

永磁同步电机无差拍电流控制电流 稳态误差消除算法

谢传林, 曾岳南, 王发良, 许小龙, 沈志峰
(广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006)

摘要: 电流环的响应速度决定永磁同步电机伺服系统的响应速度。无差拍电流控制可以使电流环具有良好的响应速度,但当电机参数与控制算法中电机参数不匹配时电流会产生稳态误差,无法输出期望转矩。针对该问题将离散积分加入无差拍电流控制算法中并且给出积分系数的取值范围,消除了因电机参数变化而引起的电流稳态误差,提高了电流跟踪精度。最后通过仿真与试验验证了所提算法的有效性和实用性。

关键词: 永磁同步电机; 无差拍电流控制; 电流稳态误差; 离散积分

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)11-0034-05

Current Steady Error Elimination Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Motor Dead-Beat Current Control

XIE Chuanlin, ZENG Yuenan, WANG Faliang, XU Xiaolong, SHEN Zhifeng
(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: The response speed of current loop of permanent magnet synchronous motor (PMSM) servo system determines the servo system response speed. The dead-beat current control allowed PMSM current control loop to have a good response speed. However, when the actual motor parameters did not match the motor parameters in the control algorithm, current steady error would be produced, and the desired torque could not be output. The discrete-time integral was added to the dead-beat current control algorithm and the range of integral coefficients was given, which eliminated the current steady error caused by the change of motor parameters and the accuracy of current tracking was improved. Finally, the validity and practicability of the proposed algorithm were verified by experiments.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); dead-beat current control; current steady error; discrete-time integral

0 引言

永磁同步伺服系统一般采用三环级联控制结构,最内环为电流环,电流环的主要目标是控制电机电流严格跟随给定电流的变化^[1]。在三环控制结构下,电流环的响应速度直接决定了伺服系统的响应速度,提高电流环的响应速度是提高交流伺服系统动态性能的关键。

在工业运用中,永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)电流环控制器

主要采用传统PI控制器,具有控制结构简单、可靠性高、易于实现等优点,但响应速度较慢。电流环采用无差拍控制具有良好的响应速度,但其依赖精确的电机数学模型^[2-3]。在实际情况下,受温度等因素的影响,电机参数(电阻、电感、磁链)不断变化,当电机参数与控制算法中的电机参数不匹配时,电流会出现稳态误差,使电流跟踪性能变差。针对该问题国内外学者进行了大量研究。文献[4]通过在 d 轴电流控制器中加入误差积分作用,并根据 q 轴电流的响应,动态调整控制器电

作者简介: 谢传林(1989—),男,硕士研究生,研究方向为伺服驱动控制系统。

曾岳南(1962—),男,博士,教授,研究方向为电力电子功率变换器、电力传输运动控制。

机磁链参数,但忽略电感变化对 d 轴电流影响和电阻变化引起的稳态误差。文献[5]提出基于自回归最小二乘的电机参数辨识来调整无差拍电流控制器的参数,但是该方法计算量大,影响系统的动态性能。文献[6]提出基于扩展状态观测器,利用观测获得的控制系统扰动量对电机的参考电压进行修正,但其计算量大,工程实现复杂。

根据 PMSM 在 $d-q$ 旋转坐标系下的数学模型推导出无差拍电流控制模型。从理论上推导了电机参数变化时,采用无差拍电流控制算法 $d、q$ 轴电流产生的稳态误差,将离散积分加入无差拍电流控制算法中并给出积分系数取值范围,消除了因电机参数变化而引起的电流稳态误差,提高了电流跟踪性能。最后,通过系统仿真和试验验证了所提算法的有效性。

1 PMSM 的数学模型

表贴式 PMSM 在 $d-q$ 旋转坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d - Ri_d + \omega_e Li_q \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - Ri_q - \omega_e Li_d - \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω_e ——电角速度;
 R ——电阻;
 ψ_f ——永磁体磁链;
 L ——电感;
 $u_q、u_d$ —— $d、q$ 轴电压;
 $i_q、i_d$ —— $d、q$ 电流。

2 无差拍电流控制

对式(1)进行离散,可得 PMSM 无差拍电流控制模型为

$$\mathbf{i}(k+1) = \mathbf{F}(k) \cdot \mathbf{i}(k) + \mathbf{G}u(k) + \mathbf{H}(k) \quad (2)$$

其中:

$$\mathbf{i}(k) = [i_d(k) \quad i_q(k)]^T; \mathbf{u}(k) = [u_d(k) \quad u_q(k)]^T$$

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{TR}{L} & \omega_e(k)T \\ -T\omega_e(k) & 1 - \frac{TR}{L} \end{bmatrix}; \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{T}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T\omega_e(k)\psi_f}{L} \end{bmatrix}.$$

式中: T ——采样周期。

由式(2)可得控制电压为

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{G}^{-1}[\mathbf{i}^*(k) - \mathbf{F}(k) \cdot \mathbf{i}(k) - \mathbf{H}(k)] \quad (3)$$

式中: $\mathbf{i}^*(k)、\mathbf{i}(k)$ ——给定电流和反馈电流。

由式(2)、式(3)可知,无差拍电流控制中反馈电流经过 1 个采样周期 T 后无差跟踪给定电流。由于 T 较小,为了方便分析,令 $1-TR/L=1$,当反电动势和 $d、q$ 轴之间的相互耦合完全补偿时(即电机参数与控制算法中电机参数相匹配时),无差拍控制就相当于高增益的 P 控制,如图 1 所示。

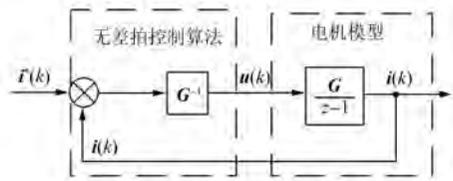


图 1 传统无差拍电流控制框图

在数字控制中无差拍电流控制存在采样延时,即计算控制电压 $\mathbf{u}(k)$ 时并不是 $\mathbf{i}(k)$,而是 $\mathbf{i}(k-1)$,延时的存在会使系统稳定性下降,电流出现震荡^[7]。为了消除采样延时的影响,本文根据文献[8]进行延时补偿。带有延时补偿的无差拍电流控制框图如图 2 所示。

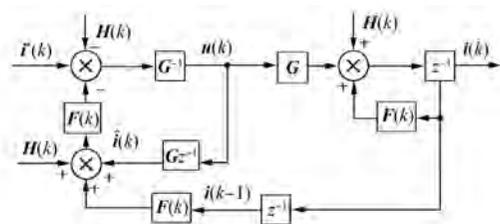


图 2 带有延时补偿的无差拍电流控制框图

补偿后控制电压为

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{G}^{-1}[\mathbf{i}^*(k) - \mathbf{F}(k) \cdot \hat{\mathbf{i}}(k) - \mathbf{H}(k)] \quad (4)$$

其中: $\hat{\mathbf{i}}(k)$ 是预测下一拍的电流,其表达式为

$$\hat{\mathbf{i}}(k) = \mathbf{F}(k) \cdot \mathbf{i}(k-1) + \mathbf{G}u(k-1) + \mathbf{H}(k) \quad (5)$$

3 参数敏感性分析及消除电流稳态误差

3.1 参数敏感性分析

在实际情况下,受到温度等因素的影响,电机各参数会产生变化。当电机中的参数与控制算法中电机参数不匹配时,电流出现稳态误差,本文从理论对电机参数(电阻、电感、磁链)变化时电流产生的稳态误差进行推导。

3.1.1 电阻变化对电流稳态误差的影响

假设电机电感和磁链不变,令 $1-TR/L=\alpha, 1-T\hat{R}/L=\hat{\alpha}$, 其中, R 为电机额定电阻, \hat{R} 为变化后的电阻。由图 2 得, 电流闭环传递函数为

$$G(z) = \frac{i(k)}{i^*(k)} = \frac{z}{(z + \hat{\alpha})(z - \alpha) + \hat{\alpha}^2} \quad (6)$$

当给定为单位阶跃信号时,系统的稳态误差可以表示为

$$e(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} \left[(z - 1) \cdot \frac{z}{z - 1} \cdot G(z) \right] \approx \frac{1}{1 + 2G\Delta R} \quad (7)$$

式中: ΔR ——电阻偏差, $\Delta R = R - \hat{R}$ 。

由式(6)、式(7)可知,定子电阻随绕组温度发生变化时, $\Delta R \neq 0$, 因 $i_d^*(k) = 0$, 电阻变化不影响 d 轴电流, 只会使 q 轴电流出现稳态误差。

3.1.2 电感和磁链变化对电流稳态误差的影响

假设电阻不变,联立式(2)、式(4)、式(5)整理可得,在稳态情况下,参数变化时反馈电流与给定电流之间的稳态误差为

$$i_d(k+1) = \frac{\Delta L}{\hat{L}} i_d(k-1) + \frac{\Delta L}{\hat{L}} \omega_e(k) i_q(k-1) T + \frac{\Delta L}{\hat{L}} i_d^* \quad (8)$$

$$i_q(k+1) = \frac{\Delta L}{\hat{L}} [\omega_e(k) i_d(k-1) T] + \frac{\Delta \psi_f}{\hat{L}} \omega_e(k) T + \frac{\Delta L}{\hat{L}} i_q(k-1) + \frac{\Delta L}{\hat{L}} i_q^* \quad (9)$$

式中: ΔL 、 $\Delta \psi_f$ ——定子电感和转子磁链偏差,

$$\Delta L = L - \hat{L}, \Delta \psi_f = \psi_f - \hat{\psi}_f;$$

$$\hat{L}、\hat{\psi}_f \text{——电机变化后的电感和磁链。}$$

在稳态情况下, $i_d(k+1) = i_d(k) = i_d(k-1)$, $i_q(k+1) = i_q(k) = i_q(k-1)$, 则式(8)、式(9)可简

化为

$$\begin{cases} \Delta i_d^* = \frac{\Delta L}{L} \omega_e(k) i_q(k) T \\ \Delta i_q^* = \frac{\Delta L}{L} [\omega_e(k) i_d(k) T] + \frac{\Delta \psi_f}{L} \omega_e(k) T \end{cases} \quad (10)$$

其中: $\Delta i_d^* = i_d(k+1) - i_d^*(k)$; $\Delta i_q^* = i_q(k+1) - i_q^*(k)$ 。

由式(10)可知,当电机的电感和磁链与控制算法中电机的电感和磁链不匹配时,反电动势和 d 、 q 轴之间的相互耦合不能完全补偿,使 d 、 q 轴电流相互影响,导致 d 、 q 轴电流产生稳态误差。 d 轴电流的稳态误差仅与电感偏差和 q 轴稳态电流有关; q 轴电流的稳态误差不仅与电感偏差和 d 轴稳态电流有关,而且与磁链偏差有关。

3.2 消除电流稳态误差

为了提高跟踪精度,消除电流稳态误差,可在无差拍电流控制算法中加入离散积分。当电机参数变化时预测电流 $\hat{i}(k)$ 出现稳态误差,定义误差为

$$e(k) = i^*(k) - \hat{i}(k) \quad (11)$$

由式(7)和式(5)可得:

$$e(k+1) = i^*(k) - F(k) \cdot \hat{i}(k) - Gu(k) - H(k) \quad (12)$$

加入离散积分后,式(4)控制电压 $u(k)$ 可以表示为

$$u(k) = G^{-1} [i^*(k) - F(k) \cdot \hat{i}(k) - H(k) + U(k)] \quad (13)$$

$$U(k) = K_1 \sum_{i=1}^k e(i) \quad (14)$$

式中: K_1 ——积分系数矩阵, $K_1 = \begin{bmatrix} k_i & 0 \\ 0 & k_i \end{bmatrix}$;

k_i ——积分系数。

要使稳态误差为零,则必须满足:

$$\|e(k+1)\| < \|e(k)\| \quad (15)$$

将式(13)代入式(12),可得:

$$e(k+1) = -U(k) \quad (16)$$

结合式(12)、式(14)可知:

$$e(k+1) = -K_1 (-K_1 + I_2)^{(k-1)} e(1) \quad (17)$$

其中: $I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$; $e(1)$ 为初始时刻的误差。

为了使稳态误差收敛到零,选取 K_1 值时必须满足式(16)。 K_1 的特征值,即积分系数 k_i 。 k_i 一

定大于零;如果 $k_i < 0$, 当 $k \rightarrow \infty$ 时 $(-K_i - I_2)^{(k-1)}$ 发散, 则 $e(k+1)$ 发散, 不满足式 (16), 不能消除电流稳态误差; 当 $k_i = 0$ 时, 无差拍电流控制为未加入离散积分; $k_i > 2$ 与 $k_i < 0$ 分析相同; 当 $k_i = 2$ 时, $e(k+1) = e(k)$, 不满足式 (16); 若 $0 < k_i < 2$, 当 $k \rightarrow \infty$ 时 $(-K_i - I_2)^{(k-1)}$ 收敛到零, 则 $e(k+1)$ 收敛到零, 满足式 (16), 可以消除电流稳态。综上所述, k_i 取值范围为 $k_i \in (0, 2)$ 。加入离散积分的无差拍电流控制框图如图 3 所示。

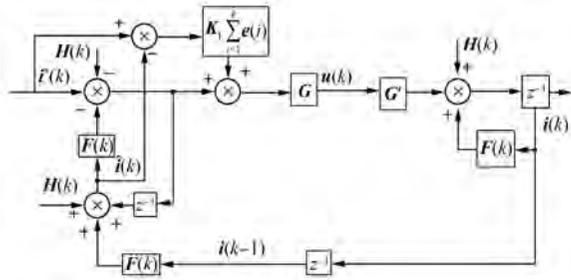


图 3 加入离散积分的无差拍电流控制框图

4 仿真

在 MATLAB/Simulink 平台搭建 PMSM 双闭环控制系统。采用 $i_d = 0$ 的矢量控制策略, 对电机参数变化时加入离散积分的无差拍电流控制与未加入积分无差拍电流控制的控制效果进行对比。仿真所用 PMSM 参数如表 1 所示。速度环采用传统的 PI 控制器, PI 控制器的参数使用工程整定法可得^[1]。

表 1 伺服电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
R/Ω	1.12	ψ_f/Wb	0.14
L_d/mH	2.758	p	4
L_q/mH	2.758	$n_N/(r \cdot \min^{-1})$	2 500
$J/(kg \cdot m^2)$	0.000 36	I_N/A	7
$n_{max}/(r \cdot \min^{-1})$	3 000	$T_N/(N \cdot m)$	6

在 0.03 s 时, 给定额定转速 2 500 r/min; 0.08 s 时突加 2 N·m 负载转矩; 在 0.16 s 突卸负载。采样周期 $T = 0.000 1$ s, 离散积分系数 $k_i = 0.5$, 速度环比例系数 $k_{ps} = 0.032$, 速度环积分系数 $k_{is} = 10.47$ 。本文主要对以下 3 种情况电机参数变化对电流控制效果的影响进行了仿真验证: (1)

保持电感和磁链不变, 定子电阻变为 2 倍额定电阻; (2) 保持电阻和磁链不变, 电感变为 0.8 倍的额定电感; (3) 保持电阻和电感不变, 磁链变为 0.8 额定磁链。电机参数变化时电流响应仿真波形如图 4 所示。

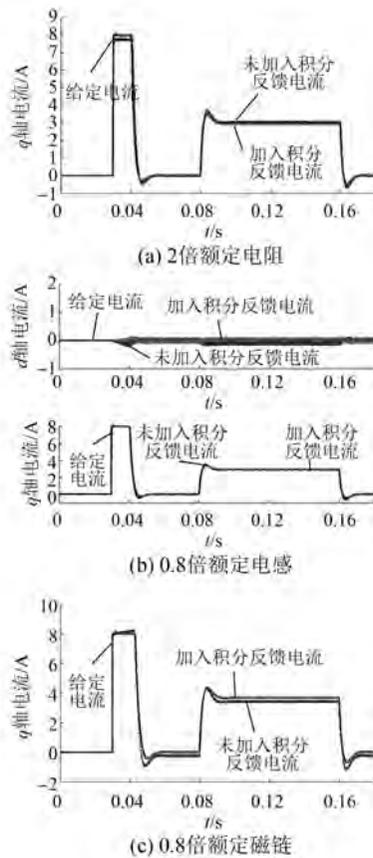


图 4 电机参数变化时电流响应仿真波形

由图 4 可知, 当电机参数变化时, 采用无差拍电流控制算法的 d 、 q 轴电流会出现稳态误差, 且稳态误差与理论分析一致。采用加入离散积分的无差拍电流控制算法有效消除了由电机参数变化时引起的电流稳态误差, 提高了电流跟踪精度。

5 试验

将以上研究内容在由广州数控 GS2050t 驱动器, GSK-110SJT-M040E 交流 PMSM 构成的运动控制系统上进行验证。电机参数如表 1 所示。试验中的速度环 PI 控制器参数、转速给定、加载、卸载和电机参数变化如同仿真。

当电机参数变化时, 电流环采用无差拍控制,

电流试验波形分别如图 5(a)~图 5(d)所示。

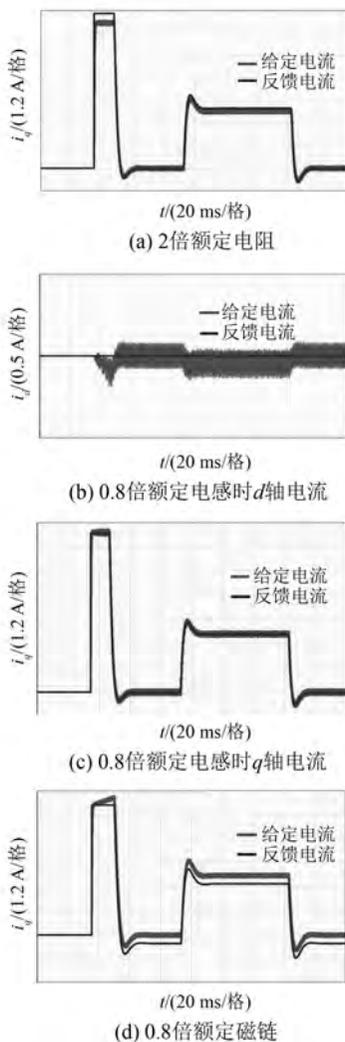


图 5 电机参数变化时电流响应试验波形

由图 5 可知,试验波形和仿真波形相吻合。当电机参数变化时,采用无差拍电流控制算法的 d 、 q 轴电流会出现稳态误差。

当电机参数变化时,电流环采用加入离散积分的无差拍电流控制算法,电流试验波形分别如图 6(a)~图 6(d)所示。

由图 6 可知,加入离散积分的无差拍电流控制算法,有效地消除了电机参数变化引起的电流稳态误差,进一步验证了本文所提算法的有效性和实用性。

6 结 语

本文研究了无差拍电流控制算法对电机参数的敏感性问题。首先,从理论上推导了电机参数

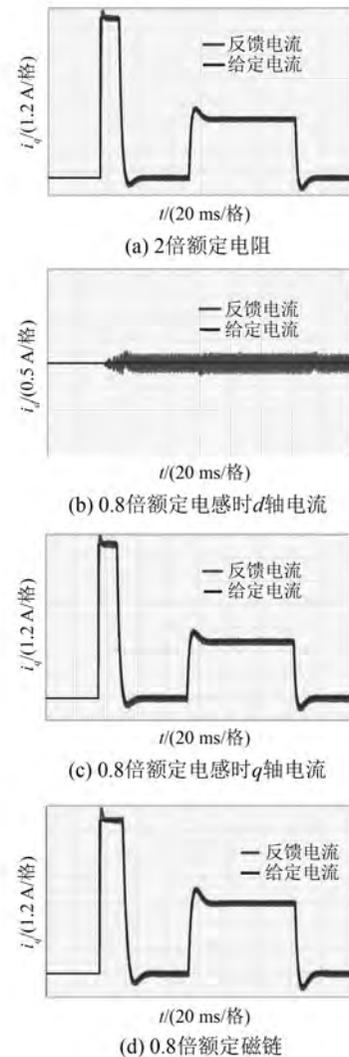


图 6 加入积分后电机参数变化时电流响应试验波形

变化与控制算法中电机参数不匹配时采用无差拍电流控制时电流所产生的稳态误差。然后,提出了在无差拍电流控制算法加入离散积分消除电流稳态误差的方法,并给出积分系数取值范围。最后,通过仿真和试验验证了所提出算法可以有效地消除传统无差拍电流控制因电机参数变化时引起的电流稳态误差,提高了电流跟踪精度。

【参考文献】

- [1] 王悍泉,阮毅,陈伯时.电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2012.
- [2] PATRICIO C, MARIAN P K. Predictive control in power electronics and drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4312-4324.

(下转第 55 页)

- based stator resistance and speed estimation for sensorless vector controlled IPMSM drive[J]. *Electric Power Systems Research*, 2014, 108(3): 1-15.
- [7] 谷涛,李孟秋,黄庆,等.基于 EKF 的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. *电源技术*, 2016, 40(2): 430-433.
- [8] 张晓光,孙力,陈小龙,等.基于二阶滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. *电力自动化设备*, 2013, 33(8): 36-41.
- [9] CHEN C X, XIE Y X, LAN Y H. Backstepping control of speed sensorless permanent magnet synchronous motor based on slide model observer[J]. *International Journal of Automation and Computing*, 2015, 12(2): 149-155.
- [10] REN J J, LIU Y C, WANG N, et al. Sensorless control of ship propulsion interior permanent magnet synchronous motor based on a new sliding mode observer[J]. *ISA Transactions*, 2015, 54(2): 15-26.
- [11] HOSSEYNIA A, TRABELSIB R, MIMOUNIA M F, et al. Sensorless sliding mode observer for a five-phase permanent magnet synchronous motor drive[J]. *ISA Transactions*, 2015, 54(9): 462-473.
- [12] ZGORSKI A, SHI X L, GAUTHIER J Y. Sensorless position control for surface permanent magnet synchronous motors at zero speed and acceleration [J]. *IFAC Proceedings Volumes*, 2013, 46(11): 122-127.
- [13] CHI W C, CHENG M Y. Implementation of a sliding-mode-based position sensorless drive for high-speed micro permanent-magnet synchronous motors [J]. *ISA Transactions*, 2014, 53(2): 444-453.
- [14] 纪历,徐龙祥.基于假定旋转坐标的高速永磁同步电机无传感器控制[J]. *电工技术学报*, 2012, 27(11): 55-61.
- [15] 刘金琨,孙富春.滑模变结构控制理论及其算法研究与进展[J]. *控制理论与应用*, 2007, 24(3): 407-418.
- [16] 穆效江,陈阳舟.滑模变结构控制理论研究综述 [J]. *控制工程*, 2007, 14(增刊 2): 1-5.
- [17] 周永勤,崔延光,王旭东,等.永磁同步电机无位置传感器模糊滑模观测技术[J]. *哈尔滨工程大学学报*, 2013, 34(6): 728-733.
- [18] 张晓光,孙力,赵克.基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32(1): 111-116.
- [19] 袁雷,胡冰新,魏克银,等.现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M].北京:北京航空航天大学出版社,2016.
- [20] 李冉,龙雪涛,陈辉.基于锁相环的永磁同步电机无传感器控制[J]. *电气传动*, 2013, 43(8): 8-12.
- [21] LIN S Y, ZHANG W D. An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based PLL structure for position sensorless PMSM drives [J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2017, 88: 63-74.

收稿日期: 2018-07-06

(上接第 38 页)

- [3] WIPASURAMONTON P, ZHU Z Q, HOWE D. Predictive current control with current-error correction for PM brushless AC drives[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006, 42(4): 1071-1079.
- [4] 王庚,徐殿国.永磁同步电机电流预测控制电流静差消除算法[J]. *中国电机工程学报*, 2015, 35(10): 2544-2551.
- [5] ABBASZADEH A, MIREMADI M A, KHABURI D A, et al. Permanent synchronous motor predictive deadbeat current control-robustness investigation [C]//The 6th International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC2015), 2015: 406-411.
- [6] 张明晖,杨家强.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.
- [7] SPRINGOB L, HOLTZ J. High-bandwidth current control for torque ripple compensation in PM synchronous machines [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, 45(5): 713-721.
- [8] MOON H T, KIM H S, YOUN M J. A discrete-time predictive current control for PMSM [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(1): 464-472.

收稿日期: 2018-07-06