

基于 EKF 算法的交流永磁无刷同步电机参数辨识

孙频东^{1,2}, 顾雪峰¹, 朱志强², 朱 曦²

(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] 用扩展的卡尔曼滤波算法(EKF)对表贴式交流永磁无刷同步电动机进行动态参数估计,根据电机控制系统中传感器检测到的电机定子电流、电压和转子的位置、转速等信号,推算电机定子绕组的电阻和转子的主磁通值。经过对电机模型和卡尔曼算法的分析,给出了电机控制系统的全阶卡尔曼滤波模型和经过简化处理后的降阶估计模型。用降阶的简化模型对系统进行估计后,得到了定子电阻和转子主磁通的结果,并分析了定子电阻和转子磁通估计值和实际值之间的误差,以及估计值随电机转速和负载大小变化的曲线。电机用脉宽调制(PWM)的电压源逆变器供电,用 TMS320F2812 系列数字信号处理器(DSP)作为控制芯片,用矢量控制的策略对电机进行转速控制。

[关键词] 扩展的卡尔曼算法,交流永磁电机,参数辨识,降阶模型

[中图分类号] TM 395.7 [文献标识码] A [文章编号] 1672-1292(2008)01-0007-06

Parameters Identifier of PM SM Drive Based on EKF Arithmetic

Sun Pindong^{1,2}, Gu Xuefeng¹, Zhu Zhiqiang², Zhu Xi²

(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 The linearized and reduced order Extended Kalman Filter (EKF) arithmetic is employed in parameter identification including estimate estimation of the stator winding resistor and rotor flux linkage in surface-mounted permanent magnet brushless AC motor; according to stator voltages, currents, rotor position and speed measured from the motor. Having analyzed the model of the motor and arithmetic of Kalman Filter, we establish a full order and a reduced order of Kalman Filter model and also obtain the estimated value through the model. The error between real value and estimated value is analyzed in the paper and the curves of the resistance and flux-linkage, which vary with speed, and the bads are also analyzed in the paper. In the motor control system, PWM inverter is used as power supply of the motor, and a new generation of micro DSP TM S320F281 is employed as a controller. At the end of the paper, the estimated results of stator resistor and rotor flux linkage are presented.

Key words extended kalman filter arithmetic, permanent AC motor, parameter identifier, reduced order model

三相交流电机的参数辨识和估计一直是电机和拖动领域中的一个研究热点,目前有很多的参数辨识方法,例如滑模辨识、PD 辨识、神经网络辨识和卡尔曼滤波器辨识等。其中的卡尔曼滤波算法是 1960 年由 Kalman 等人提出的,这一递推算法适用于线性或非线性系统,允许系统中有测量误差和模型偏差。卡尔曼滤波器提出后,被广泛应用于过程控制、航海和系统辨识等领域。直到最近十几年,卡尔曼滤波器才被应用到交流永磁同步电机的控制中,见 [1-6]。从目前发表的论文看,卡尔曼滤波器主要用于无位置传感器系统中的替代位置传感器。在用卡尔曼滤波算法替代位置编码器,估计电机转子的位置和转速时,具有和电机转子初始位置无关的特点。模型通常的建立方法是,对表贴式永磁电机(SMPM)使用定子定向;对内置式永磁电机(IPM),为了克服电机凸极效应引起的参数变化,使用转子同步坐标定向。目前存在的问题是,对表贴式电机使用的卡尔曼滤波模型的阶次过高,通常在 4 阶,系统的计算量大,系统运行容易不稳定。对内置式永磁电机,采用同步旋转坐标后,计算阶次仍为 4 阶。本文探讨在有位置传感器的电机控制系统中用降阶的卡尔曼模型,实现对系统多参数的预测和估计。

收稿日期: 2007-10-25
作者简介: 孙频东(1957-),副教授,研究方向:电力电子与电气传动。E-mail: pindongsun@hotmail.com

1 卡尔曼算法

I. Kalman 滤波算法分成两个部分, 预报和校正, 预报和校正均可用递推算法实现, 预报

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

$$\begin{cases} \mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1/k} \Delta_k^T [\Delta_k \mathbf{P}_{k+1/k} \Delta_k^T + \mathbf{R}]^{-1}, \\ \hat{\mathbf{x}}_{k+1/k+1} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1/k} + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{y}_{k+1} - \mathbf{h}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k+1/k})), \\ \mathbf{P}_{k+1/k+1} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1} \Delta_k) \mathbf{P}_{k+1/k}, \end{cases} \quad (2)$$

递推方程如 (1) 式所示, 校正递推方程如 (2) 式所示. K 阵为 Kaman 滤波器的增益阵; P 阵为状态的协方差阵; Γ_k 和 Δ_k 为 Jacobian 阵; u_k 为输入向量, v_{k+1} 和 w_{k+1} 为均值为零的随机自噪声. 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. 用方框图表示的离散系统 Kaman 滤波算法如图 (1) 和图 (2) 所示.

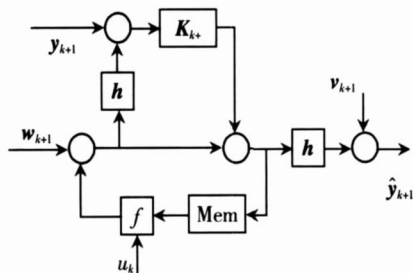


图 1 Kalman 滤波器算法的递推框图

Fig.1 Block diagram of Kalman filter

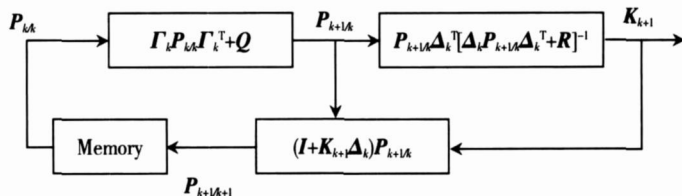


图 2 Kalman 滤波器增益计算框图

Fig.2 Diagram of Kalman filter gain

2 交流永磁电机的数学模型

永磁三相交流电机以定子 α 、 β 为参考的数学模型如 (3) 式所示, 从模型可见, 永磁电机是一个 4 阶、非线性、相互耦合的模型, 式中的参数和变量含义如表 1 所示。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} i_a + \frac{\lambda_m}{L} \omega \sin \theta + \frac{u_a}{L} \\ -\frac{r}{L} i_b - \frac{\lambda_m}{L} \omega \cos \theta + \frac{u_b}{L} \\ \frac{3}{2} \frac{p^2}{J} \lambda_m (-i_a \sin \theta + i_b \cos \theta) - \frac{B}{J} \omega - p \frac{T_L}{J} \\ \omega \end{bmatrix}. \quad (3)$$

电机方程可用状态方程和输出方程表示成(4)式所示的形式, 式中, $\mathbf{x} = [i_{\alpha} \ i_{\beta} \ \omega \ \theta]$, $\mathbf{u} = [u_{\alpha} \ u_{\beta}]$, $\mathbf{y} = [i_{\alpha} \ i_{\beta}]$.

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \mathbf{f}(x, \mathbf{u}), \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(x), \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \Gamma(\hat{x}_k) \mathcal{S}x_k + \mathbf{w}_k, \\ y_k = \Delta(\hat{x}_k) \mathcal{S}x_k + \mathbf{u}_k \end{cases} \quad (5)$$

考虑到非线性系统的复杂性,用 Jacobian 阵,将 (4) 式进行近似处理,并离散化,再考虑系统的随机干扰和测量误差后,电机方程的离散状态空间模型可表示成如 (5) 式所示的形式. 式中的 Γ 如 (6) 式所示, h 阵如 (7) 式所示, Δ 阵如 (8) 式所示, 式中的 w_k 和 u_k 为具有零均值的 Gaussian 白噪声, 其协方差矩阵分别记为 Q, R .

$$\Gamma(\mathbf{x}_k) = \mathbf{I} + \left. \frac{\partial f(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k} \mathbf{T}_s =$$
$$\mathbf{I} + \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & \frac{\lambda_m}{L} \sin\theta_r & \frac{\omega_r \lambda_m}{L} \cos\theta_r \\ 0 & -\frac{r}{L} & -\frac{\lambda_m}{L} \cos\theta_r & \frac{\omega_r \lambda_m}{L} \sin\theta_r \\ -\frac{3}{2} \frac{p^2}{J} \lambda_m \sin\theta_r & \frac{3}{2} \frac{p^2}{J} \lambda_m \cos\theta_r & -\frac{B}{J} & -\frac{3}{2} \frac{p^2}{J} \lambda_m (i_a \cos\theta_r + i_b \sin\theta_r) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{T}_s \quad (6)$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\Delta(\mathbf{x}_k) = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

3 参数估计模型

用卡尔曼滤波器进行参数辨识, 针对不同的辨识参数, 需要建立对应的数学模型.

3.1 电阻估计模型

在电机模型中, 定子绕组电阻是一个常量, 但在实际使用过程中, 定子电阻会有一些的变化, 定子电阻的变化会对控制系统的性能产生一定的影响, 若能在电机运行过程中实时了解电机定子电阻的变化具有一定的实用意义. 通常电机定子绕组电阻的变化比电机中的电气量变化缓慢的多, 所以在和电机方程联立时可以有以如式 (9) 的描述. 这样做电阻变成了状态量, 可以用卡尔曼滤波器对其进行观察, 但也使系统模型的阶次提高了, 给辨识增加了困难. 即使使用文献 [6] 中的方案, 其计算量还是很大, 按该文章的介绍需要的控制周期在 $T_c = 125 \mu s$ 选定的开关频率在 8 kHz 以下. 如果能改用 (10) 式所示的模型, 在系统中增加位置传感器, 则系统的阶次能大大减低, 估计的准确性依然保持. 根据后面的实验, 系统的控制周期可以降到 $50 \mu s$. 此时的系统状态变量 $\mathbf{x} = [r \ i_a]$, 输入变量 $\mathbf{u} = u_a$, 输出变量 $\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) = i_a$, 方程中的 ω, θ 作为准常量处理. 用 Jacobian 行列式简化 (10) 式后得到如 (11) 和 (12) 式所示的简化模型.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} r \\ i_a \\ i_b \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{r}{L} i_a + \frac{\lambda_m}{L} \omega \sin\theta + \frac{u_a}{L} \\ -\frac{r}{L} i_b - \frac{\lambda_m}{L} \omega \cos\theta + \frac{u_b}{L} \\ \frac{3}{2} \frac{p^2}{J} \lambda_m (-i_a \sin\theta + i_b \cos\theta) - \frac{B}{J} \omega - p \frac{T_L}{J} \\ \omega \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} r \\ i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{r}{L} i_a + \frac{\lambda_m}{L} \omega \sin\theta + \frac{u_a}{L} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\Gamma(\mathbf{x}_k) = \mathbf{I} + \left. \frac{\partial f(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k}, \quad \mathbf{T}_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{i_a}{L} \mathbf{T}_s & 1 - \frac{r}{L} \mathbf{T}_s \end{bmatrix}. \quad (11)$$

表 1 电机符号说明表

Table 1 Parameters of PM SM

符号	物理意义
d, q	转子同步坐标轴
α, β	定子坐标轴
ω	转子的角速度
θ	转子的转角
L_d	d 轴上的电感分量
L_q	q 轴上的电感分量
p	定子的极对数
λ_m	主磁通
T_e	电磁转矩
T_L	机械转矩
r	转子电阻
J	转子转动惯量
B	阻尼系数

$$\Delta(\mathbf{x}_k) = \left. \frac{\partial h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k} = [0 \quad 1]. \quad (12)$$

3.2 磁通估计模型

同样的道理,在磁通的估计中,电阻被认为是常量,使用式(13)表示的二阶模型.此时的系统状态变量 $x = [\lambda_m \ i_a]$,和电阻辨识模型相同的是,输入变量 $u = u_a$,输出变量 $y = h(x) = i_a$,方程中的 ω , θ 仍作为准常量处理.用 Jacobian 行列式简化(13)式后得到如(14)和(15)式所示的简化模型.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_m \\ i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{r}{L} i_a + \frac{\lambda_m}{L} \omega \sin \theta + \frac{u_a}{L} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

$$\Gamma(\mathbf{x}_k) = \mathbf{I} + \frac{\partial f(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k}, \quad \mathbf{T}_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{i_q}{L} \mathbf{T}_s & 1 - \frac{r}{L} \mathbf{T}_s \end{bmatrix}. \quad (14)$$

$$\Delta(\mathbf{x}_k) = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k} = [0 \quad 1]. \quad (15)$$

4 电机控制系统

4.1 电机系统

电机的控制策略及控制系统的结构框图如图(3)所示.三相电流 i_a , i_b , i_c 经过 Clark 变换后,将相关的

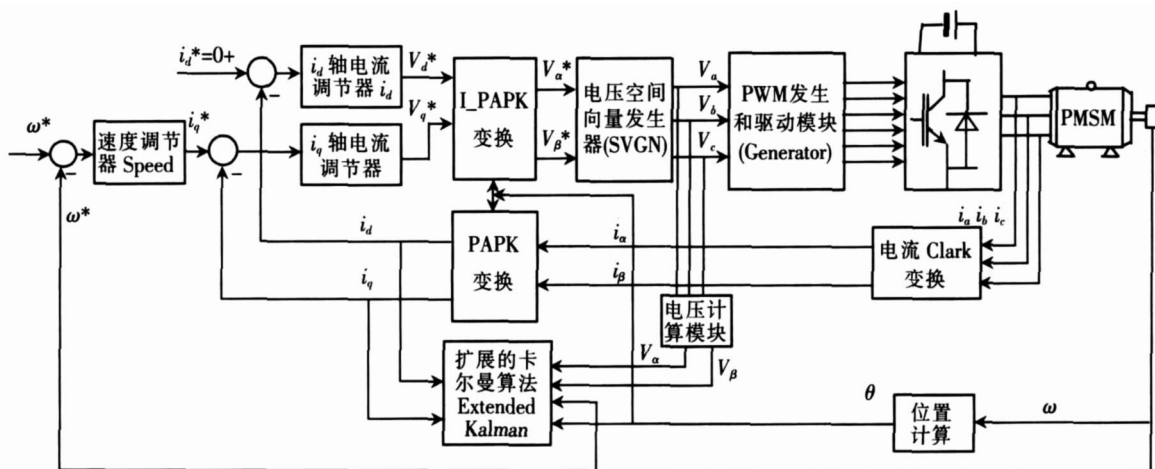


图3 基于扩展的 Kalman 滤波器的带位置传感器的永磁电机控制系统框图

Fig.3 Block diagram of proposed speed control system based on extended Kalman filter with position sensor

三相值变换成两相的 α β 量, 再经过 Park 变换将交流量等效成两个直流分量 d q 进行运算, 分别经过 i_d 和 i_q 两个电流调节器的运算得到电压给定值 V_d^* 和 V_q^* , 经电压空间向量发生模块转换成 PWM 脉冲来驱动大功率的 IGBT 管, 产生旋转电压向量, 使电机运转. Park 和 L Park 变换需要有电机转子的位置信息, 这里仍然用位置传感器提供转角信息.

4.2 DSP系统的构成

控制系统使用新一代 DSP, TMS320X2812 系统, 工作频率 150MHz, 工作电压 3.3V, 两个独立的 8 通道 12 位 A/D 转换模块, 有内置的 PWM 控制发生模块, 每一个事件管理器可同时输出 8 路 PWM 脉冲信号, PWM 脉冲对死区宽度可编程控制; 系统内置码盘信号处理电路, 对需要使用码盘信号的控制系提供了方便; 系统还提供串行数据通信功能 SCI 模块供用户选择使用; 用 C++ 对电机控制系统进行编程, 程序可读性好容易移植, 系统提供矢量控制用的基本程序模块和电流电压调节器计

表 2 电机符号说明表

Table 2 Parameters of PM SM

电机参数名称	参数值
额定电流	4A
额定速度	400 rpm
极对数	5
直流耦合电压	36V
每相电阻	0.35ohm
主磁通	0.0776Wb
L_d	3.366e-3H
L_q	3.366e-3H
阻尼系数	0
惯量	0.8e-5Nm s ²
负载转矩	5(N [*] m)
采样时间 T_s	50e-6s

算模块; 但不具备 D/A 转换模块, 调试系统时需要外扩 D/A 转换模块. 另外, TMS320X2810 运算速度快, 分别提供了浮点和定点两种数字处理方式, 内存大, 所以特别适合具有大量数学运算的 EKF 递推算法. 控制系统的软件流程略, 中断周期可控制在 $50\ \mu\text{s}$ 以内.

5 辨识结果

5.1 系统的位置转速变化曲线

通过位置传感器获得的电机的位置和转速信号如图 4 所示, 它们均作为电机系统参数辨识的已知信号使用.

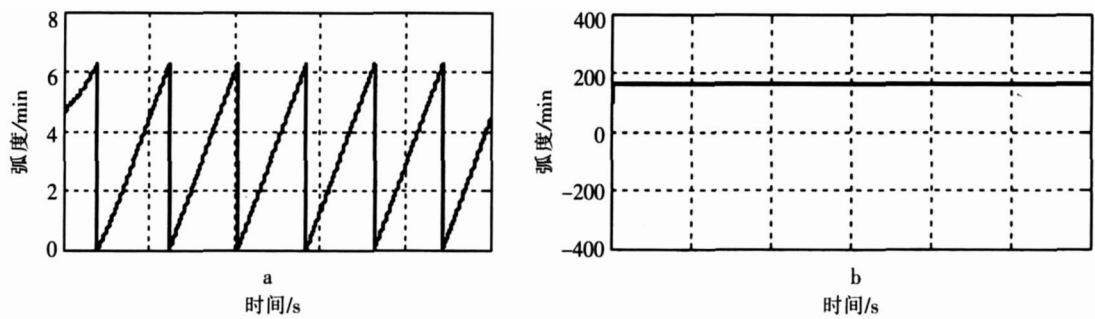


图 4 电机的位置(a)及转角(b)信号

Fig.4 The position(a) and speed(b) of PMSM

5.2 系统的电流变化曲线

实测的三相电流 i_a, i_b, i_c 经 Clark 变换后, 变成两相电流波形 i_α 和 i_β , 如图 5 所示, 它们之间的相位差为 90° , 也作为已知条件用于推算电机的参数变化.

5.3 电阻辨识结果

电阻辨识结果如图 6 所示, 经过对记录数据的数值分析, 得到图 6 中电阻变化曲线的均值在 $0.38\ \Omega$ 左右, 比定子电阻的静态测试值 $0.35\ \Omega$ 略大, 考虑到电机实际运行时, 特别是在有负载的情况下, 定子绕组有一定的温升, 电阻值应该比实际值大. 对电机在额定负载条件下运行时, 定子绕组电阻的测定值和估计值均值的比较误差小于 10% .

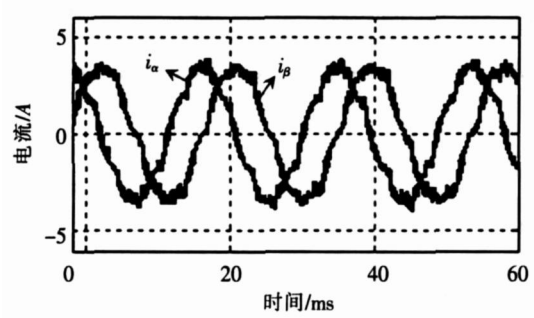


图 5 电流波形 i_α, i_β

Fig.5 Current waveform of i_α and i_β

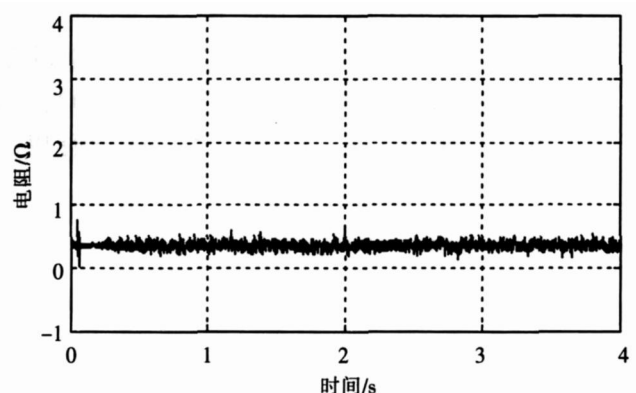


图 6 电阻 r 辨识结果

Fig.6 The estimated value of resistance

电阻均值辨识结果随转速和负载变化的曲线如图 7 所示. (a) 为电阻辨识结果随电机转速变化的曲线, 转速较低时, 辨识误差相对较大; (b) 为电阻均值辨识结果, 随负载变化的曲线. 考虑到定子绕组在负载变化时, 通过的负载电流不同, 所以当电机的负载增加时, 电机的转子电阻均值会略有上升, 但其变化的幅度较小. 另外, 当电机系统的负载电流较小或在空载情况下, 由于检测回路的误差和计算误差, 检测到的电流波形有较大的失真. 因此, 在电机空载时, 对定子绕组的电阻估计值误差较大.

5.4 磁通辨识结果

电机的转子磁通辨识结果如图 8 所示, 磁通曲线变化的均值为 0.0774Wb

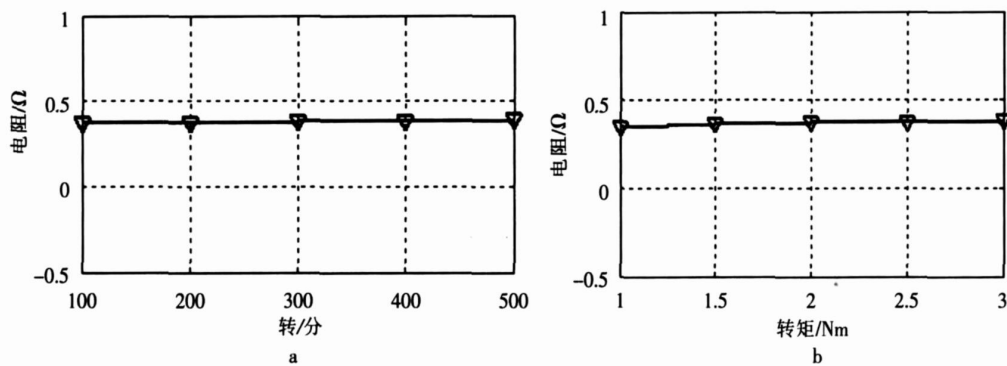


图 7 定子绕组电阻均值随转速和转矩的变化曲线
Fig.7 The identification value of resistance varied with speed and load

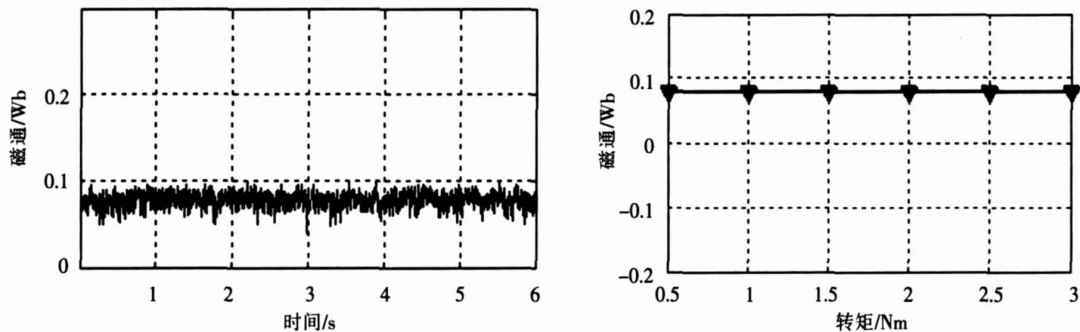


图 8 磁通的辨识结果
图 9 磁通辨识均值随负载变化曲线
Fig.8 The identification result of flux linkage
Fig.9 The average value of flux linkage varies with load

图 9 所示为磁通均值随负载的变化曲线, 在正常工作范围内, 磁通的辨识均值基本不随负载变化. 和电阻辨识同样的, 在电机空载情况下, 由于电流波形具有较大的失真, 所以, 辨识误差较大.

6 结论

二阶的 EKF 算法比全阶的 EKF 算法在计算的工作量上有明显的减少, 辨识的精度基本符合一般的使用要求. 用二阶的 EKF 模型估计永磁电机绕组电阻的变化和磁通的变化, 有利于了解电机的工作状态, 通过对电机绕组电阻和磁通的估计, 可以推算出电机绕组和转子中的温度变化, 进而间接地了解到电机系统的工作状况, 对减少电机的故障率, 提高电机的使用寿命具有一定的作用, 对于大中型电机的控制系统了解电机的温度变化将具有更加重要的意义.

[参考文献] (References)

[1] Zhu X, Zhu Z Q, Howe D. Application of full-order and simplified EKF's to sensorless PM brushless AC machines[J]. Int Journal of Automation and Computing, 2006, 2(1): 179- 186
[2] Bobgnani S, Oboe R, Zigliotto M. Sensorless full-digital PM SM drive with EKF estimation of speed and rotor position[J]. IEEE Transactions Industrial Electronics, 1999, 46(1): 184- 191.
[3] Yoon H o K in, Yoon Sang Kook. High performance IIM SM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF [J]. IEEE Transactions Energy Conversion, 1999, 14(4): 868- 873.
[4] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. EKF-based sensorless IIM synchronous motor drive for flux-weakening applications[J]. IEEE Trans Industry Applications, 2003, 39(3): 768- 775.
[5] Silverio Bobgnani, Mauro Zigliotto, Marco Zordan. Extended-Range PM SM sensorless speed drive based on stochastic filtering [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(1): 110- 117.
[6] Paul P A camley, John F W atson. Review of position sensorless operation of brushless permanent magnet machine[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2006, 53(2): 352- 362

[责任编辑: 刘 健]