

容错型混合励磁磁通切换电机的模型预测控制^{*}

袁晓强, 张蔚, 於锋
(南通大学电气工程学院, 江苏南通 226019)

摘要: 为了提高电机驱动系统的带故障运行性能, 实现电机的最小铜耗容错运行, 提出一种基于模型预测控制算法的容错型混合励磁磁通切换 (FTHEFS) 电机容错控制方法。以 1 台 6/13 极 FTHEFS 电机为控制对象, 针对电机单相绕组断路故障, 基于三相四桥臂逆变器拓扑, 分别对模型预测转矩控制和无差拍模型预测磁链控制算法下的最小铜耗容错控制方法进行研究分析, 并对所提容错控制方法的可行性和有效性进行验证。研究结果表明: 两种控制方法均能使故障前后转矩、转速和定子磁链保持不变, 同时降低故障后的电机铜耗, 保证系统稳定运行。与模型预测转矩控制相比, 无差拍模型预测磁链容错控制能够在降低开关频率的同时减小故障前后的磁链脉动。

关键词: 混合励磁磁通切换电机; 模型预测转矩控制; 模型预测磁链控制; 无差拍; 容错; 断路故障
中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)01-0021-07

Model Predictive Control of Fault-Tolerant Hybrid-Excitation Flux-Switching Machine^{*}

YUAN Xiaoqiang, ZHANG Wei, YU Feng
(School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China)

Abstract: In order to improve the fault-tolerant performance of the machine drive system and achieve the minimum copper loss, a fault-tolerant control method for fault-tolerant hybrid-excitation flux-switching (FTHEFS) machine based on model predictive control algorithm was proposed. Taking a 6/13-pole FTHEFS machine as the control object, under the condition of the three-phase four-leg inverter topology and the open circuit failure of single-phase winding, the minimum copper loss fault-tolerant methods based on the model predictive torque control and deadbeat-model predictive flux control algorithms were studied and analyzed, respectively. The feasibility and effectiveness of the proposed fault-tolerant control method were verified. The research results showed that both methods could make the speed, torque and stator flux-linkage almost unchanged, ensuring the stable operation of the system. Compared with model predictive torque control, the deadbeat-model predictive flux control had smaller flux-linkage ripple before and after the open circuit failure while the switching frequency was reduced.

Key words: hybrid-excitation flux-switching machine; model predictive torque control; model predictive flux control; deadbeat; fault-tolerant; open circuit failure

0 引言

随着科学技术的飞速发展, 在航空航天、风力发电、高速动车、新能源汽车等对连续运行和安全

性能有较高要求的领域, 要求电机及其驱动系统具有良好的可靠性。因此, 国内外学者对电驱动系统的研究日益广泛^[1]。

容错型混合励磁磁通切换 (FTHEFS) 电机是

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目 (51507087); 江苏省六大人才高峰项目 (XNYQC-017)

作者简介: 袁晓强 (1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电气自动化及电机控制技术。

张蔚 (1977—), 女, 博士, 教授, 研究方向为永磁电机设计及控制、电动汽车应用。

於锋 (1985—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为永磁电机变频调速系统及电力电子技术在电动汽车中的应用。

一种新型定子永磁型双凸极容错电机^[2-5],具有容错能力强、功率密度高、效率高、永磁磁链和反电动势正弦、调磁范围宽等优势,在对可靠性和连续性要求较高的领域有较好的应用前景。本文采用的6/13极FTHEFS电机^[6-7],定子结构简单,转子牢固,定子模块便于安装;调节励磁电流可提高输出转矩和拓宽调速范围;隔离槽的存在使相与相之间实现物理隔离、磁隔离和热隔离,减小了互感,提高了容错性。

对电驱动系统影响较大的断路故障是相绕组断路故障^[8]。当电驱动系统某一相电枢绕组发生断路故障时,故障相电流的有效值为零。断路故障会使电驱动系统运行不稳定,造成不可逆的危害。

除容错电机本体外,容错控制方法也是改善电驱动系统可靠性的重要因素。文献[9-12]提出矢量控制算法的磁通切换电机容错控制策略,电驱动系统在故障前后能够获得较好的稳态性能,但动态响应相对较慢且需要参数整定。文献[13-14]将直接转矩控制算法应用于磁通切换电机的容错控制,直接转矩控制算法结构简单、动态响应快,电驱动系统能够快速响应故障并进行容错控制,但直接转矩控制会造成转矩和磁链脉动过大,影响控制系统稳定性。

模型预测控制(MPC)因其实现简单、动态响应快、跟踪精度高等特点,在电机驱动和控制领域被广泛应用^[15]。尽管如此,在磁通切换电机的容错控制领域仍少有学者进行深入研究。传统模型预测转矩控制(MPTC)以定子磁链幅值和电磁转矩为控制目标,需要设计权值系数保证控制系统性能,磁链控制精度不高;对系统所有基本电压矢量作用下的性能进行预测,计算负担大,限制了MPTC的实用性。无差拍模型预测磁链控制(DB-MPFC)将定子磁链幅值和电磁转矩的同时控制转换为等效的定子磁链矢量控制,消除繁琐的权重设计,提高定子磁链跟踪精度;根据无差拍思想提前判断理想电压所在区域并进行矢量快速筛选,减小在线计算量,降低开关频率。

本文以1台6/13极FTHEFS电机为控制对象。首先,分析了该电机结构及工作原理,推导了电机数学模型;然后,针对电机单相绕组断路故障,分别对MPTC和DB-MPFC算法下的最小铜耗容错控制方法进行研究分析;最后,在MATLAB/

Simulink中对所提容错控制方法的可行性和有效性进行验证。

1 三相6/13极FTHEFS电机

1.1 电机拓扑结构

三相6定子极/13转子极双定子单转子FTHEFS电机的三维拓扑结构如图1所示。

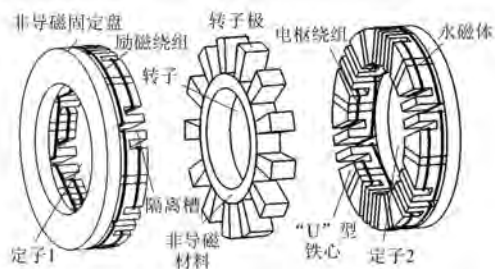


图1 三相6/13极FTHEFS电机结构

定子和转子均为凸极结构,2个定子结构相同。每一个定子都是由12个“U”型铁心、6块永磁体、6个电枢绕组、6个励磁绕组和1个非导磁定子固定盘组成。2个“U”型铁心之间嵌入1块永磁体组成一个定子模块,定子模块之间以隔离槽隔离。每个电枢绕组绕在2个相邻“U”型铁心的定子齿和1块永磁体上,径向相对的两个电枢绕组串联构成一相绕组,隔离槽与非导磁定子固定盘之间放置励磁绕组,电枢绕组和励磁绕组均采用集中绕组。永磁体沿切向交替充磁且充磁方向相反。转子上共有13个齿,均匀放置的非导磁圆环的外圆周上,既无永磁体也无绕组,易于散热。励磁绕组组成独立的励磁回路,通过调节励磁电流可以提高输出转矩和拓宽调速范围,同时电驱动系统发生故障时,可通过励磁绕组实现容错控制。图2所示为本课题组制造的FTHEFS样机实物图。

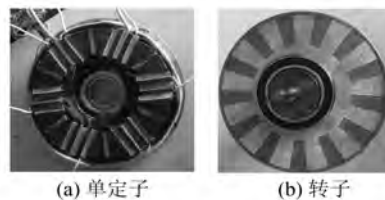


图2 三相6/13极FTHEFS样机

1.2 数学模型

图3所示为A相绕组中的永磁磁链波形,由

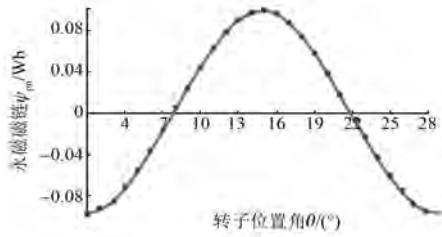


图3 A相绕组中的永磁磁链波形

于 FTHEFS 电机单个线圈磁通串联相加合成磁通时,主要谐波分量相互抵消,保证了磁链较高的正弦度。图4(a)所示为 FTHEFS 电机在额定转速(750 r/min)条件下的 A 相空载反电动势波形,图4(b)所示为空载反电动势波形的快速傅里叶变换(FFT)分析结果。仿真和分析结果表明:FTHEFS 电机反电动势正弦度高,总谐波失真(THD)较低,仅为 4.78%。

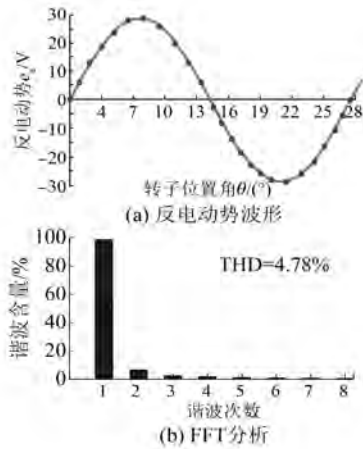


图4 空载反电动势

三相 6/13 极 FTHEFS 电机在 \$dq\$ 坐标系下的数学模型如下。

磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_d i_d + M_{sf} i_f + \psi_{pm} \\ \psi_{sq} = L_q i_q \\ \psi_f = M_{sf} i_d + L_f i_f + \psi_{pmf} \end{cases} \quad (1)$$

电压方程:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_{sq} = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + M_{sf} i_f + \psi_{pm}) \\ u_f = R_f i_f + M_{sf} \frac{di_d}{dt} + L_f \frac{di_f}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q [\psi_{pm} + (L_d - L_q) i_d + M_{sf} i_f] \quad (3)$$

式中: u_{sd} 、 u_{sq} 、 i_d 、 i_q 、 L_d 、 L_q 、 ψ_{sd} 、 ψ_{sq} ——定子电压、电流、电感和定子磁链的直轴、交轴分量;
 M_{sf} ——定子电阻与励磁绕组互感的幅值;
 i_f 、 u_f 、 R_f 、 L_f ——励磁电流、励磁电压、励磁绕组电阻和励磁绕组电感;
 ψ_{pm} 、 ψ_f 、 ψ_{pmf} ——永磁磁链、励磁绕组磁链和励磁绕组中永磁磁链;
 R_s ——定子电阻;
 ω_e ——电角速度;
 p ——极对数;
 T_e ——电磁转矩。

2 FTHEFS 电机容错控制

2.1 恒定磁通势法

三相 6/13 极 FTHEFS 电机正常工作时,三相对称定子电流流过三相对称绕组,产生的合成磁通势(SMF)为一个圆形旋转磁场。当电机绕组发生单相绕组断路故障时,三相定子绕组中出现不对称分量,SMF 不再是圆形旋转磁场,将降低电驱动系统输出性能。如图 5 所示,采用三相四桥臂容错拓扑结构,以 A 相绕组发生断路故障为例,将故障相绕组切除,开关管 VT7、VT8 投入工作,直接将故障相的脉宽调制(PWM)信号切换至 N 相桥臂,能够使故障前后的 SMF 相等。

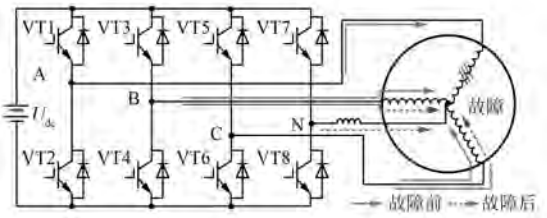


图5 逆变器三相四桥臂拓扑故障前后工作状态

假设电机正常工作时,定子三相绕组电流为

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega_e t) \\ i_b = I_m \cos\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_c = I_m \cos\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (4)$$

式中: I_m ——定子电流矢量 i_s 的幅值。

若三相电流产生的三相磁通势为 $F_a = Ni_a$, $F_b = Ni_b$, $F_c = Ni_c$, 则 SMF ΣF_s 如式(5)所示:

$$\Sigma F_s = F_a + e^{j\frac{2}{3}\pi} F_b + e^{-j\frac{2}{3}\pi} F_c = \frac{3}{2} N I_m [\cos(\omega_e t) + j \sin(\omega_e t)] \quad (5)$$

式中: N ——绕组线圈匝数。

取电角度正方向为逆时针, 则电机正常工作时的三相电流和 SMF 矢量图如图 6 所示。

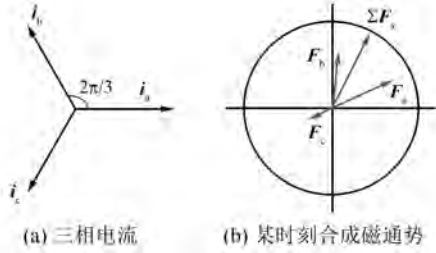


图 6 电机正常工作时的三相电流和 SMF 矢量图

假定断路故障后非故障相电流幅值为 I_{mf} , B 相电流相位变化 θ_B 电角度, C 相电流相位变化 θ_C 电角度, 电机故障容错工作时, 定子三相绕组电流为

$$\begin{cases} i_a = 0 \\ i_b = I_{mf} \cos\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi + \theta_B\right) \\ i_c = I_{mf} \cos\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi + \theta_C\right) \end{cases} \quad (6)$$

SMF ΣF_{sf} 如式(7)所示:

$$\Sigma F_{sf} = e^{j\frac{2}{3}\pi} F_b + e^{-j\frac{2}{3}\pi} F_c \quad (7)$$

令 $\Sigma F_{sf} = \Sigma F_s$, 可得 $\theta_B = -\pi/6$, $\theta_C = \pi/6$, $I_{mf} = \sqrt{3} I_m$, 则电机故障容错工作时定子三相电流为

$$\begin{cases} i_a = 0 \\ i_b = \sqrt{3} I_m \cos\left(\omega_e t - \frac{5}{6}\pi\right) \\ i_c = \sqrt{3} I_m \cos\left(\omega_e t + \frac{5}{6}\pi\right) \end{cases} \quad (8)$$

电机故障容错时的三相电流和 SMF 矢量图如图 7 所示。

2.2 铜耗最小化

由式(8)可以发现, 非故障相的定子电流 $\sqrt{3}$ 倍的幅值变化将会引起绕组过流, 易造成二次故障。电机断路故障容错运行时, 励磁绕组可通过

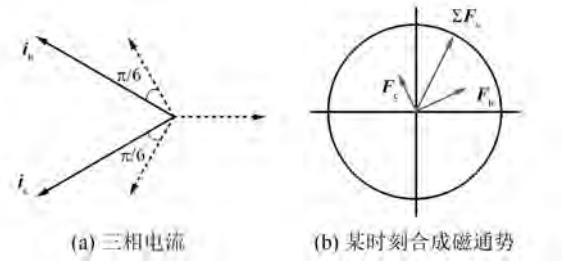


图 7 电机故障容错时的三相电流和 SMF 矢量图

增磁来降低非故障相电流的幅值。本文以电机铜耗最小为优化目标, 提出结合励磁电流调节的最小铜耗容错控制方法^[16]。FTHEFS 电机的铜耗 P_{copper} 通过式(9)计算可得:

$$P_{copper} = i_f^2 R_f + 2 \left[\sqrt{3} \frac{\psi_{pm}}{\psi_{pm} P_v(i_f)} I_s \right]^2 R_s = i_f^2 R_f + \frac{6 I_s^2 R_s}{P_v^2(i_f)} \quad (9)$$

式中: $\psi_{pm} P_v(i_f)$ ——FTHEFS 电机增磁时相永磁磁链幅值函数。

函数 $P_v(i_f)$ 由试验测得数据并拟合为

$$P_v(i_f) = 1.251 - 0.250 7 e^{-0.553 3 i_f} \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)并求导, 求解可得最优励磁电流。通过调节最优励磁电流可最大化降低非故障相定子电流幅值, 减小控制系统的铜耗。

2.3 传统 MPTC 算法

MPTC 通过采样当前时刻电机输出定子电流预测出下一时刻的定子磁链/转矩值, 进而建立最小化目标函数, 在线寻优预测出下一时刻作用的电压矢量, 使下一时刻转矩值等于理想转矩值。MPTC 具有结构简单、稳态性能出色、动态响应迅速和无需脉宽调制(PWM)等优点。将式(2)中的 u_{sd} 、 u_{sq} 进行欧拉离散化得电流预测模型为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_d(k) + \omega_e(k) T_s \frac{L_q}{L_d} i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} u_{sd}(k) \\ i_q(k+1) = -\omega_e(k) T_s \frac{L_d}{L_q} i_d(k) + \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_q(k) + \frac{T_s}{L_q} u_{sq}(k) - \frac{\omega_e(k) T_s \psi_f}{L_q} \end{cases} \quad (11)$$

式中: T_s ——采样周期;

$k, k+1$ —— k 时刻采样和 $k+1$ 时刻采样。

将式(11)代入式(1), 可得定子磁链预测模型为

$$\begin{cases} \psi_{sd}(k+1) = L_d i_d(k+1) + M_{sf} i_f + \psi_{pm} \\ \psi_{sq}(k+1) = L_q i_q(k+1) \end{cases} \quad (12)$$

将式(11)代入式(3), 可得转矩预测模型为

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p i_q(k+1) \times [\psi_{pm} + (L_d - L_q) i_d(k+1) + M_{sf} i_f] \quad (13)$$

为了得到最优开关状态, 可构造目标函数如式(14)所示:

$$G = |T_e(k+1) - T_e^*| + k_\psi |\psi_s(k+1) - \psi_s^*| \quad (14)$$

式中: k_ψ ——磁链幅值的权值系数。

基于 MPTC 算法的 FTHEFS 电机容错控制框图如图 8 所示。

转矩给定由速度外环 PI 调节器可得, 由于不考虑弱磁及运行效率优化, 磁链幅值给定为额定磁链 ψ_s^* 。

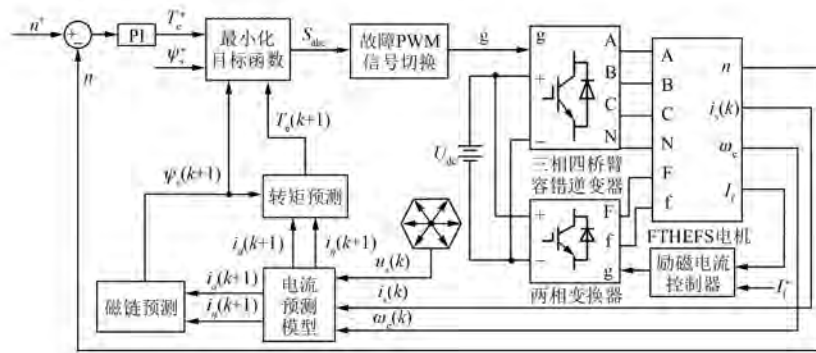


图 8 基于 MPTC 算法的 FTHEFS 电机容错控制框图

2.4 DB-MPFC 算法

尽管 MPTC 算法可实现 FTHEFS 电机的容错控制, 但 MPTC 将所有电压矢量代入价值函数中, 增大处理器计算负担; 仅专注于转矩增量的控制, 而对定子磁链增量作近似处理; 目标函数包括转矩和磁链两个不同量纲, 需要繁复的权值系数调试。

针对上述不足, 提出基于 DB-MPFC 算法的 FTHEFS 电机容错控制方法。将定子磁链幅值和电磁转矩的同时控制转换为等效的定子磁链矢量控制, 消除繁琐的权重设计, 提高磁链跟踪精度; 根据无差拍思想, 通过计算所得磁链矢量给定值判断理想电压所在区域快速筛选矢量, 因此仅需判别两个非零矢量和一个零矢量即可选出最优矢量, 减小计算负担。

2.4.1 定子磁链矢量计算

首先, 根据转矩参考 T_e^* 和式(3)计算得到的估计转矩 T_e 的差值得到参考转矩负载角增量 $\Delta\delta_{sf}$; 然后, 将负载角增量 $\Delta\delta_{sf}$ 与式(1)和式(15)计算所得负载角 δ_{sf} 相加得到 $k+1$ 时刻的参考负载角 δ_{sf}^* ; 进而, 将定子磁链矢量参考幅值 ψ_s^* 和

$k+1$ 时刻的负载角参考 δ_{sf}^* 代入式(16)可得 $k+1$ 时刻定子磁链参考值 ψ_{sd}^*/ψ_{sq}^* 。

$$\delta_{sf} = \arcsin \frac{\psi_{sd}}{\sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2}} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \psi_{sd}^* = \psi_s^* \cos(\Delta\delta_{sf} + \delta_{sf}) \\ \psi_{sq}^* = \psi_s^* \sin(\Delta\delta_{sf} + \delta_{sf}) \end{cases} \quad (16)$$

结合式(12)和式(16)可构造 DB-MPFC 算法下的目标函数如式(17)所示:

$$G = |\psi_{sd}(k+1) - \psi_{sd}^*| + |\psi_{sq}(k+1) - \psi_{sq}^*| \quad (17)$$

2.4.2 无差拍筛选电压矢量

无差拍思想原理指根据参考定子磁链矢量计算出参考电压矢量, 通过判断理想电压所在区域快速进行矢量筛选, 因此仅需判别相邻两个非零矢量和一个零矢量即可选出最优矢量。无差拍磁链矢量图如图 9 所示。

将电压方程离散化, 可得:

$$u_s(k) = R_s i_s(k) + \frac{\psi_s(k+1) - \psi_s(k)}{T_s} \quad (18)$$

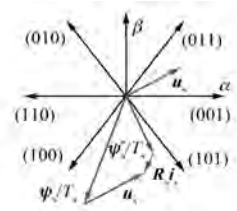


图9 无差拍磁链矢量图

根据无差拍思想,下一个时刻磁链矢量 $\psi_s(k+1)$ 作为理想参考磁链矢量 ψ_s^* , 可得:

$$u_s(k+1) = R_s i_s(k) + \frac{\psi_s^* - \psi_s(k)}{T_s} \quad (19)$$

基于 DB-MPFC 算法的 FTHEFS 电机容错控制框图如图 10 所示。

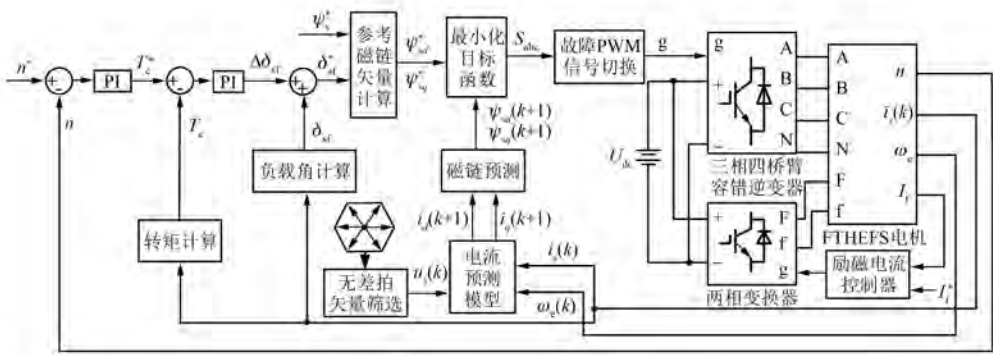


图10 基于 DB-MPFC 算法的 FTHEFS 电机容错控制框图

3 仿真结果与分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型,电机参数如表 1 所示。

表 1 6/13 极 FTHEFS 电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
相绕组电阻/ Ω	2.4	永磁磁链幅值/Wb	0.1
励磁绕组电阻/ Ω	1.52	极对数	13
相绕组自感/mH	18.75	转动惯量/ $(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.000 8
相绕组互感/mH	2.44	摩擦因数/ $(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.000 01
绕组漏感/mH	1	额定功率/W	600
励磁绕组自感/mH	5.28	额定转速/ $(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	750

仿真时选择相同的转速外环 PI 参数: $K_p = 2$, $K_i = 1.5$ 。DB-MPFC 算法的转矩内环 PI 参数: $K_p = 4$, $K_i = 200$ 。给定转速 n^* 设置为 200 r/min, 给定额定负载转矩 $7.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。0~0.10 s 时,电机启动,转速稳定上升至 200 r/min;0.10~0.15 s 时,电机转速稳定运行在 200 r/min。0.15 s 时电机 A 相绕组发生断路故障。

3.1 MPTC 算法容错控制仿真分析

图 11 所示为电机 A 相绕组断路故障的 MPTC 仿真波形。可见,0~0.10 s 时,电机加速,

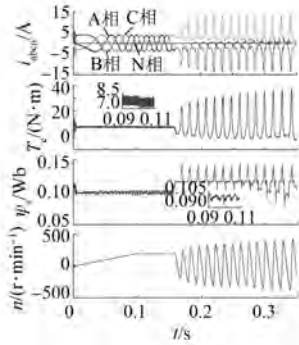


图 11 A 相绕组断路故障的 MPTC 仿真波形

转速稳定上升,相电流频率逐渐增加;0.10~0.15 s 时,电机转速稳定在 200 r/min,电流畸变较小,转矩在 $7.2 \sim 8.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 振荡,转矩脉动率约为 13.1%,磁链范围为 $0.096 \sim 0.103 \text{ Wb}$,磁链脉动率为 7.3%;0.15 s 后,电机 A 相绕组断路故障,正常相绕组电流波形畸变,转矩、磁链和转速波形波动较大,电机不平衡运行。

图 12 所示为电机 A 相绕组断路容错的 MPTC 仿真波形。可见,0.15~0.25 s 时,非故障 B、C 相电流幅值变为原来的 $\sqrt{3}$ 倍,相位变化了 $\pm 30^\circ$ 电角度,转速在故障后迅速恢复稳定,转矩和磁链也在 0.02 s 的波动后稳定运行,其中转矩脉

功率约为 14.2%, 磁链脉动率约为 6.2%; 0.25 ~ 0.35 s 时, 加入励磁电流实现铜耗最小, 非故障相电流幅值明显降低, 转速和定子磁链输出不变, 转矩脉动降低, 仅为 7.9%。

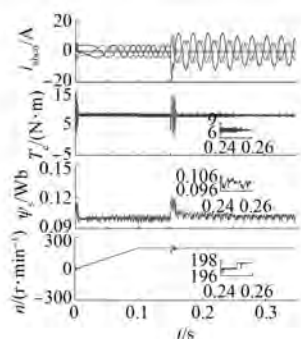


图 12 A 相绕组断路故障下容错运行 MPTC 仿真波形

3.2 DB-MPFC 算法的容错控制仿真分析

电机 A 相绕组断路故障的 DB-MPFC 仿真波形如图 13 所示。可见, 0~0.10 s 时, 电磁转矩大于负载转矩, 电机稳定加速; 0.10~0.15 s 时, 电机转速稳定运行在 200 r/min, 三相电流谐波少、畸变率小, 电磁转矩控制效果与预测转矩控制方法的效果类似, 转矩脉动率约为 12.7%, 磁链脉动率仅达到 2.8%, 相比传统预测转矩控制方法, 磁链脉动降低了 3.4%; 0.15 s 后, 电机 A 相绕组断路故障, 正常相绕组电流波形畸变, 转矩、磁链和转速波形波动较大。

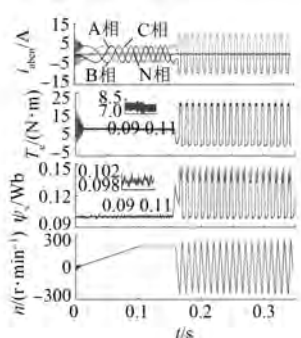


图 13 A 相绕组断路故障的 DB-MPFC 仿真波形

电机 A 相绕组断路容错的 DB-MPFC 仿真波形如图 14 所示。可见, 转速在故障后 0.015 s 快速跟踪上参考转速值, 转矩和磁链也在 0.02 s 的波动后迅速稳定运行, 其中转矩脉动率约为 13.1%, 磁链脉动率约为 4.3%; 0.25~0.35 s 时, 加入励磁电流实现铜耗最小, 非故障相电流幅值明

显降低, 转速和磁链输出不变, 转矩脉动降低, 脉动率仅为 1.2%。

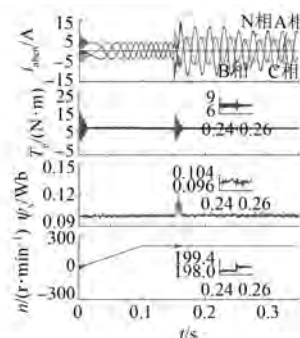


图 14 A 相绕组断路故障下容错运行 DB-MPFC 仿真波形

综上所述, 传统 MPTC 和 DB-MPFC 算法下的转矩、转速和磁链在故障前后都能快速跟上参考转矩值, 且超调较小。两种控制策略容错状态下电机输出转矩、转速和磁链稳态性能与正常工作时几乎一致, 有效实现了单相绕组断路故障容错控制, DB-MPFC 方法可在快速筛选电压矢量的同时, 保持定子磁链在故障前后脉动更小, 定子磁链控制精度更高, 仿真结果与理论分析基本一致。

4 结 语

针对三相 6/13 极 FTHEFS 电机运行时可能发生的单相绕组断路故障, 基于三相四桥臂容错逆变器拓扑结构, 提出了基于 MPTC 和 DB-MPFC 算法的断路容错控制方法, 并在 MATLAB/Simulink 中对两种控制策略下的单相绕组断路故障进行了仿真验证和研究对比。结果表明两种控制方法都能保证故障前后转速、转矩和磁链基本不变, 励磁电流可有效降低故障后的电机铜耗, 其中 DB-MPFC 方法能在减小处理器计算负担的同时有效抑制故障前后的电机定子磁链脉动, 提高了电机故障运行的稳态性能。

【参考文献】

- [1] MECROW B C, JACK A G, HAYLOCK J A, et al. Fault tolerant permanent magnet machine drives[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 1996, 143(6): 437.
- [2] 徐姝, 林明耀, 付兴贺, 等. 混合励磁轴向磁场磁通切换型永磁电机静态特性[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 58.

(下转第 39 页)

- 扰动观测器的永磁同步电机速度控制[J]. 光学精密工程, 2014, 22(6): 1598.
- [9] 张晓光, 赵克, 孙力, 等. 永磁同步电机滑模变结构调速系统动态品质控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(15): 47.
- [10] ZHANG X G, SUN L Z, ZHAO K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding mode control and disturbance compensation techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1358.
- [11] LIN F J, HUNG Y C, RUAN K C. An intelligent second order sliding-mode control for an electric power steering system using a wavelet fuzzy neural network[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2014, 22(6): 1598.
- [12] FENG Y, ZHENG J F, YU X H, et al. Hybrid terminal sliding-mode observer design method for a permanent magnet synchronous motor control system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1270.
- [13] 张猛, 李永东, 赵铁夫, 等. 一种减小变频空调压缩机低速范围内转速脉动的方法[J]. 电工技术学报, 2006, 21(7): 87.
- [14] WAI R J, CHANG H H. Backstepping wavelet neural network control for indirect field-oriented induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2004, 15(2): 367.
- [15] YU J P, SHI P, DONG W J, et al. Neural network-based adaptive dynamic surface control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(3): 640.
- [16] LIN F J, HWANG J C, CHOU P H, et al. FPGA-based intelligent-complementary sliding-mode control for PMSM servo-drive system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2573.

收稿日期: 2018-07-05

(上接第 27 页)

- [3] 郝立, 林明耀, 徐姐, 等. 轴向磁场磁通切换型永磁电机齿槽转矩抑制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 21.
- [4] HAO L, LIN M Y, XU D, et al. Analysis of cogging torque reduction techniques in axial-field flux-switching permanent-magnet machine[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 5200605.
- [5] HAO L, LIN M Y, XU D, et al. Static characteristics of a novel axial field flux-switching permanent magnet motor with three stator structures[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(1): 4002604.
- [6] ZHANG W, LIANG X Y, LIN M Y. Design and analysis of novel hybrid-excited axial field flux-switching permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 5201005.
- [7] ZHANG W, LIANG X Y, LIN M Y. Analysis and comparison of axial field flux-switching permanent magnet machines with three different stator cores[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(7): 0607806.
- [8] 何春晓. 电动汽车用定子永磁型轴向磁场容错电机故障容错技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2017.
- [9] 吴一丰, 邓智泉, 王宇, 等. 六相永磁容错磁通切换电机及其单相故障的容错控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 71.
- [10] ZHAO J L, LIN M Y, XU D, et al. Vector control of a hybrid axial field flux-switching permanent magnet machine based on particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(11): 8204004.
- [11] 朱婷婷, 邓智泉, 王宇. 并列式混合励磁磁通切换型电机及其电流矢量控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 140.
- [12] 姚钢, 殷志柱, 周荔丹, 等. 六相永磁同步发电机的容错控制[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(5): 1.
- [13] 耿亮, 王宇, 肖文妍. 6/19 容错型永磁磁通切换电机的短路故障容错控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(2): 219.
- [14] 肖文妍, 王宇, 耿亮, 等. 单相开路情况下 6/19 永磁磁通切换容错电机转矩冲量平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(7): 1488.
- [15] 王宏佳, 徐殿国, 杨明. 永磁同步电机改进无差拍电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 39.
- [16] ZHANG W, LIANG X Y, YU F. Fault-tolerant control of hybrid excitation axial field flux-switching permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 8106305.

收稿日期: 2018-07-25