,并且引入了非线性光滑函数 g 函数重新设计了ESO,创新性地从复频域对ESO的稳定性进行了证明。该方法有效地提高了电机的响应速度和抗扰能力,有效地抑制了磁链和转矩环节中的抖振和脉动。仿真结果表明:采用所提控制方法的PMSM系统具有良好的动静态性能,所提方法稳定性好、响应迅速、控制精度高、抗扰能力强。

【参考文献】

- [1] 韩晔,厉虹.基于改进自抗扰控制的永磁同步电机无传感器系统研究[J].电机与控制应用,2017,44(2): 33.
- [2] 吴嘉欣,朱保鹏,张懿,等.基于扩张状态观测器的永磁同步电机自抗扰无源控制[J].电机与控制应用,2018,45(5): 8.
- [3] LASCU C, BOLDEA I, BLAABJERG F. Super-twisting sliding mode control of torque and flux in permanent magnet synchronous machine drives[C]// IECON 2013 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014: 3171.
- [4] 邱鑫,黄文新,杨建飞,等.一种基于转矩角的永磁同步电机直接转矩控制[J].电工技术学报,2013,28(3): 56.
- [5] 陈炜,艾士超,谷鑫.基于最小电压矢量偏差的永磁同步电机直接转矩控制[J].电工技术学报,2015,30(14): 116.
- [6] 肖萌,史婷娜,王志强,等.基于多级滞环控制器的永磁同步电机直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2017,37(14): 4201.
- [7] 吕帅帅,林辉,李兵强.面装式永磁同步电机无差拍直接转矩控制[J].电机与控制学报,2017,21(9): 88.

(下转第88页)

机地面试验时,螺旋桨会受到扰流影响,造成螺旋桨的最高转速波动范围比仿真结果偏低。

3 结 语

(1) 突风对电机的安全可靠运行构成重大隐患。本文运用螺旋桨空气动力学理论建立了考虑突风的螺旋桨空气动力模型,采用速度 PI 控制策略降低了突风对飞机的影响,给出了突风气象条件下电推进系统 PI 控制参数的设定方法。

(2) 采用 MATLAB 仿真和样机试验对所提速度 PI 控制方法进行了验证。结果表明:按突风气象条件下设定的 PI 控制参数能有效地降低突风对飞机动态稳定性的影响。

【参 考 文 献】

- [1] 黄俊,杨凤田.新能源电动飞机发展与挑战[J].航空学报,2016,37(1): 57.
- [2] 杨凤田.我的通航梦[J].科技中国,2018(1): 66.
- [3] WANG S, KANG G, MENG J. Application of chaotic anti-control method in a novel 2-seat electrical airplane [C] // 2015 27th Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2005: 5000.
- [4] MAJUMDER L, RAO S S. Interval-based multi-objective optimization of aircraft wings under gust loads[J].AIAA Journal,2009,47(3): 563.
- [5] CHEN P C, MOULIN B, RITZ E, et al. CFD-based aeroservoelastic control for supersonic flutter suppression, gust load alleviation, and ride quality enhancement [C] // 50th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference, 2009.
- [6] ZENG J, MOULIN B. Adaptive feedforward control for gust load alleviation [J]. Guidance, Control, and Dynamics, 2010, 33(3): 862.
- [7] MA S, WANG S, ZHANG C, et al. A method to improve the efficiency of an electric aircraft propulsion system [J]. Energy, 2017, 140: 436.
- [8] 马坤,段卓毅,耿建中.螺旋桨飞机起飞构型突风影响研究[J].飞行力学,2017,35(5): 13.
- [9] 刘沛清.空气螺旋桨理论及应用[M].北京:北京航空航天大学出版社,2006.
- [10] 汤新舟.永磁同步电机的矢量控制系统[D].杭州:浙江大学,2005: 8-9.
- [11] 王成元,夏加宽,杨俊友,等.电机现代控制技术[M].北京:机械工业出版社,2009.
- [12] 刘竹.带 PI 参数自整定的永磁同步电机伺服系统的设计与实现[D].长沙:湖南大学,2013.
- [13] 轻型运动类飞机电气推进装置设计与制造规范: ASTM 2840-14[S].

收稿日期: 2019-03-01

(上接第 82 页)

- [8] 韩京清.自抗扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术[M].北京:国防工业出版社,2008.
- [9] 贾洪平,孙丹,贺益康.基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2006, 26(20): 134.
- [10] 贾洪平,贺益康.永磁同步电机滑模变结构直接转矩控制[J].电工技术学报,2006,21(1): 1.
- [11] 毛亮亮,周凯,王旭东.永磁同步电机变指数趋近律滑模控制[J].电机与控制学报,2016,20(4): 106.
- [12] 袁雷,沈建清,肖飞,等.插入式永磁低速同步电机非奇异终端滑模观测器设计[J].物理学报,2013, 62(3): 37.
- [13] 刘英培,栗然,梁海平.基于最小二乘支持向量机优化自抗扰控制器的永磁同步电机直接转矩控制方法[J].中国电机工程学报,2014,34(27): 4654.
- [14] 曾喆昭,吴亮东,杨振源,等.非仿射系统的自学习滑模抗扰控制[J].控制理论与应用,2016,33(7): 980.
- [15] 曾喆昭,吴亮东,陈韦名.基于 ESO 的一类线性时变系统自学习滑模控制方法[J].控制与决策, 2016,31(11): 2101.

收稿日期: 2018-12-18