

文章编号: 1001 - 2486(2011)04 - 0134 - 06

直驱型电动舵机中永磁容错电机设计*

卢晓慧¹, 梁加红¹, 廖 瑛²

(1. 国防科技大学 机电工程与自动化学院, 湖南 长沙 410073;

2. 国防科技大学 航天与材料工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 为了提高直驱型电动舵机的可靠性和容错性、减小直驱型电动舵机的体积和重量, 设计具有容错能力的电机。分析直驱型电动舵机中电机的容错性, 设计了满足容错需求的三相 24 槽 20 极表面式永磁同步电机, 对电机尺寸参数进行优化, 建立该电机的有限元仿真模型, 并对其开路和短路故障进行有限元仿真分析。有限元仿真结果表明, 所设计的电机具有很强的磁隔离和故障隔离能力, 能够满足直驱型电动舵机的容错性需求。

关键词: 直驱型电动舵机; 永磁电机; 容错; 电机设计; 有限元仿真

中图分类号: V242 **文献标识码:** A

Design of Fault Tolerant Permanent Magnet Motor in Direct Drive Electromechanical Actuator

LU Xiao-hui¹, LIANG Jia-hong¹, LIAO Ying²

(1. College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. College of Aerospace and Material Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The design of fault tolerant motor was studied in order to minimize the volume and weight of direct drive electromechanical actuator, and to improve the fault tolerant and reliability. The design requirements of fault tolerant motor were analyzed, and a three-phase twenty-four-slot twenty-pole surface permanent magnet synchronous motor was designed to meet the requirements. The parameters of the motor were optimized. The finite element model of the motor was established to simulate a single phase short circuit or open circuit fault. The simulation results show that the motor has a perfect property in the magnetic isolation and fault tolerant, and can meet the fault tolerant requirements of direct drive electromechanical actuator.

Key words: direct drive electromechanical actuator; permanent magnet motor; fault tolerant; motor design; finite element simulation

近年来,多电或全电飞行器已成为航天、航空领域研究的热点。而多电飞行器的关键技术之一就是电动舵机的设计。舵机作为飞行器上关键执行结构,一旦出现故障,将会威胁飞行安全,因此电动舵机必须具有很强的可靠性和安全性。电机和功率变换器是电动舵机的核心部件,其性能好坏直接影响到电动舵机的性能和可靠性,设计具有容错功能的电机是电动舵机设计的关键。

容错指在系统中,当一个或多个部件发生故障时,系统将发生故障的部件从原系统中隔离开来,然后采取相应的措施维持原功能,或在可接受的性能指标下,继续稳定运行^[1]。国内常采用冗余技术(主要是双余度或多余度技术)来提高舵机系统的容错性^[2],但存在电机利用率低、系统体积大、易使轴承扭曲等缺点。因此,采用非备份式的

容错技术,设计具备容错能力的电机来实现电动舵机的高可靠性具有重要意义。

目前,国内外对采用容错电机提高系统可靠性进行了一定的研究,但主要集中在采用多相电机方面^[1,3-5],而采用多相电机会增加系统功率和控制器件,增大系统出现故障的概率,降低系统可靠性,同时增大系统体积和重量。

1 直驱型电动舵机结构

按结构及控制方式不同,电动舵机可分为间驱型和直驱型^[6]。直驱型电动舵机去掉齿轮减速机构,将滚珠丝杠副与电机集成在一起,使得整个舵机系统具有惯量小、跟踪性能好、器件数量少、可靠性高、系统效率高、体积小、重量轻、功率密度高等优点^[7]。

* 收稿日期:2010 - 12 - 24

基金项目:航天支撑技术基金项目(2008 - HT - GFKD)

作者简介:卢晓慧(1981—),女,博士生。

为了节省电动舵机空间,设计直驱型电动舵机如图1所示。由图1可知,电机转子为中空结构,转子中间放置滚轴丝杠,滚轴丝杠将转子的定轴转动转化为直线运动,通过丝杠的轴来驱动舵面。该结构大大减小了舵机的体积和重量,但对电机的容错性能提出了更高的要求。

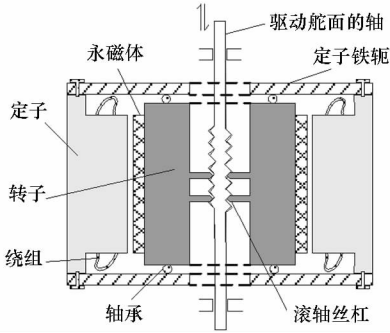


图1 直驱型电动舵机结构图
Fig.1 Block diagram of direct drive electromechanical actuator

2 直驱型电动舵机中容错电机设计

直驱型电动舵机中电机的设计目标是满足低速大转矩情况下保证系统可靠性和容错性,同时使电机的尺寸、重量和成本最小。

2.1 容错电机选型

直驱型电动舵机中电机的容错性指当电机发生故障时仍能正常工作。其中,电机的主要故障包括:绕组开路故障、绕组相间短路故障和绕组端部短路故障。因此,直驱型舵机中容错电机需满足以下两个方面:(1)当电机发生暂态故障(如一相或两相绕组短路)时,对电机的运行没有损害;(2)当电机某相绕组开路时,电机仍能在故障状态下运行^[8]。容错技术的关键是使系统之间相互解耦,从而减小出现故障的可能性,通常选用多相电机,实现相绕组和功率器件间解耦。但多相电机需要增加功率和控制器件,增加系统出现故障的概率,降低了系统可靠性,与系统设计目标相违背。因此,选择三相电机。

为了取消励磁回路,提高系统可靠性,可选择永磁电机或磁阻电机。磁阻电机各相间电气、磁和热量影响小,具有一定的容错性,但与永磁电机相比,其转矩密度较低,具有不可避免的转矩波动^[9]。因此,选择永磁电机。

永磁电机根据永磁体在气隙中产生的磁场波形不同,分为方波永磁无刷直流电机和正弦波永磁无刷直流电机(即永磁同步电机)。永磁无刷直流电机满足容错性要求,但使用直流供电和电解电容,可靠性不满足要求。永磁同步电机可采用交流供电,使用矩阵逆变器,减少直流连接和不可

靠电解电容的使用,提高了系统的可靠性。但传统永磁同步电机绕组间相互耦合,不能满足系统容错性要求。因此,选择集中绕组永磁同步电机。

集中绕组永磁同步电机中每相绕组绕在单独的一个定子齿上,每个定子齿只绕一相集中绕组,每个定子槽中只安放一个线圈边,即每相绕组都采用集中隔齿绕放,从而使电机各相绕组间物理隔离。由于电机每相绕组间物理隔离,电机各相绕组产生的热量很难传递到其他相绕组中,从而抑制短路相绕组产生的热量对其他绕组和永磁体产生影响,达到相间热隔离的效果。

为了满足电机相间磁隔离的要求,采用分数槽永磁同步电机,选择合适的槽极数,使电机各相间互感较小或无互感,避免正常相产生的磁通和短路相的磁通相较链。并且电机每相绕组采用隔齿绕制,转子采用表面式永磁结构,为短路绕组产生的磁场提供闭合回路,保证相间的磁隔离,从而避免短路电流、损耗、温度和制动转矩的增大。为了限制短路故障电流,电机采用大的相电感。

综上所述,直驱型电动舵机中的容错电机选取三相分数槽集中绕组表面式永磁同步电机。

2.2 电机极对数及绕组设计

直驱型电动舵机的电机需要满足低速大转矩要求。为了降低电机转速,可增加电机极对数或降低电源频率,然而通过降低电源频率实现电机低速的方法具有一定局限性,因此采用增加电机极对数的方法来满足直驱型电动舵机低速的要求。

对于分数槽绕组电机,每极每相槽数

$$q = \frac{Z}{2pm} \quad (1)$$

其中, Z 为槽数, p 为电机极对数, m 为电机相数。如果 Z 和 p 有最大公约数 t ,即 $Z/p = Z_0/p_0$,其中, $Z = Z_0 t$, $p = p_0 t$,对于分数槽集中绕组的每个 Z ,在可选取的 p 中,推荐使用的组合满足^[10]

$$Z_0 = 2p_0 \pm 1 \text{ 或 } Z_0 = 2p_0 \pm 2 \quad (2)$$

根据电机定子内径尺寸及式(2),得到可供选择的电机槽数和极对数如表1所示。

表1 电机槽数和极对数

p	可供选取的集中绕组电机槽数 Z
8	12, 15, 18, 24
9	27
10	18, 21, 24, 30
11	21, 24, 33
12	18, 27, 36

在直驱型电动舵机中选择三相24槽20极或22极电机,其绕组系数如表2所示。

表2 绕组系数

Tab.2 Winding factors

极数	槽数	分布系数	短距系数	绕组系数
20	24	1	0.966	0.966
22	24	0.966	0.991	0.9573

由表2可知,24槽20极电机绕组系数较大,本文选择三相24槽20极电机为永磁容错电机。

电机齿槽转矩与电机极对数和槽数的最小公倍数有关,即 $f_{cogging} \propto \text{LCM}(2p, Q)$ 。由于三相24槽20极电机转矩脉动不大,电机转子永磁磁钢不采用斜极结构。

3 电机尺寸参数优化

3.1 电机尺寸优化

由于飞行器内部空间有限,舵机中电机定子外径受到限制。由图1可知,滚珠丝杠安装在电动舵机中间,则电机转子内径也受到限制。在设计直驱型电动舵机时,固定电机定子外径和转子内径,则电机定子内径成为影响舵机性能的重要参数。

当飞行器不变更飞行轨道时,其舵面常处于固定位置且需要保持较大转矩。此时,要求电动舵机中电机具有零转速大转矩的工作能力。为了避免电机在零速大转矩下过热,对电机定子内径进行优化使其铜耗最小。

由电机学可知,永磁同步电机的电磁转矩为

$$T = 3(D_{si} - 2g)l_{eff}N_w I_a B_g \quad (3)$$

其中, g 为电机实际气隙, l_{eff} 为电机轴向有效长度, N_w 为电机每相匝数, I_a 为相有效电流, B_g 为气隙磁感应强度, D_{si} 为电机定子内径。

电机产生的铜耗为

$$P_{Cu} = 3I_a^2 \rho^2 N_w l_{eff} / A_{cond} \quad (4)$$

其中, ρ 为绕组导体的导电率, A_{cond} 为绕组线圈的导体截面积。根据电机几何关系可知

$$A_{cond} = \frac{A_s}{2} K_s I \left(\frac{3N_w}{Z} \right) \quad (5)$$

其中, A_s 为槽面积, K_s 为槽满率。

在优化电机铜耗时,保持电机电磁转矩和气隙磁感应强度不变,由式(3)得到线圈电流

$$I_a = T [3(D_{si} - 2g)l_{eff}N_w B_g]^{-1} \quad (6)$$

由文献[11]可知,电机槽面积可以表示为

$$A_s = \frac{\pi D_{so}^2}{4Z} \left\{ \left(\frac{D_{si}}{D_{so}} \right)^2 \left[\frac{\pi}{3p} \left(\frac{\pi}{3p} + 2 \right) \left(\frac{B_g}{B_{max}} \right)^2 + 2 \frac{B_g}{B_{max}} - 1 \right] + 1 \right\} - \frac{\pi D_{so} D_{si}}{2Z} \left(\frac{\pi}{3p} + 1 \right) \left(\frac{B_g}{B_{max}} \right) \quad (7)$$

其中, B_{max} 为气隙最大磁感应强度, D_{so} 为电机定

子外径。

将式(5)~(7)代入式(4),得到电机铜耗与定子内径的关系曲线,如图2所示。

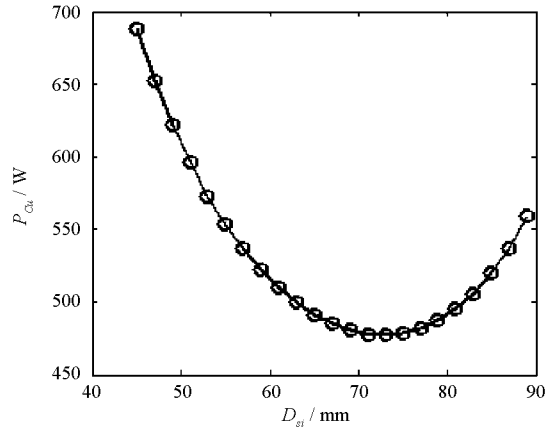


图2 电机铜耗与定子内径关系曲线

Fig.2 Copper loss under various stator internal diameters

由图2可知,电机铜耗随定子内径增加而呈V形变化。其中,曲线最低点对应电机铜耗最小,电枢电流最小。因此,选择定子内径 $D_{si} = 75\text{mm}$ 。

3.2 电机齿槽尺寸优化

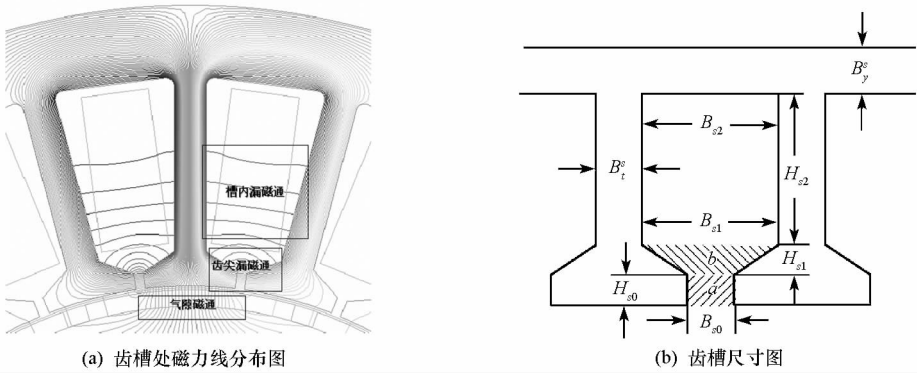
为增加电机容错能力,需设计增大绕组自感。由图3(a)可知,磁力线分别通过气隙路径、齿尖路径和槽内路径构成回路,即电机绕组相电感主要由气隙电感、槽内漏感和齿尖漏感组成。其中,齿尖漏感是绕组相电感的主要组成部分,由于齿尖漏感主要由齿槽尺寸参数所决定,因此,对齿槽尺寸参数进行优化对增大绕组相电感、提高电机容错性具有重要意义。

转子表面式永磁电机,等效气隙较大,磁路不易饱和,在分析磁路时可忽略磁饱和影响。由电磁场理论可知,线圈电感

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N_l \phi}{I} = \frac{N_l^2}{R_m} \quad (8)$$

其中, Ψ 为线圈产生磁链, I 为线圈电流, N_l 为每槽线圈有效匝数, ϕ 为磁通量, R_m 为磁路磁阻。当线圈电流和匝数一定时,线圈电感与磁路磁阻成反比。由图3(a)建立A相绕组一条支路的磁路模型,如图4(a)所示。其中, F_m 为线圈产生磁势, R_s^s 为定子轭部磁阻, R_s^i 为定子齿部磁阻, R_y^r 为转子轭部磁阻, R_{slot} 为槽内漏磁阻, R_{tooth} 为齿尖漏磁阻, R_{gap} 为气隙漏磁阻。

由于电机转子采用表面式结构, R_{gap} 较大;槽内气隙较大, R_{slot} 较大;定子、转子为铁磁材料, R_y^s 、 R_s^i 和 R_y^r 较小,与 R_{gap} 、 R_{slot} 相比, R_y^s 、 R_s^i 和 R_y^r 可忽略不计。因此,可将磁路模型简化为图4(b)所示模型。由图4(b)可知,齿尖漏感为

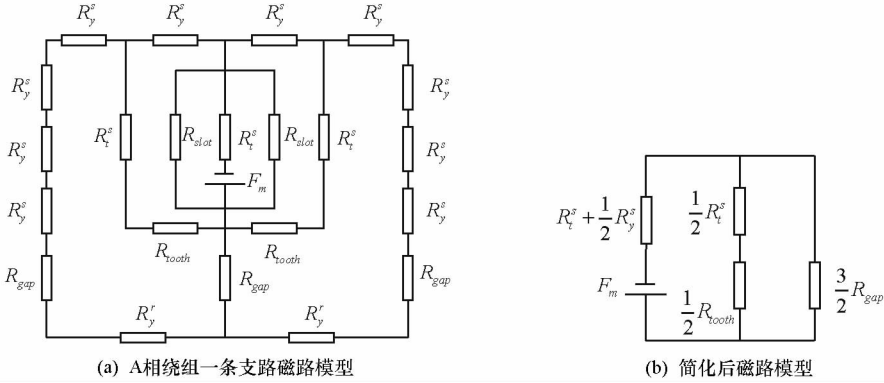


(a) 齿槽处磁力线分布图

(b) 齿槽尺寸图

图3 齿槽处磁力线分布及尺寸图

Fig.3 Diagrams of magnetic flux distribution and stator slot



(a) A相绕组一条支路磁路模型

(b) 简化后磁路模型

图4 电机磁路模型

Fig.4 Magnetic circuit models of motor

$$L_{\sigma} = N_t^2 \left(\frac{3}{2} R_t^s + \frac{1}{2} R_y^s + \frac{1}{2} R_{tooth}^s + \frac{(2R_t^s + R_y^s)(R_y^s + R_{tooth}^s)}{6R_{gap}^s} \right)^{-1} \quad (9)$$

气隙电感为

$$L_g = N_t^2 \left(R_t^s + \frac{1}{2} R_y^s + \frac{3R_{gap}^s(2R_t^s + R_y^s)}{2(R_t^s + R_{tooth}^s)} + \frac{3}{2} R_{gap}^s \right)^{-1} \quad (10)$$

其中, R_{gap}^s 、 R_y^s 和 R_t^s 分别为

$$R_{gap}^s = \frac{2zk_c(g + h_m/\mu_r)}{\mu_0\pi l_{eff}(D_{si} + D_{ro})} \quad (11)$$

$$R_y^s = \frac{B_{s2}}{\mu_{11} \cdot B_y^s \cdot l_{eff}} \quad (12)$$

$$R_t^s = \frac{H_{s0} + H_{s1} + H_{s2}}{\mu_{11} \cdot B_t^s \cdot l_{eff}} \quad (13)$$

其中, μ_0 为真空磁导率, μ_{11} 为定子导磁材料磁导率, μ_r 为永磁体相对磁导率, D_{ro} 为转子外径, k_c 为卡特系数, 由于电机气隙较大, 槽口宽度 B_{s0} 较小, 认为 $k_c \approx 1$ 。

由式(11)可知, R_{gap}^s 与齿槽尺寸无关, 但实际上由于其他漏磁的存在, 齿槽尺寸变化会引起 R_{gap}^s 变化, 但该变化很小, 可忽略不计。由式(12)、(13)可知, R_y^s 和 R_t^s 与齿槽尺寸有关, 但由

于 μ_{11} 很大, R_y^s 和 R_t^s 较小, 即齿槽尺寸变化引起 R_y^s 和 R_t^s 变化较小。

综上所述, R_{gap}^s 、 R_t^s 和 R_y^s 对 L_{σ} 和 L_g 影响较小, 可忽略不计, L_{σ} 和 L_g 主要受 R_{tooth}^s 影响。由式(9)可知, 减小 R_{tooth}^s 使 L_{σ} 增大, 增强永磁容错电机抑制短路电流的能力, 提高其容错性。由式(10)可知, 减小 R_{tooth}^s 使 L_g 减小, 使电机有效电磁转矩下降。因此, 合理选取 R_{tooth}^s 是永磁容错电机设计的关键。

电机齿槽尺寸如图3(b)所示, 其中, B_{s0} 为槽口宽度, B_{s1} 为槽内上边宽度, B_{s2} 为槽内下边宽度, H_{s0} 为槽口高度, H_{s1} 为槽口斜边高度, H_{s2} 为槽内高度, B_t^s 为平均齿宽, B_y^s 为平均定子轭宽。由图3(a)可知, 齿尖磁力线分布比较复杂, 因此, 将齿尖漏磁通分为 a 和 b 两部分, 如图3(b)所示。其中, 区域 a 磁力线分布较规则, 区域 a 的磁阻为

$$R_{tooth}^a = \frac{B_{s0}}{\mu_0(H_{s0} + B_{s0})l_{eff}} \quad (14)$$

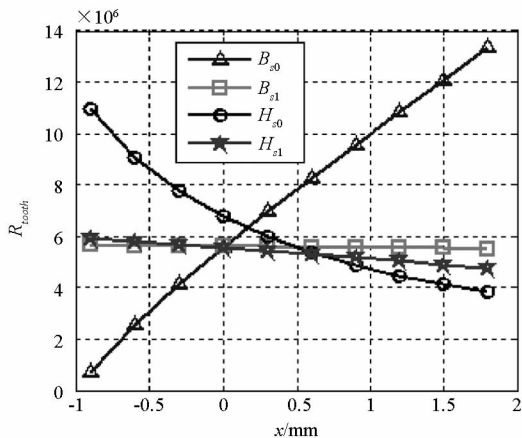
磁路在区域 b 分布不均匀, 利用磁通管法将区域 b 分割成无数个磁通管, 得到区域 b 磁阻为

$$R_{tooth}^b = \frac{\pi - 2\arctan\left(\frac{H_{s1}}{(B_{s1} - B_{s0})/2}\right)}{\mu_0 l_{eff} \ln(B_{s1}/B_{s0})} \quad (15)$$

由于区域 a 的磁阻和区域 b 的磁阻并联在磁路中,因此,齿尖漏磁阻

$$R_{tooth} = R_{tooth}^a // R_{tooth}^b = \frac{1}{\mu_0 l_{eff}} \left(\frac{(H_{s0} + B_{s0})}{B_{s0}} + \frac{\ln(B_{s1}/B_{s0})}{\pi - 2\arctan(2H_{s1}/(B_{s1} - B_{s0}))} \right)^{-1} \quad (16)$$

设定电机参数如表 3 所示。由式(16)可知,在电机参数不变的情况下, R_{tooth} 受齿槽尺寸 B_{s0} 、 B_{s1} 、 H_{s0} 和 H_{s1} 的影响。设定电机齿槽尺寸如表 4 所示,改变其中一个参数得到 $R_{tooth}(x)$, $\{x \in B_{s0}, B_{s1}, H_{s0}, H_{s1}\}$ 的变化曲线,如图 5(a)所示,其中,



(a) 齿尖漏磁阻和齿槽尺寸的关系曲线

横坐标为齿槽尺寸的相对变化值,纵坐标为参数变化时 R_{tooth} 值。

表 3 电机参数

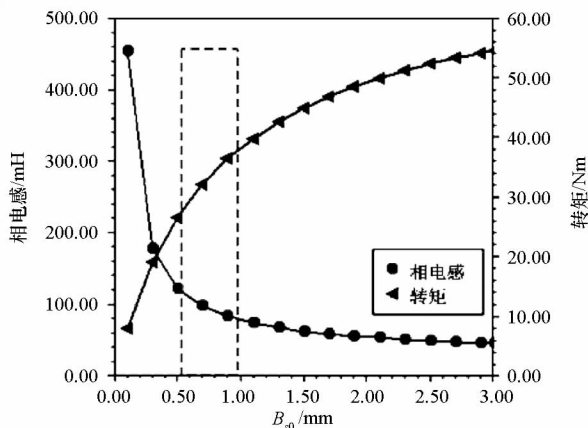
Tab.3 Parameters of motor

D_{si}	D_{ro}	h_m	l_{eff}	N_t
75mm	73mm	4mm	120mm	130mm

表 4 绕组系数

Tab.4 Winding factors

B_{s0}	B_{s1}	H_{s0}	H_{s1}
2mm	14mm	3mm	2mm



(b) 电机性能与 B_{s0} 的关系曲线

图 5 有限元仿真曲线

Fig.5 Finite element simulation results

由图 5(a)可知, B_{s0} 对 R_{tooth} 的影响最大, H_{s0} 次之, B_{s1} 和 H_{s1} 对 R_{tooth} 的影响较小。对 R_{tooth} 影响较大的 B_{s0} 进行有限元仿真分析,得到 B_{s0} 与电机电感和转矩的关系如图 5(b)所示。

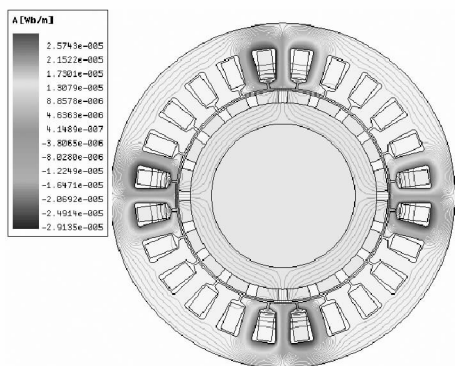
由图 5(b)可知,随着 B_{s0} 的增加,电磁转矩增加、相电感减小。为了保证电动舵机中电机容错性同时,输出转矩较大,最好在图中虚线方框所示

范围内选取 B_{s0} 的值。

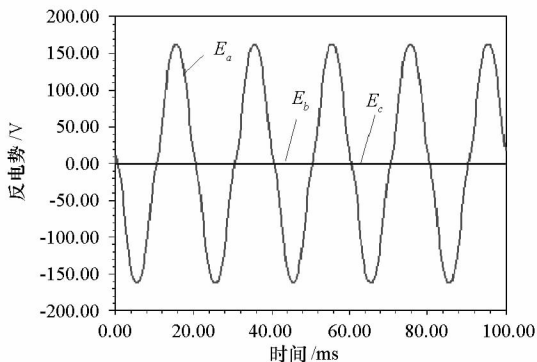
4 永磁容错电机容错性能仿真验证

采用 Maxwell 仿真软件,对上述设计的三相 24 槽 20 极永磁容错电机进行有限元仿真。

对于所设计的电机,当 A 相激励时,电机磁通和反电势分别如图 6(a)和(b)所示。



(a) 电机 A 相激励时磁通分布图



(b) 电机 A 相激励时反电势

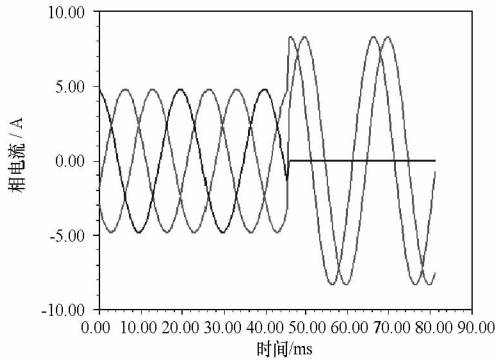
图 6 电机 A 相激励时磁通和反电势图

Fig.6 Magnetic flux distribution and back electromotive force with A phase excitation

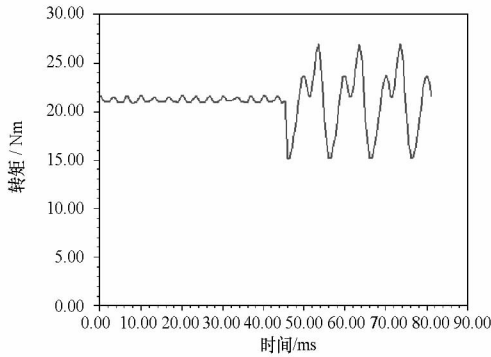
由图 6(a)可知,A 相与其他非激励相间磁通较链最小。由图 6(b)可知,A 相与其他非激励相间不是磁耦合的。因此,所设计的电机满足永磁容错电机磁隔离要求。

电机发生开路故障前后,相电流和转矩分别如图 7(a)和(b)所示。由图 7(a)可知,当电机发生开路故障后,电机仍能正常运行,剩余的正常相电流相位移动 $\pi/6$,为输出相同转矩,相电流幅值增加 1.73 倍。由图 7(b)可知,当电机发生故障后,电机转矩保持不变,但转矩脉动增加。

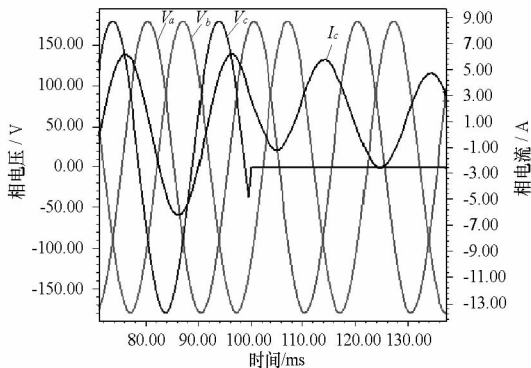
当电机 C 相发生短路时,电压和电流如图 7(c)所示。由图 7(c)可知,当电机发生短路故障后,仍能正常运行,其他相电压未变,所设计的电机磁隔离效果较好。由于电机相电感较大,限制了故障相短路电流。



(a) 电机C相开路前后相电流



(b) 电机C相开路前后转矩



(c) C相短路后电压和电流波形图

图 7 电机开、短路有限元仿真曲线

Fig.7 Finite element simulation results before and after a phase open and short circuit

综上所述,设计的电机具有很强的磁隔离和故障隔离能力,能够满足直驱型电动舵机容错要求。

5 结论

本文针对直驱型电动舵机中容错电机的设计需求,设计了具有很强磁隔离和故障隔离能力的三相分数槽集中绕组表面式永磁同步电机,并优化了电机尺寸参数,该电机大大减少了电动舵机的体积和重量,提高了系统的功率密度,使系统具有很高的可靠性和容错性,对直驱型电动舵机性能的提高具有重要意义。

参考文献:

- [1] 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):149-158.
- [2] 李榕,刘卫国,马瑞卿,等. 双余度无刷直流电动机伺服系统电流均衡性研究[J]. 电工技术学报,2005,20(9):77-81.
- [3] Mecrow B C, 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 Transactions on Energy Conversion, 2004,19(4):671-678.
- [4] Kianinezhad R, Mobarakeh B N, Baghli L, et al. Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008,55(5):1966-1977.
- [5] Atkinson G J, Mecrow B C, Jack A G, et al. The Design of Fault Tolerant Machines for Aerospace Applications [J]. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005: 1863-1869.
- [6] 付永领,刘和松,庞尧,等. 机载直驱式机电作动器的伺服控制器设计研究[J]. 测控技术,2010,29(2):36-40.
- [7] Gerada C, Bradley K J. Integrated PM Machine Design for an Aircraft EMA [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008,55(9):3300-3306.
- [8] Bianchi N, Bolognani S, Pre M D, et al. Design Considerations for Fractional-Slot Winding Configurations of Synchronous Machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006,42(4):997-1006.
- [9] Jack A G, Mecrow B C, Haylock J. A Comparative Study of Permanent Magnet and Switched Reluctance Motors for High Performance Fault Tolerant Applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996,32(4):889-895.
- [10] Wang J, Zhen P, Howe D. Three-Phase Modular Permanent Magnet Brushless Machine for Torque Boosting on a Downsized ICE Vehicle [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005,54(3):809-816.
- [11] Pang Y, Zhu Z Q, Howe D. Analytical Determination of Optimal Split Ratio for Permanent Magnet Brushless Motors [J]. IEE Proc. Electr. Power Appl., 2006,153(1):7-13.