

基于变结构模型参考自适应的双绕组永磁容错电机转子位置估计算法

白洪芬¹, 朱景伟^{1†}, 秦俊峰², 孙军浩¹

(1. 大连海事大学 轮机工程学院, 辽宁 大连 116026; 2. 钦州学院 海运学院, 广西 钦州 535000)

摘要: 双绕组永磁容错电机综合考虑了单电机和双冗余容错控制系统的优缺点, 适用性更强. 根据双绕组三相永磁容错电机的基本结构和数学模型, 讨论电机在无故障和绕组开路及短路故障情况下不同的容错控制策略. 在进行转子位置估计时, 将传统的滑模变结构(SMO)控制与模型参考自适应(MRAS)控制相结合, 同时采用双正切函数代替符号函数以降低滑模抖动现象, 准确地估算出电机在正常和故障情况下的转子位置信息.

关键词: 双绕组永磁容错电机; 变结构控制; 模型参考自适应; 电流矢量容错控制; 无位置传感器控制

中图分类号: TM351

文献标志码: A

Estimation algorithm of rotor position for dual-winding fault tolerant permanent magnet motor drive based on SMO-MRAS

BAI Hong-fen¹, ZHU Jing-wei^{1†}, QIN Jun-feng², SUN Jun-hao¹

(1. Marine Engineering of College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China; 2. Maritime College, Qinzhou University, Qinzhou 535000, China)

Abstract: The dual-winding permanent magnet fault-tolerant motor(FTPMM) combines the advantage of the dual redundancy FTPMM and single FTPMM control system, this making the system more reliable less costly and improving the space utilization of the system. On the bases of analyzing the structure and mathematical model of the dual-winding FTPMM, the current vector fault-tolerant control strategy is proposed under healthy and faulty conditions. Combine the sliding mode observer(SMO) with the model reference adaptive system(MRAS), the basic equation of sliding mode surface in SMO-MRAS is constructed according to the differences between the actual current model and the adjustable current model. The SMO replaces the proportional-integral (PI) controller in the traditional MRAS to improve the accuracy and the function of Sigmoid replaces the traditional sign function to reduce chattering.

Keywords: dual-winding fault tolerant permanent magnet motor; variable structure control; model reference adaptive system(MRAS); current vector fault tolerant strategy; position-sensorless control

0 引言

双绕组永磁容错电机(FTPMM)综合了单永磁容错电机和双冗余永磁容错电机的特点, 具有可靠性高、制造成本低、空间利用率高等优点, 且具有更好的容错性能, 已逐渐应用于电推船舶、电动汽车、航空航天等领域.

获得准确的转子位置或转速信息是电机控制系统实现转速闭环以提高控制精度的必要条件, 但传统的电机控制系统一般安装机械编码器直接检测转子位置, 从而提高了制造成本和复杂程度, 也削弱了系

统稳定性和可靠性^[1], 使得无位置传感器控制技术在电机控制系统中具有越来越广阔的应用前景.

永磁同步电机(PMSM)无位置传感器控制算法主要有直接计算法^[2]、扩展卡尔曼滤波法(EKF)^[3]、模型参考自适应法(MARS)^[4]、滑模观测器法(SMO)^[5]以及高频注入法(HF)^[6]等, 这些算法均已通过仿真和实验验证了其可行性. 但FTPMM与PMSM在绕组结构和逆变器结构上不同, 且永磁同步电机不具有容错性, 若能保证无位置控制算法不受电机结构的影响, 且控制电流或电压矢量在电机故障情况下保持不变,

收稿日期: 2016-09-26; 修回日期: 2017-02-21.

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金项目(3132016313); 国家自然科学基金项目(51777024).

作者简介: 白洪芬(1988—), 女, 博士生, 从事永磁容错电机的控制及其应用的研究; 朱景伟(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 从事永磁电机及控制、新能源变换技术等研究.

[†]通讯作者. E-mail: zjwdl@dlmu.edu.cn

则上述算法在FTPMM中仍可使用。

由于容错电机的各相绕组是相互隔离的,文献[7]在六相FTPMM中采用单相和全相电流、电压信息进行转子位置估计,并通过实验验证了单相算法在一相开路 and 短路情况下的适用性,但该算法的控制精度相对较低.文献[8]在双余度FTPMM中利用相绕组电压和电流计算出磁链增量进行转子位置估计,并采用锁相环技术补偿误差,相较于文献[7]的单相估计法在一定程度上提高了估计精度.同样在双余度无刷FTPMM中,文献[9]也提出通过电压和电流计算出的磁链增量对转子位置进行估计,但均未给出在故障情况下转子位置估计算法的应用.文献[10]采用反电动势法估计五相直流无刷FTPMM的转子位置,并提出了可在一相开路故障情况下适用的自适应容错控制策略,但其他故障类型未考虑.文献[11]在FTPMM高速运行情况下提出通过检测相电流和反电动势过零点来估计转子位置,但该算法不适用于高精度运行控制的场合,而且没考虑故障情况.

综合PMSM无位置控制算法可知,模型参考自适应算法结构相对简单,运算量低,但该算法对电机参数变化敏感,且PI系数调节较困难^[12].滑模观测器算法减小了转子位置估计对电机参数及外界扰动因素的依赖,具有响应速度快、鲁棒性强的优点^[13],但滑模面的开关切换使得SMO算法存在抖振现象^[14].因此,本文提出将SMO和MRAS相结合的控制策略,其中,参考模型和可调模型的电流通过运算作为新的滑模面切换函数,取代传统MRAS中的PI控制器,并采用连续的Sigmoid函数^[15],较为准确地估算出电机在无故障、一相开路和一相短路故障情况下的转子位置信息.然后,通过Matlab/Simulink仿真软件和实验室双绕组永磁容错电机平台对所提出的变结构模型参考自适应控制(SMO-MRAS)算法进行验证.

1 双绕组永磁容错电机结构及数学模型

三相12槽8极双绕组永磁容错电机结构如图1所示,电机采用表贴式转子结构和单层集中式绕组定

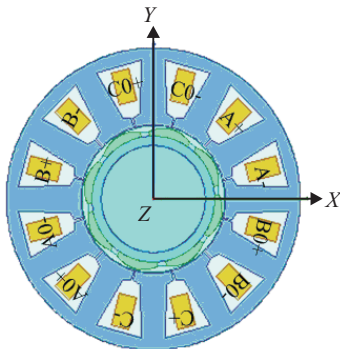


图1 双绕组3相12槽8极容错电机结构

子结构,逆变驱动电路采用H桥结构实现电机各相间的隔离,采用特殊的深窄槽口设计抑制短路电流^[16].图1中,A与A0、B与B0、C与C0为同相的两套绕组,A、B、C和A0、B0、C0三相绕组的反电动势波形分别互差120°.

通过坐标变换,电流从ABC三相静止坐标系变换到dq两相旋转正交坐标系,可表示为

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\cos \theta (i_A + i_{A0}) + \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) (i_B + i_{B0}) + \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) (i_C + i_{C0}) \right], \\ i_q = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[\sin \theta (i_A + i_{A0}) + \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) (i_B + i_{B0}) + \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) (i_C + i_{C0}) \right]. \end{cases} \quad (1)$$

其中: i_d, i_q 分别为电流在dq坐标系内各轴的分量; i_A, i_B, i_C 和 i_{A0}, i_{B0}, i_{C0} 分别为电流在ABC和A0B0C0两套坐标系内各轴的分量; θ 为空间电角度,且有 $\theta = p\omega_m t$, p 为极对数, ω_m 为电机机械角速度.

双绕组三相永磁容错电机在dq坐标系中的定子电流数学模型可以表示为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} i_d + \frac{1}{L} u_d + \omega i_q, \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L} i_q + \frac{1}{L} u_q - \omega i_d - \frac{1}{L} \omega \psi_f. \end{cases} \quad (2)$$

其中: u_d, u_q 分别为定子绕组在dq轴上的电压分量; L 为定子绕组电感,因为该电机为面贴式的,故有 $L_d = L_q = L$; ω 为转子的电气角速度, ψ_f 为永磁体产生的磁链.

2 双绕组永磁容错电机控制系统

2.1 控制系统结构

图2为双绕组永磁容错电机无位置传感器控制系统结构.系统的故障主要有绕组开路和短路、逆变器开关开路和短路、无故障等^[17].根据故障检测与分析结果确定故障类型,对故障经过容错控制后,采用相应的转子位置估计算法获得较为准确的转子位置信息,以构成转速闭环系统^[18].在电机控制过程中,是通过直接改变定子电流来控制输出直接转矩的,因此采用电流滞环跟踪脉宽调制(CHB PWM).相对于SVPWM控制,CHB PWM在保证电机良好的动静态性能的基础上不仅降低了控制器计算的复杂程度,还可以保证系统在不改变拓扑结构的前提下实现容错控制,使系统在开路和短路故障状态也能维持转矩稳

定,系统平稳运行。

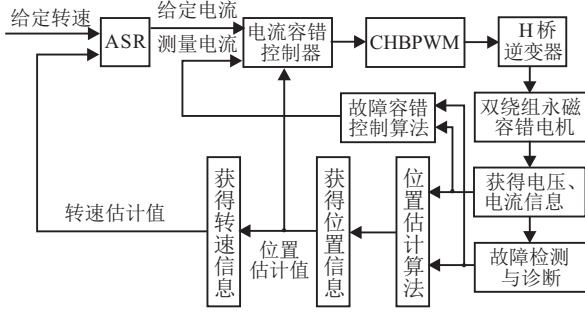


图2 双绕组永磁容错电机无位置传感器控制系统结构

2.2 电机电容错控制策略

对FTPMM进行容错控制的目的是保证电机在故障情况下仍能输出原来的电磁转矩,且转矩脉动较小。电流矢量容错控制即用无故障相的电流矢量补偿故障相电流矢量的作用,以保证电流的合成矢量效果不变,从而保证电磁转矩不变^[19]。

无故障时,双绕组FTPMM的输出转矩为

$$T_o = \frac{P}{\omega_m} = \frac{1}{\omega_m} (e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C + e_{A0} i_{A0} + e_{B0} i_{B0} + e_{C0} i_{C0}). \quad (3)$$

其中: P 为电机输出功率; e_A 、 e_B 、 e_C 、 e_{A0} 、 e_{B0} 、 e_{C0} 分别为各相反电动势,双绕组电机的两套绕组是对称连接的,所以各相反电动势满足关系

$$\begin{cases} e_A + e_B + e_C = 0, \\ e_{A0} + e_{B0} + e_{C0} = 0. \end{cases}$$

同理,各相电流矢量满足关系

$$\begin{cases} i_A + i_B + i_C = 0, \\ i_{A0} + i_{B0} + i_{C0} = 0. \end{cases}$$

当电机A相绕组开路时,电机的瞬时输出转矩会减小。因此,可通过其余无故障的5相电流矢量来补偿A相绕组开路造成的转矩减小,其矢量图如图3所示。将发生开路故障的A相电流矢量分为3份,由B、C相电流组合补偿A相电流的1/3,由A0相电流补偿A相电流的1/3,由B0、C0相电流组合补偿A相电流的1/3,即

$$\begin{cases} i_B^* = i_B - \frac{i_A}{3}, \\ i_C^* = i_C - \frac{i_A}{3}, \\ i_{A0}^* = i_{A0} + \frac{i_A}{3}, \\ i_{B0}^* = i_{B0} - \frac{i_A}{3}, \\ i_{C0}^* = i_{C0} - \frac{i_A}{3}. \end{cases} \quad (4)$$

其中:各物理量均为矢量, $i_A/3$ 的大小随着 i_A 的大小变化,方向则由对应的补偿相电流确定。

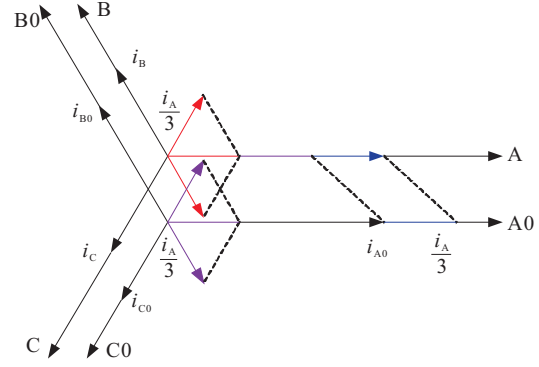


图3 A相开路故障后的电流矢量图

将式(4)代入(3)中,则电机输出电磁转矩为

$$T_o' = \frac{1}{\omega_m} \left[0 + e_B \left(i_B - \frac{i_A}{3} \right) + e_C \left(i_C - \frac{i_A}{3} \right) + e_{A0} \left(i_{A0} + \frac{i_A}{3} \right) + e_{B0} \left(i_{B0} - \frac{i_A}{3} \right) + e_{C0} \left(i_{C0} - \frac{i_A}{3} \right) \right] = T_o. \quad (5)$$

由式(5)可知,在电机绕组一相开路的情况下,采用电流矢量容错控制后,电机的输出电磁转矩在理论上是保持不变的。

同理,当A相绕组发生短路故障时,A相绕组中存在大于原电流的短路电流 i_s ,并产生较大的阻碍转矩,因此其余5相电流除了补偿由于A相开路失去的转矩外,还要补偿A相短路电流产生的阻碍转矩。此时的矢量图如图4所示。

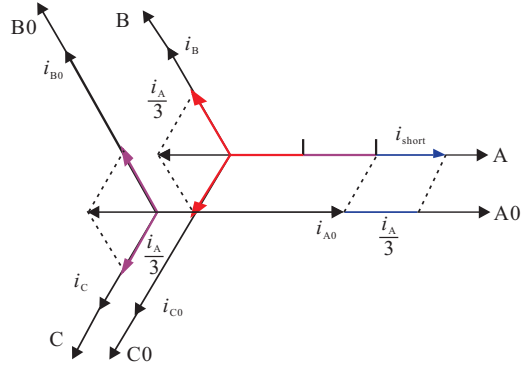


图4 A相短路故障后的电流矢量图

同开路时一样,除了将A相电流分为3份分别补偿外,也需要将短路电流的作用分为3份分别进行抵消,即

$$\begin{cases} i_B^* = i_B - \frac{i_A}{3} + \frac{i_s}{3}, \\ i_C^* = i_C - \frac{i_A}{3} + \frac{i_s}{3}, \\ i_{A0}^* = i_{A0} + \frac{i_A}{3} - \frac{i_s}{3}, \\ i_{B0}^* = i_{B0} - \frac{i_A}{3} + \frac{i_s}{3}, \\ i_{C0}^* = i_{C0} - \frac{i_A}{3} + \frac{i_s}{3}. \end{cases} \quad (6)$$

其中: $i_A/3$ 的大小随着 i_A 的大小变化, 方向由补偿相的电流确定; $i_s/3$ 的大小随着短路电流 i_s 的大小变化, 方向由补偿相的电流确定。

将式(6)代入(3), 电机的输出电磁转矩为

$$T_o'' = \frac{1}{\omega_m} \left[e_A i_s + e_B \left(i_B - \frac{i_A}{3} + \frac{i_s}{3} \right) + e_C \left(i_C - \frac{i_A}{3} + \frac{i_s}{3} \right) + e_{A0} \left(i_{A0} + \frac{i_A}{3} - \frac{i_s}{3} \right) + e_{B0} \left(i_{B0} - \frac{i_A}{3} + \frac{i_s}{3} \right) + e_{C0} \left(i_{C0} - \frac{i_A}{3} + \frac{i_s}{3} \right) \right] = T_o. \quad (7)$$

由式(7)可知, 在电机绕组一相短路的情况下, 采用电流矢量容错控制策略后, 电机的输出电磁转矩理论上也同样保持不变。

电机发生组合故障时的容错控制策略可以转化为具有叠加性质的开路和短路故障的组合, 因此上述电流矢量容错控制方法可推广到多相FTPMM容错控制系统中。

3 基于变结构模型参考自适应的FTPMM转子位置估计算法

变结构模型参考自适应(SMO-MRAS)控制算法是采用滑模变结构控制器代替传统MRAS中的PI控制器, 或者说是采用MRAS中的参考电流和可调电流作为新的滑模面函数, 这样可使转速观测更稳定, 而且降低了控制精度对电机参数的依赖性。

3.1 正常运行时的转速和转子位置估计算法

在该控制策略中选择电流模型作为可调模型, 则式(2)变形^[20]为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d'}{dt} \\ \frac{di_q'}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d' \\ u_q' \end{bmatrix}. \quad (8)$$

其中

$$\begin{cases} i_d' = i_d + \frac{\psi_f}{L}, \\ i_q' = i_q; \\ u_d' = u_d + \frac{\psi_f}{L}, \\ u_q' = u_q. \end{cases}$$

因此, 可调模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d'}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_q'}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \hat{\omega} \\ -\hat{\omega} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d' \\ \hat{i}_q' \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d' \\ u_q' \end{bmatrix}, \quad (9)$$

其中 $\hat{i}_d'$ 、 $\hat{i}_q'$ 、 $\hat{\omega}$ 分别为各量对应的估计值。

在变结构算法中, 滑模面的选择对系统的稳定性和动态品质具有重要的意义。根据滑模面选择的原则, 构造滑模变结构模型参考自适应算法的滑模面切换函数为

$$S = i_d' \hat{i}_q' - i_q' \hat{i}_d' = i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} (\hat{i}_q - i_q). \quad (10)$$

对式(10)求导, 得

$$\begin{aligned} \dot{S} = & -\frac{2R}{L} (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d) + \left(\frac{U_d}{L} - \frac{\psi_f R}{L^2} \right) (\hat{i}_q - i_q) + \frac{U_q}{L} (i_d - \hat{i}_d) + \\ & \left(i_q \hat{i}_q + i_d \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} i_d + \frac{\psi_f^2}{L^2} \right) \omega - \\ & \left(i_q \hat{i}_q + i_d \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} i_d + \frac{\psi_f^2}{L^2} \right) \hat{\omega}. \end{aligned} \quad (11)$$

在传统的SMO控制中, 滑模面开关的离散性使得系统的抖振现象一直存在。为避免传统的开关切换函数导致抖振现象加剧, 本文采用双曲正切Sigmoid函数, 同时减少相位延迟环节, 则变结构MRAS速度观测器估计转速为

$$\hat{\omega} = K \text{Sigmoid}(S). \quad (12)$$

其中: K 为滑模增益; $\text{Sigmoid}(S) = 2/(1 + e^{-aS}) - 1$, a 为大于零的实数。将式(12)代入(11)中, 可得

$$\begin{aligned} \dot{S} = & -\frac{2R}{L} (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d) + \left(\frac{U_d}{L} - \frac{\psi_f R}{L^2} \right) (\hat{i}_q - i_q) + \frac{U_q}{L} (i_d - \hat{i}_d) + \\ & \left(i_q \hat{i}_q + i_d \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} i_d + \frac{\psi_f^2}{L^2} \right) \omega - \\ & \left(i_q \hat{i}_q + i_d \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} i_d + \frac{\psi_f^2}{L^2} \right) K \text{Sigmoid}(S) = \\ & f_1 - f_2 K \text{Sigmoid}(S). \end{aligned} \quad (13)$$

设

$$\begin{aligned} f_1 = & -\frac{2R}{L} (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d) + \left(\frac{U_d}{L} - \frac{\psi_f R}{L^2} \right) (\hat{i}_q - i_q) + \frac{U_q}{L} (i_d - \hat{i}_d) + \\ & \left(i_q \hat{i}_q + i_d \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} i_d + \frac{\psi_f^2}{L^2} \right) \omega, \end{aligned}$$

其中 f_1 有上界, 其数值与跟电机参数、电机电角速度、参考电流和估计电流有关。

设 $f_2 = i_q \hat{i}_q + i_d \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} i_d + \frac{\psi_f^2}{L^2}$, 且 f_2 恒大于零。

由于系统动态过程由到达滑模面趋近运动和滑模运动阶段构成, 只要系统能够在到达阶段趋近并

进入滑动模态,并保证系统滑模运动阶段稳定,系统稳定性即可保证^[21]. 利用Lyapunov稳定性定理,构造Lyapunov函数为

$$V(S) = \frac{1}{2}S^2. \quad (14)$$

系统稳定即系统滑动模态存在且能够到达滑模面的条件为

$$\dot{V}(S) = S\dot{S} \leq 0, \text{ 且 } \lim_{t \rightarrow \infty} S = 0, \dot{S} = 0. \quad (15)$$

将式(13)代入(15),得

$$\dot{V}(S) = S\dot{S} = S[f_1 - f_2 K \text{Sigmoid}(S)]. \quad (16)$$

为保证观测器稳定,式(16)需满足 $\dot{V}(S) \leq 0$,即

$$Sf_1 \leq SK \text{Sigmoid}(S)f_2. \quad (17)$$

因此,只要选择足够大的滑模增益 K ,即可保式(17)成立,从而使得滑模观测器稳定.

当系统到达滑动模态 $S = 0$ 且 $\dot{S} = 0$ 时,根据式(11)可得估计的电机电角速度为

$$\begin{aligned} \hat{\omega} = & \omega + \left[\frac{2R}{L}(i_q \hat{i}_d - i_d \hat{i}_q) + \left(\frac{U_d}{L} - \frac{\psi_f R}{L^2} \right)(\hat{i}_q - i_q) + \right. \\ & \left. \frac{U_q}{L}(i_d - \hat{i}_d) \right] / \left(i_q \hat{i}_q + i_d \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L} i_d + \frac{\psi_f^2}{L^2} \right). \end{aligned} \quad (18)$$

其中:只要满足 $i_d = \hat{i}_d$ 且 $i_q = \hat{i}_q$,即观测器估计的电流等于实际电流时,速度的辨识估计值便等于电机实际的速度. 在获取转速后,进而根据转速与转子位置的关系即可得到电机转子位置.

基于变结构模型参考自适应控制的FTPMM转子位置和转速估计算法结构框图如图5所示.

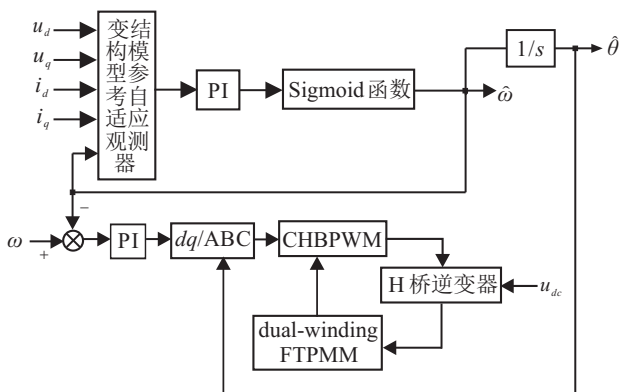


图5 基于变结构模型参考自适应控制的FTPMM转子位置和转速估计算法结构

3.2 故障时转速和转子位置估计算法

若电机在起动前就发生电气故障,FTPMM是独立式集中绕组定子结构,而且每相采用独立的H桥逆

变电路,则此时仍可直接采用上述变结构模型参考自适应控制算法获得转子初始位置信息. 若电机在启动后发生电气故障,则无故障相的电流波形将发生改变. 但是,在转速平稳的条件下,各相的反电动势波形仍为正弦波,可采用电流矢量容错控制策略对电机进行容错控制分析.

当电机A相发生开路故障时,将式(4)中的电流采用坐标变换,可得

$$\begin{cases} i_d^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\cos \theta \left(0 + i_{A0} + \frac{1}{3} i_A \right) + \right. \\ \quad \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \left(i_B - \frac{1}{3} i_A + i_{B0} - \frac{1}{3} i_A \right) + \\ \quad \left. \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \left(i_C - \frac{1}{3} i_A + i_{C0} - \frac{1}{3} i_A \right) \right] = i_d, \\ i_q^* = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[\sin \theta \left(0 + i_{A0} + \frac{1}{3} i_A \right) + \right. \\ \quad \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \left(i_B - \frac{1}{3} i_A + i_{B0} - \frac{1}{3} i_A \right) + \\ \quad \left. \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \left(i_C - \frac{1}{3} i_A + i_{C0} - \frac{1}{3} i_A \right) \right] = i_q. \end{cases} \quad (19)$$

当电机A相发生短路故障时,将式(6)中的电流采用坐标变换,可得

$$\begin{cases} i_d^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\cos \theta \left(i_s + i_{A0} + \frac{1}{3} i_A - \frac{1}{3} i_s \right) + \right. \\ \quad \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \left(i_B - \frac{1}{3} i_A + \frac{1}{3} i_s + i_{B0} - \right. \\ \quad \left. \frac{1}{3} i_A + \frac{1}{3} i_s \right) + \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \left(i_C - \frac{1}{3} i_A + \right. \\ \quad \left. \frac{1}{3} i_s + i_{C0} - \frac{1}{3} i_A + \frac{1}{3} i_s \right) \right] = i_d, \\ i_q^* = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[\sin \theta \left(i_s + i_{A0} + \frac{1}{3} i_A - \frac{1}{3} i_s \right) + \right. \\ \quad \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \left(i_B - \frac{1}{3} i_A + \frac{1}{3} i_s + i_{B0} - \right. \\ \quad \left. \frac{1}{3} i_A + \frac{1}{3} i_s \right) + \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \left(i_C - \frac{1}{3} i_A + \right. \\ \quad \left. \frac{1}{3} i_s + i_{C0} - \frac{1}{3} i_A + \frac{1}{3} i_s \right) \right] = i_q. \end{cases} \quad (20)$$

上述转子位置估计算法是由两相旋转坐标系 dq 下的电流进行估计转速和转子位置的,且采用电流矢量容错控制策略保证了电机在故障发生前后, dq 坐标系下的电流保持不变. 因此,图2中的电流观测器方程保持不变,即图2中变结构模型参考自适应转子位置和转速估计算法在有故障的情况下仍然适用,此时只需改变电机容错控制算法即可.

4 仿真研究

为了验证本文提出的变结构模型参考自适应无位置控制算法的可行性和电流矢量容错控制策略在转子位置估计中的应用,在Matlab/Simulink中搭建双绕组三相永磁容错电机矢量控制系统模型. 仿真电机的参数如表1所示,仿真时间均为0.3 s.

表1 电机参数

参数	取值
p	8
R/Ω	1.598 82
L/mH	8.5
$J/\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.000 378 197
P/kW	0.75
$n/(\text{r/min})$	1 500

4.1 绕组开路故障时系统仿真结果与分析

电机启动时以额定负载2.3 N·m运行,初始给定转速1 500 r/min,0.1 s时模拟电机A相绕组开路,0.2 s时采用电流矢量容错策略. 图6~图8为绕组开路故障情况下得到的仿真结果.

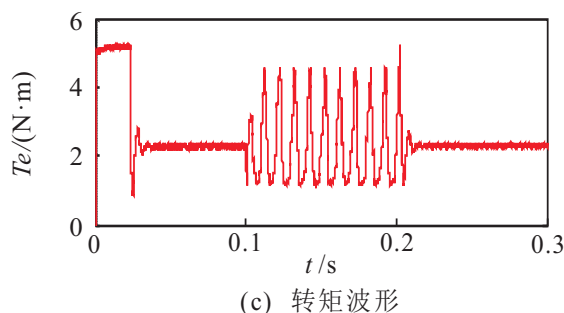
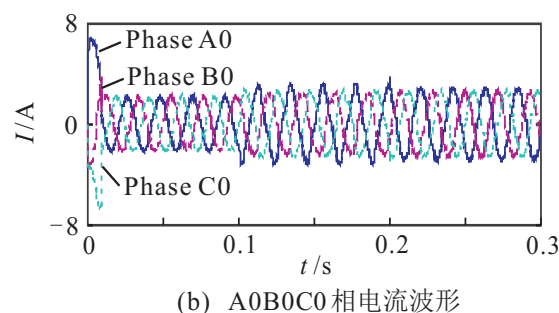
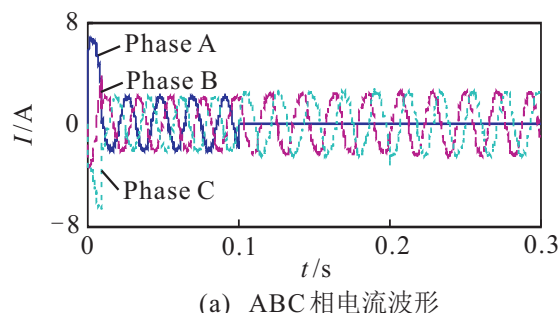


图6 A相开路时的仿真波形

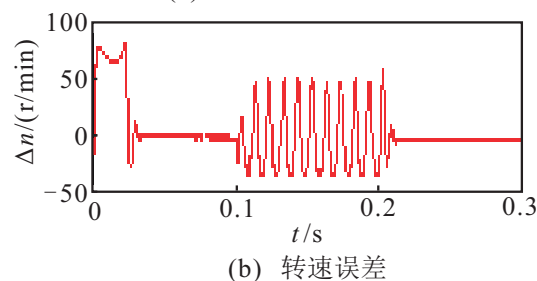
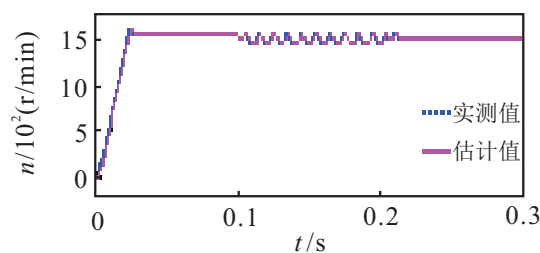


图7 A相开路故障的转速波形

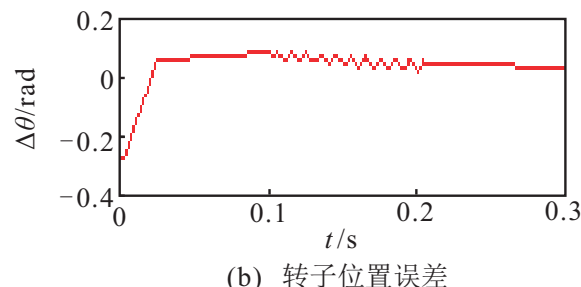
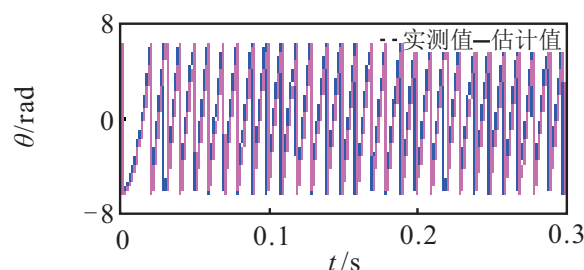


图8 A相开路故障的转子位置波形

由图6~图8可知,约经过0.02 s电机进入稳定运行状态,此后转速和转子位置估计较为精确,误差基本为0. 0.1 s时模拟电机A相绕组开路,此时电流、转矩和转速均出现较大脉动,转子的估计位置出现波动,且估计转速与实测值最大相差50 r/min,误差较大. 0.2 s时加入电流矢量容错策略,电流、转矩和转速逐渐稳定,实测电流值和估计值误差基本减小到0,实测转子位置和估计值误差与容错电机无故障时几乎相同.

由上述仿真波形可知,基于SMO-MARS的转子位置估计算法在双绕组三相永磁容错电机中是适用的. 在一相绕组发生开路时,采用电流矢量容错控制策略后,该算法仍能估计出较为准确的转速估计和转子位置信息.

4.2 绕组短路故障时系统仿真结果与分析

与开路故障时启动条件相同, 0.1 s时模拟电机A相绕组短路, 0.2 s时加入电流矢量容错控制策略. 图9~图11为一相绕组短路故障时的仿真波形. 0.1 s前电机的运行情况与上述一致. 0.1 s时模拟电机A相短路故障, 电流、转矩和转速等实际值出现了较大的脉动, 导致估计的转子位置也出现了波动, 估计转速与实测值最大相差90 r/min. 0.2 s时加入电流矢量容错策略, 电流、转矩和转速逐渐稳定, 实测转速和估计值误差基本减小到0, 实测转子位置和估计值误差也基本保持在0附近.

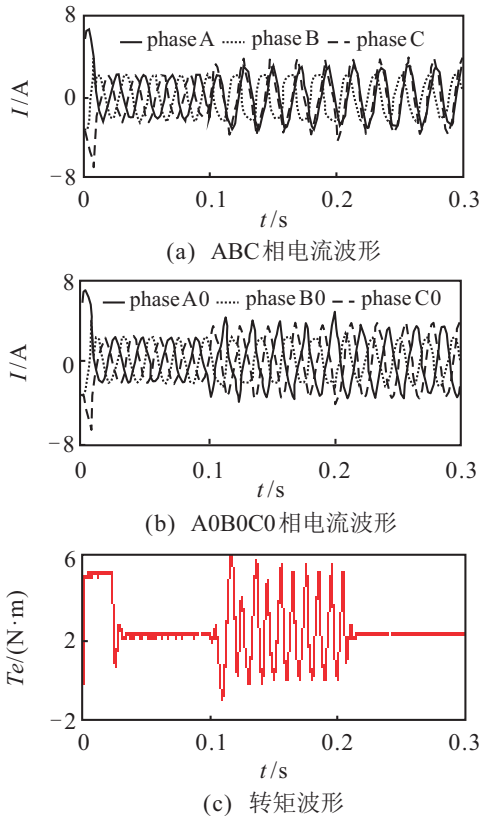


图9 A相短路时的仿真波形

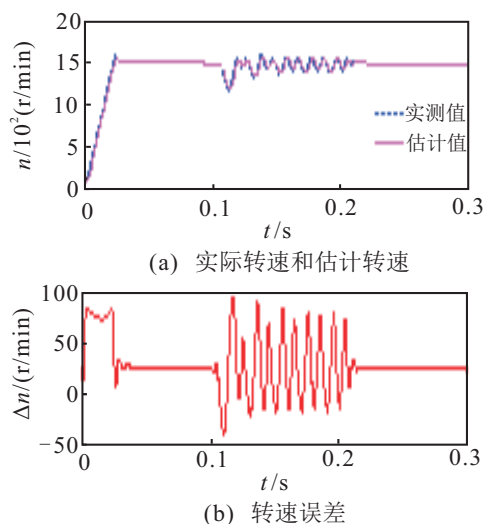


图10 A相短路故障的转速波形

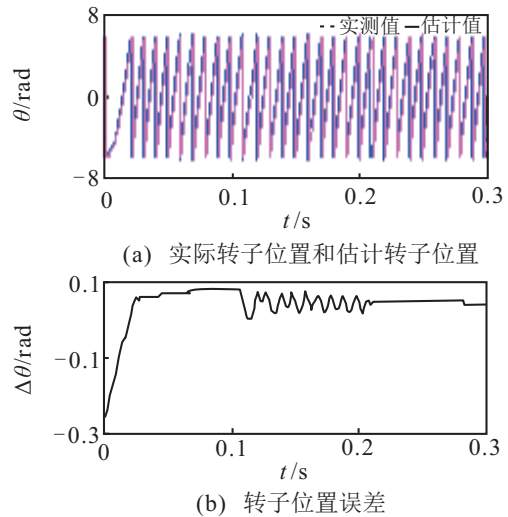


图11 A相短路故障的转子位置波形

由图9~图11的仿真波形可以看出, 在短路故障下, 采用电流矢量容错控制策略后, 该算法仍然适用, 且估计的转速和转子位置信息较准确.

通过对电机无故障、一相开路和一相短路故障的仿真结果分析可知, 电流矢量容错控制策略能保证容错电机在绕组故障时继续可靠地运行, 且SMO-MRAS算法能在电机正常及故障情况运行时估计出准确的转子位置和转速信息.

5 实验验证

为进一步验证SMO-MRAS算法在容错电机正常和故障情况下的正确性, 搭建基于TMS320F28335 DSP的硬件平台, 通过模拟电机正常和开路运行工况, 对电机的转子位置进行估计. 双绕组三相永磁容错电机及硬件控制平台如图12所示. 由于实验电机与仿真电机参数一致, 可将实验波形和仿真波形进行对比, 分析实验过程中外界因素对电机转子位置和转速信息的影响.

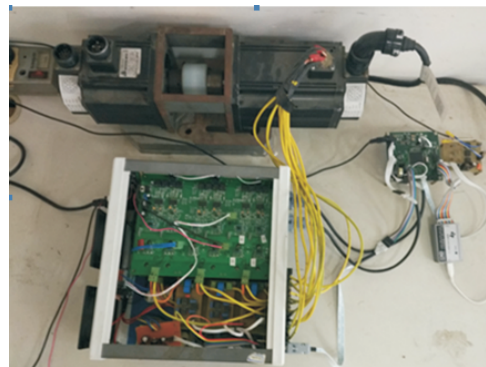


图12 双绕组永磁容错电机控制系统实验平台

实验时, 采用电流滞环跟踪技术对电机进行控制. 实验波形是通过CCS(Code Composer Studio)v6.0编程将变量数据存放到数组里, 然后通过“graph”功能显示出来的. 电机正常运行时的波形如图13所示,

电机在A相开路时的波形如图14所示。

图13是电机转速为1500 r/min的情形。图13(a)、图13(b)为电机两套绕组的电流波形,可以看出,电流最大值约为2 A,与仿真中的电流值基本一致。图13(c)为电机输出转矩,最大输出转矩约为2.42 N·m,最小输出转矩约为2.2 N·m,转矩脉动约为9.52%。图13(d)为估计转子位置和实际转子位置的误差波形,由于采样频率和DSP自身的问题,误差只捕捉到了部分波形。由波形可以看出,估计转子位置和实际位置的误差很小。图13(e)为编码器测量的转子实际位置,图13(f)为采用本文提出的控制算法估计的转子位置,可以看出该算法可以较为准确地估计出转子位置。图13(g)为实际测量的转速,最大值可达到约1515 r/min,最小值约为1490 r/min,转速脉动约为1.66%;图13(h)为估计的转速波形,其中最大转速约为1513 r/min,最小转速约为1480 r/min,转速脉动约为2.21%。

电机A相绕组开路时,采用电流矢量容错控制策略,各项参数变化波形如图14所示。图14(a)、图14(b)为电机两套绕组的电流波形,可以看出,电流最大值约为4 A,与仿真中的电流值基本一致。图14(c)为电机输出转矩,最大输出转矩约为2.43 N·m,最小输出转矩约为2.12 N·m,转矩脉动约为13.62%。图14(d)为估计转子位置和实际转子位置的误差波形,同样地,只捕捉到了部分误差波形。由波形可以看出,估计转子位置和实际位置的误差很小。图14(e)为编码器测量的转子实际位置,图14(f)为采用本文提出的控制算法估计的转子位置,可以看出该算法可以较为准确地估计出转子位置。图14(g)为实际测量的转速,最大值可达到约1520 r/min,最小值约为1480 r/min,转速脉动约为2.67%;图14(h)为估计的转速波形,其中最大转速约为1530 r/min,最小转速约为1450 r/min,转速脉动约为5.40%。转矩脉动、转速脉动及转子位置误差等均与电机正常运行时很接近。

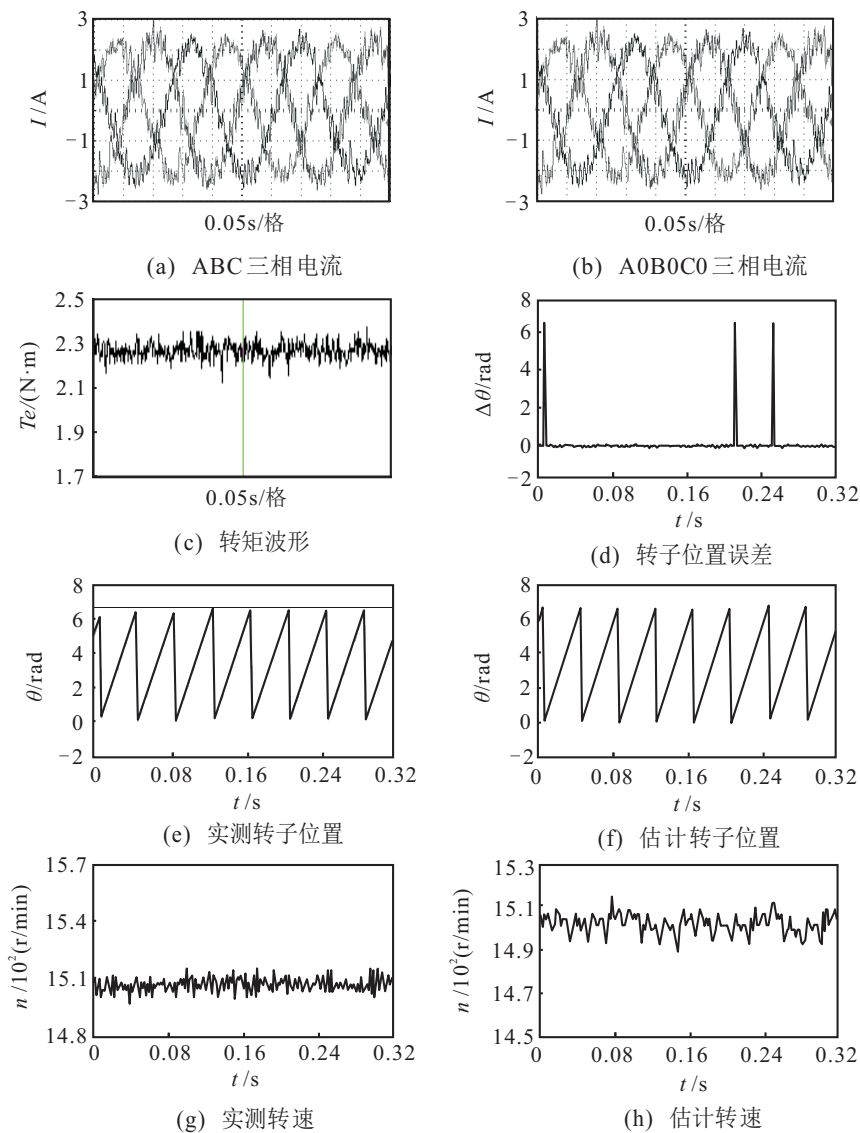


图13 转速为1500 r/min时的实验波形

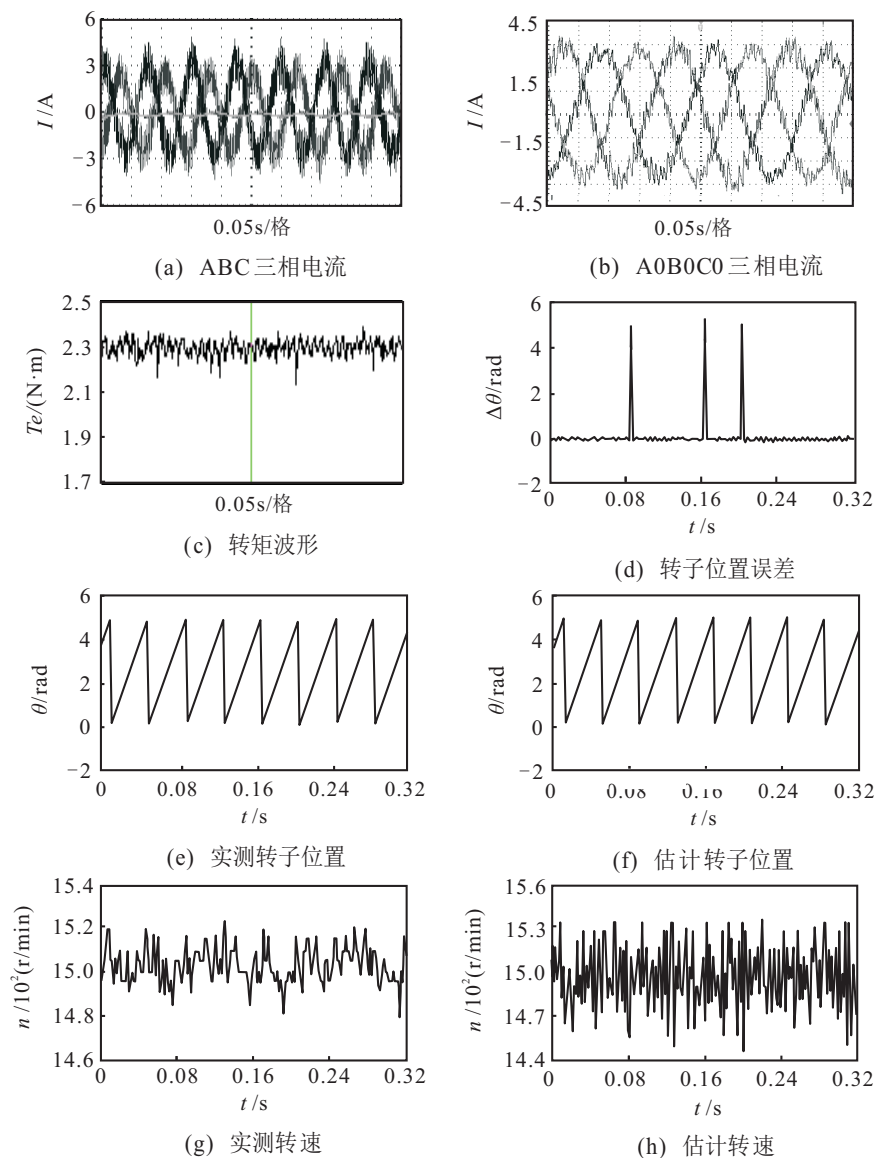


图 14 A相开路且转速为1500 r/min时的实验波形

由上述2组实验波形可知,本文所提出的变结构模型参考自适应控制算法可以较为准确地估计出转子位置和转速信息,且电流矢量容错控制策略在电机故障时控制效果明显,转矩脉动、转速脉动等均限定在可控范围内。

6 结 论

双绕组三相永磁容错电机可以提高系统的可靠性和空间利用率,具有重要的实用价值。本文以双绕组永磁容错电机为例,讨论了适于容错电机的变结构模型参考自适应控制算法,采用电流矢量容错控制策略对电机短路和开路故障进行容错分析,通过融合滑模变结构与模型参考自适应控制算法提高无位置控制技术的适用范围。通过仿真软件和实验平台验证了电机在无故障、绕组开路 and 短路故障情况下的电流容错控制策略及基于变结构模型参考自适应的电机转子位置估计算法的正确性和可行性。

参考文献(References)

- [1] 白洪芬,朱景伟,秦俊峰. 改进滑模观测器在船舶电力推进 PMSM 无位置控制中的应用[J]. 中国航海, 2015, 38(4): 22-25.
(Bai H F, Zhu J W, Qin J F. Improved SMO based sensorless PMSM vector control in ship electric propulsion system[J]. Navigation of China, 2015, 38 (4): 22-25.)
- [2] 王成元,夏加宽,孙宜标. 现代电机控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014: 195-197.
(Wang C Y, Xia J K, Sun Y B. Modern motor control technology[M]. Beijing: China Machine Press, 2014: 195-197.)
- [3] 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 M, Xiao X, Li Y D. Speed and flux linkage observer for permanent magnet synchronous motor based

- on EKF[J]. Proc of the CSEE, 2007, 27(36): 36-40.)
- [4] 张洪帅,王平,韩邦成. 基于模糊 PI 模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1889-1896.
(Zhang H S, Wang P, Han B C. Rotor position measurement for high-speed permanent magnet synchronous motors based on fuzzy PI MRAS[J]. Proc of the CSEE, 2014, 34(12): 1889-1896.)
 - [5] Ren J J, Liu Y C, Wang N, et al. Sensorless control of ship propulsion interior permanent magnet synchronous motor based on a new sliding mode observer[J]. ISA Transactions, 2015, 54(1): 15-26.
 - [6] 周扬忠,龙世鹏. 基于转子高频脉动电流注入的同步电动机无位置传感器型直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(1): 223-230.
(Zhou Y Z, Long S P. Sensorless direct torque control for synchronous motors based on injection of high-frequency ripple currents into the rotor winding[J]. Proc of the CSEE, 2015, 35(1): 223-230.)
 - [7] Green S, Atkinson D J, Jack A G, et al. Sensorless operation of a fault tolerant PM drive[C]. IEE Proc on Electric Power Applications, 2003, 150(2): 117-125.
 - [8] 曹科峰,朱景伟,岳路. 永磁容错电机转子位置估计算法研究[J]. 微电机, 2015, 48(1): 54-58.
(Cao K F, Zhu J W, Yue L. Estimation algorithm of rotor position for a fault tolerant permanent magnet motor drive[J]. Micromotors, 2015, 48(1): 54-58.)
 - [9] An J S, Ertugrul N, Soong W L, et al. An indirect rotor position estimation technique for a fault-tolerant brushless PM motor drive[C]. Proc of IEEE 39th Power Electronics Specialists Conf. Rhodes, 2008: 1553-1558.
 - [10] Olivieri C. A fault-adaptive and observer-based sensorless strategy for a fault-tolerant five-phase BLDC motor[C]. Proc of 2013 IEEE Int Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics. München, 2013: 1-8.
 - [11] Wolmarans J J, Polinder H, Ferreria J A, et al. Modular sensorless control of high speed, fault tolerant machines[C]. Proc of 2010 Int Power Electronics Conference ECCE Asia. Sapporo, 2010: 2533-2539.
 - [12] Qiao Z W, Shi T N, Wang Y D, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
 - [13] Kim H, Son J, Lee J. A high speed sliding mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.
 - [14] 朱瑛,程明,花为,等. 基于滑模变结构模型参考自适应的电气无级变速器无传感器控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 64-72.
(Zhu Y, Cheng M, Hua W, et al. Sensorless control for electrical variable transmission based on sliding model reference adaptive system[J]. Trans on China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 64-72.)
 - [15] Khlaief A, Boussak M, Chaari A. A MRAS-based stator resistance and speed estimation for sensorless vector controlled IPMSM drive[J]. Electric Power Systems Research, 2014, 108(3): 1-15.
 - [16] 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.
(Bai H F, Zhu J W, Sun J H, et al. Comparative study of different fault-tolerant control strategies for dual-winding fault tolerant permanent magnet motor[J]. Trans on China Electrotechnical Society, 2016, 31(13): 189-199.)
 - [17] 朱景伟,刁亮,任宝珠. 具有冗余特性的永磁容错电机短路故障分析与控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 80-86.
(Zhu J W, Diao L, Ren B Z. Analysis and control of short-circuit fault in a fault-tolerant permanent magnet motor drive with redundancy[J]. Trans on China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 80-86.)
 - [18] 孙军浩,朱景伟,白洪芬,等. 基于滑模观测器的永磁容错电机转子位置估计算法研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(6): 1-6.
(Sun J H, Zhu J W, Bai H F, et al. Estimation algorithm study of rotor position for a fault-tolerant permanent magnet motor drive based on sliding mode observer[J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(6): 1-6.)
 - [19] 李小庆,朱景伟,孙军浩,等. 双绕组永磁容错电机矢量控制系统研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(5): 26-34.
(Li X Q, Zhu J W, Sun J H, et al. Study on the vector control system for dual winding fault-tolerant permanent magnet motors[J]. Trans on China Electrotechnical society, 2016, 31(5): 26-34.)
 - [20] 滕青芳,柏建勇,朱建国,等. 基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(2): 150-161.
(Teng Q F, Bai J Y, Zhu J G, et al. Sensorless model predictive torque control using sliding-mode model reference adaptive system observer for permanent magnet synchronous motor drive systems[J]. Control Theory & Applications, 2015, 32(2): 150-161.)
 - [21] Lee H, Lee J. Design of iterative sliding mode observer for sensorless PMSM control[J]. IEEE Trans on Control System Technology, 2013, 21(4): 1394-1399.

(责任编辑: 孙艺红)