

# 永磁容错电机最优电流直接控制策略

郝振洋, 胡育文, 黄文新, 余文涛, 许顺

(航空电源航空科技重点实验室(南京航空航天大学), 江苏省 南京市 210016)

## Optimal Current Direct Control Strategy for Fault Tolerant Permanent Magnet Motor

HAO Zhenyang, HU Yuwen, HUANG Wenxin, YU Wentao, XU Shun

(Aero-Power Science-Technology Center (Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** In order to improve the reliability of the drive system, under the analysis of torque ripple in multi-phase faults mode with the phasor method, the amplitude and its variation of the generalized phasor of pulsating torque were got. According to the principle of power conservation, an optimal current direct control (OCDC) strategy was presented. The control method can make the drive system output 100%, 80% and 60% of rated torque with torque ripple minimization, when one-phase, two-phase and three-phase faults including the open-circuit fault, short-circuit fault and their combinations occur in the windings or power devices. All these characteristics realize the strong fault-tolerant capacity with high output performance. A 750 W six-phase ten-pole fault tolerant permanent magnet motor (FTPM) and its control system were tested in multi-phase faults mode. The experimental results validate the optimal current direct control strategy.

**KEY WORDS:** torque ripple minimization; fault tolerant; optimal current direct control (OCDC); permanent magnet motor; control system

**摘要:** 为提高电机驱动系统的可靠性, 利用相量法对多相故障态的转矩脉动进行分析, 得到综合脉动转矩相量的幅值及其变化规律。根据功率守恒原则, 提出最优电流直接控制策略。该算法保证电机的绕组或功率管发生一相、两相及三相故障时, 包括短路、断路及其组合故障, 系统可分别输出100%、80%及60%的额定功率, 转速不变, 转矩脉动最小化输出, 进而实现高输出性能的强容错控制。通过一套750 W六相十极永磁容错电机及其控制系统的多相故障态试验, 证明了最优电流直接控制策略的正确性及可行性。

**关键词:** 转矩脉动最小化; 容错; 最优电流直接控制; 永磁电机; 控制系统

## 0 引言

从20世纪80年代以来, 随着多电、全电飞机

及混合、纯电动汽车的发展, 电机驱动系统迎来了新的发展机遇和挑战, 除了高功率密度、高效率, 同时拥有高输出性能(转速、转矩脉动最小化)及高可靠性成了电机驱动系统的关键所在<sup>[1-8]</sup>。20世纪90年代, 永磁容错电机及其控制系统的出现, 提高了系统的安全可靠性, 已应用到航空领域。永磁容错电机, 除了具有一般永磁电机的特点(体积小、功率密度高等)外, 还具有物理隔离、热隔离、磁隔离、电气隔离及抑制短路电流的特点, 因此永磁容错电机本体具备很强的容错能力<sup>[9]</sup>。若再结合高性能的控制算法, 可使整个永磁容错电机控制系统实现强容错能力, 同时达到输出转矩脉动最小化, 即达到了高输出性能的要求。

近年来, 容错控制算法得到了一定的发展, 文献[10-11]利用磁链、电流与转子位置之间的关系表格提出通过查表的方式进行故障辨识及容错控制。文献[12-13]提出了最优转矩控制策略, 在实现容错的前提下, 使电机绕组铜耗及转矩脉动最小化输出, 可使电机工作在恒转矩区及恒功率区。文献[14-15]提出了故障后的电流控制策略, 保证电机系统发生一相或相邻两相断路时, 在满足输出转矩脉动最小及无零序电流的条件下, 实现系统的容错控制。文献[16]提出了最优方波电流控制策略, 通过选择合适的开关表实现两相断路故障容错控制。以上控制系统具备容错功能, 但仅针对一相断路或短路及两相断路故障进行容错控制, 对多相同时发生断路或短路故障以及它们的不同组合没有进行研究。

本文针对多相绕组故障, 包括断路故障、短路故障及它们的组合, 利用相量法对转矩脉动分析, 提出一种最优电流直接控制策略, 以达到两个重要

基金项目: 国家自然科学基金项目(50877035)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50877035).

目的：一是保证电机的绕组或者功率管发生一相、两相、三相故障时，电机可分别输出 100%、80%、60%的额定功率，输出转速不变，实现强容错；二是提高故障态的输出性能，即使故障态的转矩脉动最小化。最后，通过对一套 750 W 六相十极永磁容错电机及其控制系统进行多相故障态试验，证明该控制策略的正确性及可行性。

## 1 多相故障态的转矩脉动分析

由于当电机绕组发生断路、短路故障或功率管发生断路、短路故障(指功率管直通故障)时，系统的硬件保护及软件算法一致<sup>[10]</sup>，本文主要分析绕组端部的断路及短路故障。以六相十极永磁容错电机为研究对象，根据功率守恒原则，忽略电机损耗，正常相绕组产生的电磁转矩可表示为

$$T_{ej}(t) = \frac{1}{\omega_m} \sum_M e_{jM} \cos[M(p\omega_m t - \frac{(j-1)\pi}{3})] \cdot \sum_N i_{jN} \cos[N(p\omega_m t - \frac{(j-1)\pi}{3} - \gamma)], \quad j=1,2,\dots,6 \quad (1)$$

式中： $e_{jM}$  和  $i_{jN}$  分别为  $j$  相绕组的第  $M$ 、 $N$  次谐波的空载反电势和电流；绕组相数  $j=1,2,\dots,6$  分别对应绕组的 A~F 相； $p$  为电机的磁极对数； $\omega_m$  为电机的机械角速度； $\gamma$  为电流滞后角。通过电机反电势正弦度设计，并利用电流正弦波控制方式，式(1)可表示为

$$T_{ej}(t) = p\psi_m \cos[p\omega_m t - \frac{(j-1)\pi}{3}] \cdot i_m \cos[p\omega_m t - \frac{(j-1)\pi}{3} - \gamma] = \frac{p\psi_m i_m}{2} [\cos\gamma + \cos(2p\omega_m t - \frac{2(j-1)\pi}{3} - \gamma)] \quad (2)$$

式中： $\psi_m$  为永磁体耦合到电枢绕组的磁链最大值； $i_m$  指电枢绕组的峰值电流。

式(2)由恒定量及交变量组成，恒定量决定了该相绕组所能输出的平均转矩；交变量决定该相绕组输出的脉动转矩。在六相正常态时，六相绕组处于对称状态，输出的交变量合成时可相互抵消，不存在脉动转矩。在断路故障态时，系统处于非对称态，交变量不能完全相互抵消，故产生了故障后的转矩脉动，称为缺相脉动转矩。根据式(2)，当  $\gamma=0$  时，在产生的平均转矩一定时，只需最小的定子电流即可实现绕组铜耗最小化输出，因此各相绕组的输出脉动转矩可表示为

$$T_j = \frac{p\psi_m i_m}{2} \cos[2p\omega_m t - \frac{2(j-1)\pi}{3}] \quad (3)$$

当电机的  $k$  相绕组发生短路故障时， $k$  相绕组输出的脉动转矩有 2 部分组成，即缺相产生的脉动转矩和短路电流产生的脉动转矩。短路时， $k$  相绕组处于发电状态，由于永磁容错电机的电感设计成  $1 \text{ pu}$ <sup>[11]</sup>，忽略绕组电阻，输出的脉动转矩可表示为

$$T_k = p\psi_m \cos[p\omega_m t - \frac{(k-1)\pi}{3}] \cdot i_m \cos[p\omega_m t - \frac{(k-1)\pi}{3} - \frac{\pi}{2}] = \frac{p\psi_m i_m}{2} \cos[2p\omega_m t - \frac{2(k-1)\pi}{3} - \frac{\pi}{2}] \quad (4)$$

为了方便分析不同故障态下的脉动转矩，将式(3)、(4)表示成单位相量形式：

$$\dot{T}_j = e^{j[-\frac{2(j-1)\pi}{3}]}, \quad j=1,2,\dots,6 \quad (5)$$

$$\dot{T}_{ks} = e^{j[-\frac{2(k-1)\pi}{3} - \frac{\pi}{2}]}, \quad k=1,2,\dots,6 \quad (6)$$

各相绕组的脉动转矩相量如图 1 所示。

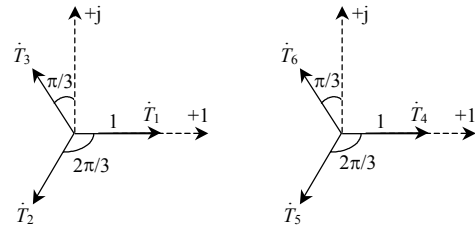


图 1 各相绕组的脉动转矩相量图

Fig. 1 Phasors diagram of pulsating torque caused by each phase winding

当电机或功率管发生多相故障时，利用相量法对不同故障类型的脉动转矩相量进行叠加，得到综合脉动转矩相量的幅值，即脉动转矩大小。以 F 相短路、C 相断路时的两相故障以及 F 相短路、BC 相断路时的三相故障为例，结果如图 2 所示，其综合脉动转矩相量的幅值分别为  $\sqrt{5}$  和  $\sqrt{4+\sqrt{3}}$ 。

同理，利用相量法求取不同故障类型及其组合的综合脉动转矩相量幅值，对相邻、相隔一相以及相对这 3 种情况的故障进行分析，结果如表 1 所示。分析可知，不同故障态的综合脉动转矩相量幅值相差很大，最大为  $\sqrt{4+\sqrt{3}}$ ，最小为  $\sqrt{2-\sqrt{3}}$ ；两相故障态的脉动转矩幅值不一定比单相故障态的大，如 F 相短路、B 相断路时，其转矩脉动幅值是 A 相故障态时的  $\sqrt{2-\sqrt{3}}$  倍，这取决于短路电流产生的脉动转矩相量与缺相脉动转矩相量的相角差；含有相对两相绕组故障是最严重的故障组合，尤其是一相短路，而其相对相发生断路故障，这是由于 2 个三相对称系统同时被破坏，如图 1 所示。因此，

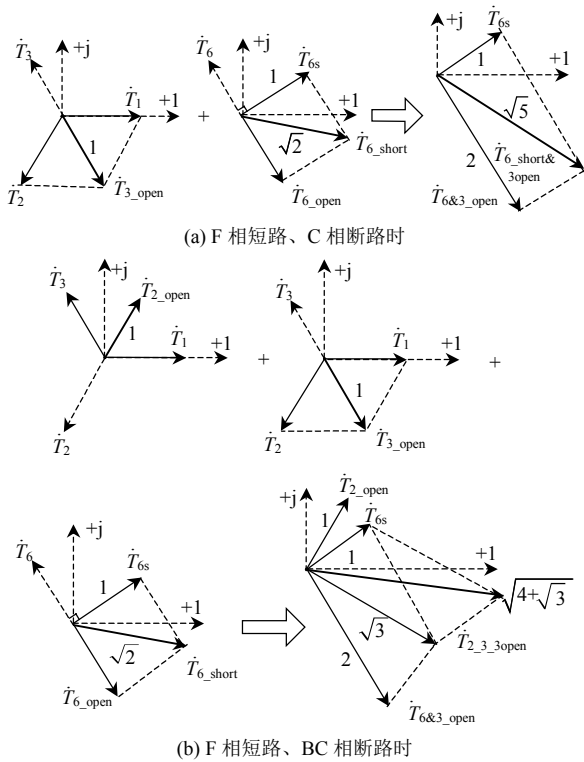


图2 不同故障态下综合脉动转矩的相量图  
Fig. 2 Generalized phasors diagram of pulsating torque under different fault states

需要一种最优的电流控制算法,能保证当发生以上各种故障时,使电机的转矩脉动最小化输出,实现高性能的强容错控制系统。

表1 不同故障组合下的综合脉动转矩相量幅值  
Tab. 1 Amplitude of the generalizaed pulsating torque phasors under different faults combination states

故障类型	脉动幅值	
一相故障	F相开路	1
	F相短路	1
	FA开路	1
	FB开路	1
	FC开路	2
两相故障	F短, A断	$\sqrt{2-\sqrt{3}}$
	F短, B断	$\sqrt{2+\sqrt{3}}$
	F短, C断	$\sqrt{5}$
	FAB开路	0
	FBD开路	0
	FBC开路	$\sqrt{3}$
三相故障	F短, AB断	1
	F短, BD断	1
	F短, AC断	$\sqrt{4-\sqrt{3}}$
	F短, BC断	$\sqrt{4+\sqrt{3}}$

## 2 最优电流直接控制策略

由上述故障态转矩脉动分析可知,在确定的故障组合下,缺相和短路电流产生的脉动转矩相量幅值及相角都是确定的,因此,若能够补偿这些确定

的脉动转矩,电机控制系统就可实现转矩脉动最小化的强容错控制。结合式(2),电机正常工作时,电机输出的总电磁转矩可表示为

$$T_e(t) = p\psi_m i_m \cdot \sum_{j=1}^6 \cos[p\omega_m t - \frac{(j-1)\pi}{3}] \cos[p\omega_m t - \frac{(j-1)\pi}{3} - \gamma] = 3p\psi_m i_m \cos\gamma \quad (7)$$

当电机出现一相、两相及三相故障时,电机输出的总电磁转矩表示为

$$T_e(t) = \sum_{j \neq k} T_{ej}(t) + \sum_k T_k(t) = \frac{p\psi_m i_m}{2} [m \cos\gamma - n \cos(2p\omega_m t - \theta(i) - \gamma)] + \sum_k T_k(t),$$

$$T_k(t) = \begin{cases} 0, & \text{断路} \\ p\psi_m \cos[p\omega_m t - \frac{(k-1)\pi}{3}] i_k(t), & \text{短路} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $m$ 为平均转矩系数; $n$ 为脉动转矩系数; $\theta(i)$ 为不同故障组合下综合缺相脉动转矩相量的相角; $i_k(t)$ 为 $k$ 相短路电流。利用相量法,可直接得到这些参数值,如表2所示。

表2 不同故障组合下转矩系数  
Tab. 2 Parameters of torque under different faults combinations states

故障类型	$m$	$n$	$\theta(i)$	$i=1,2,\dots,6$ 分别对应的故障组合
一相故障	5	1	$2(i-1)\pi/3$	A, B, ..., F相
	4	1	$(2i-1)\pi/3$	AB, BC, ..., FA相
	4	1	$(2i-3)\pi/3$	AC, BD, ..., FB相
两相故障	4	2	$2(i-1)\pi/3$	AD, BE, ..., FC相
	3	0	0	类似于ABC或ACE相
	3	$\sqrt{3}$	$(4i-3)\pi/6$	ABD, BCE, ..., FAC相
三相故障	3	$\sqrt{3}$	$(4i-5)\pi/6$	ACD, BDE, ..., FBC相

为了使电机在一相、两相及三相故障态时可分别输出100%、80%及60%的额定功率,转矩不变,而转矩脉动最小化输出,实现系统的高性能容错控制,令不同故障相数时的电磁转矩分别等于100%、80%及60%的恒定给定转矩,即

$$T_e(t) = \zeta T^*(t) \quad (9)$$

当发生一相故障时, $\zeta=1$ ;当发生两相故障时, $\zeta=0.8$ ;当发生三相故障时, $\zeta=0.6$ 。结合式(8)得到正常相绕组的最优给定电流解析式为

$$\begin{cases} i_j^*(t) = i_m(t) \cos[p\omega_m t - (j-1)\pi/3 - \gamma], & j \neq k \\ i_m(t) = \frac{2[\zeta T^*(t) - \sum_k T_k(t)]}{p\psi_m [m \cos\gamma - n \cos(2p\omega_m t - \theta(i) - \gamma)]} \end{cases} \quad (10)$$

式(10)中, 当  $\gamma = 0$  时, 可实现最大转矩与电流比控制, 使得定子绕组的铜耗最小化; 当  $0 < \gamma < \pi/2$  时, 可实现弱磁扩速控制。本文主要分析  $\gamma = 0$  的情况, 由表 2 可知, 此时  $i_m(t)$  的分母在确定的安全变化范围内, 即

$$m - n \leq [m \cos \gamma - n \cos(2p\omega_m t - \theta(i))] \leq m + n \quad (11)$$

这可以保证式(10)算出的给定电流值小于绕组的最大电流值, 因此, 无需限幅迭代计算即可得到正常相绕组的最优给定电流<sup>[11]</sup>, 同时表达式简单, 易于编程, 降低了控制算法的复杂度。

由此可见, 永磁容错电机及其控制系统在正常态时, 各相绕组的给定电流是互差  $\pi/3$  电角度的正弦波, 即采用无刷交流(brushless AC, BLAC)方式。当发生故障时, 结合故障诊断信号及给定转矩, 利用最优电流直接控制算法, 得到故障态时正常相绕组的最优给定电流, 实现系统的强容错控制, 并保证输出转矩脉动最小化输出, 整个系统的控制框图如图 3 所示。

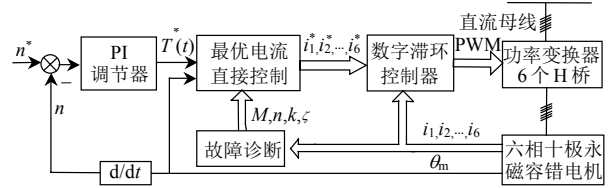


图 3 六相十极永磁容错电机及其控制系统的控制框图  
Fig. 3 Control diagram of six-phase ten-pole FTPMM

### 3 试验及结果分析

#### 3.1 单相故障态时的试验及结果

为了验证最优电流直接控制策略, 对一套 750 W 六相十极永磁容错电机及其控制系统进行多相故障态试验。电机主要参数: 额定功率为 750 W, 额定转速为 2 000 r/min, 定子外直径为 91.6 mm, 内直径为 46.0 mm, 轴向长度为 43.0 mm, 最大气隙为 0.5 mm, 转子磁钢采用  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$  平行充磁。其中多相故障态包括几个最严重的故障态, 有一相短路故障; 相对两相故障, 其中一相短路而另一相断路; 含有相对两相故障的三相故障态。试验系统的主回路如图 4 所示。

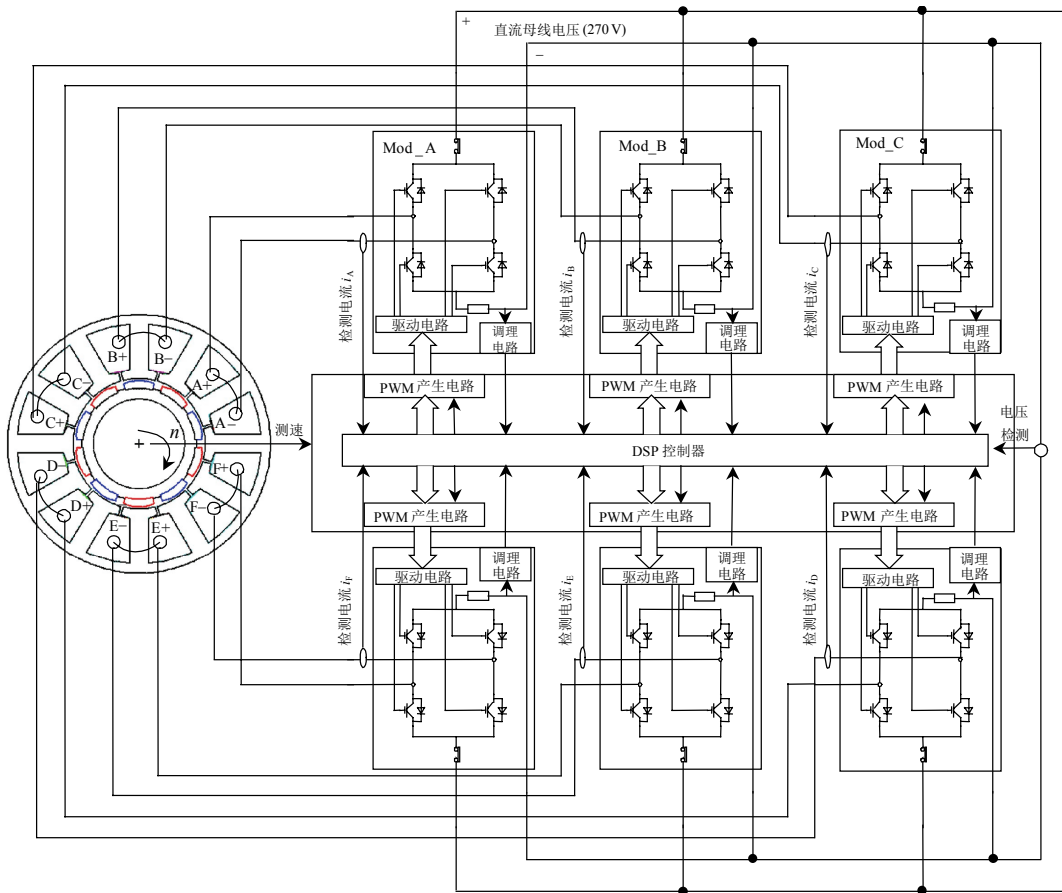


图 4 系统主回路图

Fig. 4 Main circuit diagram of system

当电机工作在额定点, F 相绕组发生短路故障, 由于电感设计成单位标幺值<sup>[17]</sup>, F 相的短路电流被限

制在额定电流值, 抑制了短路故障。根据最优电流直接控制算法, 得到其他正常相绕组畸变的电流(如

图5所示),用来补偿缺相和短路电流产生的脉动转矩,使故障态的电机输出转速不变,转矩脉动最小化,实现具备高性能输出的强容错控制,如图6所示。

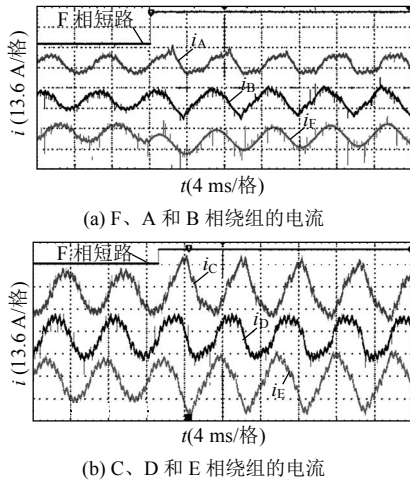


图5 F相绕组短路时的电流波形  
Fig. 5 Waveforms of current with phase F short

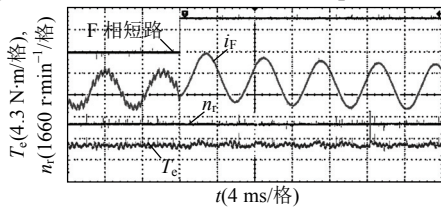
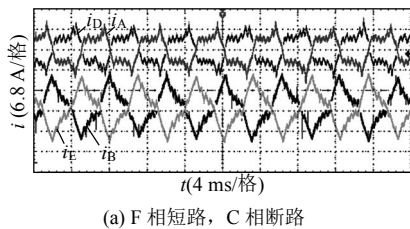


图6 F相绕组短路时的转矩及转速波形  
Fig. 6 Waveforms of torque and speed with phase F short

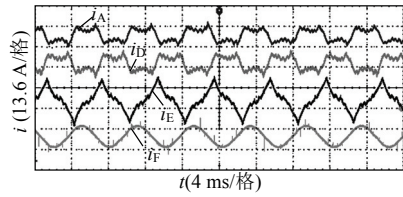
3.2 多相故障态时的试验及结果

当电机发生F相绕组短路、C相绕组断路的两相故障,以及F相绕组短路、BC绕组断路的三相故障时,通过故障诊断得到转矩系数  $m$ 、 $n$ 、 $k$ 、 $\zeta$ ,利用最优电流直接控制策略,得到正常相的绕组电流(如图7所示),使系统具备强容错功能。即故障态后转速不变,电机分别可输出80%及60%的额定转矩(额定功率),如图8所示。若不采用最优电流直接控制策略,即故障态时算法不切换,正常相的绕组电流仍采用BLAC控制方式,电机输出性能如图9所示,转矩脉动明显增大,系统故障态的输出性能降低。可见,采用电流直接控制策略使系统具备强容错功能的基础上实现了转矩脉动最小化输出,提高了故障态的输出性能。

多相故障时转矩脉动的标么值(以额定转矩为

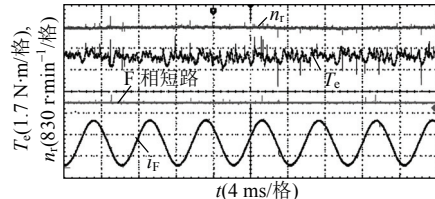


(a) F相短路, C相断路

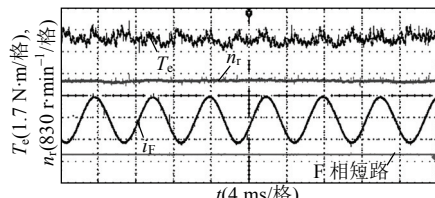


(b) F相短路, B、C相断路

图7 两相及三相故障态时绕组的电流波形  
Fig. 7 Waveforms of current under two and three-phase fault states



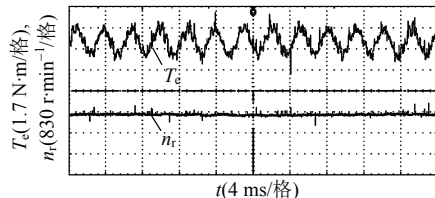
(a) F相短路, C相断路



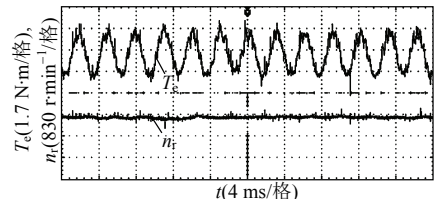
(b) F相短路, B、C相断路

图8 采用最优电流直接控制策略多相故障时的转矩及转速波形

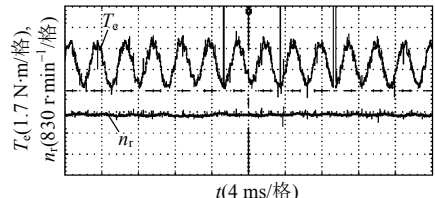
Fig. 8 Waveforms of torque and speed under two and three-phase fault states with OCDC strategy



(a) F相短路



(b) F相短路, C相断路



(c) F相短路, B、C相断路

图9 采用BLAC方式多相故障时的转矩及转速波形  
Fig. 9 Waveforms of torque and speed under two and three-phase fault states with BLAC strategy

基值)如表3所示。当永磁容错电机及其控制系统发生多相故障时,尤其是最恶劣的三相故障(F相短路,

BC相断路), 利用最优电流直接控制策略, 转矩脉动标幺值仅比正常态大0.14; 而采用BLAC控制方式时, 转矩脉动标幺值比正常大0.73。因此, 最优转矩控制策略在保证了系统具备强容错性的基础上, 实现了转矩脉动最小化输出。

表3 多相故障时的转矩脉动标幺值

Tab. 3 Perunit of torque ripple under multi-phase fault states

故障类型	转矩脉动标幺值	
	采用OCDC	采用BLAC
无故障	0.18	0.18
F相短路	0.21	0.54
F相短路, C相断路	0.32	0.84
F相短路, BC相断路	0.34	0.91

## 4 结论

1) 利用相量法对多相故障态的脉动转矩进行分析, 得到了综合脉动转矩相量的幅值及变化规律: 含有相对两相绕组故障, 其中一相短路而其相对相断路, 是系统中最危险的故障组合, 其综合脉动转矩相量幅值最大可达单相故障时的 $\sqrt{4+\sqrt{3}}$ 倍。

2) 采用转矩脉动补偿的方式, 根据功率守恒原则, 提出了最优电流直接控制策略。对一套750W六相十极永磁容错电机及其控制系统中3种最严重的故障组合(F相短路时的一相故障态, F相短路、C相断路时的两相故障态, F相短路、BC相断路时的三相故障)进行试验。利用最优电流直接控制算法, 可使电机分别输出100%、80%及60%的额定转矩(额定功率), 转速不变, 实现强容错控制。同时, 3种故障态的转矩脉动标幺值分别为0.21、0.32和0.34, 比采用BLAC控制方式下的转矩脉动标幺值小很多, 即达到了高输出性能的要求。

## 参考文献

- [1] Jack A G, Mecrow B C, Haylock J A. A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high performance fault tolerant applications[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1996, 32(4): 889-895.
- [2] Parsa L, Toliyat H A. Fault-tolerant five-phase permanent magnet motor drives[C]//IEEE Industry Applications Conference. Florida, USA: IEEE, 2004: 1048-1054.
- [3] Khan M, Rahman M. Development and implementation of a novel fault diagnostic and protection technique for IPM motor drives electro-hydraulic actuation of primary flight control surfaces[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2008, 56(1): 85-92.
- [4] Welchko B A, Lipo T A, Jahns T M, et al. Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 19(6): 1108-1116.
- [5] Bolognani, Zordan S, Zigliotto M. Experimental fault-tolerant control

- of a PMSM drive[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2009, 47(5): 1134-1141.
- [6] 何洪文, 余晓江, 孙逢春, 等. 电动汽车电机驱动系统动力特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 136-140.  
He Hongwen, Yu Xiaojiang, Sun Fengchun, et al. Study on power performance of traction motor system for electric vehicle [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 136-140(in Chinese).
- [7] 董慧芬, 周元均, 沈颂华. 双通道无刷电动机容错动态性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(21): 89-94.  
Dong Huifei, Zhou Yuanjun, Shen Songhua. Analysis on the fault tolerant dynamic performance of a brushless DC motor with double channels[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(21): 89-94(in Chinese).
- [8] 欧阳红林, 周马山, 童调生. 多相永磁同步电动机不对称运行的矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(7): 145-150.  
Ouyang Honglin, Zhou Mashan, Tong Tiaosheng. Vector control of multi-phase permanent magnet synchronous motor with asymmetric structure[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(7): 145-150(in Chinese).
- [9] 郝振洋, 胡育文, 黄文新. 电力作动器中永磁容错电机及其控制系统的发展[J]. 航空学报, 2008, 29(1): 65-74.  
Hao Zhenyang, Hu Yuwen, Huang Wenxin. Development of fault tolerant permanent magnet machine and its control system and its control system in electro-mechanical actuator[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2008, 29(1): 65-74(in Chinese).
- [10] Mecrow B C, Jack A G, Haylock J A. Fault tolerant permanent magnet machine drives[J]. IEE Proceedings of Electrical Power Applications, 1996, 143(6): 437-442.
- [11] Haylock J A, Mecrow B C, Jack A G. Enhanced current control of high-speed PM machine drives through the use of flux controllers [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1999, 35(5): 1030-1038.
- [12] Ede J D, Atallah K, Wang J B, et al. Effect of optimal torque control on rotor loss of fault-tolerant permanent magnet brushless machines [J]. IEEE Trans. on Magnetic, 2002, 38(5): 312-320.
- [13] Wang Jiabin, Atallah K, Howe D. Optimal torque control of fault-tolerant permanent magnet brushless machines[J]. IEEE Trans. on Magnetic, 2003, 39(5): 2962-2964.
- [14] Bianchi N, Bolognani S. Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2002, 38(5): 1259-1265.
- [15] Bianchi N, Bolognani S. Impact of stator winding of a five-phase permanent-magnet motor on postfault operations[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 55(5): 1978-1987.
- [16] Ouyang W, Lipo T A. Multiphase modular permanent magnet drive system design and realization[C]//Electrical Machines and Drives Conference. Antalya, Turkey: IEEE, 2007: 787-792.
- [17] Hao Zhengyang, Hu Yuwen, Huang Wenxin, et al. The analyses and prediction of an highaccurate no linear inductance analysis formulation of six-phase ten-pole fault-tolerant permanent magnet machine[C]//International Conferente on Electrical Machines and Systems. Wuhan, China: IEEE, 2008: 3097-3098.



郝振洋

收稿日期: 2010-03-19。

作者简介:

郝振洋(1981), 男, 工学博士, 研究方向为电力电子与电力传动, zhenyang\_hao@nuaa.edu.cn;

胡育文(1944), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为飞机、车辆电源系统, 功率电子与电机控制。

(责任编辑 张玉荣)