

开关磁阻电机磁固耦合建模与分析

马晓妮¹,张海军¹,高瑞贞¹,张京军²

(1. 河北工程大学 机电工程学院,河北 邯郸 056038;2. 河北工程大学 教务处,河北 邯郸 056038)

摘要:针对开关磁阻电机振动和噪声问题,本文应用麦克斯韦应力法,考虑铁磁材料的磁饱和和边缘磁通效应,对气隙磁密和电磁力进行分析计算,建立了定子系统的磁固耦合非线性模型。并用有限元软件 ANSYS 对其进行分析验证。结果表明:该模型与二维有限元结果基本趋于吻合,在误差允许的范围内,且符合电机实际动行特点,验证了模型的有效性。

关键词:开关磁阻电机;有限元;磁固耦合;非线性;数学模型

中图分类号:TD614

文献标识码:A

Analysis and modeling of magnetism and solid coupling for switched reluctance motors

MA Xiao-ni¹,ZHANG Hai-jun¹,GAO Rui-zhen¹,ZHANG Jing-jun²

(1. College of Mechanical Engineering, Hebei University of Engineering, Hebei Handan 056038, China;

2. Academic Affairs Office, Hebei University of Engineering, Hebei Handan 056038, China)

Abstract:For the influence of vibration and noise problem of switched reluctance motors, the paper applies maxwell stress method, considering the magnetic saturation of ferromagnetic materials and the edge effect of flux, analyzing and calculating the flux density of air gap and electromagnetic force. The nonlinear mathematical model of magnetism and solid coupling of the stator system is set up. This model conforms to the actual operation characteristics of switched reluctance motor, provides the theoretical reference for optimizing design of the motor. With a prototype as an example, results show that the model of the 2D finite element analysis of the results compared to verify the correctness of the mathematical model.

Key words:switched reluctance motor; finite element method; magnetism and solid coupling; nonlinear; mathematical model

开关磁阻电机(Switched reluctance motors,以下简称SR电机)具有许多优良特性,例如运行速度快,简单高效,容错能力强,能适用于强振动和高温等恶劣环境^[1]。这些优点使SR电机成为各交直流电机中有力的竞争者。虽然SR电机具有上述优点,但严重的振动和噪声问题阻碍了它在一些场合的推广应用^[2]。研究表明,电机实际运行中会受到非线性径向力的作用,建立准确的非线性数学模型是解决振动与噪声的关键所在。现有的关于SR电机模型的文献主要是针对磁路饱和及转子偏心等问题,没有考虑电机的磁固耦合

以及耦合关系对电磁力的影响,电机运行当中又不可避免的存在振动,邱家俊等^[3-4]从磁固耦合理论对大型发电机定子系统的振动开展了研究工作,取得了较系统的研究成果,因此考虑磁固耦合可以使模型更完善精确,也便于以后的优化设计。本文结合麦克斯韦应力法^[5]和磁路法,建立考虑定子径向振动位移与电磁力耦合作用的非线性模型,并用有限元软件ANSYS对其进行分析验证。

1 SR电机振动机理

SR电机的振动是由通电相定子极受到脉动

的径向磁拉力,壳体结构的定子产生压缩形变引起的。当电机通电时,径向磁拉力作用定子壳,使其压缩或扩张,改变了气隙的长度,使气隙磁场发生变化。变化的磁场又产生作用于铁心的电磁力,引起定子铁心的振动。电机结构振动的运动微分方程^[6]为:

$$[M]\{\ddot{x}\} + [C]\{\dot{x}\} + [K]\{x\} = \{F(t)\} \quad (1)$$

式中, $\{x\}$ 为广义坐标; $[M]$ 为电机的质量; $[C]$ 为阻尼矩阵; $[K]$ 为刚度矩阵; $\{F(t)\}$ 为激振力。

由此可见,定子铁心的径向振动位移和气隙磁场是相互影响的,所谓的磁固耦合振动就是考虑了这二者的相互作用。

2 模型建立

2.1 麦克斯韦应力法

麦克斯韦应力法在电机电磁力计算中应用普遍,方法简单,以等效的面积力来代替体积力。基于麦克斯韦应力法的法向力 F_n 和切向力 F_t 的计算公式为^[7]:

$$F_n = \frac{1}{2\mu_0} \iint_s (B_n^2 - B_t^2) dA \quad (2)$$

$$F_t = \frac{1}{\mu_0} \iint_s B_n B_t dA \quad (3)$$

按照图1中所示的积分路径,开关磁阻电机定子磁极所受到的径向力为:

$$F_r = \frac{L}{2\mu_0} (\int_1^2 B_{f1}^2 dl + \int_2^3 B_m^2 dl + \int_4^5 B_m^2 dl + \int_5^6 B_{f2}^2 dl) \\ = \frac{L}{2\mu_0} [B_{f1}^2 l_{12} + B_m^2 (l_{23} + l_{45}) + B_{f2}^2 l_{56}] \quad (4)$$

式中, L 为转子叠片长度; μ_0 为真空磁导率; B_m 为主气隙磁密; B_{f1} 和 B_{f2} 为边缘磁通密度; l 为定子轭到转子轭的距离。

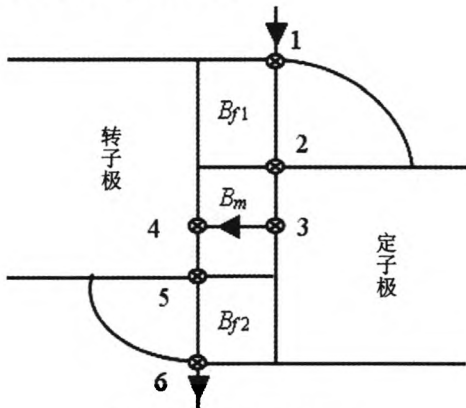


图1 气隙磁场积分路径

Fig.1 Integration path of magnetic field in air gap

2.2 气隙磁密计算

利用磁路法,把电机各部分的磁场化为等效的单支路磁路来使计算简化,则样机的任意一相的单支路等效磁路表达式为:

$$\Phi = \Phi_m + \Phi_{f1} + \Phi_{f2} \quad (5)$$

式中, Φ 为总磁通; Φ_m 为定转子极交叠部分气隙和齿极的磁通总和; Φ_{f1} 和 Φ_{f2} 分别为定转子非交叠部分和齿极的磁通总和。

电机运转时,其在径向力的作用下产生了径向振动位移 Δx ,其气隙磁通图如图2所示。

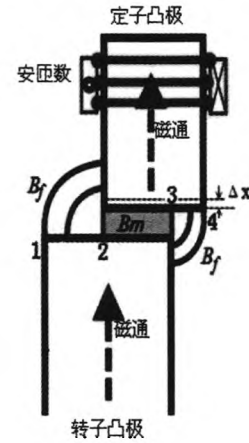


图2 气隙磁通

Fig.2 Magnetic flux in air gap

从图2可以看出定转子间的气隙发生了变化,所以电机的气隙长度变为 $l_g + \Delta x$,则定转子交叠部分磁势平衡方程为:

$$N_m i_m = H_m (l_g + \Delta x) + H_s (l - l_g - \Delta x) \quad (6)$$

定转子非交叠部分磁势平衡方程为:

$$N_m i_m = H_{f1} l_f + H_s (l - l_f) \quad (7)$$

式中, N_m 为绕组匝数; i_m 为绕组相电流; l_g 为平均气隙长度; l_f 为平均的边缘磁通路径长度; H_s 、 H_m 、 H_{f1} 分别为材料磁场强度 (A/m)、主气隙磁场强度、边缘气隙磁场强度; l 为定子轭到转子轭的距离。

定义 θ 为定转子磁极间偏离的角度,假设边缘磁通路径为四分之一圆。设 SR 电机定、转子极弧为 β_s 、 β_r , 且 $\beta_s \leq \beta_r$, $2\beta = \beta_r - \beta_s$, 可以分别计算边缘磁路的长度,即

$$l_f = \begin{cases} l_g + \Delta x + \frac{\pi r \beta}{2} & \theta \in [0, \beta] \\ l_g + \Delta x + \frac{\pi r |\theta|}{2} & \theta \in (\beta, \beta_r - \beta] \end{cases} \quad (8)$$

本文考虑磁饱和特性,采用幂次函数拟合,即

$$B(H,\lambda,\varepsilon)=\begin{cases} H/\varepsilon^{(1-\lambda)}, & H<\varepsilon \\ H^\lambda, & H\geq\varepsilon \end{cases} \quad (9)$$

式中, λ, ε 为饱和曲线的拟合系数。

选用 DR510-50 的硅钢片进行 B-H 磁化特性拟合, 并与实测数据进行比较, 通过对函数中的拟合系数进行适当调整(其中通过 λ 调整非线性形状, 通过 ε 选择线性区间的大小), 能够精确地逼近实测值, 误差 $\leq 1.2\%$, 如图 3 所示。

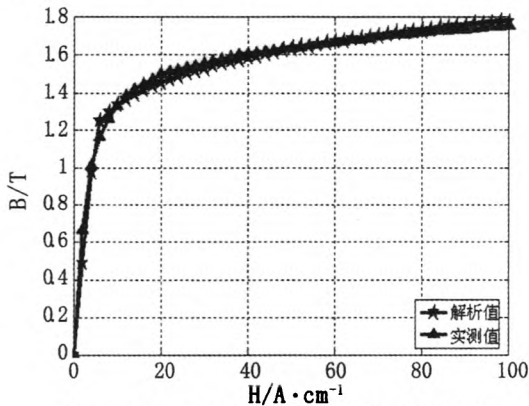


图3 DR510-50磁化曲线实测与解析比较
($\lambda=0.125, \varepsilon=5\text{ A/cm}$)

Fig.3 Magnetization curve measured and analytical comparison of DR510-50 ($\lambda=0.125, \varepsilon=5\text{ A/cm}$)

即 $B(H_s) + \begin{cases} H_s/5^{0.875} & H_s < 5 \\ H_s^{0.125} & H_s \geq 5 \end{cases} \quad (10)$

当 $H < \varepsilon$ 时, 联合式(6)、(10)和公式 $B_m = \frac{\phi_m}{A_m}$ $= \mu_0 H_m$ 解得主气隙磁场强度和磁密分别为:

$$H_m = \frac{N_m i_m}{l_g + \Delta x + 5^{0.875} \mu_0 (l - l_g - \Delta x)} \quad (11)$$

$$B_m = \mu_0 \frac{N_m i_m}{l_g + \Delta x + 5^{0.875} \mu_0 (l - l_g - \Delta x)} \quad (12)$$

联立式(7)、(10)和公式 $B_f = \frac{\phi_f}{A_f} = \mu_0 H_f$ 解得边缘磁场强度和磁密分别为:

$$H_f = \frac{N_m i_m}{l_f + 5^{0.875} \mu_0 (l - l_f)} \quad (13)$$

$$B_f = \mu_0 \frac{N_m i_m}{l_f + 5^{0.875} \mu_0 (l - l_f)} \quad (14)$$

式中, $b = (l - l_f) \cdot 5^{0.875}, A_f = A_{f1} + A_{f2}$ 。

同理, 当 $H \geq \varepsilon$ 时, 进行简单的近似求得主气隙磁场强度和磁密为:

$$H_m = \frac{N_m i_m}{l_g + \Delta x + \mu_0 (l - l_g - \Delta x)} \quad (15)$$

$$B_m = \mu_0 \frac{N_m i_m}{l_g + \Delta x + \mu_0 (l - l_g - \Delta x)} \quad (16)$$

$$H_f = \frac{N_m i_m}{l_f + \mu_0 (l - l_f)} \quad (17)$$

$$B_f = \mu_0 \frac{N_m i_m}{l_f + \mu_0 (l - l_f)} \quad (18)$$

2.3 建立数学模型

由于本文考虑了定转子极宽的影响, 所以求取径向力时必然分别求解。将文献[7]中所得的各段积分路径长度代入式(4)中, 则径向力的表达式为:

当 $H < \varepsilon, \theta \in [0, \beta]$ 时

$$F_r = \frac{L}{2} \left\{ \frac{2N_m^2 i_m^2 \mu_0 r \beta}{[l_f + 5^{0.875} \mu_0 (l - l_f)]^2} + \frac{N_m^2 i_m^2 \mu_0 r \beta_s}{[l_g + \Delta x + 5^{0.875} \mu_0 (l - l_g - \Delta x)]^2} \right\} \quad (19)$$

当 $H < \varepsilon, \theta \in [\beta, \beta_r - \beta]$ 时

$$F_r = \frac{L}{2} \left\{ \frac{N_m^2 i_m^2 \mu_0 r (\beta_s + 2\beta + 2\theta - \beta_r)}{[l_f + 5^{0.875} \mu_0 (l - l_f)]^2} + \frac{N_m^2 i_m^2 \mu_0 r (\beta_r - \beta - \theta)}{[l_g + \Delta x + 5^{0.875} \mu_0 (l - l_g - \Delta x)]^2} \right\} \quad (20)$$

当 $H \geq \varepsilon, \theta \in [0, \beta]$ 时

$$F_r = \frac{L}{2} \left\{ \frac{2N_m^2 i_m^2 \mu_0 r \beta}{[l_f + \mu_0 (l - l_f)]^2} + \frac{N_m^2 i_m^2 \mu_0 r \beta_s}{[l_g + \Delta x + \mu_0 (l - l_g - \Delta x)]^2} \right\} \quad (21)$$

当 $H \geq \varepsilon, \theta \in [\beta, \beta_r - \beta]$ 时

$$F_r = \frac{L}{2} \left\{ \frac{N_m^2 i_m^2 \mu_0 r (\beta_s + 2\beta + 2\theta - \beta_r)}{[l_f + \mu_0 (l - l_f)]^2} + \frac{N_m^2 i_m^2 \mu_0 r (\beta_r - \beta - \theta)}{[l_g + \Delta x + \mu_0 (l - l_g - \Delta x)]^2} \right\} \quad (22)$$

3 模型分析

为了验证上述数学模型的正确性, 采用 ANSYS 软件按照样机的所有实际尺寸建模。表 1 为一台 8/6 极样机的实际结构参数, SR 电机铁芯采用 DR510-50 硅钢片, 相对磁导率为 7000, 饱和磁通密度为 1.85 T。

表 1 样机的结构参数

Tab. 1 Prototype of the structural parameters

参数	数值	参数	数值
定子外径/mm	210	转子外径/mm	115
定子轭高/mm	13.72	转子轭高/mm	14.90
定子极弧/rad	0.366	转子极弧/rad	0.401
定子槽深/mm	34.6	转子轴颈/mm	50
铁心长度/mm	138	绕组匝数	117
气隙/mm	0.4	额定功率/kw	8

图 4 为解析模型与有限元模型在各转子位置角下径向力与气隙位移变化量的关系曲线。

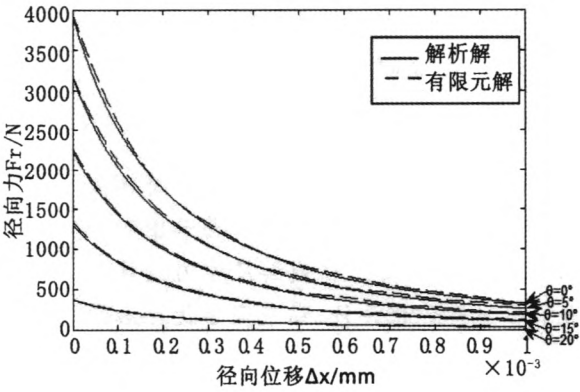


图4 径向力与径向位移关系曲线
Fig.4 The relation curves of radial forces and radial displacement

从图 4 可以看出,本文所建模型与二维有限元结果基本趋于吻合,在误差允许的范围内,且符合电机实际运行特点,验证了模型的有效性。

本文充分考虑了大电流时铁磁材料的饱和特性,采用幂次函数对主气隙磁密拟合,大大提高了拟合精度,使模型更加精确。虽然在边缘气隙路径的选取和积分路径选取等方面存在一定的误差,但是通过验证可以看到本文模型满足工程精度要求,符合实际情况。

4 结论

(1)模型对比结果表明本文模型准确有效。

采用幂次函数拟合提高了模型的精确度,使结果在允许的精度范围内,满足开关磁阻电机实际运行特性。

(2)通过分析发现开关磁阻电机径向力与径向气隙位移是相互影响的,体现了应用磁固耦合理论的必要性。

参考文献:

[1] 张海军, 高瑞贞, 张京军, 等. 开关磁阻电机非线性计算及动态系统仿真研究[J]. 电气传动, 2008, 38 (8): 64 - 66.

[2] HUSAIN I, HESSIAN S A. Modeling, simulation, and control of switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52 (6): 1625 - 1634.

[3] 胡宇达, 邱家俊, 黄 良. 大型发电机定子端部绕组的电磁特性[J]. 机械强度, 2006, 28(1): 20 - 24.

[4] 邱家俊. 电机的机电耦联与磁固耦合非线性振动研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 109 - 115.

[5] 曹 鑫, 邓智泉, 杨 钢, 等. 无轴承开关磁阻电机麦克斯韦应力法数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 73 - 83.

[6] 张式勤, 刘芸芸, 吴建华. 开关磁阻电机定子振动的有限元分析[J]. 中小型电机, 2004, 31(1): 5 - 8.

[7] 张京军, 龙 荣, 张海军, 等. 开关磁阻电机径向电磁力解析建模及有限元分析[J]. 煤炭学报, 2012, 37 (4): 700 - 704.

(责任编辑 王利君)