

多相永磁同步电机磁场解析建模与容错性能分析

王厚军

(安徽华电芜湖发电有限公司, 安徽 芜湖 241000)

摘要: 为了快速、准确计算多相永磁同步电机(PMSM)在一相或多相绕组故障发生时的容错运行能力,基于傅里叶级数分析方法,在二维极坐标系下建立了多相内转子表贴式永磁同步电机(SPMSM)绕组缺相不对称运行下的空载、负载磁场解析计算模型,并对气隙磁密、空载反电动势(EMF)以及电磁输出转矩等性能参数进行准确计算。设计制作一台44极48槽12相船舶用内转子SPMSM,并通过有限元分析和试验测试对磁场解析模型的准确性进行了验证。在此基础上,为了提高多相电机的容错能力,以最小等值相电流为优化目标,建立了多相电机驱动系统一相绕组开路故障容错控制策略,并以电磁输出转矩、转矩脉动等性能参数为考核指标,对12相SPMSM的容错性能进行了深入分析,进一步提高电机驱动系统的可靠性。

关键词: 多相永磁同步电机; 磁场解析模型; 容错性能; 电磁转矩

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)10-0060-08

doi: 10.12177/emca.2022.067

Magnetic Field Analytical Modeling and Fault Tolerance Analysis of Multiphase Permanent Magnet Synchronous Motor

WANG Houjun

(Anhui Huadian Wuhu Power Generation Co., Ltd., Wuhu 241000, China)

Abstract: In order to quickly and accurately calculate fault tolerant operation capability of multiphase permanent magnet synchronous motor (PMSM) at asymmetrical fault condition, an analytical model of no-load and on-load magnetic field of multiphase inner rotor surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM) under asymmetrical fault condition is proposed by the Fourier series analysis method in the two-dimensional polar coordinate system. The performances such as air gap magnetic density, no-load back electromotive force (EMF) and electromagnetic output torque are calculated accurately. A 12-phase inner rotor SPMSM with 44-poles and 48-slots for ship is designed and manufactured, and the accuracy of proposed model is validated by finite element analysis and test. On this basis, in order to improve the fault tolerance ability of multiphase PMSM, a fault tolerant control strategy for open circuit fault of one phase winding of multiphase motor drive system is established with minimum-phase current as the optimization goal. Taking the performances such as electromagnetic output torque and torque ripple as evaluation indexes, the fault tolerant performance of 12-phase SPMSM is analyzed to further improve the reliability of motor drive system.

Key words: multiphase permanent magnet synchronous motor; magnetic field analytical model; fault tolerant performance; electromagnetic torque

0 引言

与传统的三相永磁电机相比,多相永磁电机具有功率密度高、可靠性高、冗余度大等优势,在

电机系统发生故障时,仍能保持系统所需的工作性能;同时,其还具备故障隔离和抑制能力^[1-3]。因此,多相永磁电机在航空航天^[4]、船舶推进^[5]、风力发电^[6]和电动汽车^[7]等可靠性要求高的领

收稿日期: 2022-05-20; 收到修改稿日期: 2022-06-21

作者简介: 王厚军(1973—),男,本科,高级工程师,研究方向为发电厂电气技术、永磁电机磁场解析计算与电磁性能分析。

域引起了广大学者的关注。

文献[8]建立了单相断开的 5 相永磁同步电机(PMSM)的解耦数学模型,并实现了容错矢量控制;为了抑制永磁体谐波磁链引起的转矩脉动,采用速度环滑模控制方式,但会引起系统抖动,增加电流谐波含量。文献[9]基于矢量控制,对单相短路故障后的电流控制策略进行分析,通过对角度变换进行优化实现电机模型的解耦,从而有效地抑制了转矩脉动。文献[10]提出了一种基于电压前馈补偿的矢量控制策略,从而减小了多相电机的转矩脉动。文献[11]针对航天器用 5 相 PMSM 绕组开路故障时转矩脉动大和谐波电流含量大的问题,提出一种改进的容错式直接转矩控制算法。文献[12]提出了绕组故障前后平均电磁输出转矩保持不变的容错控制策略,通过重新优化各相绕组电流的幅值和相位,实现了控制系统的满负荷运行。文献[13]以相绕组最大电流为约束条件建立 12 相 PMSM 的容错控制策略,提高了 PMSM 缺相时输出转矩的可靠性。文献[14]针对 5 相永磁无刷电机的单相开路故障提出一种不对称空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制方法,有效降低了故障运行时电流谐波含量,但该方法不适用于两相开路故障。上述文献只是针对多相电机故障发生时,对电磁转矩、转矩脉动等性能进行了容错分析,并未考虑电机故障运行下,电机的温升是否达到极限,尤其对于高功率密度多相 PMSM,局部温升过高的问题更为突出。在现有的研究基础上,对多相电机故障容错运行下的温度场分布情况进行了考核。同时,为了准确、快速计算电机的电磁性能参数,国内外学者对永磁电机的磁场解析计算进行了大量的研究。文献[15-20]分别对开口槽、半开口槽、定子表面开设辅助槽、分块式 Halbach 型磁极结构、磁极偏心结构以及永磁体埋入式结构等表贴式永磁同步电机(SPMSM)进行了磁场解析计算,详细分析了空载气隙磁密、齿槽转矩以及反电动势等电磁参数。但是少有文献针对多相 PMSM 在绕组断路等故障模式下的电机的容错性能进行解析建模计算。

本文以一台对称 12 相 SPMSM 为研究对象,建立了多相内转子 SPMSM 绕组缺相不对称运行下的空载与负载磁场解析计算模型,并通过有限元分析和试验测试对磁场解析模型的准确性进行

了验证。在此基础上,以最小等值相电流为优化目标,建立了多相电机驱动系统在电机绕组断路等故障模式下的容错控制策略,并对绕组不对称运行下电机电磁性能进行了深入分析。

1 建立磁场解析模型

1.1 建立矢量磁位方程组

图 1 给出了内转子 SPMSM 的子域模型示意图,在二维极坐标系中,将电机划分为 4 部分子域,分别为:永磁体、气隙、定子槽口以及定子槽。图中 R_1 为永磁体内半径, R_2 为永磁体外半径, R_3 为定子内径, R_4 为槽口表面半径, R_5 为定子槽底半径, β 为定子槽宽角, δ 为槽开口角度。为了便于解析计算,做出以下假设:

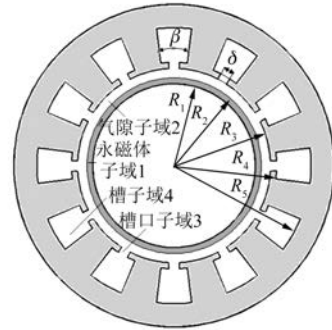


图 1 内转子 SPMSM 子域模型示意图

- (1) 定、转子铁心材料的磁导率无穷大;
- (2) 二维极坐标系中,不考虑电机端部效应;
- (3) 各求解区域均为形状规则的扇形或圆环形结构。

求解空载气隙磁场计算时,定子槽中无电流,各子域内矢量磁位满足以下方程组:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_{pm1}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{pm1}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{pm1}}{\partial \theta^2} = \frac{\mu_0}{r} \left(M_\theta - \frac{\partial M_r}{\partial \theta} \right) \\ \frac{\partial^2 A_{Gap2}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{Gap2}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{Gap2}}{\partial \theta^2} = 0 \\ \frac{\partial^2 A_{3i}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{3i}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{3i}}{\partial \theta^2} = 0 \\ \frac{\partial^2 A_{4i}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{4i}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{4i}}{\partial \theta^2} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: i 为定子槽序号; A_{pm1} 为永磁体子域 1 中的矢量磁位; μ_0 为空气相对磁导率; M_r 和 M_θ 分别

为永磁体剩余磁化强度的径向和切向分量; $\mathbf{A}_{\text{Gap}2}$ 为气隙子域 2 中的矢量磁位; $\mathbf{A}_{3i}$ 为定子槽口子域 3 中的矢量磁位; $\mathbf{A}_{4i}$ 为定子槽子域 4 中的矢量磁位。

基于分离变量法建立各子域的拉普拉斯方程或泊松方程, 根据边界条件确定通解中的谐波系数, 得到各子域中的矢量磁位解析表达式。

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{A}_{\text{pm}1} &= \sum_k [C_{1k}A_1 + C_{2k}M_{\theta ck} - C_{3k}M_{rsk}] \cos(k\theta) + \\ &\quad \sum_k [C_{1k}C_1 + C_{2k}M_{\theta sk} + C_{3k}M_{rck}] \sin(k\theta) \\ \mathbf{A}_{\text{Gap}2} &= \sum_k \left[A_2 \left(\frac{r}{R_2} \right)^k + B_2 \left(\frac{r}{R_3} \right)^{-k} \right] \cos(k\theta) + \\ &\quad \sum_k \left[C_2 \left(\frac{r}{R_2} \right)^k + D_2 \left(\frac{r}{R_3} \right)^{-k} \right] \sin(k\theta) \\ \mathbf{A}_{3i} &= \sum_m \left[C_{3i} \left(\frac{r}{R_3} \right)^{F_m} + D_{3i} \left(\frac{r}{R_4} \right)^{-F_m} \right] \\ &\quad \cos \left[F_m \left(\theta + \frac{\delta}{2} - \theta_i \right) \right] \\ \mathbf{A}_{4i} &= \sum_n D_{4i} \left[G_3 \left(\frac{r}{R_4} \right)^{E_n} + \left(\frac{r}{R_5} \right)^{-E_n} \right] \\ &\quad \cos \left[E_n \left(\theta + \frac{\beta}{2} - \theta_i \right) \right] \end{aligned} \right. \quad (2)$$

式中: $A_1, C_1, A_2, B_2, C_2, D_2, C_{3i}, D_{3i}$ 和 D_{4i} 为矢量磁位中的谐波系数, 可以通过各子域间的界面条件, 即交界面上的法向通量密度与切向矢量磁位的连续性来确定。 k, m 和 n 为谐波次数; G_3, F_m, E_n 为中间变量, 无具体物理意义; $C_{1k}, C_{2k}, C_{3k}, M_{\theta ck}, M_{\theta sk}, M_{rck}, M_{rsk}, F_m$ 和 E_n 的详细推导过程在此不做详述, 详见文献[15-16]。

1.2 建立矢量磁位方程组

(1) 永磁体与气隙交界面条件。

在永磁体与气隙的交界位置, 即永磁体半径 R_2 处, 根据径向磁通密度连续性和切向磁场强度连续性, 可得各子域之间的分界面条件, 进而求解谐波系数。

$$\mathbf{A}_{\text{pm}}(R_2, \theta) = \mathbf{A}_{\text{Gap}2}(R_2, \theta) \quad (3)$$

$$\mathbf{H}_{1\theta i}(R_2, \theta) = \mathbf{H}_{2\theta i}(R_2, \theta) \quad (4)$$

(2) 气隙与定子槽口交界面条件。

在定子槽与槽口的交界位置, 即半径 R_3 处:

$$\mathbf{A}_{3i}(R_3, \theta) = \mathbf{A}_{\text{Gap}2}(R_3, \theta) \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_{2\theta i}(R_3, \theta) = \mathbf{H}_{3\theta i}(R_3, \theta) \quad (6)$$

(3) 定子槽与定子槽口交界面条件。

在定子槽口与气隙的交界位置, 即半径 R_4 处:

$$\mathbf{A}_{4i}(R_4, \theta) = \mathbf{A}_{3i}(R_4, \theta) \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_{4\theta i}(R_4, \theta) = \mathbf{H}_{3\theta i}(R_4, \theta) \quad (8)$$

式中: $\mathbf{H}_{1\theta i}, \mathbf{H}_{2\theta i}, \mathbf{H}_{3\theta i}, \mathbf{H}_{4\theta i}$ 分别为永磁体、气隙、第 i 个槽口和槽的磁场强度。

将上述得到的各子域之间的交界面条件作傅里叶级数展开, 并联立方程组, 可求得各个子域矢量磁位表达式中的谐波系数。

1.3 电磁性能计算

根据矢量磁位与磁通密度的关系, 可以得到气隙子域 2 中径向和切向的空载气隙磁通密度如下所示:

$$\begin{aligned} B_{2r} &= - \sum_k k \left[\frac{A_2}{R_2} \left(\frac{r}{R_2} \right)^{k-1} + \frac{B_2}{R_3} \left(\frac{r}{R_3} \right)^{-k-1} \right] \sin(k\theta) + \\ &\quad \sum_k k \left[\frac{C_2}{R_2} \left(\frac{r}{R_2} \right)^{k-1} + \frac{D_2}{R_3} \left(\frac{r}{R_3} \right)^{-k-1} \right] \cos(k\theta) \quad (9) \\ B_{2\theta} &= - \sum_k k \left[\frac{A_2}{R_2} \left(\frac{r}{R_2} \right)^{k-1} + \frac{B_2}{R_3} \left(\frac{r}{R_3} \right)^{-k-1} \right] \cos(k\theta) - \\ &\quad \sum_k k \left[\frac{C_2}{R_2} \left(\frac{r}{R_2} \right)^{k-1} - \frac{D_2}{R_3} \left(\frac{r}{R_3} \right)^{-k-1} \right] \sin(k\theta) \end{aligned} \quad (10)$$

假设定子槽中绕组上下分布且均匀, 基于斯托克斯定理, 在某一个转子位置, 采用定子槽的矢量磁位, 可以求得在给第 i 槽中上下层绕组的磁链为

$$\psi_{i1} = \frac{L_z N_c}{S} \int_{R_4}^{R_5} \int_{\theta_i - \beta/2}^{\theta_i} \mathbf{A}_{4i} r dr d\theta \quad (11)$$

$$\psi_{i2} = \frac{L_z N_c}{S} \int_{R_4}^{R_5} \int_{\theta_i}^{\theta_i + \beta/2} \mathbf{A}_{4i} r dr d\theta \quad (12)$$

$$S = \beta(R_2^2 - R_1^2)/4 \quad (13)$$

式中: L_z 为电机轴向长度; N_c 为绕组线圈匝数; S 为绕组截面积。

以 A 相绕组为例, 上下层绕组线圈在定子槽中的分布, 可以定义为矩阵 $\mathbf{C}_1$ 和 $\mathbf{C}_2$:

$$\mathbf{C}_1 = [\mathbf{C}_{\text{cell}_1} \cdots \mathbf{C}_{\text{cell}_{l-1}}]_{1 \times \xi} \quad (14)$$

$$\mathbf{C}_2 = [\mathbf{C}_{\text{cell}_2} \cdots \mathbf{C}_{\text{cell}_{l-2}}]_{1 \times \xi} \quad (15)$$

$$\mathbf{C}_{\text{cell}_1} =$$

$$[0 \ 1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (16)$$

$$C_{cell_2} = [-11000000000001-100000000000] \quad (17)$$

式中: C_{cell_1} 和 C_{cell_2} 为一个单元电机下的上下层绕组分布情况,本文中单元电机数 $\xi=2$ 。

因此,可得 A_1 相绕组磁链和反电动势如下所示:

$$\varphi_{A1} = C_1[\psi_{1,1}, \cdots, \psi_{1,48}]^T + C_2[\psi_{2,1}, \cdots, \psi_{2,48}]^T \quad (18)$$

$$e_{A1} = -\frac{d\varphi_{A1}}{dt} = -\frac{d\varphi_{A1}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -\omega_r \frac{d\varphi_{A1}}{d\theta} \quad (19)$$

式中: ω_r 为机械角速度。

在准确求解 $e_1-e_2-e_3-e_4-e_5-e_6-e_7-e_8-e_9-e_{10}-e_{11}-e_{12}$ 对称 12 相空载反电动势的基础上,可以得到多相 PMSM 的电磁输出转矩为

$$T_{em} = (e_1i_1 + e_2i_2 + e_3i_3 + e_4i_4 + e_5i_5 + e_6i_6 + e_7i_7 + e_8i_8 + e_9i_9 + e_{10}i_{10} + e_{11}i_{11} + e_{12}i_{12})/\omega_r \quad (20)$$

式中: $i_1, i_2 \cdots i_{10}, i_{11}, i_{12}$ 分别为对称 12 相绕组相电流。

2 磁场计算与有限元验证

以一台船舶用 44 极 48 槽 12 相对称 SPMSM 为例,对本文建立的磁场解析模型进行二维有限元仿真验证,表 1 给出了 SPMSM 部分设计参数。本文所研究的对称 12 相 SPMSM 各相定子绕组互差 $\pi/6$,定子绕组轴线相对位置如图 2 所示。

表 1 SPMSM 部分设计参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	20	定子外径/mm	368
极槽配合	44/48	永磁体厚度/mm	4.0
额定转速/(r·min ⁻¹)	500	轴向长度/mm	140
额定电流/A	12	气隙长度/mm	1.0

取气隙中间位置处,图 3 给出了解析法和有限元仿真计算得到的 1/4 圆周下径向磁密波形对比图。计算结果显示,两种计算方法的吻合度很高,径向气隙磁密有效值分别为 0.75 T 和 0.73 T,与有限元法相比,有效值计算误差仅为 2.7%。图 4 给出了两种计算方法下的切向气隙磁密波形对比图,两种计算方法的波形畸变率分别为 21.2% 和 22.7%,误差较小。

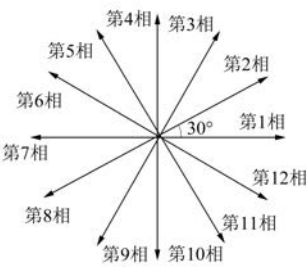


图 2 12 相对称绕组分布图

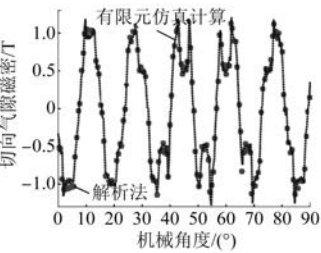


图 3 径向空载气隙磁密波形对比图

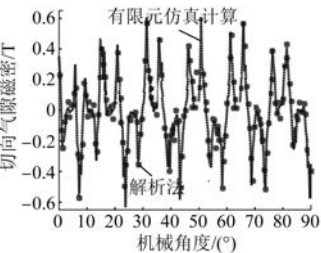


图 4 切向空载气隙磁密波形对比图

为了同下文中试验测试得到的线空载反电动势波形进行对比,图 5 给出了基于解析法和有限元仿真计算得到的线空载反电动势波形曲线,两种计算方法的有效值分别为 335.5 V 和 330.9 V,计算误差为 1.4%。并对前 25 次谐波进行了快速傅里叶变换(FFT)分析,得到波形畸变率分别为 2.9% 和 2.5%,各次谐波对比如图 6 所示,基波幅值分别为 471.5 V 和 465.5 V,5 次谐波幅值最高分别为 7.0 V 和 8.9 V。

图 7 给出了各相绕组无故障状态下的电磁转矩波形对比图,解析法和有限元仿真计算得到的平均电磁转矩分别为 392.4 N·m 和 390.1 N·m,电磁转矩脉动分别为 2.1% 和 0.7%,解析法略高于有限元仿真。图 8 给出了对称 12 相 SPMSM 在任意一相绕组断路情况下的电磁输出转矩波形对比图。

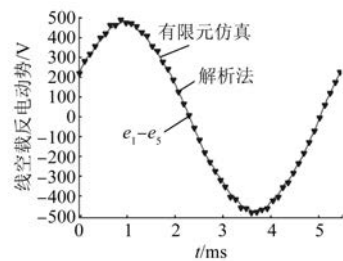


图5 线空载反电动势波形对比图

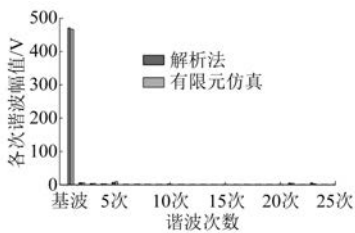


图6 各次谐波幅值对比图

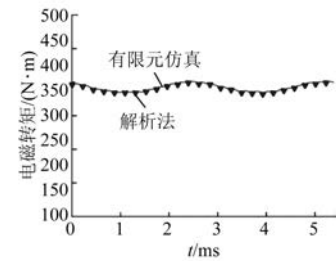


图7 正常运行下电磁转矩

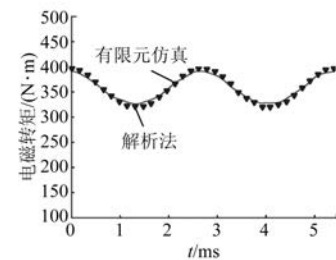


图8 任1相绕组断路下电磁转矩

以第1相和第2相以及第1相和第3相绕组断路为例,图9分别给出12相绕组在任意2相绕组断路故障状态下的电磁输出转矩波形对比图。2相绕组断路共分为5种情况,分别为第1相和2相、第1相和3相、第1相和4相、第1相和5相以及第1相和6相断路,认为故障相绕组电流为0,其余各相绕组中的电流和反电动势正常工作。表2给出了任1相或任2相绕组断路状态下,

SPMSM的平均输出电磁转矩以及转矩脉动,结果显示与有限元仿真相比,本文所建立的绕组不对称运行下磁场解析建模计算精度较高;当电机发生缺相故障时,电磁转矩明显降低且转矩脉动增大;在第1相和第4相绕组断路状态下PMSM的转矩脉动远小于其他几种情况。

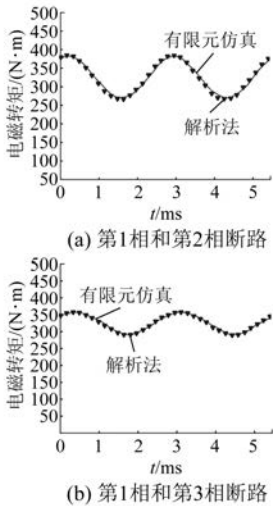


图9 任2相绕组断路下电磁转矩

表2 任1相或任2相绕组断路状态下电磁性能

故障 相绕组	平均电磁转矩/(N·m)		转矩脉动/%	
	解析法	有限元仿真	解析法	有限元仿真
无	392.4	390.1	2.1	0.7
第1相	360.5	358.7	10.53	9.1
第1、2相	329.3	327.6	18.4	17.2
第1、3相	327.5	326.1	10.7	10.2
第1、4相	326.7	325.2	2.7	1.2
第1、5相	327.7	326.0	11.5	10.5
第1、6相	329.6	328.1	18.1	17.2

3 绕组不对称运行下的容错性能分析

电机运行工作时,电机及驱动电路中的电子器件都可能发生故障,通过故障检测以及故障隔离,可以把故障转化为缺相故障。对称12相SPMSM正常运行时,各相绕组通正弦电流,第j相绕组电流如下所示:

$$i_j = I_m \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{6}(j - 1) \right] \tag{21}$$

式中: I_m 为相电流幅值; $j=1,2,3,\cdots,12$ 。

当电机任1相绕组断路缺相时,故障监测单

元检测到该绕组的输出电流异常,控制板将封锁触发脉冲,该相绕组退出工作。为了保证 12 相 SPMSM 的正常工作,需要及时地调整剩余相电流的幅值和相位,才能够使旋转磁动势的幅值恒定,电流表达式如下所示:

$$\begin{cases} i_1 = 0 & j = 1 \\ i_j = I'_m \cos \left[\omega t - (j-2) \frac{2\pi}{11} - \alpha \right] \end{cases} \quad (22)$$

式中: I'_m 为容错电流幅值; α 为容错电流相位偏移角度。

图 10 给出了单相断路时,电磁输出转矩随电流幅值和各相容错电流角度变化的三维分布图。图 11 给出单相绕组故障断路时,电磁转矩脉动随电流幅值和各相容错电流角度变化的三维分布图,由图 11 可知,转矩脉动在 6.0% ~ 6.8%,当 $\alpha = 0.2 \text{ rad}$ 时,转矩脉动最小。

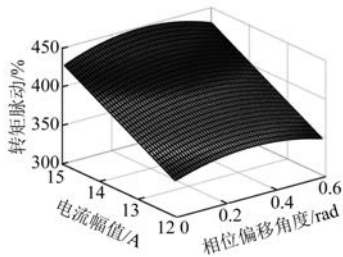


图 10 电磁转矩三维分布图

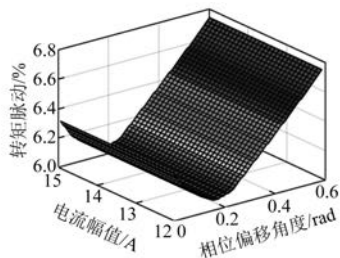


图 11 转矩脉动三维分布图

根据发生缺相故障前后,电机输出的平均转矩保持不变的原则,以最小相电流幅值为优化目标,得到了相等的相电流基波有效值,求得各相容错电流的解为 $I'_m = 13.2 \text{ A} = 1.1I_m$, $\alpha = 0.18 \text{ rad}$ 。图 12 给出了基于解析法和有限元仿真计算得到的优化后的电磁转矩波形图,解析法和有限元仿真电磁转矩有效值分别为 $389.1 \text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $387.4 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动分别为 6.0% 和 4.6%。

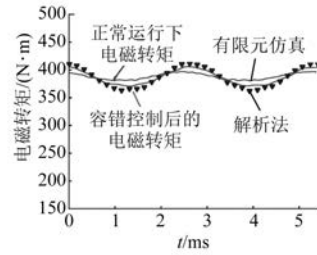
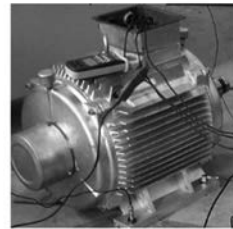


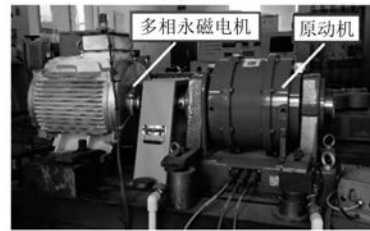
图 12 任 1 相绕组断路下的容错性能分析

4 试验测试

为了进一步验证所提方法的正确性,对一台 12 相 SPMSM 进行试验测试。主要对电机进行了空载测试,并基于反拖法对样机的线空载反电动势进行了测试,样机如图 13(a) 所示。图 13(b) 为样机空载反电动势试验测试平台,试验过程中被测试电机通过联轴器与原动机直流电机相连接。图 14 给出了被测试电机的空载反电动势,试验过程中被测试电机通过联轴器与原动机直流电机相连接,测得第 1 相和第 5 相端部的线空载反电动势,其有效值为 325.0 V ,证明了本文所提解析模型的有效性。



(a) 样机



(b) 测试平台

图 13 样机试验测试系统

为了进一步分析多相 SPMSM 负载特性,对驱动电机无故障状态下的额定工况进行了测试,图 15 给出了额定运行工况下的电流波形,示波器测试得到的相电流有效值为 12.3 A 。图 16 给出了测功机测试得到的输出转矩波形图,其输出转

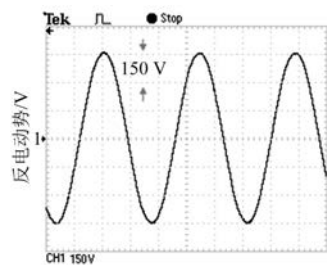


图 14 线空载反电动势波形图

矩平均值为 $389.5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 转矩脉动仅为 1.6%, 同前文的解析计算结果误差较小。同时由于试验条件有限, 关于多相 SPMSM 的容错性能试验测试会在后期进行深入分析。

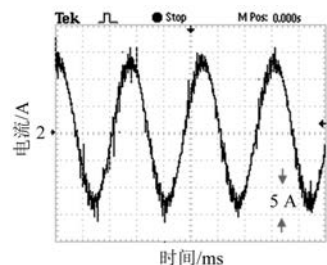


图 15 相电流波形图

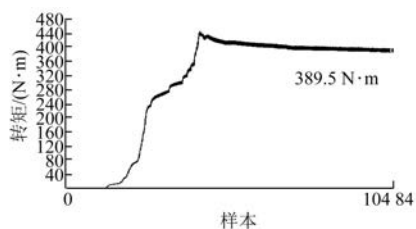


图 16 输出转矩波形

5 结 语

本文基于傅里叶级数分析方法, 建立了多相 SPMSM 绕组缺相不对称运行下的磁场解析计算模型, 并以一台 44 极 48 槽 12 相船舶用内转子 SPMSM 为例, 进行了有限元仿真和试验测试, 得到以下结论。

(1) 本文提出的解析计算模型能够对气隙磁密、空载反电动势、电磁输出转矩以及转矩脉动等性能参数进行准确计算, 同有限元仿真计算结果相比, 误差较小;

(2) 本文提出的解析计算模型能够实现对 SPMSM 绕组不对称运行下的电磁转矩以及转矩

脉动等性能参数进行准确、快速计算, 电磁转矩计算误差在 2.0% 以内;

(3) 对任 1 相绕组故障不对称运行下的容错性能进行分析, 在电机输出的平均转矩保持不变的前提下, 以最小相电流幅值为优化目标, 转矩脉动增加到 6.0%, 对提高多相 SPMSM 驱动系统可靠性至关重要;

(4) 最后, 对一台 44 极 48 槽 12 相 SPMSM 进行试验测试, 同试验测试的线空载反电动势结果相比, 有效值计算误差仅为 3.2%; 测试得到额定电流下输出转矩为 $389.5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 计算误差较小, 间接验证了本文所提绕组不对称运行下磁场解析建模的有效性。

【参考文献】

- [1] 匡志, 杜博超, 徐浩, 等. 十五相永磁同步电机的驱动控制与容错运行[J]. 电工技术学报, 2019, 34(13): 2734.
- [2] XU H J, HUANG W X, BU F F, et al. Control of five-phase dual stator-winding induction generator with an open phase[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 696.
- [3] 刘自程, 李永东, 郑泽东. 多相电机控制驱动技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 17.
- [4] WANG L, ALEKSANDROV S, TANG Y, et al. Fault-tolerant electric drive and space-phaser modulation of flux-switching permanent magnet machine for aerospace application[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(8): 1416.
- [5] 郑晓钦, 马伟明, 王东, 等. 十五相感应电机不对称缺相容错运行控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1212.
- [6] 周荔丹, 李杏, 姚钢, 等. MP-MMC 驱动六相永磁风力发电机建模及控制研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(5): 84-92.
- [7] ZHANG L, FAN Y, CUI R, et al. Fault-tolerant direct torque control of five-phase FTFSCW-IPM motor based on analogous three-phase SVPWM for electric vehicle applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(2): 910.
- [8] TIAN B, AN Q, DUAN J D, et al. Decoupled modeling and nonlinear speed control for five-phase PM motor under single-phase open fault[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5473.

- [9] TIAN B, MIRZAEVA G, AN Q, et al. Fault-tolerant control of a five-phase permanent magnet synchronous motor for industry applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3943.
- [10] ZHOU H W, LIU G H, ZHAO W X, et al. Dynamic performance improvement of five-phase permanent-magnet motor with short-circuit fault [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 145.
- [11] 李硕, 朱纪洪, 和阳, 等. 航天器永磁同步电机容错式直接转矩控制[J]. 空间控制技术与应用, 2019, 45(5): 45.
- [12] 高宏伟, 杨贵杰. 五相永磁同步电机缺相运行的建模与控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 93.
- [13] 魏永清, 康军, 曾海燕, 等. 十二相永磁电机驱动系统的容错控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(21): 4467.
- [14] CHEN Q, LIU G H, ZHAO W X, et al. Asymmetrical SVPWM fault-tolerant control of five-phase pm brushless motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 12.
- [15] ZHU Z Q, WU L J, XIA Z P. An accurate subdomain model for magnetic field computation in slotted surface-mounted permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(4): 1100.
- [16] WU L J, ZHU Z Q, STATON D, et al. An improved subdomain model for predicting magnetic field of surface-mounted permanent magnet machines accounting for tooth-tips [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(6): 1693.
- [17] 杨金歌, 邓兆祥, 周忆, 等. 车用永磁轮毂电机解析建模与齿槽转矩削弱[J]. 西安交通大学学报, 2018, 52(1): 84.
- [18] 范坚坚, 吴建华, 李创平, 等. 分块式 Halbach 型磁钢的永磁同步电机解析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 35.
- [19] 罗正豪, 井立兵, 高起兴. 分段偏心磁极表贴式永磁电机优化设计[J]. 微特电机, 2018, 46(10): 25.
- [20] 郭思源, 周理兵. 表面埋入式永磁电机磁场解析[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(3): 710.

(上接第 33 页)

- [7] 李耀华, 陈桂鑫, 王孝宇, 等. 基于占空比调制的感应电机直接转矩控制与模型预测转矩控制研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(12): 7.
- [8] 徐艳平, 李园园, 周钦. 永磁同步电机双模型预测转矩控制策略[J]. 电力电子技术, 2018, 52(6): 37.
- [9] ZHANG Y C, YANG H T. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6593.
- [10] 徐艳平, 李园园, 周钦, 等. 无权重系数的双矢量模型预测转矩控制[J]. 电气传动, 2018, 48(5): 8.
- [11] 李耀华, 陈桂鑫, 王孝宇, 等. 感应电机模型预测转矩控制优化控制研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 14.
- [12] 李耀华, 杨启东, 曲亚飞. 自适应变电压矢量 PMSM 直接转矩控制开关表[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(9): 75.
- [13] 李耀华, 秦辉, 苏锦仕, 等. 表贴式永磁同步电机有限集模型预测转矩控制成本函数研究[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(9): 12.
- [14] TABBACHE B, KHELOUI A, BENBOUZID M E H. Design and control of the induction motor propulsion of an electric vehicle[C]// IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2010.