

基于 SMO 的 PMSM 磁极位置检测技术

赵金良, 杨贵杰, 赵品志, 郭清风

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150001, yangguijie@hit.edu.cn)

摘要: 为构造低成本、高可靠性的永磁同步电机(PMSM)无位置传感器控制系统,对基于滑模观测器(SMO)的PMSM磁极位置检测技术进行研究. 基于滑模变结构和矢量控制理论设计了滑模观测器,用于估算电机的反电势,并构造了采用锁相环(PLL)结构的磁极位置检测单元. 仿真和实验结果表明,所设计的观测器能较准确地估算电机反电势,但存在一定的高频抖动,而锁相环单元能在很大程度上减小高频分量对角度估算的影响,提出的方法能实现较高精度的磁极位置检测.

关键词: PMSM; 滑模观测器; 锁相环; 磁极位置检测

中图分类号: TM341

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2010)01-0095-05

Pole position detection techniques of PMSM based on SMO

ZHAO Jin-liang, YANG Gui-jie, ZHAO Pin-zhi, GUO Qing-feng

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China, yangguijie@hit.edu.cn)

Abstract: To construct a control system without position sensors for PMSM with low cost and high reliability, the pole position detection techniques of PMSM based on SMO were studied. First, a SMO based on sliding mode control and vector control was designed to estimate the back EMF of motor, and then a position detected system based on PLL was constructed. Results of experiment and simulation show that the designed SMO can accurately estimate the back EMF, but chattering at high frequency will occur. However, the PLL based system can effectively reduce the effect of chattering and improve the precision of position detection.

Key words: PMSM; SMO; PLL; pole position detection

永磁同步电机由于具有高功率密度、高效率、结构简单和可维护性好等优点,广泛应用于高性能的调速系统. 传统的永磁同步电机驱动控制系统一般使用机械位置传感器检测电机磁极位置,这不仅增加了系统的成本,而且降低了系统的可靠性,限制了永磁同步电机在一些特殊场合的应用. 因而很多学者从推动永磁同步电机系统经济型、民用化的角度出发,致力于研究成本低、可靠性高的无位置传感器 PMSM 系统及磁极位置检测技术,目前已经提出了多种估算转子位置和转速的方法. 主要有:定子磁链估算法、模型参考自适应法、高频注入法和状态观测器估算法等.

滑模变结构控制是变结构控制系统的一种控制策略. 由于其滑动模态可以设计并且系统的稳定性与对象参数及外界扰动无关,这就使得滑模变结构控制具有响应速度快、对参数变化及扰动不灵敏、无需系统在线辨识、工程实现简单等优点. 因此本文对基于滑模观测器的 PMSM 磁极位置检测技术进行研究,以实现 PMSM 的无位置传感器磁极位置检测.

1 滑模观测器的构造

由永磁同步电动机的矢量控制理论可得,在 $\alpha - \beta$ 静止坐标系下, PMSM 的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = A i_s + B(u_s - e_s), \\ e_s = \psi_f \omega_e [-\sin(\theta), \cos(\theta)]^T. \end{cases} \quad (1)$$

式中: $i_s = [i_\alpha, i_\beta]^T$, $u_s = [u_\alpha, u_\beta]^T$, $e_s = [e_\alpha, e_\beta]^T$,

收稿日期: 2008-03-14.

基金项目: 哈尔滨工业大学交叉学科基金资助项目(HIT-MD2003.05).

作者简介: 赵金良(1984—),男,硕士研究生;

杨贵杰(1965—),男,教授,博士生导师.

$A = \left(-\frac{R_s}{L}\right)I$, $B = \left(\frac{1}{L}\right)I$, I 为 2×2 单位阵. 其中 u_α, u_β 为定子电压 α, β 轴分量; i_α, i_β 为定子电流 α, β 轴分量; e_α, e_β 为定子磁链 α, β 轴分量; θ 为电机电角度; R_s 为电机相电阻, L 为电机相电感, ω_e 为电机的角速度, ψ_f 为转子磁钢在定子上的耦合磁链.

根据滑模变结构控制的基本理论^[1-2]和PMSM在 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下的数学模型,定义切换函数为 $s(x) = \hat{i}_s - i_s = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha, \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$, 切换面为 $s(x) = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha, \hat{i}_\beta - i_\beta]^T = [0, 0]^T$, 利用符号函数 $\text{sign}(x)$ 设计的控制函数采用常值切换控制: $u = k\text{sign}(x)$, 于是可以构造如下形式的滑模观测器^[3-6]:

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = A\hat{i}_s + Bu_s - \frac{K}{L}\text{sign}(\hat{i}_s - i_s), \quad (2)$$

式中: $\hat{i}_s$ 为 i_s 的估计值, $K = kI$ 为滑模增益矩阵, k 为滑模增益.

由式(2)减式(1)可得估算电流的误差方程为

$$\frac{d\bar{i}_s}{dt} = A\bar{i}_s + B\bar{e}_s - \frac{K}{L}\text{sign}(\bar{i}_s).$$

式中: $\bar{i}_s = [\bar{i}_\alpha, \bar{i}_\beta]^T = \hat{i}_s - i_s = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha, \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$.

为了使上述滑模观测器能够满足广义滑模存在条件,则要求

$$s^T \cdot \frac{ds}{dt} < 0 \text{ 即 } \bar{i}_\alpha \cdot \frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} < 0 \text{ 和 } \bar{i}_\beta \cdot \frac{d\bar{i}_\beta}{dt} < 0.$$

根据电机方程可得

$$\begin{aligned} \bar{i}_\alpha \cdot \frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} &= \bar{i}_\alpha \left[-\frac{R_s}{L} + \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{k}{L}\text{sign}(\bar{i}_\alpha) \right] = \\ &= -\frac{R_s}{L}\bar{i}_\alpha^2 + \frac{1}{L}e_\alpha\bar{i}_\alpha - \frac{k}{L}\text{sign}(\bar{i}_\alpha)\bar{i}_\alpha = \\ &= \begin{cases} \frac{1}{L}\bar{i}_\alpha(e_\alpha - k) - \frac{R_s}{L}\bar{i}_\alpha^2, & \bar{i}_\alpha > 0; \\ \frac{1}{L}\bar{i}_\alpha(e_\alpha + k) - \frac{R_s}{L}\bar{i}_\alpha^2, & \bar{i}_\alpha < 0. \end{cases} \end{aligned}$$

同理可得 $\bar{i}_\beta \cdot \frac{d\bar{i}_\beta}{dt}$ 的表达式. 由于 $-\frac{R_s}{L}\bar{i}_\alpha^2 \leq 0$ 和 $-\frac{R_s}{L}\bar{i}_\beta^2 \leq 0$, 所以当 $k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ 时, 上述滑模观测器能够满足广义滑模存在条件

$$s(x) \cdot \dot{s}(x)^T < 0.$$

当系统运动经过有限时刻到达切换面 $s(x) = \hat{i}_s - i_s = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha, \hat{i}_\beta - i_\beta]^T = [0, 0]^T$ 后, 根据等效控制理论, 由式(1)和(2)可得

$$\begin{cases} e_\alpha = [k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)]_{\text{eq}}, \\ e_\beta = [k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)]_{\text{eq}}. \end{cases}$$

$k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\alpha)$ 和 $k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\beta)$ 为两个开关信号, 用低通滤波器滤波后即可得到反电势估算值 $\hat{e}_\alpha$ 和 $\hat{e}_\beta$. 由于低通滤波特性会带来一定的相位滞后, 因此在实际应用中可对这种滞后采取以下补偿措施:

$$\Delta\theta = \arctan \frac{\omega_x}{\omega_{\text{cutoff}}}.$$

式中: $\Delta\theta$ 为补偿量, ω_{cutoff} 为一阶低通滤波器的截止角频率, 设 $\hat{\omega}$ 为估算转速, ω_{ref} 为给定转速. 当电机暂态运行时 $\omega_x = \hat{\omega}$, 当电机稳态运行时 $\omega_x = \omega_{\text{ref}}$.

2 电机转子磁极位置的估算

根据滑模观测器得到的估算反电势, 一般利用反电势与转子磁极位置的三角函数关系求解反三角函数, 直接得到电机磁极位置, 这种方法称为直接法.

$$\hat{\theta} = \arctan \left(-\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right).$$

在实际系统中, 由于滑模变结构控制在滑动模态下伴随着高频抖动, 因此估算的电机反电势中将存在高频抖动. 而直接法将这种抖动直接引入反正切的除法运算, 致使这种高频抖动的误差被放大, 进而造成较大的角度估算误差. 所以, 本文采用锁相环系统来提取反电势中的磁极位置信息.

设 $\hat{\theta}_e$ 和 $\hat{\varepsilon}_e$ 是估算反电势中包含的磁极位置和速度信息, $\hat{\theta}$ 是估算出的磁极位置. 用 PLL 法^[7-9]来提取位置信息的原理框图如图1所示.

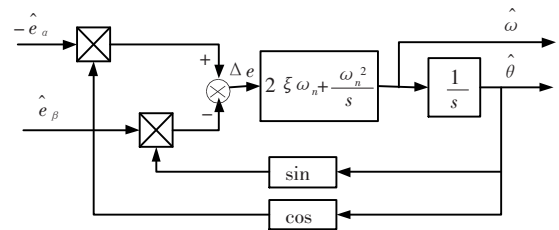


图1 基于锁相环的位置检测系统原理图

设 $k = \psi_f \omega_e$. 当 $|\hat{\theta}_e - \hat{\theta}| < \frac{\pi}{6}$ 时, 由图1可以得到

$$\begin{aligned} \Delta e &= -\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta} - \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta} = \\ &= k \sin \hat{\theta}_e \cos \hat{\theta} - k \cos \hat{\theta}_e \sin \hat{\theta} = \\ &= k \sin(\hat{\theta}_e - \hat{\theta}) \approx k(\hat{\theta}_e - \hat{\theta}). \end{aligned}$$

此时, 锁相环系统等效框图如图2所示. 由图2可以得到锁相环系统的闭环传递函数和估算位置的误差传递函数分别为

$$G(s) = \frac{2k\xi\omega_n s + k\omega_n^2}{s^2 + 2k\xi\omega_n s + k\omega_n^2},$$

$$G_e(s) = \frac{\Delta e(s)}{\hat{\theta}_e(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2k\xi\omega_n s + k\omega_n^2}.$$

当转速不变时,锁相环系统的输入为斜坡函数。根据反馈控制原理,对于斜坡输入,上述锁相环系统的稳态误差为

$$e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \Delta e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{s^2 + 2k\xi\omega_n s + k\omega_n^2} = 0.$$

即采用锁相环可以准确地从反电势中提取出磁极位置信息,实现磁极位置的检测.

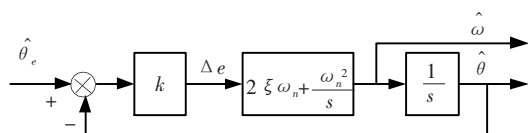


图2 锁相环系统结构框图

实际系统中可用变参数的 PI 调节器加积分环节构成锁相环系统。当系统处于暂态时, 取 k_p , k_i 为常数, 以保证系统的动态响应速度, 当系统处于稳态时, 可取 $k_p = \frac{1}{\psi_e \omega_n}$, $k_i = \frac{1}{\psi_e \omega_n^2}$, 以消除

$k = \psi_j \hat{\omega}_e$ 对系统的影响,使系统在不同的稳态转速下都能保持较为理想的频率特性. 基于变参数 PI 调节器的锁相环原理如图 3 所示.

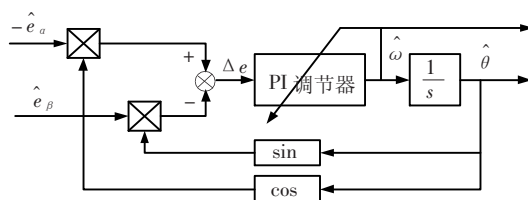


图3 基于变参数PI调节器的锁相环原理图

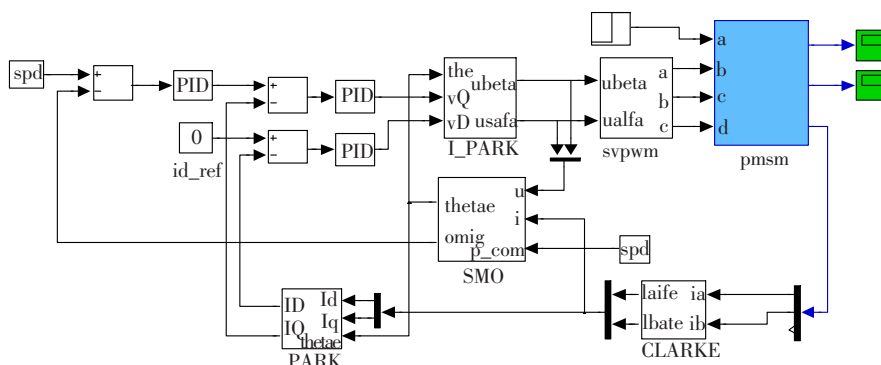


图5 基于 SMO 的 PMSM 矢量控制系统仿真模型

图 6(a) 所示为 $\alpha - \beta$ 静止坐标系下实际电流和估算电流的仿真波形, 从中可以看出观测器的

从锁相环的传函形式可知,其具有低通滤波特性,因而可将估算反电势中存在高频抖动分量滤除,得到精度较高的转子磁极估算位置.但当输入信号角频率达到一定值时输出信号将出现明显的相位滞后和幅值衰减,因此需要对锁相环的参数进行设计以避免低通滤波特性影响位置的估算精度.稳态时,消除 k 的作用后,根据经典控制理论,可选择 $\xi = 0.7, \omega_n = 3\,000$,使系统闭环传递函数的频率特性如图4所示,其中上图为幅频特性,下图为相频特性.由图可知,当输入角频率低于200 Hz时锁相环能够有效滤除高频分量且对角度估算的精度影响很小,可满足大多数电机系统的要求.

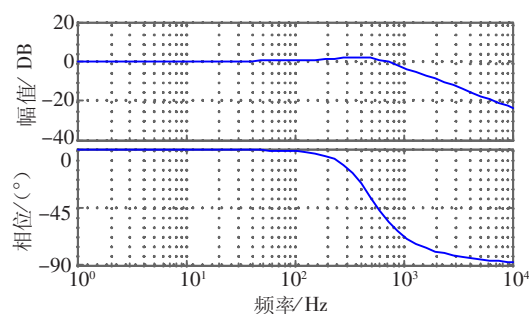
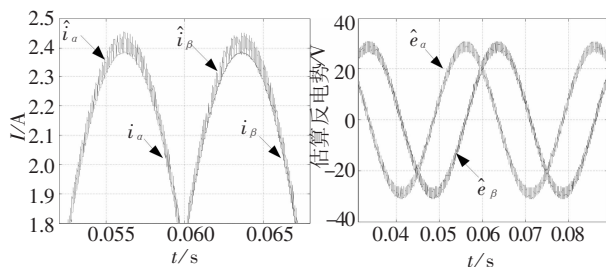


图4 锁相环跟踪法测角单元的波特图

3 系统仿真分析及实验验证

为了检验以上估算方法的正确性,搭建了基于 SMO 的 PMSM 矢量控制系统的 Simulink 仿真模型对算法进行仿真验证. 图 5 是系统的仿真模型,其中仿真电机参数根据实际电机的参数选取为 $P_N = 630 \text{ W}$,额定转速 $2\,000 \text{ r/min}$,额定电压 $V_{DC} = 311 \text{ V}$,定子相电阻 $R_s = 5.3 \, \Omega$,定子相电感 $L = 8.6 \text{ mH}$,电机极对数 $n_p = 2$,电机转动惯量 $J = 2.5 \times 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. 在负载转矩为 2 Nm ,电机转速为 $1\,000 \text{ r/min}$ 的情况下进行仿真.

这种高频的抖动分量就是由滑模观测器固有的抖振现象导致的. 图6(b)为电机的估算反电势, 可以看出估算反电势的正弦度很好, 但是由于SMO中抖振的存在, 致使估算反电势中也包含着一定的高频抖动分量.



(a) 实际电流和估算电流仿真波形 (b) 估算反电势波形

图6 $\alpha - \beta$ 坐标系下实际电流和估算电流仿真波形及估算反电势波形

利用估算反电势 $\hat{e}_\alpha$ 和 $\hat{e}_\beta$, 可估算出电机的磁极位置. 图7是估算位置及估算位置误差仿真波形, 其中7(a)为采用直接法得到的磁极位置和仿真电机输出的磁极位置的仿真波形, 图7(c)是对图7(a)的局部放大. 可以看出由于估算反电势包含有一定成分的高频抖动, 而这种高频抖动被反正切环节的除法运算放大, 从而导致估算位置产生较大波动. 图7(b)是采用锁相环法得到的转子位置和仿真电机输出的转子位置, 图7(d)是对图7(b)的局部放大. 由图7(d)可以看出在锁相环低通滤波特性的作用下, 估算角度较为光滑, 高频分量被明显滤除. 图7(e)和7(f)分别是直接法和锁相环法的位置估算误差, 由于进行了相位补偿, 所以角度误差大致围绕 0° 附近变化, 从中可以看出锁相环法的角度误差明显小于直接法. 与直接法相比, 锁相环跟踪法能有效减弱由SMO固有的抖振现象给转子磁极位置估算带来的影响, 角度估算曲线抖振小, 误差小, 跟踪精度较高, 效果理想.

为了进一步验证检测方法和仿真结果, 搭建了基于SMO的PMSM矢量控制系统平台, 其结构如图8所示. 平台使用表贴式永磁同步电动机作为驱动控制对象, 电机参数即为仿真系统中电机模型所设的参数. 系统采用TI公司的TMS320LF2407A DSP作为控制器的核心控制单元; 以增量式光电码盘检测转子磁极的准确位置.

图9是电机在1500 r/min时相电流为2A时通过平台的DA转换器输出所测得的实际电流波形和估算电流波形, 及估算的反电势波形. 本文设计的滑模观测器能够使估算电流很好地跟踪实际电流, 估算反电势正弦度良好, 但由于SMO固有

的抖振特点, 在估算电流和估算反电势中均存在一定的高频抖动分量.

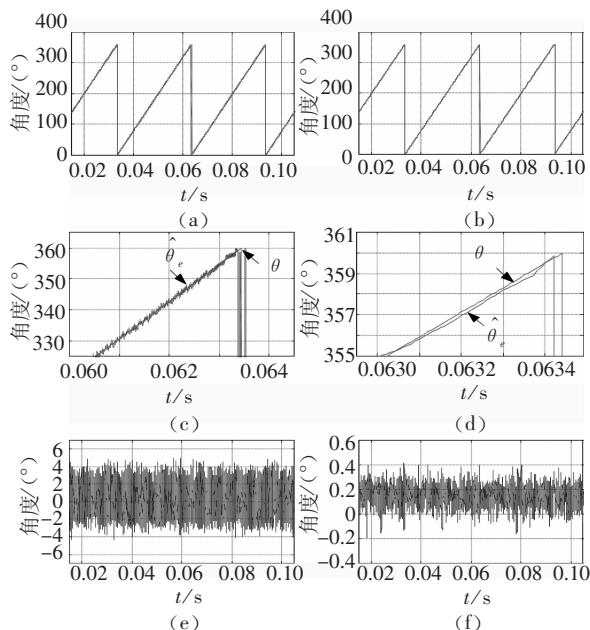


图7 估算位置及估算位置误差仿真波形

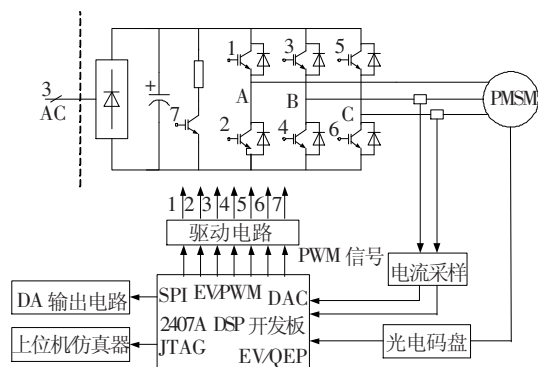
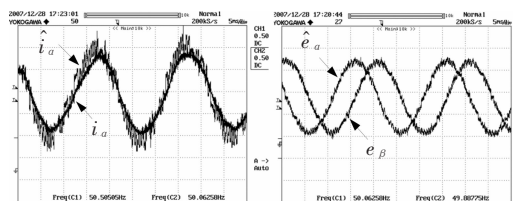


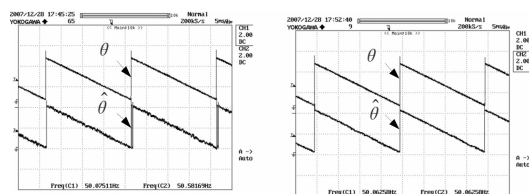
图8 基于SMO的PMSM矢量控制系统结构图



(a) 实际电流波形和估算电流波形 (b) 估算反电势波形
图9 实际电流波形和估算电流及估算反电势波形

图10(a)是使用直接法时估算得到的角度波形, 可以看出, 直接法求出的波形受高频抖动的影响较大, 存在大量的高频抖动分量; 10(b)是用锁相环法求的角度波形, 相比于直接法, 锁相环求出的角度, 受高频抖动影响小, 波形光滑, 精度较高. 试验验证了锁相环跟踪法的优越性, 与仿真结果

相吻合。



(a) 直接法 (b) 锁相环法

图10 实际角度波形和分别用直接法与锁相环法得到的估算角度波形

4 结 语

将滑模变结构控制理论应用于PMSM的磁极位置检测技术中,根据滑模变结构控制理论和PMSM的矢量控制理论,设计了滑模观测器来观测电机反电势,并利用锁相环系统求解了电机的转子磁极位置。仿真和实验结果表明,所设计的滑模观测器能较为准确地估算PMSM的反电势,但其中存在一定的固有高频抖振分量,而与传统直接法相比,锁相环法能够在很大程度上减小估算反电势中高频分量对角度估算的影响,实现精度较高的转子磁极位置检测。

参考文献:

- [1] LI C, ELBULUK M. A sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motors [C]//Conference Record of 2001. Chicago: IEEE Industry Applications Society, 2001: 1273 - 1278.
- [2] SLOTINE J J, SASTRY S S. Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with application to robot manipulator [J]. International Journal of Control, 1983, 38(2): 465 - 492.
- [3] PEIXOT O, ZELIA M A, FREITAS S, et al. Application of sliding mode observer for induced e. m. f., position and speed estimation of permanent magnet motors [C]//Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Singapore: IEEE Power Electronics Society, 1995: 599 - 604.
- [4] ZHANG Yan, UTKIN V. Sliding mode observers for electric machines-an overview [C]//IECON 02 Industrial Electronics Society. Sevilla: IEEE Industry Applications Society, 2002: 1842 - 1847.
- [5] KANG K L, KIM J K. Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer [C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC. Anaheim: IEEE Power Electronics Society, 2004: 1111 - 1116.
- [6] PARASILIT I, PETRELLA R, TURSINI M. Sensorless speed control of a PM synchronous motor based on sliding mode observer and extended kalman filter [C]//Conference Record - IAS Annual Meeting. Chicago: IEEE Industry Applications Society, 2001: 533 - 540.
- [7] BURGOS R P, KSHIRSAGAR P, LIDOZZI A. Design and evaluation of a PLL - based position controller for sensorless vector control of permanent-magnet synchronous machines [C]//IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. Paris: IEEE Industrial Electronics Society, 2006: 5081 - 5086.
- [8] SEOK J K, LEE J K, LEE D C. Sensorless speed control of nonsalient permanent-magnet synchronous motor using rotor-position-tracking PI controller [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(2): 399 - 405.
- [9] 杜春洋. 永磁感应子式无刷直流电动机系统及其控制技术的研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2005.

(编辑 赵丽莹)