

四相永磁容错电机短路故障容错策略

司宾强^{1,3}, 朱纪洪¹, 吉敬华²

(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; 3. 北京精密机电控制设备研究所, 北京 100076)

摘要: 四相永磁容错电机采用被容错齿隔开的集中式绕组结构, 本质上具有一定的容错能力和故障出现后连续运行的能力. 针对H桥和星形这两种驱动拓扑结构, 在发生单相绕组出线端部短路时, 以容错控制后的转矩满足正常需求为目标, 分别采用直接转矩补偿方法和旋转磁动势不变方法进行容错控制; 对两种容错控制策略进行了推导和对比分析, 并对相关结果进行了磁-路联合仿真计算, 验证了理论分析的正确性.

关键词: 容错; 短路故障; 永磁电机; 驱动拓扑; 磁-路仿真

中图分类号: TM351

文献标志码: A

Two short-circuit fault tolerant strategies for four-phase permanent-magnet fault-tolerant machine

SI Bin-qiang^{1,3}, ZHU Ji-hong¹, JI Jing-hua²

(1. Department of Computer Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 2. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China; 3. Beijing Research Institute of Precise Mechatronic Controls, Beijing 100076, China. Correspondent: SI Bin-qiang, E-mail: sibq09@mails.tsinghua.edu.cn)

Abstract: The four-phase permanent-magnet fault-tolerant motor is designed with a degree of inherent fault-tolerant capability and continuous operation in the occurrence of faults, due to their concentrated windings and interleaved by fault-tolerant teeth. According to H-bridge and star-connection topologies, the direct torque compensation method and invariance of rotating magnetic force method are respectively adopted, so as to keep torque performance invariant pre- or post-fault operation for single short-circuit winding. Both the strategies are derived, compared and analyzed. Finally, the field-circuit simulation results are given to show the effectiveness of the theoretical analysis.

Key words: fault tolerant; short-circuit fault; permanent magnet machine; drive topology; field-circuit simulation

0 引言

机电作动系统作为多电^[1-2]和全电^[3-4]飞行器的重要组成部分, 关乎整个飞行系统的安全和性能. 提高机电作动系统的关键部件——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. 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, 而且由于其结构与普通永磁无刷电机的区别, 使其具有很高的容错性能, 可实现电、磁、热、物理上的隔离^[5-10], 具有某一相或几相发生故障时, 仍能保证其余非故障相连续运行的能力, 因而适合航空航天^[11]、电动机车^[12]等高可靠性应用领域.

目前多相PMFTM大多以五相^[13]、六相^[14]、七相^[15]为研究热门, 而四相^[16]PMFTM的研究相对较少, 故障容错相关文献更是很少. 文献[8]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[9]只研究了四相容错电机的SVPWM控制, 没有研究故障状态下的容错策略; 文献[10]只研究了四相PMFTM的单相开路故障容错. 相对于开路故障而言, 短路故障是更严重的故障, 其产生的危害远大于开路故障. 具体表现为产生更大的转矩脉动, 而且对电机本身的绕组影响也非常大, 如果不进行特殊磁路设计, 根据短路电流与绕组匝数成正比原理, 则可能在极短时间内将电机烧毁. 因此, 为了减小短路故障对电机

收稿日期: 2013-05-14; 修回日期: 2013-09-09.

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, 从事特种电机驱动与控制策略、电动作动系统的研究; 朱纪洪(1968—), 男, 教授, 博士生导师, 从事飞行控制、电动作动系统、非线性控制等研究.

的影响,不仅要在设计电机时考虑加大电抗,使得短路电流控制在额定值附近,而且更为重要的是,在发生短路故障时,还要进行短路故障容错控制,使得电机的转矩输出能够满足正常的工作需求.在满足高功率密度及容错性能要求的前提下,综合考虑到体积和功率等要求,本课题组研制了四相PMFTM作为电动机动力源和研究对象.

近年来,研究多相PMFTM的故障容错主要以H桥^[17]或星型^[18]连接驱动为基础,研究大多集中于绕组匝间短路^[19-21]故障诊断及容错上.但这些研究仅从算法上研究故障容错策略,而忽略了H桥和星型连接这两种拓扑结构对故障容错和系统性能的影响.本文的研究对象——四相PMFTM,本身具有短路容错能力,即使发生匝间短路也能够把短路电流控制在额定电流附近,从而可将匝间短路故障归结为绕组出线端短路故障.因此,根据相绕组采取的驱动拓扑结构,本文提出两种不同的单相绕组短路故障容错策略,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.

1 多相PMFTM数学模型

四相PMFTM结构如图1所示.相与相之间被容错齿(无绕组齿)隔离开,实现了磁路、热量、物理上的近似完全隔离,每一相可视为独立的部分,使得某一相或几相发生故障时电机仍能正常输出扭矩.四相PMFTM每相绕组既可以采用独立H桥驱动方式(见图2(a)),也可以采用星型连接(见图2(b))全桥驱动方式.前者更加灵活,每相可以单独控制,但是需要的功率器件较多,占用空间大,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,但是受各相电流之和为零(KCL)的限制,控制没有前者灵活.

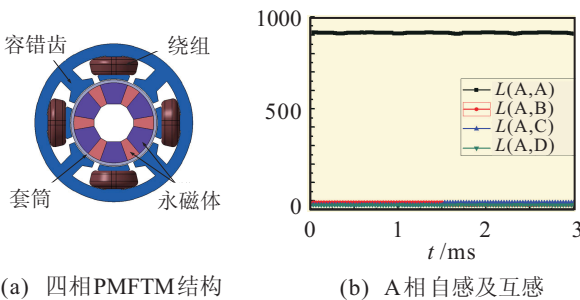
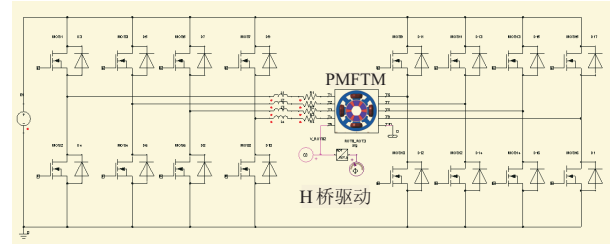
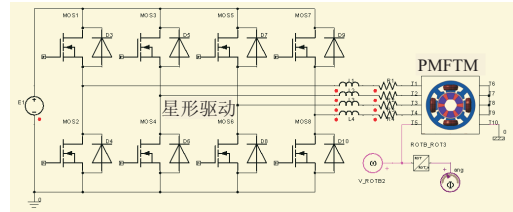


图1 四相PMFTM结构示意图及其自感和互感

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[1]中设计的六相PMFTM的互感只是自感的3.5%,本文研究对象的互感只占自感的3.2%,如图1(b)所示.因此,多相PMFTM的绕组可以视为多个解耦的独立电路.



(a) H桥驱动



(b) 星形连动驱动

图2 四相PMFTM的两种驱动拓扑结构

对于 k 相PMFTM,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, ψ_{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, ω_r 为转子角速度, θ 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 $W_{sf} = \frac{1}{2} L_k i_k^2$ 为磁场储能.

由于PMFTM为表贴式永磁电机,如果不考虑磁饱和的影响,则相电感几乎为恒值,由电感变化产生的磁阻转矩平均值为零.于是 k 相绕组产生的电磁转矩为

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

其中: $f_{L_k}(\theta) = \frac{1}{2} \frac{dL_k}{d\theta}$ 为转子不同位置 k 相电感变化引起的磁阻转矩系数, $f_{rp_k}(\theta) = \frac{d\psi_{rp}}{d\theta}$ 为转子不同位置永磁体磁链变化引起的永磁转矩系数。

由上可得多相 PMFTM 的正常工作时的总转矩输出为

$$T_e = \sum T_{ek} = \sum [f_{L_k}(\theta)i_k^2 + f_{rp_k}(\theta)i_k]. \quad (6)$$

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

$$T_{e_fault} = \sum_{j \neq k} [f_{L_j}(\theta)i_j^2 + f_{rp_j}(\theta)i_j] + \begin{cases} 0, & \text{open fault;} \\ f_{L_k}(\theta)i_k^2 + f_{rp_k}(\theta)i_k, & \text{short fault.} \end{cases} \quad (7)$$

2 容错控制

2.1 短路故障分析

表 1 给出了四相 PMFTM 在 3 种工况下的性能对比。由表 1 可知: 四相 PMFTM 在正常运行时平均输出转矩为 10.627 N·m, 脉动转矩为 12.89%。发生开路^[10]故障时, 电机平均输出转矩为 8.013 N·m, 转矩脉动为 39.964%; 发生短路故障时, 电机平均输出转矩为 7.962 N·m, 转矩脉动为 63.97%。因此, 与开路故障相比, 当某相绕组发生短路故障时, 平均输出转矩下降基本相同, 但是转矩脉动幅度更大, 为正常时的 4.96 倍, 对后续设备造成的危害更大。具体表现为: 噪声更大、齿轮摩擦更厉害、舵面输出更不稳定, 从而危及飞行器的稳定性和安全性。因此, 在检测到发生短路故障时, 必须及时进行相应的容错控制, 使得电机输出相对平稳的转矩。

表 1 四相 PMFTM 在 3 种工况下的性能对比

状态	平均转矩	转矩脉动	平均转矩	转矩脉动
	N·m	N·m	变化率/%	变化率/%
正常	10.627	12.89	-	-
开路	8.013	39.964	-24.6	310
短路	7.962	63.97	-25.08	496

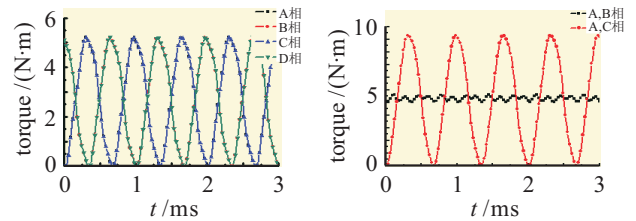
下面以四相 MPFM 为研究对象, 以 B 相绕组发生短路为例, 根据相绕组采取的驱动方式不同, 提出两种不同的单相绕组短路故障容错策略。

2.2 H 桥容错策略

当每相绕组采用 H 桥驱动时, 电机各相之间相互独立, 电气上也相互独立, 每相可以单独驱动, 相互没有任何制约。因此驱动控制算法更加灵活。

由对四相 PMFTM 的电磁特性分析可知: 其相间磁链互差 90°(电角度), 因此对电机的相对两相——A 相和 C 相(或者 B 相和 D 相)而言, 它们产生的转矩是

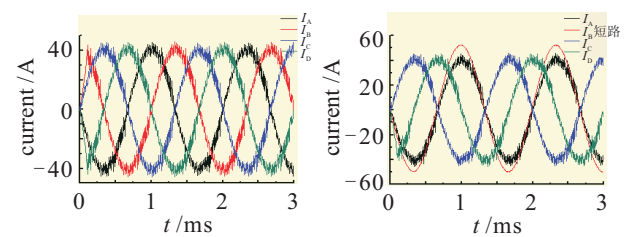
同相位的, 如图 3(a) 所示, A 相和 C 相(或者 B 相和 D 相)单独工作输出的转矩完全重合; 而相邻两相——A 相和 B 相(或者 C 相和 D 相)而言, 它们产生的转矩相位相差为 180°。因此, 当相邻两相同时工作时电机才能输出稳定的转矩, 而只有相对两相工作时, 输出的是脉动转矩, 无法正常使用, 如图 3(b) 所示。



(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

为了对短路故障进行容错控制, 应对发生故障时电机的性能进行分析。电机的输出转矩主要取决于各相电流, 因此, 最直接的方法是在发生短路故障时分析各相的电流。下面以图 4 为例进行分析。其中: 图 4(a) 为正常时各相电流, 图 4(b) 为 B 相绕组发生短路故障时各相电流。由图 4(a) 和图 4(b) 可知, 发生短路故障后, B 相电流不仅相位滞后 90°(这是因为绕组短路电流为该相反电动势除以该相阻抗, 而相电阻很小, 相对于感抗可以忽略, 故阻抗主要表现为感抗), 与 A 相同相位, 而且幅值变为额定值的 1.228 3 倍。仅从短路电流幅值看, 说明此四相 PMFTM 具有抑制短路电流过大的能力, 能够把短路电流抑制在额定电流附近, 符合容错电机的要求。



(a) 正常 (b) B 相短路

图 4 四相 PMFTM 在正常、B 相短路时的相电流波形

假设当 B 相发生短路故障时, 此时电机的输出转矩为

$$T_{e_fault} = \sum_{j \neq 2}^4 [f_{L_j}(\theta)i_j^2 + f_{rp_j}(\theta)i_j] + f_{L_2}(\theta)i_2^2 + f_{rp_2}(\theta)i_2'. \quad (8)$$

为使发生短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

$$T_{e_fault} = T_e. \quad (9)$$

B相发生短路故障时的短路电流相位滞后了约 90° ,与A相相位几乎完全重合,产生的转矩为脉动转矩,最直接的方法是通过直接转矩补偿方法使得转矩脉动为零,即可将A相电流相位后移 90° ,幅值与B相短路电流幅值相等.类似地,也可将C相电流相位前移 90° ,幅值与B相短路电流幅值相等,这样可以抵消B相短路电流引起的转矩脉动.再将剩余两相的电流幅值加倍,相位不变,以产生正常时的转矩输出.这样可以得到非故障相电流为

$$I'_a = 1.2283I_b, I'_c = 2I_c, I'_d = 2I_d; \quad (10)$$

或者

$$I'_a = 2I_a, I'_c = -1.2283I_b, I'_d = 2I_d. \quad (11)$$

即每相绕组采用H桥驱动,当B相发生短路故障时,可通过调整与其相邻的两相的电流 I_a 或 I_c 相位变化 90° ,幅值增加为原来的1.2283倍,另外两相的电流 I_c 和 I_d (或 I_a 和 I_d)的幅值变为原来的2倍,相位不变,即可实现短路故障容错.其他相发生短路故障时,亦如此处理.

2.3 星形容错策略

当每相绕组采用星形连接驱动时,电机各相相互连接,电气上不再独立,存在相互制约关系,即各相电流之和为零.因此,驱动控制算法具有一定的局限性.

电机正常运行时,其相电流可表示为

$$\begin{cases} I_a = I \cos \theta, \\ I_b = I \cos(\theta - \pi/2), \\ I_c = I \cos(\theta - \pi), \\ I_d = I \cos(\theta + \pi/2). \end{cases} \quad (12)$$

其合成旋转磁动势可表示为

$$\begin{aligned} \text{MMF} &= \sum_{k=1}^4 \text{MMF}_k = \\ NI_a + \alpha NI_b + \alpha^2 NI_c + \alpha^3 NI_d &= \\ 2NIe^{j\theta} &= 2NI(\cos \theta + \sin \theta). \end{aligned} \quad (13)$$

其中: N 为每相的匝数, $\alpha = 1 \angle 90^\circ$, θ 为电角度, p 为极对数, ω_m 为机械角速度.

电机B相发生短路故障时,其相电流幅值为额定值的1.2283倍,当与A相同相位时,可以表示为

$$I'_b = 1.2283I \cos \theta. \quad (14)$$

若B相在某时刻发生短路故障而无法工作,则此时磁动势为

$$\begin{aligned} \text{MMF}' &= NI'_a + \alpha NI'_b + \alpha^2 NI'_c + \alpha^3 NI'_d = \\ N[I'_a - I'_c + j(I'_b - I'_d)]. \end{aligned} \quad (15)$$

为保证容错前后输出转矩不变,应保证容错后旋磁动势与故障前相同,即令式(15)与下式相等:

$$\begin{cases} I'_a - I'_c = 2I \cos \theta, \\ I'_b - I'_d = 2I \sin \theta, \\ I'_b = 1.2283I \cos \theta, \\ I'_a + I'_b + I'_c + I'_d = 0, \end{cases} \quad (16)$$

可以求出容错后剩余相的工作电流为

$$\begin{cases} I'_a = I \sin \theta - 0.2283I \cos \theta, \\ I'_b = 1.2283I \cos \theta = 1.2283I_a, \\ I'_c = I \sin \theta - 2.2283I \cos \theta, \\ I'_d = I'_b - 2I \sin \theta. \end{cases} \quad (17)$$

每相绕组采用星形连接驱动,当B相发生短路故障时,相比于H桥容错方法,由于受各相电流之和为零的约束,容错控制较为复杂,不仅要改变剩余非故障相的电流幅值,而且相位上还需要发生变化,才可实现短路故障容错.其他相发生短路故障时,亦如此处理.

2.4 对比分析

四相PMFTM每相绕组既可以采用独立H桥驱动方式,也可以采用星型连接全桥驱动方式.在驱动器结构上,前者需要的功率器件较多,占用空间大;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.前者控制非常灵活,所用器件较多,驱动系统整体失效率也会大大增加;后者由于所用器件较少,相对于前者器件失效率要低一些.但是,非故障相经常会工作在满负荷甚至超负荷状态,因此,剩余非故障相的正常工作寿命(失效率)相比前者要短(高).在铜耗上,由表2可知,采用前者时,铜耗为故障前的2.75倍;而采用后者时,铜耗为故障前的3.5倍.在容错效果上,由表2可知,前者的平均输出转矩和转矩脉动性能均优于后者.这两种容错控制方法各有利弊,可以根据应用场合、需求重点等方面来选择驱动拓扑方式及相应的容错控制方法.

表2 四相PMFTM在不同工作状态时的性能对比

状态	平均转矩	转矩脉动	平均转矩	转矩脉动	铜耗
	N·m	N·m	变化率/%	变化率/%	
正常	10.62	4.67	-	-	412R
短路	7.962	63.97	-25.08	496	4.512R
H桥	9.191	14.45	-13.51	112.1	1112R
星形	8.631	32.34	-18.78	251	1412R

3 仿真分析

基于场-路联合仿真平台,搭建了四相PMFTM的两种驱动拓扑系统的瞬态联合仿真模型(如图2所

示). 为了验证在假设B相发生短路故障时, 根据绕组的驱动方式采取的容错策略的效果, 分别将四相PMFTM在正常工作、B相短路、H桥容错策略和星型容错策略时的性能进行了对比, 如表2所示. 仿真这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~图6所示.

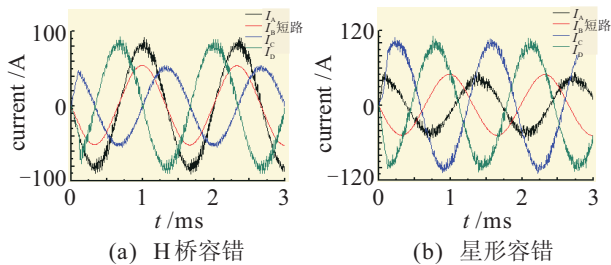


图5 四相PMFTM在H桥容错、星型容错时的相电流波形

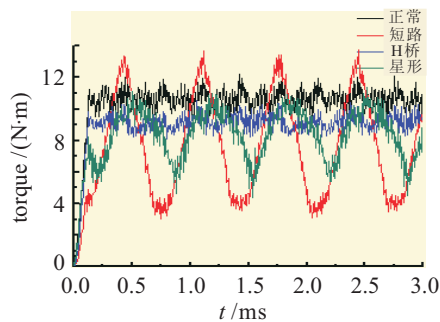


图6 四相PMFTM在不同工作状态下的输出转矩波形

图4(a)为正常时的四相电流波形, 幅值为41.7 A, 四相电流相位差 $\pi/2$. 图4(b)为B相发生短路故障时的电流波形, B相电流相位不仅滞后 $\pi/2$, 与A相同相位, 而且幅值变为额定值的1.2283倍. 仅从短路电流幅值来看, 说明此四相PMFTM具有抑制短路电流过大的能力, 符合容错电机的要求. 图5(a)为B相发生短路故障, 并采用了H桥容错策略时的电流波形. 此时, A和D相电流幅值均为83.4 A, 为正常时的2倍, 相位与正常时相同, 用以产生所需的输出转矩. C相电流幅值变化与B相电流幅值相同, 相位前移 $\pi/2$, 使之与B相电流相位差 $\pi/2$, 用来抑制B相短路电流引起的转矩脉动, 与2.2节理论分析相符. 同时由表2和图6可知, 平均输出转矩为9.191 N·m, 比正常输出转矩下降了13.51%, 转矩脉动为14.45%, 是正常时转矩脉动的1.121倍, 能够满足正常工作需求, 从而验证了H桥容错控制策略的正确性. 图5(b)为B相发生短路故障, 并采用了星型容错策略时的电流波形. 此时, 剩余非故障相的电流幅值和相位均发生了变化, 电流幅值和相位均与2.3节理论分析相符. 同时由表2和图6可知, 平均输出转矩为8.631 N·m, 比正常输出转矩下降了18.78%, 转矩脉动为32.34%, 是正常时转矩

脉动的2.51倍. 与H桥容错策略相比, 虽然平均转矩下降了约19%, 而且转矩脉动较大, 但是也能满足对转矩脉动要求不高的工作场合, 从而验证了星型容错控制策略的正确性.

采用H桥驱动拓扑结构不仅保证了PMFTM在磁、热和物理上的隔离, 而且保证了电气的完全独立; 而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, 但是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桥驱动拓扑结构时较差一些, 这主要是由于四相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桥和星形两种驱动拓扑结构, 分别提出了电机的单相短路容错控制策略. 通过理论推导和场-路联合仿真分析, 验证了所采用的容错控制策略的正确性和有效性, 并对它们的容错控制效果进行了对比分析. 此外, 对于这两种容错控制策略, 从驱动器结构、控制灵活性、失效率、铜耗和容错控制效果5个方面进行了对比分析.

四相PMFTM相绕组发生单相绕组短路故障时, 既可采用H桥容错策略, 又可采用星型容错策略, 两种方法在容错性上各有优缺点, 相对于后者, 前者转矩脉动较小, 铜耗较小, 但是所用器件较多. 因此, 在发生单相短路故障时, 可以根据不同的需求侧重点, 选用相应的容错控制策略. 通过对这两种容错控制策略的对比研究, 使其各自的优缺点更加清晰, 从而为多相PMFTM的驱动器设计和容错控制策略提供了一定的理论基础.

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] Bojoi R, Neacsu M G, Tenconi A. Analysis and survey of multi-phase power electronic converter topologies for the more electric aircraft applications[C]. Int Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. Sorrento, 2012: 440-445.
- [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] Atkinson G, Bennett J, Mecrow B, et al. Fault tolerant

- drives for aerospace applications[C]. Integrated Power Electronics Systems. Nuremberg, 2010: 1-7.
- [5] Mecrow B, Jack A G, Havlock J A, et al. Fault-tolerant permanent magnet machine drives[J]. IEE Proc on Electrical Power Applications, 1996, 143(6): 437-442.
- [6] Villani M, Tursini M, Giuseppe Fabri, et al. High reliability permanent magnet brushless motor drive for aircraft application[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(5): 2073-2081.
- [7] Ede J D, Atallah K, Wang J B, et al. Modular fault-tolerant permanent magnet brushless machines[C]. Power Electronics, Machines and Drives. Bath, 2002, 487: 415-420.
- [8] 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 Electro-technical Society, 2010, 25(2): 22-29.)
- [9] 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.)
- [10] 司宾强, 吉敬华, 朱纪洪, 等. 四相永磁容错电机的两种容错控制方法研究[J]. 控制与决策, 2013, 28(7): 1007-1012.
(Si B Q, Ji J H, Zhu J H, et al. Two fault tolerant strategies for four-phase permanent-magnet fault-tolerant machine[J]. Control and Decision, 2013, 28(7): 1007-1012.)
- [11] Bennett J, Atkinson G, Mecrow B, et al. Fault-tolerant design considerations and control strategies for aerospace drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(5): 2049-2057.
- [12] Zhao Wenxiang, Cheng Ming, Ji Jinghua, et al. Design and analysis of a new fault-tolerant linear permanent-magnet motor for maglev transportation applications[J]. IEEE Trans on Applied Superconductivity, 2012, 22(3): 5200204.
- [13] Sun Z, Wang J, Howe D, et al. Analytical prediction of the short-circuit current in fault-tolerant permanent machines[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4210-4217.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] Zhao Wenxiang, Cheng Ming, Cao Ruiwu, et al. Experimental comparison of remedial single-channel operations for redundant flux-switching permanent-magnet motor drive[J]. Progress In Electromagnetics Research, 2012, 123: 189-204.
- [18] 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.)
- [19] Mohammed O A, Liu Z, Liu S, et al. Internal short circuit fault diagnosis for PM machines using FE-based phase variable model and wavelets analysis[J]. IEEE Trans on Magnetics, 2007, 43(4): 1729-1732.
- [20] Gandhi A, Corrigan T, Parsa L. Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2011, 58(5): 1564-1575.
- [21] Kim K H. Simple online fault detecting scheme for short-circuited turn in a pmsm through current harmonic monitoring[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2011, 58(6): 2565-2568.

(责任编辑: 李君玲)