

基于二阶滑模算法的永磁电机直接转矩控制

王凯东, 张 超

(沈阳工业大学 国家稀土永磁电机工程技术研究中心, 辽宁 沈阳 110870)

摘 要: 针对传统直接转矩控制(DTC)方法低速控制精度差、转矩脉动大、开关频率不稳定等问题,提出了一种基于二阶滑模控制的永磁电机 DTC 方法。该控制方法基于二阶滑模控制原理,将传统磁链控制器与转矩控制器以滑模控制器替代,对空间电压进行矢量调制,提高了开关频率的稳定性,获得了良好的动态稳定性,改善了电机输出性能。仿真与试验结果表明,该控制方法能够有效减小电流脉动与转矩脉动,同时提高了控制系统的抗干扰能力,实现了电机的快速动态响应,具有较强的鲁棒性能。

关键词: 永磁电机; 直接转矩控制; 二阶滑模; 转矩脉动

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)05-0033-05

Direct Torque Control of Permanent Magnet Motor Based on Second Order Sliding Mode Algorithm

WANG Kaidong, ZHANG Chao

(National Engineering Research Centre for REPM, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: Aiming at the problems of low precision control accuracy, large torque ripple and unstable switching frequency in traditional direct torque control (DTC) method, a DTC method based on second order sliding mode control for permanent magnet motor was proposed. Based on the second order sliding mode control principle, traditional flux controller and torque controller were replaced by sliding mode controller. Vector-modulating method was used to modulate the space voltage and the stability of switching frequency was improved. Also, dynamic and output performances of motor were improved. The simulation and experimental results showed that the control method could effectively reduce the current ripple and torque ripple. The anti-interference ability of control system was enhanced. The fast dynamic response and strong robust performance of motor were realized.

Key words: permanent magnet motor; direct torque control (DTC); second order sliding mode; dynamic response

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)具有损耗小、效率高、功率密度高、控制简单等优点,广泛应用于工业自动化、航空航天、电驱动等领域^[1]。PMSM 伺服控制性能直接影响电机的输出特性,如何提高 PMSM 伺服控制精度一直是电机控制领域的研究热点。

高精度伺服控制要求电机具有位置跟踪精确、抗干扰能力强、动态响应快等特点^[2],传统

直接转矩控制(DTC)具有结构简单、响应快速、鲁棒性强等特点,但由于采用滞环比较与查表进行定子电压矢量输出,使其存在电流与转矩脉动大、逆变器开关频率不恒定、电机振动噪声大等问题。为了解决上述传统 DTC 方法存在的问题,学者们提出了多种方法。文献[3]将空间矢量脉宽调制(SVPWM)与 DTC 相结合,通过转矩 PI 闭环对参考电压进行计算,在此基础上采用 SVPWM 生成固定开关频率脉冲,从而减小电流的谐波含量。文献[4]通过构建多电平控制

功率变换器,将多个空间电压矢量作用于电机,使磁链与转矩平滑,但增加了控制系统的硬件成本与复杂性。文献[5]将模糊理论应用于电机的 DTC 系统,提高了系统的响应速度,增强了系统的鲁棒性,但其计算量大,难以对电机进行实时控制。文献[6]为了减小磁链与转矩脉动,在传统转矩控制算法数学模型的基础上,结合 SVPWM 技术,提出了改进 DTC 定频多目标优化控制模型。文献[7]采用二阶滑模控制算法对永磁直线电机伺服系统进行设计,保证了电机在出现参数变化与阻力扰动时转子速度能够严格跟踪其参考信号,消除了磁阻作用和推力波动的影响,有效削弱了永磁直线电机的抖振现象。文献[8]提出一种针对电机速度控制的二阶滑模算法,通过对实际位置信号进行检测来计算实际速度值,提高了伺服系统的稳定性,但该方法计算量大、控制特性复杂。文献[9]在 DTC 系统中建立了四维开关表,但由于每个有效矢量的长度相等,方向固定,使得 DTC 方法对输出矢量的控制能力受到严重限制,容易在稳态运行时出现不理想的转矩与磁链波动。文献[10]将转矩与磁链误差作为输入,通过 2 个 PI 控制器输出定子参考电压,同时采用 SVPWM 逆变器的开关状态,但 PI 系数对电机参数与工作特性敏感,无法保证系统的鲁棒性。文献[11]将二阶滑模控制方法引入无刷直流电机的调速系统,规避了无刷直流电机的抖振现象,提高了控制系统的抗干扰能力。

本文在上述研究的基础上,基于二阶滑模控制理论对磁链与转矩控制器进行设计,将绕组电流作为控制量,实现电机给定位的快速跟踪,同时提高了电机控制驱动系统的抗干扰能力,改善了电机的动态控制特性。

1 PMSM 数学模型

作为控制系统的基础,PMSM 在 d - q 轴旋转坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q —— d 、 q 轴电压;

R ——定子电阻;

p ——微分算子;

L_d 、 L_q —— d 、 q 轴电感;

ω_e ——转子电角速度;

i_d 、 i_q —— d 、 q 轴电流;

ψ_f ——永磁体磁链。

采用下列变换矩阵对式(1)进行变换:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: f_α 、 f_β ——静止坐标系中的变量;

f_d 、 f_q —— dq 旋转坐标系中的相应变量;

θ_e —— dq 坐标系与 $\alpha\beta$ 坐标系之间的夹角。

变换后可求得 α - β 两相静止坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_d - L_q)(\omega_e i_d - i_q) + \psi_f \omega_e \\ -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (3)$$

将式(3)第二项定义为扩展反电动势,可得:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_d - L_q)(\omega_e i_d - i_q) + \omega_e \psi_f \\ -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (4)$$

将式(3)表示为状态方程:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L_d & -\omega_e(L_d - L_q)/L_d \\ \omega_e(L_d - L_q)/L_d & -R/L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + 1/L_d \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

$\alpha\beta$ 静止坐标系下的定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_\alpha = u_\alpha - Ri_\alpha \\ \psi_\beta = u_\beta - Ri_\beta \end{cases} \quad (6)$$

电机转矩为

$$T = 1.5p(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (7)$$

式中: p ——电机极对数。

在电磁转矩的基础上,可求得电机的机械运动方程^[12]:

$$T - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B_v \omega \quad (8)$$

式中: T_L ——负载转矩;

J ——转子转动惯量;

B_v ——黏滞摩擦因数。

2 二阶滑模直接转矩控制器设计

2.1 滑模控制原理

对于非线性动态系统,其数学表达式为

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x) + g(t, x)u \\ y = y(t, x) \end{cases} \quad (9)$$

其中: x 为状态变量, $x \in R^n$ (R^n 为 n 维实数空间); u 为控制函数的输入; $f(t, x)$ 、 $g(t, x)$ 为不确定的光滑函数; $y(t, x)$ 为输出函数, 即滑模量。

滑模变量的一阶与二阶导数如式 (10) 所示:

$$\begin{cases} \dot{y} = \frac{\partial}{\partial x} [y] [f(x) + g(x)u] \\ \ddot{y} = \frac{\partial}{\partial x} [\dot{y}] [f(x) + g(x)u] + \frac{\partial}{\partial u} [\dot{y}] \dot{u} \end{cases} \quad (10)$$

基于式 (10) 中控制函数 u 有界且连续的特性, 假设输入输出条件:

$$\begin{cases} 0 < L_m \leq \frac{\partial \ddot{\sigma}}{\partial u} \leq L_M \\ |\ddot{\sigma}|_{u=0} \leq K \end{cases} \quad (11)$$

其中: $L_m, L_M, K \in R^+$ (R^+ 为正实数集)。

在上述设定的有限区间内, 由式 (10) 和式 (11) 可得:

$$\ddot{\sigma} \in [-K, K] + [L_m, L_M]u \quad (12)$$

二阶滑模轨迹位于滑模面 $\sigma(x, t) = 0$ 和 $\dot{\sigma}(x, t) = 0$ 的交集上, 式 (11) 计算结果与初始系统式 (9) 无关, 因此, 二阶滑模控制具有较强的鲁棒性。

2.2 二阶滑模控制器设计

在二阶滑模控制规律设计中, 超螺旋算法在无需滑模变量微分信息的情况下, 能够使系统在有限时间内围绕原点螺旋式旋转, 最后到达原点。超螺旋算法的控制形式如式 (13) 所示:

$$\begin{cases} u = -W_1 |\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\sigma) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -W_2 \text{sgn}(\sigma) \end{cases} \quad (13)$$

超螺旋算法下的系统若要达到收敛状态, W_1, W_2 需要满足:

$$\begin{cases} W_1^2 \geq \frac{4CK_M(W_2 + C)}{K_m^3(W_2 - C)} \\ W_2 > \frac{C}{K_m} \end{cases} \quad (14)$$

其中: $C, K_m, K_M \in R^+$ 。

基于第 2.1 节所述的滑模算法基本原理, 将

二阶滑模算法应用于 PMSM 控制器设计。定义磁链滑模面函数:

$$s_\psi = \psi_s^* - \psi_s \quad (15)$$

基于滑模控制的基本原理, 可得磁链控制器的表达式为

$$\begin{cases} u_{sd}^* = K_p |s_\psi|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(s_\psi) + u_{sd} \\ \frac{d}{dt} u_{sd1} = K_i \text{sgn}(s_\psi) \end{cases} \quad (16)$$

其中: K_p, K_i 为增益, 满足 $K_i > C/K_m, K_p^2 > 2K_i K_m + C$ 。

假设定子磁链恒定不变, 可得转矩动态方程为

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2} p \psi_s \frac{di_q}{dt} \quad (17)$$

定义转矩滑模面函数:

$$s_T = T_e^* - T_e \quad (18)$$

基于二阶滑模控制基本原理, 转矩控制器表达式为

$$\begin{cases} u_{sq} = K_p |s_T|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(s_T) + u_{sq1} \\ \frac{d}{dt} u_{sq1} = K_i \text{sgn}(s_T) \end{cases} \quad (19)$$

在上述理论研究的基础上, 构建二阶滑模算法控制器设计框图, 如图 1 所示。

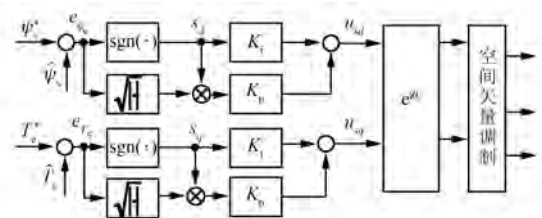


图1 二阶滑模算法控制器设计框图

将滑模控制算法与 DTC 方法结合, 可得永磁电机直接转矩滑模控制框图, 如图 2 所示。

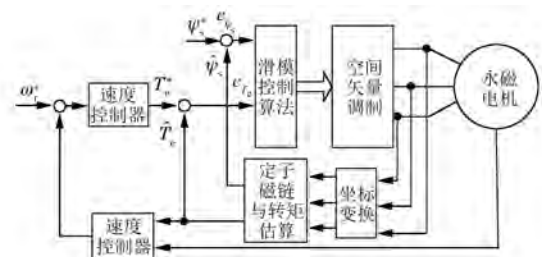


图2 直接转矩滑模转矩控制框图

3 仿真分析与试验验证

3.1 仿真分析

以 1 台表贴式 PMSM 为控制对象, 基于 MATLAB/Simulink 建立二阶滑模算法 PMSM 系统。仿真系统中的电机参数设置如下: 电机极对数 $p=4$; 电机交直轴电感 $L_d=L_q=0.05$ mH; 电机定子电阻 $R=0.05$ Ω ; 电机转子转动惯量 $J=0.008$ kg·m²; 电机额定转速为 500 r/min; 额定转矩为 10 N·m; 增大定子电压为 300 V。将上述 PMSM 参数输入控制系统。

将二阶滑模控制算法引入控制系统, 与传统 DTC 算法进行比较。PMSM 转速设定为 500 r/min, $t=0.1$ s 时施加 2.5 N·m 负载转矩, 仿真所得永磁电机转速波形如图 3 所示。突加负载后, 二阶滑模控制算法下的转速响应速度优于传统 DTC 下的转速响应速度, 同时电机转速稳定性也有所提高。

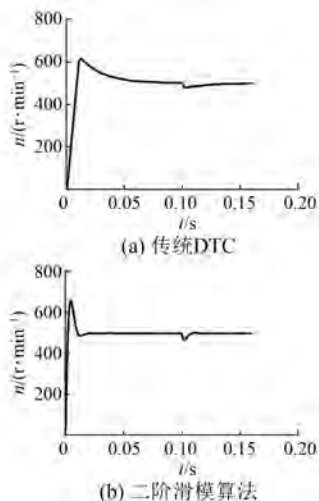


图3 永磁电机转速波形

突加负载后, 永磁电机转矩响应如图 4 所示。二阶滑模算法控制下的转矩脉动明显减小, 有利于永磁电机输出平稳的转矩, 改善了永磁电机的转矩输出特性。

施加额定负载, 不同控制方式下的永磁电机电流波形如图 5 所示。由图 5 可以看出, 传统 DTC 方法下的永磁电机电流畸变率为 4.7%, 二阶滑模控制方法下的永磁电机电流畸变率为 2.75%, 减小了 1.95%。

3.2 试验验证与分析

为了验证所提二阶滑模控制算法在永磁电机

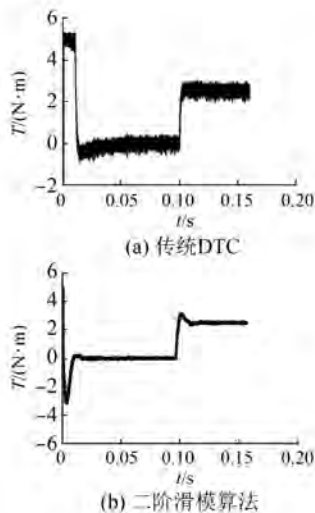


图4 永磁电机转矩波形

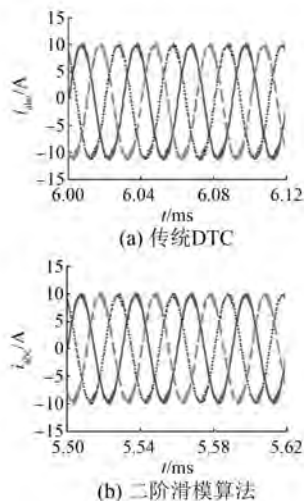


图5 不同控制方法下的永磁电机电流波形

DTC 中的优异特性, 搭建基于二阶滑模控制算法的 DTC 试验平台, 如图 6 所示。通过测功机施加负载, 模拟负载转矩扰动。



图6 试验平台

突加负载下的永磁电机转速响应波形如图 7

所示。

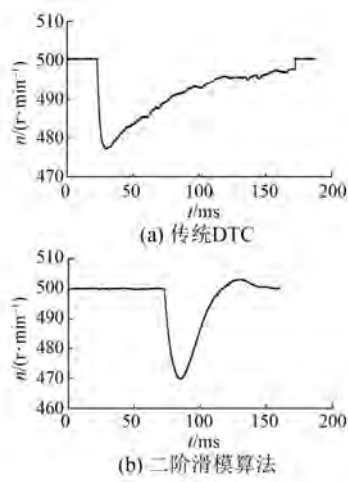


图 7 突加负载下的永磁电机转速响应波形

从图 7 可以看出,突加负载后,与传统 DTC 方法相比,采用二阶滑模算法的 DCT 方法能够快速调节电机转速,提高系统的动态响应,即本文提出的二阶滑模算法 DTC 策略能够抑制外界干扰对电机输出性能的影响,提高系统的鲁棒性。

施加额定负载,二阶滑模算法控制下的电机稳态转矩和电流波形如图 8 和图 9 所示。

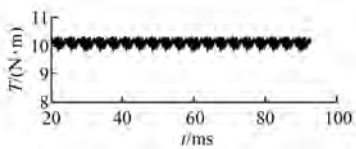


图 8 二阶滑模算法控制下的转矩试验波形

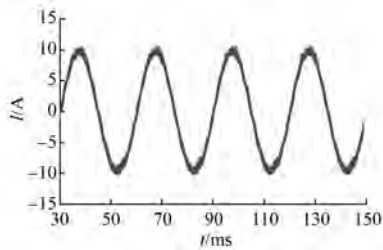


图 9 二阶滑模算法控制下的电流试验波形

为了直观说明不同控制算法对电机性能的影响,定义转矩脉动公式:

$$T_{\text{ripple}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (T_i - T_{\text{av}})^2} \tag{20}$$

式中: T_i ——转矩瞬时采样值;

T_{av} ——转矩采用平均值。

由此可得出电机转矩脉动和电流畸变率如表 1 所示。从表 1 可以看出,采用二阶滑模算法后,电机转矩脉动减小了 1.7%,电流畸变率减小了 2.5%。

表 1 电机转矩脉动和电流畸变率

性能指标	传统算法	二阶滑模算法
转矩脉动/%	5.2	3.5
电流畸变率/%	5.3	2.8

3 结 语

为了解决 PMSM 传统 DTC 方法存在的抖动与鲁棒性差的问题,本文提出基于二阶滑模算法的 DTC 方法。该控制方法应用于永磁电机的调速系统中,基于超螺旋算法的控制规律,对绕组电流进行控制,仿真与试验结果表明,与传统 DTC 方法相比,所提二阶滑模 DTC 方法能够显著提高控制系统的动态响应时间,改善系统的鲁棒性,保证永磁电机的稳定运行。

【参考文献】

[1] 吴飞,王杰,李鹏瀚. 永磁同步电机的改进快速终端滑模控制[J]. 电机与控制应用,2018,45(9): 9.

[2] 李英强,杨明,龙江,等. 基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无电流传感器预测控制[J]. 电机与控制应用,2018,45(1): 107.

[3] TANG L,ZHONG L,RAHMAN M F,et al. A novel direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive with low ripple in flux and torque and fixed switching frequency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 (2): 346.

[4] 陈息坤,杨成子,黄萍,等. H 桥级联三相大功率逆变器 SVM 优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018,38(1): 250.

[5] 王晓远,田亮,冯华. 无刷直流电机直接转矩模糊控制研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(15): 134.

[6] 薛诚,宋文胜,冯晓云. 五相永磁同步电机多目标优化直接转矩控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2016,36(6): 1695.

(下转第 54 页)

将电机转速减小到 0 r/min, 停止时转速、转矩响应结果如图 13 所示。

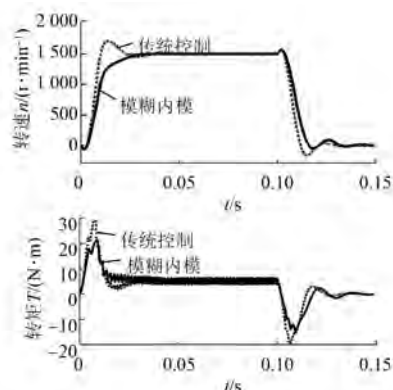


图 13 停止时转速、转矩响应结果

由图 13 可以看出, 当转速达到 1 500 r/min 后, 在 0.10 s 时将电机转速降低到 0 r/min, 模糊-内模停止期间波动较小, 能快速达到给定转速; 转矩在 0.10 s 后有 0.04 s 的巨大降落, 可用于制动能量回收。

由以上仿真比较可以明显地看出, 基于模糊-IMC 方法设计的驱动系统在超调控制和系统调节时间方面都明显优于传统双闭环控制系统, 验证了该设计方法的有效性、准确性和快速性。

4 结 语

本文在双闭环控制结构的基础上, 根据 IMC 性质推导出 ACR 和 ASR 的传递函数, 并加入了模糊控制。最后将内模-模糊控制的驱动系统与传统驱动系统进行比较, 得出如下结论: 在电机参数相同的情况下, 不论是转速还是转矩, 内模-模

糊控制的响应速度、超调量, 拥有更好的综合性能, 而相对于复杂智能算法, 其设计方法简单, 控制器更易实现, 为改善无刷直流驱动系统的性能开辟了一种新途径。

【参考文献】

- [1] 阮毅, 杨影, 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 5 版. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [2] 李珍国, 周生海, 王江浩, 等. 无刷直流电动机双闭环调速系统的转矩脉动抑制研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(15): 156.
- [3] 夏斯权. 改进鱼群算法在双闭环调速系统中的应用[J]. 轻工机械, 2017, 35(5): 48.
- [4] 李东, 冯金磊, 孔全存, 等. 基于双 H 桥变换器的无刷直流电机转矩脉动抑制方法[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(7): 30.
- [5] 程启明, 杨小龙, 高杰, 等. 基于参数可变 PID 控制器的永磁无刷直流电机转速控制系统[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(1): 18.
- [6] 郑光, 王逸冉. 双闭环直流调速系统优化及仿真研究[J]. 计算机仿真, 2013, 30(7): 321.
- [7] 王佳伟, 杨亚非, 钱玉恒, 等. 基于内模控制的工业控制系统仿真器鲁棒 PID 控制器设计[J]. 实验技术与管理, 2015, 32(1): 120.
- [8] 尹忠刚, 张迪, 蔡剑, 等. 基于三自由度内模控制的永磁同步电机矢量控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(21): 55.
- [9] 唐小军, 王道波, 王寅, 等. 基于虚拟参考反馈校正法的内模控制方法[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2016, 44(5): 66.
- [10] 刘成强, 徐海港. 纯电动车驱动电机控制系统建模与仿真研究[J]. 机械设计与制造, 2018(增刊 1): 107.

收稿日期: 2019-01-16

(上接第 37 页)

- [7] 孙宜标, 杨雪, 夏加宽. 采用鲁棒微分器的永磁直线同步电机二阶滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 6.
- [8] 杨婧, 纪科辉, 赵新龙, 等. 基于二阶滑模算法的永磁同步电机控制[J]. 微特电机, 2018, 46(2): 38.
- [9] XIA C, WANG S, WANG Z, et al. Direct torque control for VSI-PMSMs using four-dimensional switching-table[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5774.
- [10] ANDREESCU G D, PITIC C L, BLAABJERG F, et al. Combined flux observer with signal injection

enhancement for wide speed range sensorless direct torque of IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(2): 393.

- [11] 王君力, 张安堂, 张颖, 等. 基于二阶滑模算法的无刷直流电机转速控制研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(4): 80.
- [12] INOUE Y, MORIMOTO S, SANADA M. Control method suitable for direct torque control based motor drive system satisfying voltage and current limitations[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 48(3): 3000.

收稿日期: 2019-02-12