

基于滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制系统的优化研究

李江波, 刘述喜, 童磊

(重庆理工大学 电气与电子工程学院, 重庆 400054)

摘要: 为了优化传统基于滑模观测器(SMO)的永磁同步电机(PMSM)无传感器控制系统的性能, 分析了传统控制系统中相应模块的数学模型和控制算法存在的问题, 建立了优化的基于SMO的PMSM无传感器控制系统模型并进行了仿真。通过分析传统SMO的数学模型, 在保证SMO满足Lyapunov稳定条件的前提下, 根据电机不同工况对滑模增益进行实时优化, 提高了SMO的观测性能。为了提高锁相环(PLL)输出信号的质量, 在PLL输入端加上低通滤波器, 并对低通滤波环节造成的位置角度偏差进行补偿。通过仿真验证上述所采用优化策略的正确性和可行性, 结果表明: 优化模型在保证系统动态性能的同时能够获得比传统观察系统质量更高的观测信号。

关键词: 永磁同步电机; 滑模观测器; 锁相环; 角度补偿

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)11-0050-06

Optimization of Permanent Magnet Synchronous Motor Sensorless Control System Based on Sliding Mode Observer

LI Jiangbo, LIU Shuxi, TONG Lei

(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: In order to optimize the performance of sensorless control system of permanent magnet synchronous motor (PMSM) based on sliding mode observer (SMO), the mathematical model and control algorithm of the corresponding module in the traditional control system were analyzed, and the optimal SMO based sensorless control model of PMSM was established and simulated. By analyzing the traditional SMO, the sliding mode gain was optimized in real time according to the different operating conditions of the motor on the premise that the SMO satisfied the Lyapunov stability condition. The performance of SMO was improved. In order to improve the quality of the output signal of the phase locked loop (PLL), a low pass filter was added at the input of the PLL, and the position deviation caused by low pass filter was compensated. The correctness and feasibility of the above optimization strategy was verified by simulation. The results showed that the optimized model could obtain better observation signal than the traditional observation system under the condition of ensuring the dynamic performance of the system.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode observer (SMO); phase locked loop (PLL); angle compensation

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet

Synchronous Motor, PMSM) 具有功率密度大、可靠性高、能量转换效率高等优点^[1], 发展前景广阔。在电机控制过程中, 必须利用准确的转子位置与

作者简介: 李江波(1990—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动控制技术。

刘述喜(1969—), 男, 教授, 研究方向为电力电子变换器控制技术。

童磊(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为多功能变换器技术。

速度信号进行相应的坐标变换^[2]。传统的电机控制系统中大多采用磁编码器、光电编码器、旋转变压器等物理传感器对电机转子速度与位置进行检测。物理传感器存在着成本高、可靠性低、结构复杂等缺点,阻碍了 PMSM 的推广。电机无速度传感器技术由于其自身的优越性,成为目前交流调速的一个重要发展方向。

无传感器控制策略主要包括:高频注入法^[3-4]、模型参考自适应观测器法^[3,5-6]、卡尔曼滤波器法^[3,7]、滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)法^[3,8-13]以及假定坐标法^[14]等。与其他几种策略相比,滑模变结构控制是一种响应快、鲁棒性高的控制^[15-17]。通过 SMO 可得 PMSM 控制系统所需要的高精确和高实时性的转速和位置信号。但是,由于滑模控制的本质是一种高频切换的控制,使被观测值信号中含有高频抖动。从目前研究现状来看,主要从两方面来减小观测值的抖振:(1)优化滑模面函数和趋近方式;(2)减小突变扰动和复杂工况对观测器的影响。文献[8]引入混合非奇异终端滑模面,避免采用低通滤波器滤波造成的相位滞后问题,降低了系统复杂性,但其计算复杂。文献[17]用模糊控制器调节观测器开关函数输出幅值,减小抖振的同时加快到达速度。文献[18]通过建立扩展 SMO,用观测的负载转矩进行前馈,降低了 SMO 输入信号的波动,有效地降低了抖振。

本文在传统 PMSM 无传感器控制系统基础上,利用 Lyapunov 稳定理论得到滑模增益的取值范围,分析表明滑模增益的幅值理论上与转速成正比,进一步分析滑模增益在动态工况下对系统的影响,在保证观测值稳定收敛和系统性能要求的前提下,充分减小滑模增益。当电机转速较大时,传统锁相环(Phase Locked Loop, PLL)的开环增益会增大,导致 PLL 输出含有高频成分,故须对观测的反电动势进行低通滤波,然后对 PLL 提取的位置信号进行补偿。最后通过仿真验证了所提方案的可行性和优越性。

1 PMSM 数学模型

对于表贴式 PMSM,作如下假设:忽略铁心磁阻;永磁材料的电导率为零;不计涡流和磁滞损耗;转子上没有阻尼绕组;励磁磁场和电枢反应磁

场在气隙中均为正弦分布;相绕组中感应电动势在电机稳态运行时波形为正弦波。PMSM 在两相静止坐标系下的电流、电压方程为

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = \frac{1}{L}(-Ri_{\alpha} + u_{\alpha} - E_{\alpha}) \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = \frac{1}{L}(-Ri_{\beta} + u_{\beta} - E_{\beta}) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} E_{\alpha} = -w_e \cdot \Psi_f \cdot \sin \theta_e \\ E_{\beta} = w_e \cdot \Psi_f \cdot \cos \theta_e \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i_{\alpha}, i_{\beta}, u_{\alpha}, u_{\beta}$ ——静止坐标系下 α 轴与 β 轴的定子电流和电压分量;

L, R ——定子电感和电阻;

E_{α}, E_{β} ——两相静止坐标系中 α 轴与 β 轴上的反电动势;

w_e ——电角速度;

Ψ_f ——永磁体磁链;

θ_e ——电角度。

从表贴式 PMSM 的数学模型可以看出:两相静止坐标系下的电流方程含有转子和位置信息,该坐标系下的数学模型可用来设计 SMO 以提取转子信息^[2,19]。

2 SMO 的设计

由滑模变结构理论,可以设计 SMO。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{\alpha}}{dt} = \frac{1}{L}(-R\hat{i}_{\alpha} + u_{\alpha} - \hat{E}_{\alpha}) \\ \frac{d\hat{i}_{\beta}}{dt} = \frac{1}{L}(-R\hat{i}_{\beta} + u_{\beta} - \hat{E}_{\beta}) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \hat{E}_{\alpha} = K \cdot \text{sgn}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ \hat{E}_{\beta} = K \cdot \text{sgn}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中:上标“ $\hat{\cdot}$ ”——观测器中的观测量;

u_{α}, u_{β} ——观测器的控制输入;

K ——滑模增益。

将式(1)与式(3)作差,可得定子电流误差方程为

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_{\alpha}}{dt} = \frac{1}{L}(-R\tilde{i}_{\alpha} + E_{\alpha} - \hat{E}_{\alpha}) \\ \frac{d\tilde{i}_{\beta}}{dt} = \frac{1}{L}(-R\tilde{i}_{\beta} + E_{\beta} - \hat{E}_{\beta}) \end{cases} \quad (6)$$

定义滑模面为

$$\begin{cases} s_1 = \tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha = 0 \\ s_2 = \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta = 0 \end{cases} \quad (7)$$

由 Lyapunov 稳定性理论可知, SMO 的误差动态方程渐进稳定的充分条件为

$$\begin{pmatrix} \tilde{i}_\alpha & \tilde{i}_\beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} \end{pmatrix} \leq 0 \quad (8)$$

根据式(6)~式(8)可推导出满足 SMO 到达条件的滑模增益范围为

$$K > \max(|-w_e \Psi_f \sin \theta_e|, |w_e \Psi_f \cos \theta_e|) \quad (9)$$

为了充分抑制抖振, 可以通过反电动势而不是电机转速来优化滑模增益^[20], 避免磁极磁通变化对 SMO 造成不良影响。那么, 自适应律为

$$K = \lambda \Psi_f |\hat{w}_e| = \lambda \sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2} \quad (10)$$

其中, λ 为一个稍大于 1 的数。

SMO 模块仿真模型如图 1 所示。

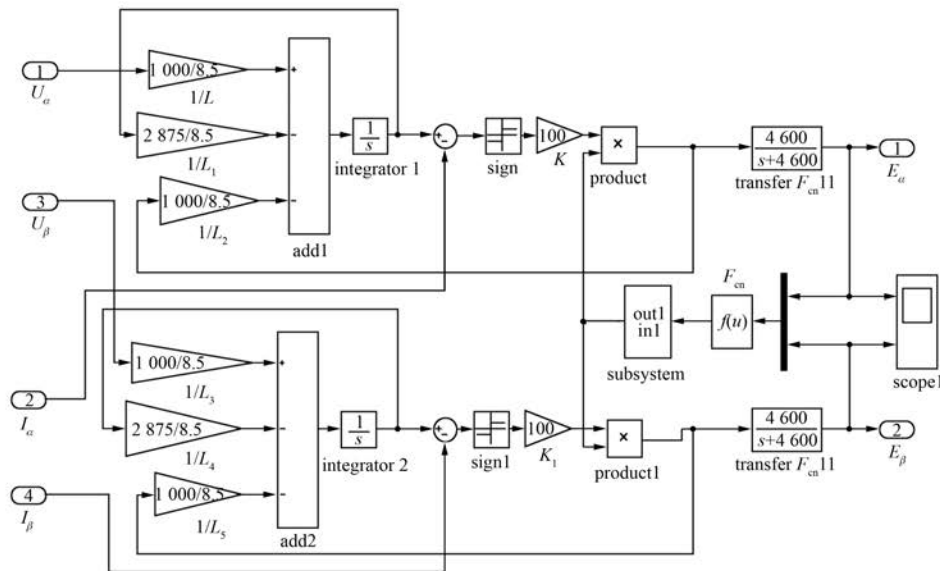


图 1 SMO 仿真模型

电机从零速启动时, 电流变化剧烈, 极易造成磁路的不对称。此时哪怕电机转速为零, 也有一定的反电动势。同时, 采用过低的滑模增益会降低 SMO 的鲁棒性, 降低系统动态响应性能。所以, 必须在电机动态过程中保持较高的滑模增益, 这样不仅保证 SMO 的收敛, 也保证了动态响应速度。

设电机额定转速为 1 000 r/min, 可确定最大滑模增益:

$$K_m = \lambda \frac{1\,000 p_n \times 2\pi}{60} \times \Psi_f \quad (11)$$

取 $\lambda = 1.36$, 则 $K_m = 100$ 。该增益最大值可作为电机动态工作时的滑模增益。

当电机阻尼系数为零时, 机械方程为

$$J \frac{dw_m}{dt} = T_e - T_l \quad (12)$$

由式(12)可得, 如果电机从 w_1 变速到 w_2 时, 变速时间为

$$t_s \approx J \left| \frac{w_2 - w_1}{T_e - T_l} \right| \quad (13)$$

在变速时间段内, 滑模增益取 K_m 。

3 利用 PLL 提取位置和速度

当实际电角位置与观测电角位置的偏差小于 $\pi/8$ 时, PLL 的等效框图如图 2 所示^[21]。

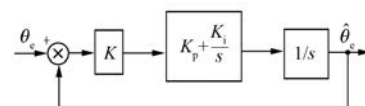


图 2 PLL 等效框图

图 2 中, $K = \Psi_f \hat{w}_e$, 转速变化会影响 PLL 的带

宽。在转速范围以及控制器参数确定的情况下,可确定 PLL 的带宽范围。如果输入端存在远离该频带范围的高频成分,则会造成观测值的高频抖动。因此有必要在 SMO 中将高频部分滤掉。

最后,根据低通滤波器的截止频率补偿低通滤波器造成的位置角度估算误差。可得最终的估

算角度为

θ̂ = θ̂_e + arctan(ω̂_e/w_c) (15)

式中: θ̂_e——PLL 估算的电角位置;
ω̂_e——PLL 估算的电角速度;
w_c——低通滤波器的截止频率,取 4 600。

PLL 仿真模型如图 3 所示。

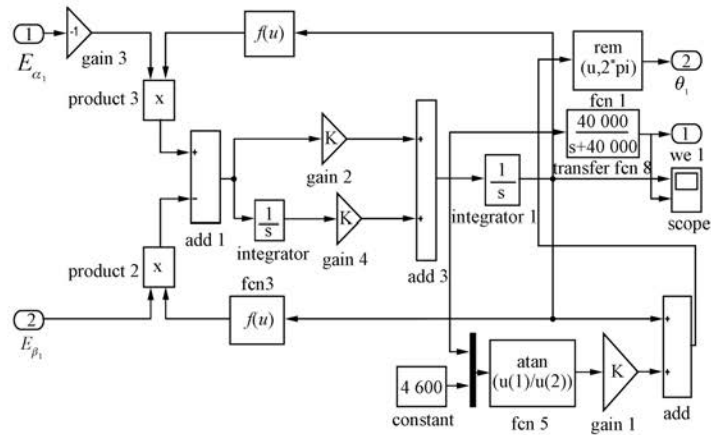


图 3 PLL 仿真模型

4 仿真分析

在 MATLAB/Simulink 中对各个模型进行仿真,对仿真结果进行分析。Simulink 仿真参数:仿真算法定步长为 ode3,仿真步长为 2×10⁻⁷,仿真时间为 0.1 s。仿真工况:初始空载由零速度加速至 1 000 r/min,0.02 s 时突加负载转矩 5 N·m,0.03 s 时给定转速变为 500 r/min,0.045 s 时突降负载转矩 2 N·m。电机参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
定子电阻/Ω	2.875	磁极磁通/Wb	0.175
定子电感/mH	8.5	额定转速/(r·min ⁻¹)	1 000
转动惯量/(kg·m ²)	0.001	磁极对数	4
直流侧电压/V	311	阻尼系数/(N·m·r ⁻¹ ·min)	0

图 4~图 6 所示分别为优化后转速跟踪响应曲线、转矩跟踪响应曲线、位置跟踪响应曲线。

图 7 所示为在控制器参数保持不变,去掉观测反电动势低通滤波器和位置补偿时的转矩响应曲线,可明显看出系统此时不稳定。这是由于 PLL 开环传递函数增益受电机转速的影响:电机

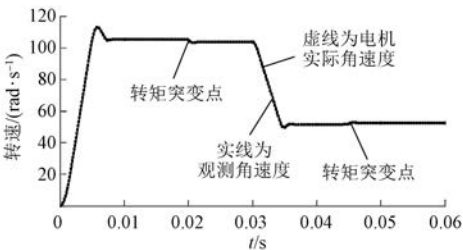


图 4 优化后电机转速跟踪曲线

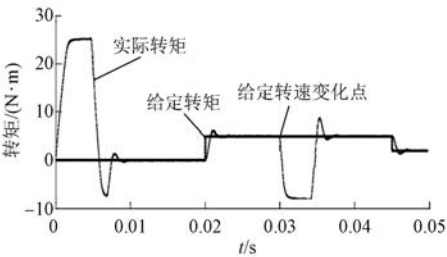


图 5 优化后电机转矩跟踪响应曲线

转速增大时,PLL 通频带变宽;转速减小时,PLL 通频带变窄。为了保证较低速时的快速性和高速时的相对稳定性,PLL 控制器增益必须适中选择。对于高频输入信号,高转速会造成 PLL 输出含较大幅值的高频成分,相对稳定性变差,甚至导致

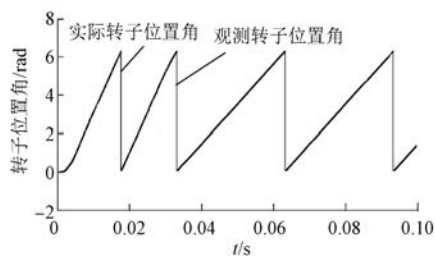


图6 优化后电机转子位置跟踪响应曲线

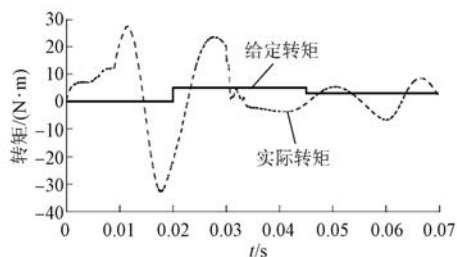


图7 无低通滤波系统转矩跟踪响应曲线

系统不稳定。因此,在 SMO 当中将高频部分滤掉,可提高 PLL 的工作性能。

图8、图9所示分别为增益优化后电机转矩和角速度偏差曲线。通过实时优化滑模增益,电机转速在 500 r/min 时的转矩和角速度响应抖振幅值和频率都比在 1 000 r/min 时低,在保证动态性能的前提下,观测器性能得到了提高。

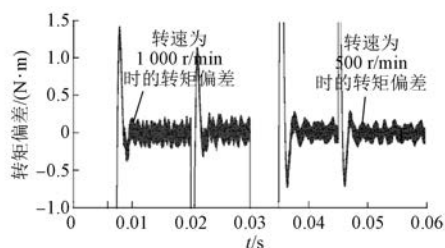


图8 优化滑模增益系统的转矩响应偏差曲线

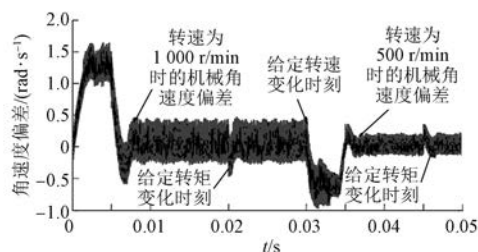


图9 优化滑模增益系统的角速度响应偏差曲线

图10、图11所示分别为有低通滤波器时无

位置补偿和有位置补偿的转子位置角度观测误差。通过对比图10和图11可以看出,有必要在PLL后进行位置补偿,能够有效减小加速过程造成的累积位置偏差。

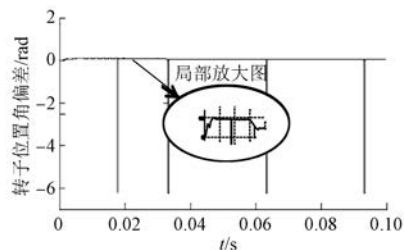


图10 无位置角补偿的转子位置偏差曲线

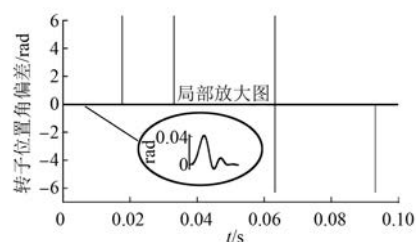


图11 有位置角补偿的转子位置偏差曲线

5 结 语

本文针对基于 SMO 的 PMSM 无传感器控制系统中存在的抖振问题,建立系统模型,分析了系统中造成抖振的因素。根据电机工况对 SMO 进行了优化,改善了滑模观测性能。仿真表明:优化后系统的抖振幅值和频率都有所下降,提高了整个系统的性能。

【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,1997.
- [2] 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,2006.
- [3] 李永东,朱昊.永磁同步电机无速度传感器控制综述[J].电气传动,2009,39(9): 3-10.
- [4] 金光哲,徐殿国,高强,等.高频注入电压预估同步电机转子位置检测方法[J].中国电机工程学报,2014,34(9): 1376-1383.
- [5] 张洪宇.基于 MRAS 的内置式永磁同步电机无传感器控制[J].微特电机,2015,43(12): 25-29.
- [6] KHLAIEF A, BOUSSAK M, CHÂARI A. A MRAS-

- 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