

基于 EKF 的双 Y 移 30° 六相 PMSM 无速度传感器控制系统研究

钱 軻, 欧阳红林, 范祝霞, 王 铭

湖南大学电气与信息工程学院, 长沙 410082

摘要 介绍了一种基于扩展卡尔曼滤波(EKF)的双 Y 移 30° 六相永磁同步电动机(PMSM)无速度传感器控制方法。本系统建立了六相双 Y 移 30° 绕组永磁同步电动机的数学模型和状态空间方程。通过选取 dq 旋转坐标系下的定子电流、电机转速和转子位置作为状态变量, 选取定子电压和电流作为输入、输出向量, 构建了 EKF 观测器。在 dq 旋转坐标下采用扩展卡尔曼滤波器获得转速和转子位置, 并利用 TMS320F2812 型 DSP 芯片实现全数字控制。该方法不需要对多相永磁电机的结构作任何改变, 同时适用于凸极和隐极永磁同步电机, 在很宽的速度变化范围内都有较高的位置估计精度。实验表明该方法使系统具有更加良好的控制性能。

关键词 永磁同步电动机; 无速度传感器控制; 扩展卡尔曼滤波; TMS320F2812

中图分类号 TM351, TP29

文献标识码 A

文章编号 1000-7857(2009)17-0065-04

Study on Extended Kalman Filtering for Sensorless Control of Dual Y Shift 30 Degree PMSM Drive System

QIAN Jun, OUYANG Honglin, FAN Zhuxia,
WANG Ming

College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Hunan University, Changsha 410082, China

Abstract This paper presents a method based on Extended Kalman Filter for sensorless control of dual Y shift 30 degree Permanent-Magnet Synchronous Motor (PMSM) drive system. The mathematical modeling and nonlinear state equations of dual Y shift 30 degree PMSM are established. The stator current, the rotor speed and the rotor position in the synchronous dq -reference frame are chosen as the state variables. The stator current is used as the output variable. At the same time, the stator voltage is chosen as the input variable. Based on the above-mentioned conditions, the

Extended Kalman Filter is established and is used for estimation of the rotor speed and position in the synchronous dq -reference frame. The full digital control is realized by the DSP TMS320F2812. Without any change of the structure of the multi-phase PMSM, this method is applicable to salient pole and non-salient pole permanent-magnet synchronous motor. It enjoys a good position precision in a very wide speed range. Simulation and experiment results confirm the effectiveness of the proposed method.

Keywords permanent-magnet; synchronous motor; sensorless control; extend Kalman filter; TMS320F2812

0 引言

多相永磁同步电动机 (Permanent-Magnet Synchronous Motor, PMSM) 系统具有常规三相电机所无法比拟的优点: ① 减小电机的谐波电流, 在不增大相电压的前提下减小相电流的幅值, 或在保持相电流基本不变的情况下, 用低压功率器件来实现大功率电机调速; ② 在电机容量一定的情况下可增大单位电流的电磁转矩; ③ 采用相冗余的概念, 大大提高了电机调速系统的可靠性, 即使有部分定子绕组故障如绕组短路或断路, 也不影响其启动和运行。

多相永磁同步电动机的磁场定向控制和不对称运行情况下的矢量控制, 都需要精确的转子磁场位置角 θ 和速度 ω

收稿日期: 2009-06-25

作者简介: 钱轶, 研究方向为现代交流传动, 电子信箱: heiyuhnu@126.com; 欧阳红林 (通信作者), 教授, 研究方向为现代电力电子技术与交流传动, 电子信箱: oylh1405.ouyang@vip.sina.com

信息实现控制算法^[1], θ 和 ω 也是确定二相旋转坐标系瞬时位置的关键参数。传统的运动控制系统采用光电编码器或者旋转变压器检测转子的速度和位置, 但是这些额外的传感器不仅增加了系统的成本, 更加降低了系统的可靠性。本研究提出了基于扩展卡尔曼滤波器的无速度传感器控制方法, 该方法不需要对电机的结构作任何改变, 而且在很大的速度变化范围内有较高的精度^[2-3]。

基于扩展卡尔曼滤波器(EKF)的无传感器控制方法本质上是一种基于状态观测器的无传感器控制方法。扩展卡尔曼滤波是一种用于估计动态非线性系统状态的最优估计方法。EKF 算法对转子初始位置不敏感^[4-6], 即使有偏差也能将系统带入稳定状态, 其应用在高性能伺服驱动系统, 可以在很宽的范围工作, 对非线性系统具有良好的适应性, 对噪声也具有一定的免疫力^[7]。

1 六相 PMSM 在 dq 坐标系下的方程

双 Y 移 30° PMSM 有六个独立的电流变量, 是一个六维系统, 在六相静止坐标系下是一个高阶、非线性、强耦合的系统。定子磁链是转子位置角 θ 的函数, 电磁转矩的大小也与转子的位置角 θ 有关。为了降低 EKF 算法的难度和运算复杂度, 可以考虑以转子永磁磁势 ψ_f 的轴线为中线, 建立以同步速度旋转的两相正交的旋转坐标系, 在该坐标系下, 可降低多相 PMSM 数学模型的阶数, 有利于后续算法的实现。

从六相静止坐标系到两相旋转坐标系的转换, 可分为从六相静止坐标系到两相静止坐标系和从两相静止坐标系到两相旋转坐标系两个步骤。通过下面的变换矩阵, 可以得到两相静止坐标下电机的电压方程和磁链方程

$$C_{6/2s} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{\pi}{6} & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{5\pi}{6} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{3\pi}{2} \\ 0 & \sin \frac{\pi}{6} & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{5\pi}{6} & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{3\pi}{2} \\ 1 & \cos \frac{5\pi}{6} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{\pi}{6} & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{3\pi}{2} \\ 0 & \sin \frac{5\pi}{6} & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{\pi}{6} & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{3\pi}{2} \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

此时, 彼此耦合的电压方程和磁链方程由六维空间转换到彼此正交的 $\alpha\beta$ 平面, z_1z_2 平面和 o_1o_2 平面 3 个平面子空间。其中, 只有 $\alpha\beta$ 平面与机电能量转换有关。再通过下式的变换将两相静止坐标系转换到二相旋转坐标系:

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (1)$$

得到 dq 坐标系下双 Y 移 30° PMSM 定子侧的电压方程、磁链方程、电磁力矩方程和运动方程分别如下, 其中, ψ_d, ψ_q 为 d, q 轴定子磁链分量; i_d, i_q 为 d, q 轴定子电流分量; L_{d6}, L_{q6} 为 d, q 轴电感分量; U_d, U_q 为 d, q 轴定子电压分量; R, n_p 为定子电阻和极对数; ω_s 为同步角速度; ψ_f 为永磁体磁链。

$$\begin{cases} i_d = \frac{1}{R} \left(u_d - \frac{d\psi_d}{dt} + \omega_s \psi_q \right) \\ i_q = \frac{1}{R} \left(u_q - \frac{d\psi_q}{dt} - \omega_s \psi_d \right) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \psi_d - L_{d6} i_d = \sqrt{3} \psi_f \\ \psi_q - L_{q6} i_q = 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$\frac{T_{em}}{n_p} = \sqrt{3} \psi_f i_q + (L_{d6} - L_{q6}) i_d i_q \quad (4)$$

$$T_{em} = T_L + B\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (5)$$

2 扩展卡尔曼算法

随机过程可由状态方程和观测方程表示。

状态方程:

$$\frac{dx(t)}{dt} = F[x(t), u(t)] + w(t) \quad (6)$$

观测方程:

$$y(t) = M[x(t)] + v(t) \quad (7)$$

选取 i_d, i_q, ω, θ 为状态变量, u_d, u_q 为输入量, i_d, i_q 为观测变量, 其中机械角速度 $\omega = \omega_s / n_p$, 则六相双 Y 移 30° PMSM 的状态方程和测量方程为

$$\begin{aligned} x &= [i_d \ i_q \ \omega \ \theta]^T \quad u = [u_d \ u_q]^T \quad y = [i_d \ i_q]^T \\ y &= \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_d \ i_q \ \omega \ \theta]^T \\ \dot{x} &= \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_{d6}} & \frac{n_p \omega L_{q6}}{L_{d6}} & 0 & 0 \\ -\frac{L_{d6} n_p \omega}{L_{q6}} & -\frac{R}{L_{q6}} & -\frac{\sqrt{3} n_p \psi_f}{L_{q6}} & 0 \\ \frac{1}{J} n_p (L_{d6} - L_{q6}) i_q & \frac{\sqrt{3}}{J} n_p \psi_f & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{d6}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{q6}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ T_L \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

上述方程为确定性方程, 但在实际系统中还须考虑系统噪声和测量噪声, 于是得到 EKF 的离散化形式:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \Phi(k+1, k)x(k) + G(k)u(k) + w(k) \\ y(k) &= H(k)x(k) + v(k) \end{aligned} \quad (9)$$

其中,

$$\begin{aligned} \Phi(k) &= I + T_s \cdot \frac{\partial F[x(k), u(k)]}{\partial x(k)} \\ G(k) &= T_s \cdot \frac{\partial F[x(k), u(k)]}{\partial u(k)} \quad H(k) = \frac{\partial M[x(k)]}{\partial x(k)} \end{aligned}$$

EKF 的递推过程可分为两个阶段: 第一阶段为预测阶段, 由第 k 次估计结果 $\hat{x}(k)$ 来推算下一次的预测值 $\hat{x}(k+1)$; 第

二阶段为校正阶段,利用测量值来修正状态的预测值,并逐渐逼近实际值,方程为

$$\hat{x}(k+1)=\tilde{x}(k+1)+K(k+1)[y(k+1)-\tilde{y}(k+1)] \quad (10)$$

其中, $\tilde{y}(k+1)$ 为预测输出, $K(k)$ 为最优增益矩阵。能否对状态值取得满意的结果,关键是在对增益矩阵 $K(k+1)$ 的选择,因此本文选取的原则是使 $x(k+1)-\hat{x}(k+1)$ 的均方差矩阵极小,即令

$$P=E\{[x(k+1)-\hat{x}(k+1)]^T[x(k+1)-\hat{x}(k+1)]\}$$

取极小, $x(k+1)$ 为准确值, $x(k+1)-\hat{x}(k+1)$ 为估计误差。要使 P 取最小值,就要求

$$\frac{\partial P(k)}{\partial \phi(k)}=0 \quad \frac{\partial P(k)}{\partial H(k)}=0$$

于是,可得预测均方差矩阵:

$$P(k+1, k)=\phi(k)P(k)\phi^T(k)+Q(k) \quad (11)$$

增益方程:

$$K(k+1)=P(k+1, k)H^T(k)[H(k)P(k+1, k)H^T(k)+R(k)]^{-1} \quad (12)$$

其中, $P(k+1)=P(k+1, k)-K(k+1)H(k)P(k+1, k)$ 。

下式是更新误差阵,为下一周期计算做准备:

$$\hat{P}(k+1)=\tilde{P}(k+1, k)-K(k+1)H(k)\tilde{P}(k+1, k)$$

3 Q 矩阵和 R 矩阵的选择

前文中,式(6)、(7)、(9)中的 $w(k)$ 和 $v(k)$ 分别为系统噪声和测量噪声,其均值为 0,方差矩阵分别为 Q 和 R ; $Q(k)=E[w(k)w^T(k)]$; $R(k)=E[v(k)v^T(k)]$ 。系统噪声方差阵 $Q(k)$ 和测量噪声方差阵 $R(k)$ 的选择对于系统的暂态和稳态性能非常重要。 Q 值的增大会增加卡尔曼增益,在加快滤波过程的同时也会使系统的稳定性降低; R 矩阵的增大则会加大噪声对电流测量的影响。通过实验进行选择后,本实验中的 P_0 、 Q 和 R 的选取为

$$P_0=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad Q=\begin{bmatrix} 0.4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.004 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 200 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \quad R=\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$$

4 系统实现及实验结果

双 Y 移 30° 六相永磁同步电动机无速度传感器控制系统框图如图 1 所示。

电机参数:相数 6,极对数 5,定子电阻 1.885 6 Ω ,永磁体磁链 1.619 42 Wb, d 轴电抗 0.047 5 H, q 轴电抗 0.078 3 H,

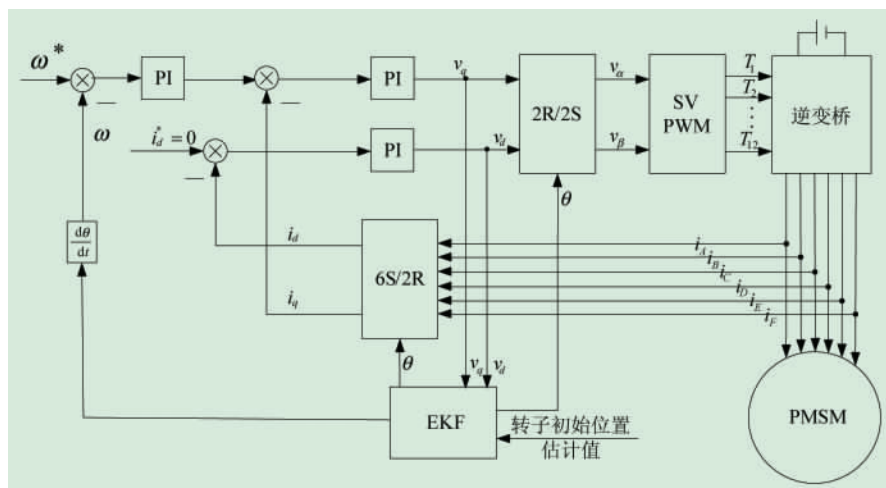


图 1 双 Y 移 30° 六相永磁同步电动机控制系统框图

Fig. 1 Control block diagram of dual Y shift 30° PMSM drive system

相电压 230.9 V,相电流 6.76 A,额定转速 600 r/min,定子采用隔离中性线连接。负载采用 30 kW 额定转速为 1 460 r/min 的直流电动机。

图 2 给出了转速为 100 r/min 时的转子位置角估算值和测量值的差值,其中实际值的检测由光电码盘完成。

图 3(a)显示了采样周期为 100 ms,转速为 600 r/min 正转时的转子实际位置角和估计位置角。其中,范围为 0~2 π ;图 3(b)是同一转速下反转时的波形;图 3(c)的采样周期为 500 ms,转速为 360 r/min;图 3(d)的采样周期为 200 ms,转速为 300 r/min。

由上述实验波形可以看出,位置角的估算值和实际值误

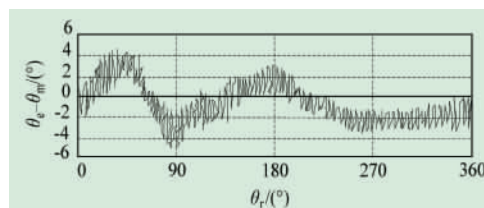


图 2 转子位置角估算值与测量值的差值

Fig. 2 Difference between the metrical value and estimate

差较小,在不同的转速下都有较精确的转子位置估算值,系统表现出良好的性能。

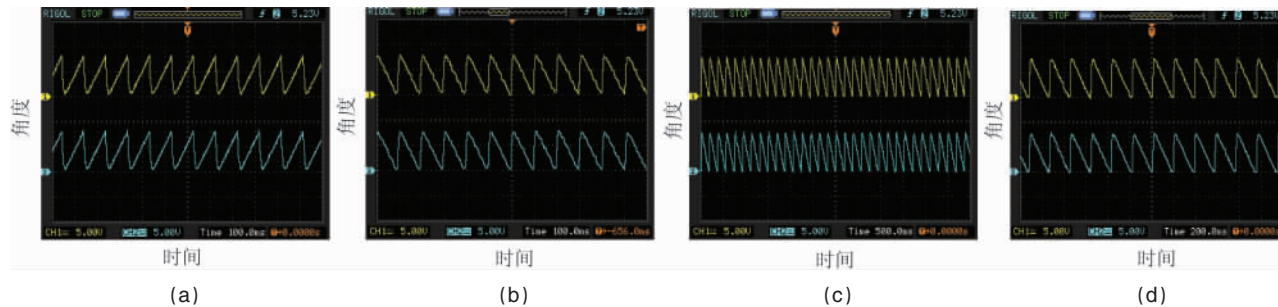


图3 实验波形图

Fig. 3 Waveforms of experiment

5 结论

提出了一种基于扩展卡尔曼滤波的双Y移30°六相永磁同步电动机无速度传感器控制方法。通过选取 dq 旋转坐标系下的定子电流、电机转速和转子位置作为状态变量,选取定子电压和电流作为输入、输出向量,构建了EKF观测器。利用EKF观测器观测得到的转子位置和转速,实现了多相PMSM无速度传感器矢量控制。通过仿真计算和实验检验证实了本文提出方法的正确性和有效性。

参考文献 (References)

- [1] Borsje P, Chan T F, Wong Y K, *et al.* A comparative study of Kalman filtering for sensorless control of a permanent-magnet synchronous motor drive [C]//2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. 2005: 815-822.
- [2] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives [J]. *IEEE Trans Industry Applications*, 2003, 39(6): 1741-1747.
- [3] Bolognani 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.
- [4] Xu J, Wang F, Xie S, *et al.* A new control method for permanent magnet synchronous machines with observer [C]//Power Electronics Specialists Conference, 35th Annual IEEE. Germany, 2004(2): 1404-1408.
- [5] 张猛, 李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电动机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(63): 38-42.
Zhang Meng, Li Yongdong. *Chinese Transactions of Electrical Engineering*, 2007, 27(63): 38-42.
- [6] 尚 . 永磁同步电动机磁场定向控制的研究 [D]. 杭州: 浙江大学电气工程学院, 2007.
Shang Zhe. The study of field-oriented control for PMSM [D]. Hangzhou: College of Electrical Engineering, Zhejiang University, 2007.
- [7] Hu J, Wu B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range[J]. *IEEE Trans Power Electronics*, 1998, 13(5): 969-977.

(责任编辑 杨书卷)

·学术动态·



“第6次全国妇科 内分泌学术会议”征文

中华医学会妇产科学分会妇科内分泌学组,定于2009年12月4-6日在广东省珠海市召开“第6次全国妇科内分泌学术会议”。大会期间将邀请国内外知名专家进行妇科内分泌领域最新进展的专题报告,为广大从事妇科内分泌学临床与基础研究的工作者提供一个交流经验的平台。会议将组织专家进行论文的评比,对优秀者进行表彰。参加会议的代表将获得国家级继续教育学分8分。

会议征文内容包括:少女和青春期健康与发育异常,性发育和性功能异常,各种月经紊乱的诊断与治疗、卵巢早衰,PCOS诊断与治疗、肥胖与减重,子宫内膜异位症,女性不育症的病因诊断和治疗,腹腔镜和宫腔镜在妇科内分泌领域的应用,复发性流产,辅助生殖技术,避孕药具在妇科内分泌临床的应用,绝经过渡期和绝经后妇女心血管和脑健康问题,性激素替代治疗,骨质疏松的防治等。截稿日期:2009年10月20日。

联系方式:北京市西城区大木仓胡同41号北京协和医院妇科(100032) 田秦杰;电子信箱:qinjieth@sohu.com。