

文章编号: 1001-0920(2013)07-1007-06

## 四相永磁容错电机的两种容错控制方法

司宾强<sup>1</sup>, 吉敬华<sup>2</sup>, 朱纪洪<sup>1</sup>, 范勇<sup>1</sup>

(1. 清华大学 计算机科学与技术系, 北京 100084; 2. 江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

**摘要:** 基于永磁容错电机采用集中式绕组结构具有相间解耦、容错能力强等优点, 针对H桥和星形两种驱动拓扑结构, 分别提出了电机的单相开路容错控制策略. 为使容错控制后的转矩满足正常需求, 当采用H桥容错时, 可以提高与开路相相对的相电流幅值, 以补偿转矩的损失; 当采用星形容错时, 既要提高非故障相的电流幅值, 还应改变相位, 以保证输出转矩不变. 对两种容错控制策略进行了推导和对比分析, 并通过对相关结果进行的仿真计算验证了理论分析的正确性.

**关键词:** 容错; 永磁; 电机; H桥; 星形; 驱动拓扑

**中图分类号:** TM351

**文献标志码:** A

## Two fault tolerant strategies for four-phase permanent-magnet fault-tolerant machine

SI Bin-qiang<sup>1</sup>, JI Jing-hua<sup>2</sup>, ZHU Ji-hong<sup>1</sup>, FAN Yong<sup>1</sup>

(1. Department of Computer Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 2. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China. Correspondent: SI Bin-qiang, E-mail: sibq09@mails.tsinghua.edu.cn)

**Abstract:** Due to their concentrated windings, permanent-magnet fault-tolerant motors inherently have the advantages of decoupling phases and fault-tolerant capability. Two fault-tolerant drive topologies for these motors, H-bridge and star-connection, are presented and compared for open-circuit fault. In order to keep the torque performance invariant during the post-fault operation, the current amplitude of healthy phases is increased in the H-bridge mode, while the current amplitude and the phase angle of healthy phases are changed in the star-connection mode. Both strategies are derived, compared and analyzed. Finally, the simulation results show the effectiveness of the theoretical analysis.

**Key words:** fault tolerant; permanent magnet; motors; H-bridge; star-connection; drive topology

### 0 引言

电动动作系统作为多电<sup>[1-2]</sup>和全电<sup>[3-4]</sup>飞行器的重要组成部分, 关乎整个飞行系统的安全和性能. 为提高电动动作系统的安全性和可靠性, 传统上是采用多余度<sup>[5-6]</sup>来提高系统的安全系数, 这不仅增加了重量, 加大了体积, 而且随着余度的增加, 整个系统失效的概率也会大大增加. 因此, 为克服余度技术的上述缺点, 提高电动动作系统的关键部件——电机的可靠度和故障容错能力已成为当前的研究热点和今后的发展趋势<sup>[7]</sup>. 永磁容错电机(PMFTM)是一种新型的永磁无刷电机, 不仅具有普通永磁无刷电机的高效率、高功率密度等优点, 更由于其结构与普通永磁无刷电机的区别, 兼具有很高的容错性能, 实现了

电、磁、热、物理上的隔离<sup>[8-14]</sup>. 它具有在某一相或几相发生故障时能保证其余非故障相连续运行的能力, 因此适用于航空航天、核电站、电动机车以及电力推进舰船等要求高可靠性的应用领域.

与余度技术类似, PMFTM并不是相数越多安全性越高, 因为随着相数的增加, 需要的功率驱动器件数量也随着增多, 占用体积增大, 失效率增大, 散热量也会大大增加, 因此, 一般大都根据电机相超额因数(over-rating factor)<sup>[15-16]</sup>选取PMFTM的相数. 由文献[15-16]可知, 随着相数的增加, 相超额因数逐渐减小, 但单位时间故障率却随之增加, 故在工程应用时应综合考虑相冗余与驱动复杂度的均衡, 以及单位时间故障率、相超额因数、功率器件数量、占用体积等因素.

收稿日期: 2012-04-06; 修回日期: 2012-08-23.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51007031, 60974142, 61104082).

作者简介: 司宾强(1980—), 男, 博士生, 从事特种电机驱动与控制策略、电动动作系统的研究; 朱纪洪(1968—), 男, 教授, 博士生导师, 从事飞行控制、电动动作系统、非线性控制等研究.

当今多相PMFTM大多以五相<sup>[17]</sup>、六相<sup>[18]</sup>和七相<sup>[19]</sup>为研究对象,而对四相<sup>[20]</sup>PMFTM的研究相对较少.文献[12]对四相容错电机进行了参数设计、容错机理分析和实验等工作,文献[13]只研究了四相容错电机的SVPWM的控制,并没有研究故障状态下的容错策略.为此,本文在满足高功率密度及容错性能要求前提下综合考虑了体积和功率等要求,设计了四相PMFTM作为动力源和研究对象.

四相PMFTM结构如图1(a)所示,相与相之间容错齿(无绕组齿)隔离开,实现了磁场、热量和物理上的近似完全隔离.每一相可看作独立的部分,使得某一相或几相发生故障时电机仍能正常输出扭矩,故每相绕组既可以采用独立H桥<sup>[16,21]</sup>驱动方式(见图2(a)),也可以采用星形<sup>[22-23]</sup>连接(见图2(b))全桥驱动方式.

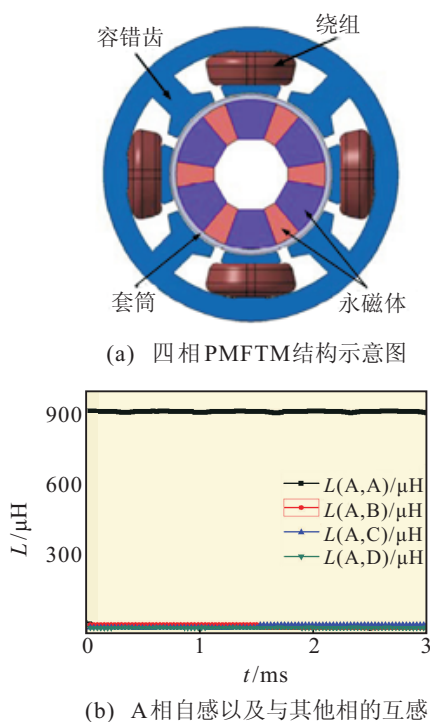


图1 四相PMFTM结构示意图及其自感和互感

本文在文献[16]的基础上,提出了每相绕组采用H桥驱动拓扑结构的容错控制策略.文献[21-23]中由于DSPM电机具有凸极效应,使得其磁阻转矩不为零,相对两相正常工作的磁阻转矩可以相互抵消,当发生开路故障时,磁阻转矩平衡状态被打破,表现为系统转矩脉动增加.本文研究的对象是表贴式永磁电机,如果不考虑磁饱和的影响,其绕组电感几乎为恒值(见图1(b)),故不管是正常工作还是发生故障,其磁阻转矩很小,近似为零,完全可以不考虑.近年来,研究多相PMFTM的故障容错主要以H桥或星形连接驱动为基础,大多从算法上进行研究而忽略了H桥和星形连接这两种拓扑结构对故障容错和系统性能的

影响.文献[24]在铜耗方面对这两种拓扑结构进行了对比分析,但没有考虑到电机最为重要的性能参数:转矩输出.本文以四相PMFTM为研究对象,以输出转矩满足正常需求,而且脉动最小为约束目标,根据相绕组采取的驱动拓扑结构提出了不同的单相绕组开路故障容错策略,使得容错控制后四相PMFTM的输出转矩能够满足电机正常工作需求.

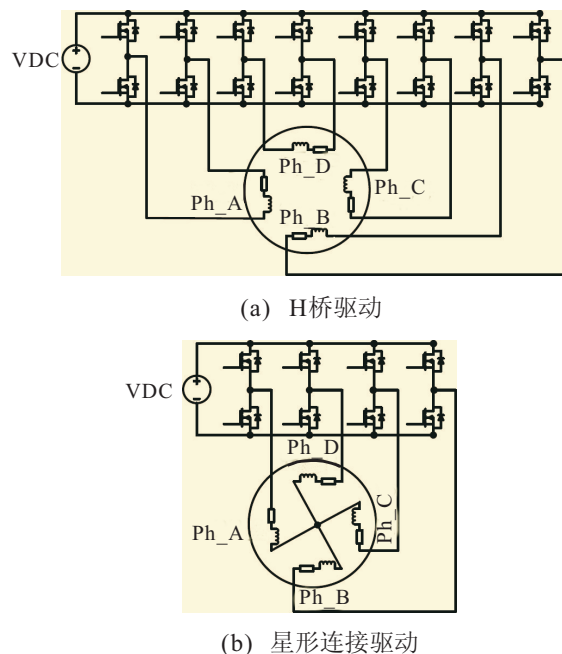


图2 四相PMFTM的两种驱动拓扑结构

## 1 多相PMFTM数学模型

如图1(a)所示,与传统电机的分布式叠绕组不同,PMFTM的绕组集中绕在一个定子齿上,组间由容错齿隔离开,实现了磁路、热量、物理上的近似完全隔离,某一相绕组故障既不会影响,也不会传递到其他相,从而提高了系统的可靠性.

绕组间的容错齿既起到了隔离作用,又作为磁链的通路,使得相与相间磁场几乎完全解耦.文献[8]中设计的六相PMFTM的互感只是自感的3.5%,本文研究对象(结构示意图1)的互感只占自感的3.2%,如图1(b)所示,因此可以将多相PMFTM的绕组看作多个解耦的独立电路.对于 $k$ 相PMFTM,其数学模型描述如下:

1) 电压方程

$$u_k = Ri_k + e_k = Ri_k + \frac{d\psi_k}{dt}. \quad (1)$$

2) 磁链方程

$$\psi_k = L_k i_k + \psi_{rp}. \quad (2)$$

其中:  $L_k$  为  $k$  相自感,  $\psi_{rp}$  为转子永磁体磁链.

3) 电势方程

$$e_k = \frac{d\psi_k}{dt} = L_k \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{dL_k}{dt} + \frac{d\psi_{rp}}{dt} =$$

$$L_k \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{dL_k}{d\theta} \omega_r + \frac{d\psi_{rp}}{d\theta} \omega_r = L_k \frac{di_k}{dt} + e_{\omega_r} + e_r. \quad (3)$$

其中:  $L_k \frac{di_k}{dt}$  为变压器电势,  $e_{\omega_r} = i_k \frac{dL_k}{d\theta} \omega_r$  为转子运动电势,  $e_r = \frac{d\psi_{rp}}{d\theta} \omega_r$  为永磁感应电势,  $\omega_r$  为转子角速度,  $\theta$  为转子位置角。

4) 转矩方程. 在忽略绕组铜耗和铁芯铁耗的情况下, 由式(1)和(3)可得

$$P_k = u_k i_k \approx e_k i_k = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L_k i_k^2 \right) + \left( \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k}{d\theta} + i_k \frac{d\psi_{rp}}{d\theta} \right) \omega_r = \frac{dW_{sf}}{dt} + T_{ek} \omega_r, \quad (4)$$

其中  $\frac{dW_{sf}}{dt} = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k}{d\theta}$  为磁场储能。

由于 PMFTM 为表贴式永磁电机, 如果不考虑饱和的影响, 则其相电感几乎为恒值, 由电感变化产生的磁阻转矩平均值近似为零, 因此  $k$  相绕组产生的电磁转矩为

$$T_{ek} = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k}{d\theta} + i_k \frac{d\psi_{rp}}{d\theta} = f_{rp_k}(\theta) i_k, \quad (5)$$

其中  $f_{rp_k}(\theta) = \frac{d\psi_{rp}}{d\theta}$  为转子不同位置永磁体磁链变化引起的永磁转矩系数。

综上, 多相 PMFTM 正常工作时的总转矩输出为

$$T_e = \sum T_{ek} = \sum [f_{rp_k}(\theta) i_k]. \quad (6)$$

若电机的第  $k$  相发生故障, 则由于其相与相之间较接近完全解耦, 非故障相的运行基本不受影响, 此时电机的总输出转矩为

$$T_{e\_fault} = \sum_{j \neq k} [f_{rp_j}(\theta) i_j] + \begin{cases} 0, \text{ openfault;} \\ f_{rp_k}(\theta) i_k, \text{ shortfault.} \end{cases} \quad (7)$$

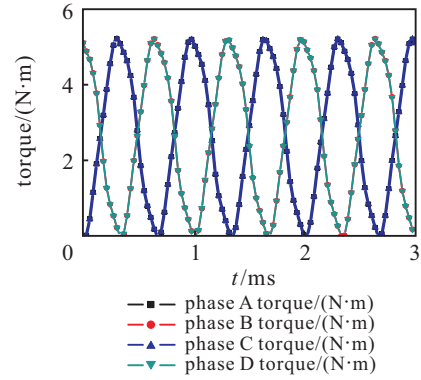
## 2 容错控制

### 2.1 H 桥容错策略

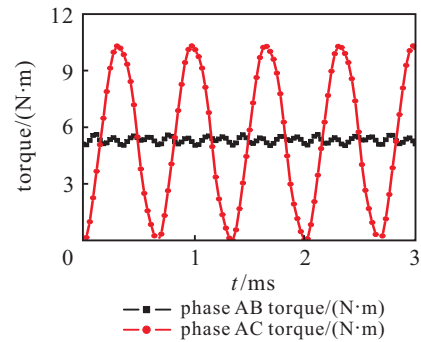
由对四相 PMFTM 的电磁特性分析可知, 其相间磁链互差  $90^\circ$  (电角度), 因此对于电机的相对两相——A 相和 C 相 (或 B 相和 D 相) 而言, 它们产生的转矩是同相位的 (如图 3(a) 所示), A 相与 C 相 (或 B 相与 D 相) 单独工作输出的转矩完全重合; 而对于相邻两相——A 相和 B 相 (或 C 相和 D 相) 而言, 它们产生的转矩相位相差为  $180^\circ$ , 因此, 当相邻两相同时工作时电机才能输出稳定的转矩, 而只有相对两相工作时输出的是脉动转矩, 无法正常使用, 如图 3(b) 所示。

假设 A 相发生开路故障时电机的输出转矩为

$$T_{e\_fault} = \sum_{k=2}^4 T_{ek} = \sum_{k=2}^4 [f_{rp_k}(\theta) i'_k]. \quad (8)$$



(a) 单相工作



(b) 相邻与相对两相工作

图 3 四相 PMFTM 单相和两相工作时转矩

为使发生开路故障时的电机输出转矩为故障前的输出转矩, 令式(8)与(6)相等, 可得

$$\sum_{k=2}^4 [f_{rp_k}(\theta) i'_k] = \sum_{k=1}^4 [f_{rp_k}(\theta) i_k]. \quad (9)$$

令 B 相和 D 相的电流保持不变, 即

$$i'_B = i_B, \quad (10)$$

$$i'_D = i_D. \quad (11)$$

将式(10)和(11)代入(9), 可得

$$f_{rp_C}(\theta) i'_C = 2f_{rp_C}(\theta) i_C, \quad (12)$$

解得

$$i_C = \frac{f_{rp_C}(\theta) i'_C}{2f_{rp_C}(\theta)} = \frac{1}{2} i'_C. \quad (13)$$

从而可得 A 相发生开路故障前后 C 相的电流关系为

$$i'_C = 2i_C, \quad (14)$$

即在 A 相发生开路故障时, 可以在保持 B 相和 D 相电流不变的情况下, 将 C 相电流幅值增加为原来的 2 倍, 相位不变, 维持电机的转矩输出不变. 其他相发生开路故障时, 亦如此处理。

### 2.2 星形容错策略

电机正常运行时, 其相电流可以表示为

$$\begin{cases} I_a = I \cos(p\omega_m t + \phi), \\ I_b = I \cos(p\omega_m t + \phi - \pi/2), \\ I_c = I \cos(p\omega_m t + \phi - \pi), \\ I_d = I \cos(p\omega_m t + \phi + \pi/2). \end{cases} \quad (15)$$

其合成旋转磁动势可以表示为

$$\begin{aligned} \text{MMF} &= \sum_{k=1}^4 \text{MMF}_k = \\ &NI_a + \alpha NI_b + \alpha^2 NI_c + \alpha^3 NI_d = \\ &2NIe^{j\theta} = 2NI(\cos\theta + \sin\theta). \end{aligned} \quad (16)$$

其中:  $N$  为每相的匝数,  $\alpha = 1 \angle 90^\circ$ ,  $\theta = p\omega_m t + \phi$ ,  $p$  为极对数,  $\omega_m$  为机械角速度,  $\phi$  为初始相位角.

若 A 相在某时刻发生开路故障而无法工作, 则此时磁动势为

$$\begin{aligned} \text{MMF}' &= \alpha NI_b' + \alpha^2 NI_c' + \alpha^3 NI_d' = \\ &N[-I_c' + j(I_b' - I_d')]. \end{aligned} \quad (17)$$

令式 (16) 与 (17) 相等, 可以求出故障后剩余相的工作电流为

$$\begin{cases} I_c' = -2I \cos\theta, \\ I_b' - I_d' = 2I \sin\theta, \\ I_b' + I_c' + I_d' = 0. \end{cases} \quad (18)$$

解得

$$\begin{cases} I_c' = -2I \cos\theta = 2I_c = I_c - I_a, \\ I_b' = \sqrt{2}I \cos(\theta - \pi/4) = I_a + I_b, \\ I_d' = \sqrt{2}I \cos(\theta + \pi/4) = I_a + I_d. \end{cases} \quad (19)$$

即在 A 相发生开路故障时, 将 C 相电流幅值增加为原来的 2 倍, 相位不变, 同时将 B 相和 D 相电流的幅值增加为原来的  $\sqrt{2}$  倍, 相位分别向 A 相靠近  $\pi/4$ , 可以维持电机的转矩输出不变. 其他相发生开路故障时, 亦如此处理.

### 2.3 对比分析

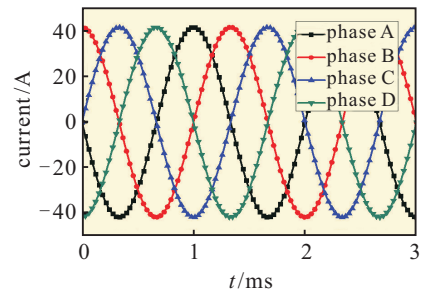
多相 PMFTM 每相绕组既可以采用独立 H 桥驱动方式, 也可以采用星形连接全桥驱动方式. 在驱动器结构上, 前者需要的功率器件比较多, 占用空间大, 功率器件发热量大, 后者比前者所需的功率器件减少了一半, 适合于驱动器空间受限的场合; 在控制灵活性上, 前者每相可以单独控制, 便于调整每相的电流幅值和相位角, 驱动更加灵活, 非常适合采用多相 PMFTM 进行容错控制, 后者受各相电流之和为零 (KCL) 的限制, 控制较前者复杂; 在失效率上, 前者控制非常灵活, 但也会造成某些相出现超负荷 (饱和) 状态, 减少工作寿命, 增加失效率, 后者由于剩余非故障相相互协调, 弥补了故障相造成的输出转矩损失, 不会造成非故障相的输出功率不均, 剩余非故障相的正常工作寿命 (失效率) 相比前者要长 (低); 在铜耗上, 对于本文中的四相 PMFTM, 采用前者时铜耗为故障前的  $1.5((2 \times 1^2 + 2^2)/(2 \times 1^2))$  倍, 而采用后者时铜耗为故障前的  $2((2 \times (\sqrt{2})^2 + 2^2)/(2 \times 1^2))$  倍. 类似地, 对于多相 PMFTM, 采用前者时的铜耗为故障前的  $(n-1)/(n-2)$  倍, 采用后者时的铜耗为故障前的  $(n-2)/(n-3)$  倍, 具体推导过程请参见文献 [24].

### 3 仿真分析

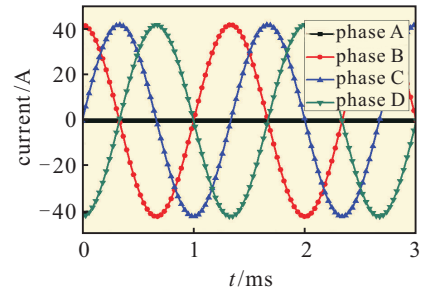
为了验证假设 A 相发生开路故障时根据绕组的不同驱动方式采取的容错策略的效果, 分别对四相 PMFTM 在正常工作、A 相开路、H 桥容错策略和星形容错策略时的性能进行对比, 结果如表 1 所示. 这 4 种工作状态下四相 PMFTM 的电流波形和输出转矩波形分别如图 4 和图 5 所示.

表 1 四相 PMFTM 在不同工作状态时的性能对比

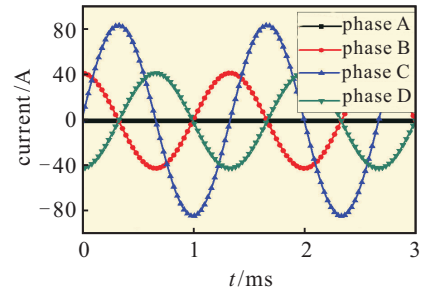
状态	平均转矩/(N·m)	转矩脉动/(N·m)	平均转矩变化率/%	转矩脉动变化率/%
正常	10.62	4.67	—	—
A 相开路	7.95	35.95	-25.14	764
H 桥	9.95	10.1	-6.31	216
星形	9.46	11.4	-10.92	244



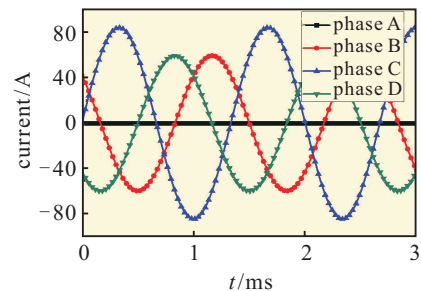
(a) 正常



(b) A 相开路



(c) H 桥容错



(d) 星形容错

图 4 四相 PMFTM 在不同工作状态下的相电流波形



图4为四相PMFTM在不同工作状态下的相电流波形。图4(a)为正常时的4相电流波形,幅值为41.7 A,4相电流相位差为 $\pi/2$ 。图4(b)为A相开路时的电流波形,因为A相发生开路故障,所以电流为零,另外3相电流与正常时相同。图4(c)为A相开路,并采用了H桥容错策略时的电流波形,C相电流幅值为83.4 A,是正常时的2倍,相位与正常时相同,B和D相电流未发生变化,与第2.1节理论分析相符;同时由表1和图5可知,平均输出转矩为9.95 N·m,比正常输出转矩下降了6.31%,转矩脉动为10.1%,是正常时转矩脉动的216%,能够满足正常工作需求,验证了H桥容错控制策略的正确性。图4(d)为A相开路,并采用了星形容错策略时的电流波形,C相电流幅值为83.4 A,为正常时的2倍,相位与正常时相同,B和D相电流幅值为58.97 A,为正常时的 $\sqrt{2}$ 倍,相位分别由正常时 $-\pi/2$ 和 $\pi/2$ 变化为 $-\pi/4$ 和 $\pi/4$ ,相位均向正常时A相相位移动了 $\pi/4$ ,与第2.2节理论分析相符;同时由表1和图5可知,平均输出转矩为9.46 N·m,比正常输出转矩下降了10.92%,转矩脉动为11.4%,是正常时转矩脉动的244%,虽然性能不太好,但也能满足正常工作需求,验证了星形容错控制策略的正确性。

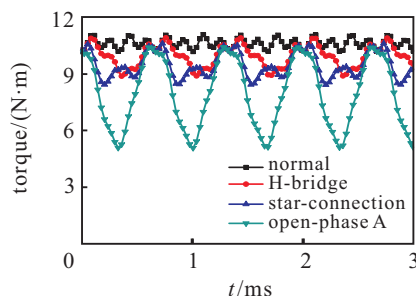


图5 四相PMFTM在不同工作状态下的相电流波形

由表1中的数据和图5中波形对比可知:当采用H桥驱动拓扑结构时,不仅能够保证PMFTM在磁、热和物理上的隔离,而且能够保证电气的完全独立;当采用星形驱动拓扑结构时,虽然在电机内部也是电气隔离的,但在端部与其他相连接在一起,在一定程度上破坏了各相之间的独立性,在电气上相互影响,反映在转矩输出和转矩脉动性能都比采用H桥驱动拓扑结构时差一些,这主要是由四相PMFTM结构上的特殊性(相对两相性能互补)造成的,随着PMFTM相数的增加,这两种驱动拓扑结构在容错控制性能上越来越接近。

## 4 结论

本文以容错控制后转矩输出满足正常转矩需求为前提,针对H桥和星形这两种驱动拓扑结构分别提出了电机的单相开路容错控制策略。通过理论推导和仿真分析,验证了所采用的容错控制策略的正确性,

同时对它们的容错控制效果进行了对比分析,并从驱动器结构、控制灵活性、失效率 and 铜耗4个方面对这两种容错控制进行了对比分析。

四相PMFTM单相开路的H桥容错策略性能优于星形容错策略,这主要是由四相PMFTM结构上的特殊性(相对两相性能互补)造成的。但是,随着PMFTM相数的增多,星形容错控制策略在功率器件数量、体积、器件故障率上的优势逐渐体现出来,而且在容错性能上亦逐渐接近H桥容错控制策略。通过对这两种容错控制策略的对比研究,使得它们各自的优缺点更加清晰,可以为多相PMFTM的驱动器设计和容错控制策略提供一定的理论基础。

## 参考文献(References)

- [1] Mecrow B, Cullen J, Mellor P. Electrical machines and drives for the more electric aircraft[J]. IET Electric Power Applications, 2011, 5(1): 1-2.
- [2] Weimer J A. The role of electric machines and drives in the more electric aircraft[C]. IEEE Int Electric Machines and Drives Conf. Madison, 2003, 1: 11-15.
- [3] Rubertus D P, Hunter L D, Cecere G J. Electromechanical actuation technology for the all-electric aircraft[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1984, 20(3): 243-249.
- [4] 于黎明. 全电飞机的技术改进及其发展现状[J]. 飞机设计, 1999, 9(3): 1-3.  
(Yu L M. Technical improvement of all-electric aircraft and its development[J]. Aircraft Design, 1999, 9(3): 1-3.)
- [5] 刘卫国, 马瑞卿. 双冗余无刷直流电机控制系统[J]. 电气技术, 2006(7): 11-13.  
(Liu W G, Ma R Q. Research on dual-redundancy brushless DC motor control system[J]. Electrical Engineering, 2006(7): 11-13.)
- [6] 蒋栋, 赵争鸣, 郭伟, 等. 双冗余电动作动器电气设计与实验[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2008, 48(1): 5-8.  
(Jiang D, Zhao Z M, Guo W, et al. Design and experiment of double redundancy electrical-mechanical actuator[J]. J of Tsinghua University: Science & Technology, 2008, 48(1): 5-8.)
- [7] 郝振洋, 胡育文, 黄文新. 电力作动器系统中永磁容错电机及其控制系统的发展[J]. 航空学报, 2008, 29(1): 149-158.  
(Hao Z Y, Hu Y W, Huang W X. Development of fault-tolerant permanent magnet machine and its control system in electromechanical actuator[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2008, 29(1): 149-158.)
- [8] Mecrow B, Jack A G, Havlock J A, et al. Fault-tolerant permanent magnet machine drives[J]. IEE Proceedings on Electrical Power Applications, 1996, 143(6): 437-442.

- [9] Atallah K, Howe D. Modular permanent magnet brushless machines for aerospace and automotive applications[C]. Proc the 20th Int Workshop on Rare-Earth Magnets and their Applications. Sendai, 2000: 1039-1048.
- [10] Ede J D, Atallah K, Wang J B, et al. Modular fault-tolerant permanent magnet brushless machines[C]. Power Electronics, Machines and Drives. Bath: University of Bath, 2002: 415-420.
- [11] Radaelli M, Sozzi L, Ehrhart P. Novel technologies with PM-machines for ship propulsion[C]. Proc All-Electric Ship Conf. Paris, 1997: 17-22.
- [12] 吉敬华, 孙玉坤, 朱纪洪, 等. 模块化永磁电机的设计分析与实验[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 22-29.  
(Ji J H, Sun Y K, Zhu J H, et al. Design, analysis and experimental validation of a modular permanent-magnet machine[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 22-29.)
- [13] 任元, 孙玉坤, 朱纪洪. 四相永磁容错电机的SVPWM控制[J]. 航空学报, 2009, 30(8): 1490-1496.  
(Ren Y, Sun Y K, Zhu J H. SVPWM control of four-phase fault-tolerant permanent magnet motor for aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2009, 30(8): 1490-1496.)
- [14] 郝振洋, 胡育文, 黄文新, 等. 永磁容错电机最优电流直接控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 46-51.  
(Hao Z Y, Hu Y W, Huang W X, et al. Optimal current direct control strategy for fault tolerant permanent magnet motor[J]. Proc of the CSEE, 2011, 31(6): 46-51.)
- [15] Atallah K, Caparrelli F, Bingham C M, et al. Comparison of electrical drive technologies for aircraft flight control surface actuation[C]. Proc of the 9th Int Conf Electrical Machines and Drives. Canterbury: Canterbury Christ Church College, 1999: 159-163.
- [16] 齐蓉, 陈明. 永磁容错电机及容错驱动结构研究[J]. 西北工业大学学报, 2005, 23(4): 475-478.  
(Qi R, Chen M. A better fault tolerant permanent magnet(PM) drive configuration for aircraft[J]. J of Northwestern Polytechnical University, 2005, 23(4): 475-478.)
- [17] Bianchini C, Fornasiero E, Matzen T N, et al. Fault detection of a five-phase permanent-magnet machine[C]. Proc of the IECON 2008. Orlando, 2008: 1200-1205.
- [18] Atallah K, Wang J B, Howe D. Torque-ripple minimization in modular permanent-magnet brushless machines[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2003, 39(6): 1689-1695.
- [19] Locment F, Semail E, Kestelyn X. Vectorial approach-based control of a seven-phase axial flux machine designed for fault operation[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(10): 3682-3691.
- [20] Mecrow B, Jack A G, Atkinson D J, et al. Design and testing of a four-phase fault-tolerant permanent-magnet machine for an engine fuel pump[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2004, 19(4): 671-678.
- [21] Zhao Wenxiang, Cheng Ming, Zhu Xiaoyong, et al. Analysis of fault-tolerant performance of a doubly salient permanent-magnet motor drive using transient cosimulation method[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1739-1748.
- [22] 杨正专, 程明, 赵文祥. 8/6极双凸极永磁电机驱动系统容错型拓扑结构[J]. 电工技术学报, 2009, 24(7): 34-40.  
(Yang Z Z, Cheng M, Zhao W X. A new fault tolerant drive topology for 8/6-pole doubly salient permanent magnet motors[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2009, 24(7): 34-40.)
- [23] 赵文祥, 程明, 花为, 等. 双凸极永磁电机故障分析与容错控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(4): 71-77.  
(Zhao W X, Cheng M, Hua W, et al. Fault analysis and remedial strategy of doubly salient permanent magnet motors[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2009, 24(4): 71-77.)
- [24] Baudart F, Dehez B, Labrique F, et al. Optimal sinusoidal currents for avoiding torque pulsations after the loss of one phase in polyphase SMPM synchronous motor[C]. Int Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. Pisa, 2010: 13-18.

(上接第1006页)

- [8] 申晓勇, 雷英杰, 周创明, 等. 基于直觉模糊集的不确定时序逻辑模型[J]. 计算机科学, 2010, 37(5): 187-189.  
(Shen X Y, Lei Y J, Zhou C M, et al. Uncertain temporal logic model based on intuitionistic fuzzy sets[J]. Computer Science, 2010, 37(5): 187-189.)
- [9] 雷英杰, 王宝树. 直觉模糊集时态逻辑算子与扩展运算性质[J]. 计算机科学, 2005, 32(2): 180-181.  
(Lei Y J, Wang B S. Properties of temporal logic operators and extended operations on intuitionistic fuzzy Sets[J]. Computer Science, 2005, 32(2): 180-181.)
- [10] 雷英杰, 王宝树, 王毅. 基于直觉模糊决策的战场态势评估方法[J]. 电子学报, 2006, 34(12): 2175-2179.  
(Lei Y J, Wang B S, Wang Y. Techniques for battlefield situation assessment based on intuitionistic fuzzy sets[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(12): 2175-2179.)