

基于反电动势法的双绕组永磁容错电机 转子位置估计算法研究*

梁 艳¹, 朱景伟¹, 边 涛², 周晓林¹

(1. 大连海事大学 轮机工程学院, 辽宁 大连 116026;

2. 国网铁岭供电公司, 辽宁 铁岭 112000)

摘 要: 针对双绕组永磁容错电机, 在反电动势法基础上, 提出一种改进的适用于容错电机的转子位置估计算法。利用每相绕组产生的磁链增量及单位反电动势来估算双绕组永磁容错电机转子的位置, 通过锁相环技术进行误差补偿, 对该方法中使用到的电机参数进行在线辨识, 把辨识结果更新到转子位置估计算法中。通过该方法可以在双绕组永磁容错电机正常工作、单相故障或者多相故障容错的情况下, 实现对转子位置以及转速的估计。通过 MATLAB/Simulink 进行仿真, 验证转子位置估算方法的准确性和鲁棒性。

关键词: 双绕组永磁容错电机; 无位置传感器; 反电动势法; 磁链增量; 容错控制; 参数辨识

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)04-0008-07

Study of Rotor Position Estimation of Dual Winding Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Based on Back-EMF Algorithm*

LIANG Yan¹, ZHU Jingwei¹, BIAN Tao², ZHOU Xiaolin¹

(1. Marine Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China;

2. State Grid Tieling Power Supply Company, Tieling 112000, China)

Abstract: An improved sensorless control algorithm for fault-tolerant control was proposed for the dual winding FTPMM. The sensorless control algorithm, based on the back EMF method, utilized the flux linkage generated by each phase winding and the back electromotive force to estimate the position of rotor. The phase-locked loop technology was used to compensate for errors. The parameters used in this method were identified online, and the identification results were updated to the rotor position estimation algorithm. The rotor position and speed measurement could be achieved through the method in the case of double-winding permanent magnet fault-tolerant motor operating normally, single-phase fault or multi phase faults. The experiment was carried out by MATLAB/Simulink to verify the accuracy of the rotor position estimation method.

Key words: dual winding fault-tolerant permanent magnet motor; sensorless control; back EMF method; flux linkage; fault-tolerant control; parameters identification

0 引 言

双绕组永磁容错电机拥有两套绕组并分别采用独立的供电电源和反馈模块, 结合了永磁容错电机和双冗余控制系统的优良特性, 具有可靠性

高、空间利用率大、成本低等优点, 引起了国内外学者广泛关注^[1-2]。在传统的电机控制系统中, 通常采用光电编码器、旋转变压器等装置获取转子位置信息, 这势必增加系统的复杂程度, 而且影响系统可靠性及系统动静态性能, 违背了设计双

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51777024, 51407021, 51077007); 中央高校基本科研业务费专项资金项目(31320163131)

作者简介: 梁 艳(1994—), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁容错电机控制技术。

朱景伟(1963—), 男, 工程师, 研究方向为交流电机控制、电力系统设计及保护技术。

边 涛(1972—), 男, 工程师, 研究方向为交流电机控制、电力系统设计及保护技术。

绕组永磁容错电机增强系统可靠性的初衷。因此,双绕组永磁容错电机的无位置传感器算法研究具有非常重要的意义。

近年来,国内外学者提出了模型参考自适应法^[3-4]、观测器法^[5-6]、高频注入法^[7-8]、人工智能法^[9]、反电动势法^[10]等多种转子位置估计算法。文献[3]采用模型参考自适应法在低速时能获得较好的转子位置信息,但是对电机参数的变化比较敏感。文献[5]提出的观测器的估算方法鲁棒性较好,但计算量较大,算法较为复杂。文献[7]所用的高频注入法能够实现零速情况下转子初始位置的估计,但是对电机的凸极性有要求,在转子结构为表贴式的电机上实现起来较为困难。人工智能基础的估算方法比较前沿,自适应能力强,然而算法复杂,距离实用化还有一定的距离。反电动势法相对简单灵活,响应速度也较快。

由于双绕组永磁容错电机具有绕组间隔离的容错特性,以上无位置传感器的方法并不能直接使用。本文在文献[11]提出的方法基础上进行了改进,使得反电动势位置估算的方法能够适用于双绕组永磁容错电机。又由于该方法的准确性受电机参数(电感、电阻)变化的影响较大,本文把文献[12]提出的带遗忘因子的递推最小二乘法应用于电机参数电感及电阻的在线辨识中,并把辨识结果实时更新到转子位置估计算法。通过MATLAB/Simulink对双绕组永磁容错电机在电机正常工作、单相故障或者两相故障的情况下进行仿真,验证转子位置估算方法的准确性。

1 双绕组永磁容错电机的数学模型

双绕组永磁容错电机比普通的三相电机多一套绕组,提高了电机的容错性能。每相绕组采用如图1所示独立的H桥驱动,具有物理隔离、热隔离、电磁隔离等优点,使得电机在故障的情况下测量转子位置成为可能。其中,A、B和C为空间

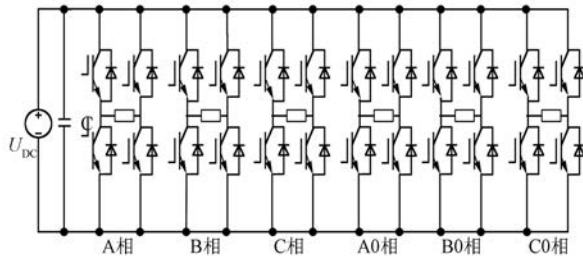


图1 双绕组永磁容错电机主电路

上互差120°的对称绕组,A0、B0和C0分别与A、B、C同相^[13],每相绕组的电压方程由式(1)给出:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_{A0} \\ u_{B0} \\ u_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_{A0} \\ i_{B0} \\ i_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_{A0} \\ i_{B0} \\ i_{C0} \end{bmatrix} + \frac{k_e}{p} \frac{d\theta_e}{dt} \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \\ e_{A0} \\ e_{B0} \\ e_{C0} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_A 、 u_B 、 u_C 、 u_{A0} 、 u_{B0} 、 u_{C0} ——六相电压;

R ——电阻;

i_A 、 i_B 、 i_C 、 i_{A0} 、 i_{B0} 、 i_{C0} ——六相绕组电流;

L ——每相电感;

k_e ——反电动势常数;

p ——极对数;

θ_e ——转子的电气角度;

e_A 、 e_B 、 e_C 、 e_{A0} 、 e_{B0} 、 e_{C0} ——反电动势。

2 转子位置估计算法

当采样频率足够高时,式(1)经推导可将每相转子位置增量表示为

$$\begin{bmatrix} \Delta\theta_A \\ \Delta\theta_B \\ \Delta\theta_C \\ \Delta\theta_{A0} \\ \Delta\theta_{B0} \\ \Delta\theta_{C0} \end{bmatrix} = \frac{p}{k_e} \begin{bmatrix} \frac{(u_A - Ri_A)T - L\Delta i_A}{e_A} \\ \frac{(u_B - Ri_B)T - L\Delta i_B}{e_B} \\ \frac{(u_C - Ri_C)T - L\Delta i_C}{e_C} \\ \frac{(u_{A0} - Ri_{A0})T - L\Delta i_{A0}}{e_{A0}} \\ \frac{(u_{B0} - Ri_{B0})T - L\Delta i_{B0}}{e_{B0}} \\ \frac{(u_{C0} - Ri_{C0})T - L\Delta i_{C0}}{e_{C0}} \end{bmatrix} = \frac{p}{k_e} \begin{bmatrix} \frac{\Delta\psi_A}{e_A} \\ \frac{\Delta\psi_B}{e_B} \\ \frac{\Delta\psi_C}{e_C} \\ \frac{\Delta\psi_{A0}}{e_{A0}} \\ \frac{\Delta\psi_{B0}}{e_{B0}} \\ \frac{\Delta\psi_{C0}}{e_{C0}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $\Delta\theta$ ——转子位置增量;

T ——采样时长;

Δi ——电流增量;

$\Delta\psi$ ——磁链增量。

由于定子两套绕组都对应于同一个转轴,因此 6 个转子增量应该是相等的。

当反电动势为正弦波时,每个反电动势的过零点将导致位置增量的估算误差增大。为了避免出现这种情况,本文在文献[13]基础上作出改进,同时考虑到双绕组容错电机的容错特性,当电机出现两相故障,如 A 相与 A0 相同时开路或短路时,由于电流的缺失和检测不准确导致 $\Delta\theta$ 无法检测到,所以本文把式(2)中两套绕组的等式两边分别同乘 e_A^2, e_B^2, e_C^2 和 $e_{A0}^2, e_{B0}^2, e_{C0}^2$, 再将每套绕组的相邻等式相加,得:

$$\begin{bmatrix} \Delta\theta_{AB} \\ \Delta\theta_{BC} \\ \Delta\theta_{CA} \\ \Delta\theta_{A0B0} \\ \Delta\theta_{B0C0} \\ \Delta\theta_{C0A0} \end{bmatrix} = \frac{p}{k_e} \begin{bmatrix} \frac{\Delta\psi_A e_A + \Delta\psi_B e_B}{e_A^2 + e_B^2} \\ \frac{\Delta\psi_B e_B + \Delta\psi_C e_C}{e_B^2 + e_C^2} \\ \frac{\Delta\psi_C e_C + \Delta\psi_A e_A}{e_C^2 + e_A^2} \\ \frac{\Delta\psi_{A0} e_{A0} + \Delta\psi_{B0} e_{B0}}{e_{A0}^2 + e_{B0}^2} \\ \frac{\Delta\psi_{B0} e_{B0} + \Delta\psi_{C0} e_{C0}}{e_{B0}^2 + e_{C0}^2} \\ \frac{\Delta\psi_{C0} e_{C0} + \Delta\psi_{A0} e_{A0}}{e_{C0}^2 + e_{A0}^2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

在式(3)中,由于相邻两相单位反电动势相位差为 120° ,所以分母恒大于零,避免了出现位置增量无穷大的情况。如果前一时刻的转子位置已知,那么下一时刻的位置可以表示为

$$\begin{cases} \theta_{AB}^*(k) = \theta_{AB}(k-1) + \Delta\theta_{AB} \\ \theta_{BC}^*(k) = \theta_{BC}(k-1) + \Delta\theta_{BC} \\ \theta_{CA}^*(k) = \theta_{CA}(k-1) + \Delta\theta_{CA} \\ \theta_{A0B0}^*(k) = \theta_{A0B0}(k-1) + \Delta\theta_{A0B0} \\ \theta_{B0C0}^*(k) = \theta_{B0C0}(k-1) + \Delta\theta_{B0C0} \\ \theta_{C0A0}^*(k) = \theta_{C0A0}(k-1) + \Delta\theta_{C0A0} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\theta^*(k)$ —— k 时刻估算的转子位置;

$\theta(k-1)$ —— $k-1$ 时刻的转子位置;

$\Delta\theta$ —— $k-1$ 时刻的转子位置增量。

由此可见,当容错电机出现故障时(单相、多相故障),可以由其他正常相的转子位置来求取转子位置。双绕组永磁容错电机的工作状态与备用的转子信息表如表 1 所示。表 1 列举了电机正常工作及部分相故障时可用的转子位置信息。其他相故障时类似,在此不做赘述。在理想的情况下,对可用的转子位置取平均值,即得到电机估算的转子位置。然而在实际情况中,估测的转子位置可能出现稳态误差。锁相环技术(Phase Locked Loop, PLL)可以补偿这个稳态误差^[14]。

表 1 双绕组永磁容错电机的工作状态与备用的转子信息表

双绕组永磁容错电机的工作状态	可用的转子位置
无故障	$\theta_{BC}, \theta_{CA}, \theta_{AB}, \theta_{A0B0}, \theta_{B0C0}, \theta_{C0A0}$
A 相故障	$\theta_{BC}, \theta_{A0B0}, \theta_{B0C0}, \theta_{C0A0}$
B 相故障	$\theta_{CA}, \theta_{A0B0}, \theta_{B0C0}, \theta_{C0A0}$
C 相故障	$\theta_{AB}, \theta_{A0B0}, \theta_{B0C0}, \theta_{C0A0}$
A、B 相故障	$\theta_{A0B0}, \theta_{B0C0}, \theta_{C0A0}$
B、C 相故障	$\theta_{A0B0}, \theta_{B0C0}, \theta_{C0A0}$
C、A 相故障	$\theta_{A0B0}, \theta_{B0C0}, \theta_{C0A0}$
A、A0 相故障	$\theta_{BC}, \theta_{B0C0}$
A、B0 相故障	$\theta_{BC}, \theta_{C0A0}$
A、C0 相故障	$\theta_{BC}, \theta_{A0B0}$

对电机而言,反电动势与磁链的变化率成正比,即反电动势也与磁链增量成正比。因此,对于每一相来说,估算的转子位置对应的反电动势应该与测得的磁链增量同相。如图 2 所示,以 A、B 相为例,为消除误差,可由相邻相 A、B 的反电动势与磁链增量作为输入,经由式(5)得到二者之间相位差,并把这个相位差通过一个 PI 调节器,构成锁相环,再与式(4)得到的 $\theta_{AB}^*(k)$ 相加,得到估计的转子位置 $\theta_{AB}(k)$,以此补偿稳态误差。

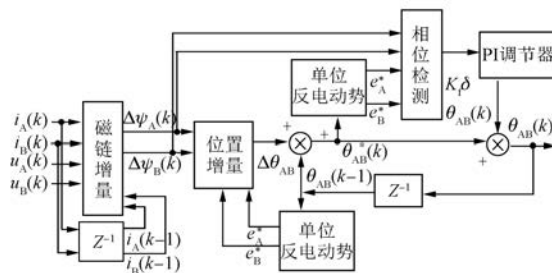


图 2 位置增量估算系统

$$\begin{bmatrix} \|\vec{\Delta\psi}_1 \times \vec{e}_1\|_{AB} \\ \|\vec{\Delta\psi}_2 \times \vec{e}_2\|_{BC} \\ \|\vec{\Delta\psi}_3 \times \vec{e}_3\|_{CA} \\ \|\vec{\Delta\psi}_4 \times \vec{e}_4\|_{AOB0} \\ \|\vec{\Delta\psi}_5 \times \vec{e}_5\|_{BOC0} \\ \|\vec{\Delta\psi}_6 \times \vec{e}_6\|_{COA0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta\psi_A e_B(\theta_{AB}^*) - \Delta\psi_B e_A(\theta_{AB}^*) \\ \Delta\psi_B e_C(\theta_{BC}^*) - \Delta\psi_C e_B(\theta_{BC}^*) \\ \Delta\psi_C e_A(\theta_{CA}^*) - \Delta\psi_A e_C(\theta_{CA}^*) \\ \Delta\psi_{A0} e_{B0}(\theta_{AOB0}^*) - \Delta\psi_{B0} e_{A0}(\theta_{AOB0}^*) \\ \Delta\psi_{B0} e_{C0}(\theta_{BOC0}^*) - \Delta\psi_{C0} e_{B0}(\theta_{BOC0}^*) \\ \Delta\psi_{C0} e_{A0}(\theta_{COA0}^*) - \Delta\psi_{A0} e_{C0}(\theta_{COA0}^*) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot |\Delta\psi| \begin{bmatrix} \sin(\theta_{\psi f} - \theta_{AB}^*) \\ \sin(\theta_{\psi f} - \theta_{BC}^*) \\ \sin(\theta_{\psi f} - \theta_{CA}^*) \\ \sin(\theta_{\psi f} - \theta_{AOB0}^*) \\ \sin(\theta_{\psi f} - \theta_{BOC0}^*) \\ \sin(\theta_{\psi f} - \theta_{COA0}^*) \end{bmatrix} \approx$$

$$K_f \begin{bmatrix} \theta_{\psi f} - \theta_{AB}^* \\ \theta_{\psi f} - \theta_{BC}^* \\ \theta_{\psi f} - \theta_{CA}^* \\ \theta_{\psi f} - \theta_{AOB0}^* \\ \theta_{\psi f} - \theta_{BOC0}^* \\ \theta_{\psi f} - \theta_{COA0}^* \end{bmatrix} = K_f \begin{bmatrix} \delta\theta_{AB}(k) \\ \delta\theta_{BC}(k) \\ \delta\theta_{CA}(k) \\ \delta\theta_{AOB0}(k) \\ \delta\theta_{BOC0}(k) \\ \delta\theta_{COA0}(k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $|\Delta\psi|$ ——磁链增量的幅值;

$\delta\theta_{AB}$ 、 $\delta\theta_{BC}$ 、 $\delta\theta_{CA}$ 、 $\delta\theta_{AOB0}$ 、 $\delta\theta_{BOC0}$ 、 $\delta\theta_{COA0}$ ——两相磁链增量与反电动势间的相位差;

$K_f = \sqrt{3}/2 |\Delta\psi|$ 。

因此,稳态误差补偿之后的两相之间估算的转子位置可由式(6)表示:

$$\begin{bmatrix} \theta_{AB}(k) \\ \theta_{BC}(k) \\ \theta_{CA}(k) \\ \theta_{AOB0}(k) \\ \theta_{BOC0}(k) \\ \theta_{COA0}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_{AB}^*(k) + K_f \left[K_p \delta\theta_{AB}(k) + K_i \sum_{i=0}^k \delta\theta_{AB}(i) \right] \\ \theta_{BC}^*(k) + K_f \left[K_p \delta\theta_{BC}(k) + K_i \sum_{i=0}^k \delta\theta_{BC}(i) \right] \\ \theta_{CA}^*(k) + K_f \left[K_p \delta\theta_{CA}(k) + K_i \sum_{i=0}^k \delta\theta_{CA}(i) \right] \\ \theta_{AOB0}^*(k) + K_f \left[K_p \delta\theta_{AOB0}(k) + K_i \sum_{i=0}^k \delta\theta_{AOB0}(i) \right] \\ \theta_{BOC0}^*(k) + K_f \left[K_p \delta\theta_{BOC0}(k) + K_i \sum_{i=0}^k \delta\theta_{BOC0}(i) \right] \\ \theta_{COA0}^*(k) + K_f \left[K_p \delta\theta_{COA0}(k) + K_i \sum_{i=0}^k \delta\theta_{COA0}(i) \right] \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: K_p 、 K_i ——PI 调节器的比例积分系数。

3 电机参数在线辨识

系统的状态方程可以表示为

$$Y(k) = \Theta * X(k) \quad (7)$$

式中: Y ——系统输出变量;

Θ ——所需要辨识的参数;

X ——输入变量。

由于辨识过程中实际值 Θ 与估计值 $\hat{\Theta}$ 之间会存在偏差,故式(7)需加上误差 $E(k)$,表示为

$$Y(k) = \Theta * X(k) + E(k) \quad (8)$$

设误差向量为

$$E(k) = [e(1) \quad e(2) \quad \cdots \quad e(k)]^T \quad (9)$$

根据最小二乘法理论,当误差的平方和最小时,辨识结果为最优,此时:

$$F = \sum_{i=1}^k e_i^2 = E_k^T E_k \quad (10)$$

展开式(10),得到 Θ 与 F 关系:

$$F = (Y - X\hat{\Theta})^T (Y - X\hat{\Theta}) =$$

$$Y^T Y - \hat{\Theta}^T X^T Y - Y^T X \hat{\Theta} + \hat{\Theta}^T X^T X \hat{\Theta} \quad (11)$$

为确保 F 最小,令 F 对 $\hat{\Theta}$ 进行微分,并令其微分结果为零:

$$\frac{\partial F}{\partial \hat{\Theta}} = -2X^T Y + 2X^T X \hat{\Theta} = 0 \quad (12)$$

求解式(12)可得:

$$\hat{\Theta} = (X^T X)^{-1} X^T Y \quad (13)$$

引入递推矩阵 P 来进行实时估计, P 为

$$P(k+1) = \frac{1}{\lambda} \left[P(k) - \frac{P(k)X(k+1)X(k+1)^T P(k)}{\lambda + X(k+1)^T P(k)X(k+1)} \right]$$

(14)

式中: λ ——遗忘因子, 以此表示历史数据对当前时刻的影响, $\lambda < 1$ 。

λ 越小, 递推二乘法的收敛速度越快, 但过小会导致结果难以收敛, λ 的选取要考虑估计值收敛的速度和稳定性。

引入 P 后, 参数估计 $\hat{\Theta}$ 递推表达式为

$$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) + \frac{P(k)X(k+1)}{\lambda + X(k+1)^T P(k)X(k+1)} \cdot [Y(k+1) - X(k+1)^T \hat{\Theta}(k)]$$

(15)

由于第 2 节中转子位置估计算法受电机参数 R 、 L 的影响较大, 所以对参数 R 、 L 进行在线辨识。把电机数学模型变换到两相旋转坐标系下, 得:

$$\begin{bmatrix} i_q & i_q + i_d w_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ L \end{bmatrix} = u_q - \psi_f w_e$$

(16)

式中: w_e ——电机的电角速度, 用估计转子位置的导数表示;

ψ_f ——永磁体磁链。

记 $u_q - \psi_f w_e = y, i_q = x_1, i_q + i_d w_e = x_2$, 进行 k 次观测并把数据记作:

$$Y_k = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(m) \end{bmatrix}, X_k = \begin{bmatrix} x_1(1) & x_2(1) \\ x_1(2) & x_2(2) \\ \vdots & \vdots \\ x_1(k) & x_2(k) \end{bmatrix}, \Theta = \begin{bmatrix} R \\ L \end{bmatrix}$$

代入式(14)、式(15)即可得到 R 、 L 的在线辨识结果, 把辨识结果更新到第 2 节中的转子位置估计算法中, 即可提高转子位置估计算法的鲁棒性。

4 算法仿真验证

采用 MATLAB/Simulink 对双绕组永磁容错电机进行转子位置估测算法仿真验证, 包括正常工作和故障容错的情况。采用 PI 调节器和电流滞环控制方法进行电机控制。仿真中双绕组永磁容错电机参数如表 2 所示。

表 2 电机参数

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	0.8
绕组电感 L/mH	20
极对数 p	4
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.009 7
阻尼系数 B	0
反电动势常数 $k_e/(\text{V}\cdot\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	0.417

4.1 无参数辨识时转子位置估计算法仿真

图 3 为无参数辨识功能的转子位置估计算法的仿真结果波形图, 使电机参数值在 0.25 s 时出现 15% 的波动。由图 3 可知, 参数变化前估测误差在 0.1 rad 以内, 较为准确; 但 0.25 s 后, 误差向下偏移到 0.3 rad。因此, 不具备参数辨识功能的转子位置估计方法的准确性会受到电机实际工作过程中参数变化的影响。

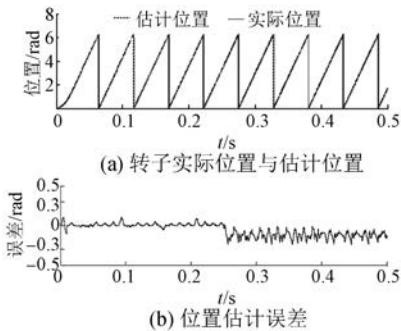


图 3 无参数辨识时转子位置估计仿真结果

4.2 电机参数在线辨识仿真

图 4 为带遗忘因子的最小二乘法对电机参数 R 、 L 的辨识结果。 λ 经多次试验后选取为 0.999 5。由图 4 可知, 电感、电阻均较快收敛到了实际值, 辨识结果准确。

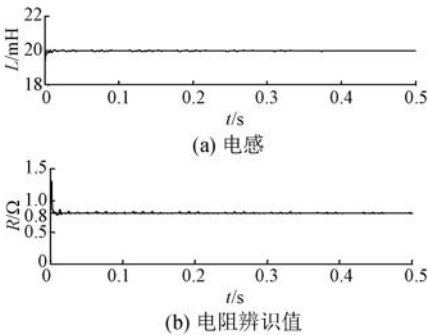


图 4 参数辨识结果波形

4.3 有参数辨识时转子位置估计算法仿真

图5为电机在无故障情况下,把参数在线辨识结果更新到位置估计算法中,给定转速由600 r/min阶跃到1 200 r/min的仿真波形图。由图5可知,电机在起动时电流有一些波动,大约在0.02 s趋于稳定,在0.2 s时电机转速由600 r/min阶跃到1 200 r/min,电机实际位置与估测位置非常接近,电机转速在1 200 r/min和600 r/min时,转子位置估计误差分别为 ± 0.05 rad和 ± 0.1 rad,可见估测位置能够较好地跟随实际位置。

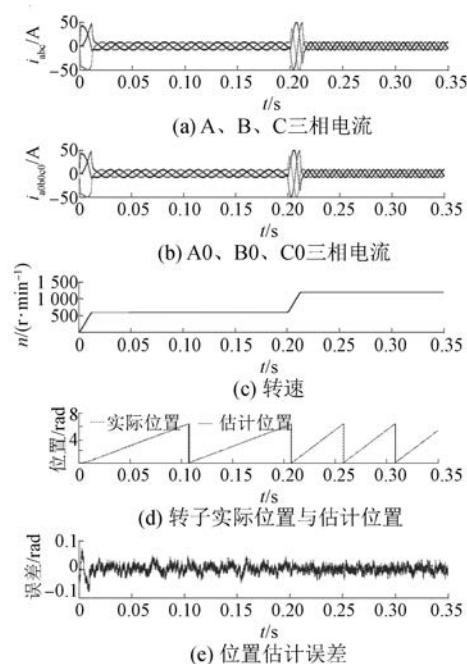


图5 无故障情况下转速阶跃变化时的仿真波形

图6为电机一相开路故障情况下,并采用电机参数在线辨识功能时的转子位置估计算法仿真结果。由图6可知,电机在0.1 s时A相开路,其余五相电流开始变化,谐波较多,0.02 s后采用文献[13]中提出的电流矢量容错控制策略,对电流进行重新分配,使电机稳定运行;估计的转子位置与实际位置比较接近,误差在 ± 0.1 rad范围内。

图7为电机两相开路故障情况下,并采用电机参数在线辨识功能时的转子位置估计算法仿真结果。在0.1 s时电机A、B两相开路,0.02 s后对电机采取容错控制,使电机恢复正常运行。相对一相开路故障容错控制来说,两相开路故障容错时位置估计误差稍微变大,但是仍在 ± 0.01 rad范围内。

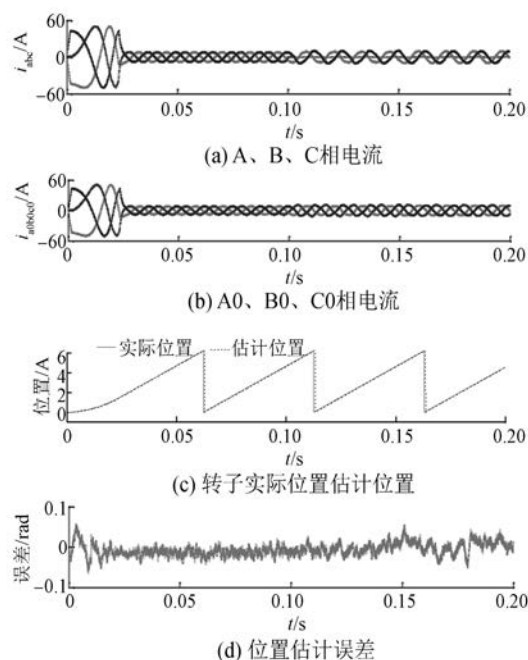


图6 一相开路故障情况下转子位置估计算法仿真波形

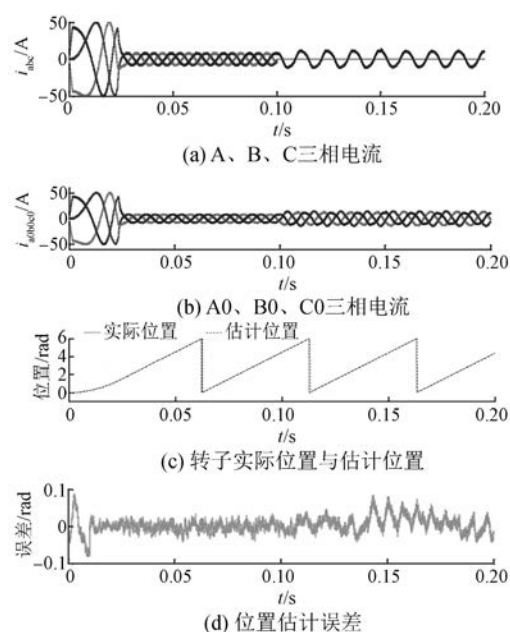


图7 两相开路故障情况下转子位置估计算法仿真波形

由仿真结果可知,在电机正常工作、单相故障甚至两相故障时,该方法估计的转子位置与实际位置间的误差均在可接受的范围内,证明了算法的准确性。

5 结 语

本文对双绕组永磁容错电机正常运行和故障

容错的工作状况进行分析,在反电动势法基础上作出改进,提出了适用于容错电机的无位置传感器转子位置估计方法,利用每相绕组产生的磁链增量以及相邻两相的反电动势,来估算电机转子的位置及转速信息,再通过 PLL 进行误差补偿,并进行了电机参数在线辨识,把辨识结果实时更新到转子位置估计算法当中。通过对双绕组永磁容错电机参数在线辨识仿真验证,证明了在线辨识结果的准确性。通过对不具备在线辨识功能的位置估计方法的仿真验证,说明该位置估计方法存在的不足;并把具有参数辨识功能的位置估计方法在双绕组永磁容错电机正常工作下低速、高速、单相故障及两相故障容错的情况下进行仿真验证。仿真结果表明,无论是电机正常工作还是电流缺相的情况,改进后的算法均能较准确地实现转子位置测量。

【参考文献】

- [1] LIU G, QU L, ZHAO W, et al. Comparison of two SVPWM control strategies of five-phase fault-tolerant permanent magnet motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6621-6630.
- [2] ZHANG F, ZHU J, LIU D. Modeling and simulation of six-phase fault-tolerant permanent magnet motor vector control system [C] // Power Electronics and Motion Control Conference, IEEE, 2012: 1319-1323.
- [3] KUMAR R, DAS S, SYAM P, et al. Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives [J]. Electric Power Applications IET, 2015, 9(7): 496-511.
- [4] MA S, WU P, JI J, et al. Sensorless control of salient PMSM with adaptive integrator and resistance online identification using strong tracking filter [J]. International Journal of Electronics, 2016, 103(2): 217-231.
- [5] 王辉,王长松,钟黎萍,等.基于滑模观测器的永磁同步电机低速下无传感器转子位置检测的研究 [J].微电机,2011,44(1): 61-64.
- [6] 陆斌泉,林鹤云,韩俊林.永磁同步电机的扰动观测器无位置传感器控制 [J].中国电机工程学报, 2016, 36(5): 1387-1394.
- [7] 蔡名飞,周元钧.基于高频电压注入法的永磁同步电机转子初始位置检测 [J].电力电子, 2011(2): 21-24.
- [8] BOUROGAOUI M, SETHOM H B A, BELKHODJA I S. Real-time encoder faults detection and rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor drives fault tolerant sensorless control using digital signal controller [J]. Mathematics & Computers in Simulation, 2015, 131(18): 253-267.
- [9] 李鸿儒,顾树生.基于神经网络的 PMSM 速度和位置自适应观测器的设计 [J].中国电机工程学报, 2002, 22(12): 32-35.
- [10] 刘刚,肖烨然,孙庆文.基于改进反电动势积分的永磁同步电机位置检测 [J].电机与控制学报, 2016, 20(2): 36-42.
- [11] YING L, ERTUGRUL N. A novel, robust DSP based indirect rotor position estimation for permanent magnet AC motors without rotor saliency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(2): 539-546.
- [12] 荀倩,王培良,李祖欣,等.基于递推最小二乘法的永磁伺服系统参数辨识 [J].电工技术学报, 2016, 31(17): 161-169.
- [13] 白洪芬,朱景伟,孙军浩,等.双绕组永磁容错电机不同故障容错控制策略的比较研究 [J].电工技术学报, 2016, 31(13): 189-199.
- [14] EMURA T, WANG L, YAMANAKA M, et al. A high-precision positioning servo controller based on phase/frequency detecting technique of two-phase-type PLL [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 47(6): 1298-1306.

收稿日期: 2017 -08 -29

中文核心期刊 中国科技核心期刊 中国学术期刊(光盘版)

全国优秀科技期刊 华东优秀科技期刊

中国科学引文数据库来源期刊 中国学术期刊综合评价数据库来源期刊