

基于随机滤波器的无位置传感器 SMPM 电机磁通辨识

姜晓亮¹, 张忠英¹, 孙频东¹, Z. Q. Zhu²

(1 南京师范大学 电气与自动化工程学院, 江苏 南京 210042
2 Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Sheffield, UK)

[摘要] 用随机滤波器对无速度传感器的交流永磁电机的转子磁通进行观测. 观测过程中为了降低计算量, 采用参数的混合辨识方法, 把滑模观测器引入磁通辨识系统, 代替位置传感器对转子位置和速度进行估计. 用 Matlab7.0 建立离线辨识模型, 仿真分析了转子磁通估计值与实际值之间的误差, 以及磁通估计值随负载转矩大小的变化情况.

[关键词] 随机滤波器, 滑模观测器, 磁通辨识, SMPM 电机, Matlab/Simulink

[中图分类号] TP395 [文献标识码] A [文章编号] 1672-1292(2010)01-0022-05

Flux Identification of Sensorless SMPM Drive Based on Stochastic Filtering

Jiang Xiaoliang¹, Zhang Zhongying¹, Sun Pingdong¹, Z. Q. Zhu²

(1. School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China
2. Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Sheffield, UK)

Abstract Flux identification for sensorless surface mounted permanent machine (SMPM) drive based on stochastic filter has been proposed. A mixed observer has been employed in the process. In order to reduce the duty of calculation, sliding mode observer has been used in the system to get the position and speed message instead of position sensor. System model has been established by Matlab7.0. The differences between estimated value and real value of flux, and the variation of estimated values under different load torques have been analyzed with simulation.

Key words stochastic filtering, sliding mode observer, flux identification, surface mounted permanent motor, Matlab/Simulink

永磁电机结构简单、体积小、重量轻、损耗小、效率高. 近年来, 随着永磁材料性能的不断提高和完善, 以及永磁电机研究开发经验的逐步成熟, 永磁电机在国防、工农业生产和日常生活等方面获得越来越广泛的应用. 而降低电机控制系统的成本、缩小体积和提高永磁电机控制系统的性能一直是研究者关心的问题. 将随机滤波器应用于控制系统, 实现对系统参数的辨识, 有利于提高控制系统的性能. 虽然, 随机滤波器是一种递推算法, 但由于电机模型本身的复杂性使得该算法的计算工作量较大^[1-6], 需要对一个四阶矩阵作求逆运算. 从文献 [7]、[8] 看, 他们使用的也是永磁电机的全阶模型. 文献 [9] 在对模型的处理上, 使用了降阶算法, 使控制算法的计算量大大降低. 但该方法需要使用一个速度传感器, 来提供电阻辨识过程中需要的转速和转角量. 如何在辨识过程中既不使用速度传感器, 又能降低计算的工作量是一个值得深入研究和探讨的问题. 本文采用的混合辨识方法为解决这一问题提出了一种有效的方法. 即用滑模算法对电机的转速进行辨识, 用随机滤波器对永磁电机转子磁通进行辨识. 滑模速度观测器具有对电机参数变化不敏感的特点^[10]; 另外, 滑模观测器的算法简单易于实现.

1 交流永磁电机的数学模型

在静止坐标系下, SMPM (表贴式永磁电机) 电机的数学模型如 (1) 式所示:

收稿日期: 2009-05-18
基金项目: 南京师范大学留归基金 (2008111XLH0069).
通讯联系人: 孙频东, 副教授, 研究方向: 电力电子与电力传动. E-mail: sumpindong@njjnu.edu.cn

$$\begin{cases} u_{\alpha} = r i_{\alpha} + L \frac{di_{\alpha}}{dt} + \lambda_m \omega \sin \theta \\ u_{\beta} = r i_{\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt} + \frac{\lambda_m}{L} \omega \cos \theta \end{cases} \quad (1)$$

式中, i_{α} , i_{β} 为静止坐标系 α β 坐标下的电流分量; u_{α} , u_{β} 为静止坐标系 α β 坐标下的电压分量; ω 为转子的角速度; θ 为转子的转角; λ_m 为主磁通; r 为定子绕组的电阻. 对 (1) 式进行相应变化后, 再添加 $d\lambda_m/dt = 0$ 项, 得到 (2) 式.

$$\begin{cases} \frac{d\lambda_m}{dt} = 0 \\ \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{r}{L} i_{\alpha} + \frac{\lambda_m}{L} \omega \sin \theta + \frac{u_{\alpha}}{L}, \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{r}{L} i_{\beta} - \frac{\lambda_m}{L} \omega \cos \theta + \frac{u_{\beta}}{L}. \end{cases} \quad (2)$$

$d\lambda_m/dt = 0$ 项表示转子磁通的变化比电压、电流的变化慢得多, 同时认为在磁通辨识过程中转子转速 ω 和位置角 θ 均为已知量, 由此电机模型的状态方程和输出方程可表示如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}), \end{cases} \quad (3)$$

$$\mathbf{x} = [\lambda_m \quad i_{\alpha} \quad i_{\beta}]^T, \quad \mathbf{u} = [u_{\alpha} \quad u_{\beta}]^T, \quad \mathbf{y} = [i_{\alpha} \quad i_{\beta}]^T.$$

考虑到电机模型的非线性, 用 Jacobian 行列式对 (2) 式进行近似处理, 并离散化, 再考虑系统的随机干扰 w_k 和测量误差 v_k , 得到电机离散状态空间模型如 (4) 式所示.

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \Gamma(\mathbf{x}_k) \delta \mathbf{x}_k + w_k, \\ \mathbf{y}_k = \Delta(\mathbf{x}_k) \delta \mathbf{x}_k + v_k. \end{cases} \quad (4)$$

$$\Gamma(\mathbf{x}_k) = I + \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k} T_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{T_s}{L} \omega \sin \theta & 1 - \frac{r}{L} T_s & 0 \\ -\frac{T_s}{L} \omega \cos \theta & 0 & 1 - \frac{r}{L} T_s \end{bmatrix}. \quad (5)$$

$$\Delta(\mathbf{x}_k) = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

(4) 式中 $\delta \mathbf{x}_k$ 为离散化后状态变量的增量, 式中的 $\Gamma(\mathbf{x}_k)$ 和 $\Delta(\mathbf{x}_k)$ 如 (5)、(6) 两式所示. (5) 式中的 T_s 为系统的采样周期.

2 随机滤波算法与滑模观测器

2.1 随机滤波算法

用扩展的 Kalman 滤波算法作为随机滤波器来观测电机运行过程中转子磁通的变化情况, 算法公式如 (7)、(8) 所示:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1/k} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_{k/k}, \mathbf{u}_k), \\ \mathbf{P}_{k+1/k} = \Gamma_k \mathbf{P}_{k/k} \Gamma_k^T + \mathbf{Q}. \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1/k} \Delta_k^T [\Delta_k \mathbf{P}_{k+1/k} \Delta_k^T + \mathbf{R}]^{-1}, \\ \mathbf{x}_{k+1/k+1} = \mathbf{x}_{k+1/k} + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{y}_{k+1} - \mathbf{h}_k(\mathbf{x}_{k+1/k})), \\ \mathbf{P}_{k+1/k+1} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1} \Delta_k) \mathbf{P}_{k+1/k}. \end{cases} \quad (8)$$

式中, \mathbf{K}_{k+1} 阵为 Kalman 滤波器的增益阵; $\mathbf{P}_{k+1/k}$ 、 $\mathbf{P}_{k+1/k+1}$ 阵为状态的协方差阵; \mathbf{Q} 为随机噪声; \mathbf{R} 为测量噪声的协方差阵. 下标 $k+1/k$ 的意义为用过去的值估计现在值, 而下标 $k+1/k+1$ 的意义为将已得到的估计值再进行校正后得到的值. 在递推算法中需要几个初值设定如下:

$$\boldsymbol{x}_{0/0} = \begin{bmatrix} \lambda_m \\ \dot{i}_a \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \theta \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{P}_{0/0} = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 1000 & 0 \\ 0 & 0 & 1000 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{R} = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix}.$$

\boldsymbol{P} 、 \boldsymbol{Q} 、 \boldsymbol{R} 等参数的确定, 可以通过优化的方法获取, 选取不同的数值会影响算法的收敛速度.

2.2 滑模观测器

在转子磁通辨识过程中, 需要有电机转子位置和转速信息, 这里使用滑模观测器提供所需信息. 滑模观测器的结构如图 1 所示^[10]. 图 1 中的滑模电流观测算法如式 (9) 所示, 式中的 \boldsymbol{A} 、 \boldsymbol{B} 为二阶矩阵, 如 (10)、(11) 式所示. 其中, \boldsymbol{L} 为相电感, 电流、电压和反电势 \boldsymbol{e}_s 势均为向量, 如 (12) 式所示. 带波浪号“ \sim ”的为估计值, 由于电流误差信号中包含反电势信息, 经低通滤波后得到 \boldsymbol{e}_s ; 电流误差经开关切换控制后, 得到 \boldsymbol{z} 信号如 (13) 式所示; 低通滤波的计算公式如 (14) 式; 转子磁通位置的计算如 (15) 式所示, 另外, \boldsymbol{i}_s 和 \boldsymbol{u}_s 的向量图如图 (2) 所示.

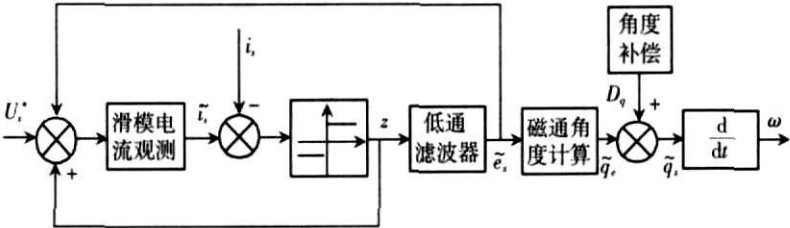


图 1 滑模观测器结构图
Fig.1 The block diagram of sliding mode observer

$$\frac{d}{dt} \boldsymbol{i}_s = \boldsymbol{A} \boldsymbol{i}_s + \boldsymbol{B} (\boldsymbol{u}_s^* - \boldsymbol{e}_s + \boldsymbol{z}). \tag{9}$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix}, \tag{10}$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}, \tag{11}$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{i}_s = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{u}_s = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{e}_s = \begin{bmatrix} e_{s\alpha} & e_{s\beta} \end{bmatrix}, \end{cases} \tag{12}$$

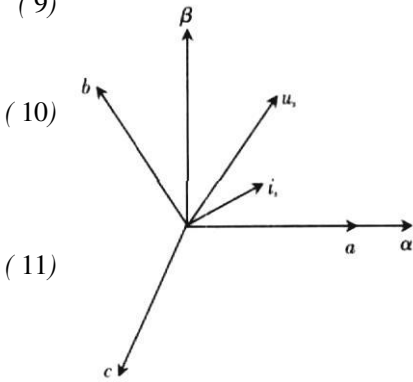


图 2 电机电压、电流向量图
Fig.2 Vectors of voltage and current

$$\boldsymbol{z} = k \text{sign}(\boldsymbol{i}_s - \hat{\boldsymbol{i}}_s), \tag{13}$$

$$\frac{d}{dt} \boldsymbol{e}_s = -\omega_0 \boldsymbol{e}_s + \omega_0 \boldsymbol{z}. \tag{14}$$

(14) 式中的 ω_0 为滤波器的截止频率, 通过 (15) 式可以计算出转子磁通的位置, 如 (16) 式所示.

$$\boldsymbol{e}_s = \begin{bmatrix} e_{s\alpha} \\ e_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} k_e \omega \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}, \tag{15}$$

$$\theta_e = -\tan^{-1} \frac{e_{s\alpha}}{e_{s\beta}}. \tag{16}$$

由于滤波器的加入, 产生了相位滞后, 因此, 需要有一个角度补偿, 补偿位置如图 1 所示, 补偿角的计算如 (17) 式所示. (17) 式中的 ω_0 涵义同 (14) 式, ω 为电机转子的电角速度.

$$\Delta \theta = \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_0}, \tag{17}$$

3 仿真分析

使用 MATLAB 7.0 建立电机运行系统模型, 电机相关参数如表 1 所示. 电机转速设置为 200 r/min 图 3 为用滑模观测器得到的转子位置和转速信息; 图 4 为通过电流和电压传感器得到的在静止坐标轴 $\alpha-\beta$ 轴上的电流波形和脉宽调制的 PWM 电压波形图; 图 5 为负载转矩 5 N·m 时的磁通辨识结果, 从中可以清楚地看到, 辨识结果与磁通实际值非常相近, 误差很小; 图 6 为磁通的辨识均值随负载变化的曲线, 在正常工作范围内, 磁通的辨识均值基本不随负载变化.

表 1 电机参数

Table 1 Parameters of the motor

额定电流	额定转速	极对数	额定电压	相电阻	磁通	L_d	L_q	阻尼系数	转动惯量	负载转矩
4 A	400 r/min	5	36 V	1.5 Ω	0.0776 Wb	3.366e-3 (H)	3.366e-3 (H)	0	0.8e-5	5 (N·m)

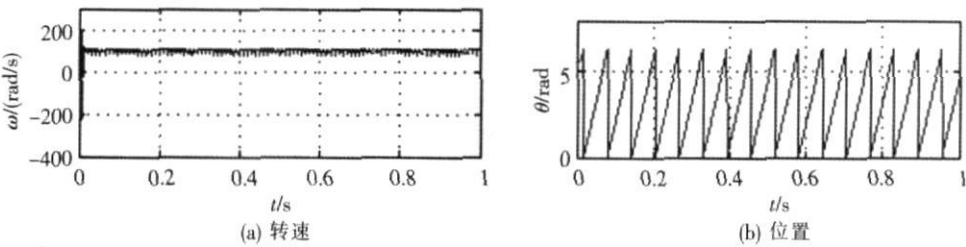


图 3 滑模观测器得到的转子转速和位置波形
Fig.3 Speed and position waveform obtained by sliding mode observer

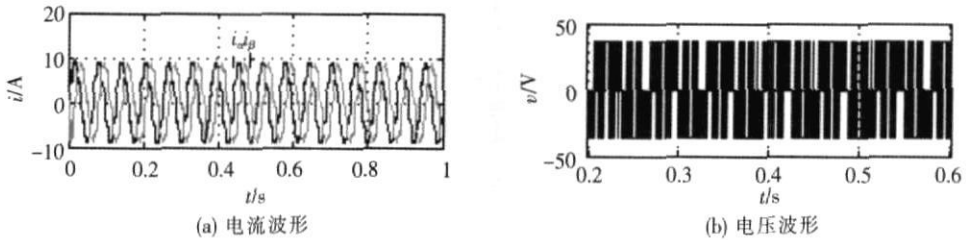


图 4 永磁电机的电流、电压波形
Fig.4 Current and voltage waveform of SMPM

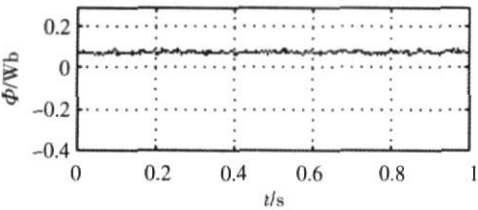


图 5 转子磁通辨识结果
Fig.5 Result of flux identification

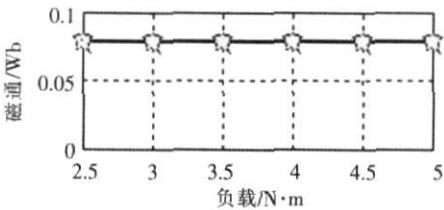


图 6 不同负载转矩时磁通辨识结果
Fig.6 Results of flux identification under different load torque

4 结论

用电机的全阶随机滤波器模型, 同时对电机的转速、位置和转子磁通进行辨识有较大的计算工作量. 使用本文提出的混合辨识方法对转子磁通进行辨识, 由于辨识模型的阶次降低, 使得辨识的计算工作量明显减少. 用滑模观测器替代位置传感器, 辨识电机的转速和转子的位置, 具有辨识结果准确, 辨识算法简单, 计算工作量小的优点; 因此和随机滤波器结合, 在对转子磁通的辨识过程中, 能得到良好的辨识精度.

[参考文献] (References)

- [1] Dhaouadi R, Mohan N, Nonum L. Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991(6): 491-497.
- [2] Bobgnani S, Zigliotto M, Zordan M. Extended-range PMSM sensorless speed drive based on stochastic filtering[J]. IEEE Trans Power Electronics, 2001, 16(1): 110-117.
- [3] Bobgnani S, Oboe R, Zigliotto M. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(1): 184-191.
- [4] Salvatore L, Stasi S. Application of EKF to parameter and state estimation of PMSM drive[J]. IEE Proceedings-B, 1992, 139(3): 155-164.
- [5] Kim Y H, Kook Y S. High performance IPMSM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF[J]. IEEE Transactions Energy Conversion, 1999, 14(4): 868-873.
- [6] Cernat M, Comnac V, Cernat R M. Sensorless control of interior permanent magnet synchronous machine using a Kalman filter[J]. Industrial Electronics, 2000, 2(4): 401-406.
- [7] 张猛, 肖曦, 李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 36-40.
Zhang Meng, Xiao Xi, Li Yongdong. Speed and flux linkage observer for permanent magnet synchronous motor based on EKF[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(36): 36-40 (in Chinese).
- [8] 陈镇, 刘向东, 靳永强, 等. 采用扩展卡尔曼滤波磁链观测器的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 75-81.
Chen Zhen, Liu Xiangdong, Jin Yongqiang et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motors base on extended kalman filter observer of flux linkage[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 75-81. (in Chinese).
- [9] 孙频东. 基于 EKF 算法的交流永磁无刷同步电机参数辨识[J]. 电气自动化, 2008, 30(3): 17-20.
Sun Pingdong. Parameters identification of brushless PMSM based on EKF[J]. Proceeding of Electrical Automation, 2008, 30(3): 17-20 (in Chinese).
- [10] 宋丹, 胡春华, 孙承波, 等. 基于滑模观测器的永磁同步电机控制系统研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(3): 9-11.
Song dan, Hu Chunhua, Sun Chengbo et al. Research of PMSM control based on sliding mode observer[J]. Proceeding of Power Electronics, 2007, 41(3): 9-11. (in Chinese).

[责任编辑: 刘 健]

(上接第 11 页)

- [5] Xu S, Lam J, Chen B. Robust H_{∞} control for uncertain fuzzy neutral delay system s[J]. European Journal of Control, 2004, 10: 365-380.
- [6] Li Y, Xu S, Zhang B, et al. Robust stabilization and H_{∞} control for uncertain fuzzy neutral systems with mixed time delays[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2008, 159: 2730-2748.
- [7] Xu S, Lam J, Wang J, et al. Non-fragile positive real control for uncertain linear neutral delay system s[J]. Systems and Control Letters, 2004, 52: 59-74.
- [8] Zhang B, Zhou S, Li T. A new approach to robust and non-fragile H_{∞} control for uncertain fuzzy system s[J]. Information Sciences, 2007, 117: 5118-5133.
- [9] Chang S S L, Peng T K C. Adaptive guaranteed cost control of system s with uncertain param eters[J]. IEEE Trans Automatic Control, 1972, 17(3): 474-483.

[责任编辑: 刘 健]