

互感耦合开关磁阻电机的等效磁路模型与有限元分析

隋宏亮, 梁得亮, 丁文

(西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 基于互感耦合开关磁阻电机(MCSRМ)的结构和运行原理,利用等效磁路法,建立了电机的等效磁路模型.在一个相周期内对气隙磁导进行了分解计算,利用高斯-赛德尔迭代法求解了非线性磁通矩阵方程,获得了电机的磁链及矩角特性,并进一步利用非线性磁参数法对电机的稳态运行性能进行分析.该模型的计算速度要远高于有限元方法,适合进行电机的初始设计.在此基础上,利用有限元软件从电磁场分析的角度计算了电机的电磁特性,结果表明,该模型计算结果的误差不超过20%,验证了模型的正确性.该数学模型为MCSRМ的深入研究奠定了良好的基础.

关键词: 开关磁阻电机;互感耦合;等效磁路模型

中图分类号: TM352 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2010)04-0071-05

Equivalent Magnetic Circuit Model and Finite Element Analysis of Mutually Coupled Switched Reluctance Machine

SUI Hongliang, LIANG Deliang, DING Wen

(State Key Lab of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: By analyzing the structure and principle of MCSRМ, the equivalent magnetic circuit model (EMCM) for the machine is constructed, where the equivalent magnetic circuit concept is introduced. The mathematical formulas of air-gap permeance are derived in one phase cycle, and the nonlinear equivalent magnetic circuit equations for MCSRМ are solved with the Gauss-Seidel method. Then, the static characteristics and steady-state operation performance of MCSRМ are predicted by the nonlinear magnetic parameter method. The computing rate for this model gets much higher than finite element method and it is suitable for initial machine design. The electromagnetic characteristics are obtained with the finite element analyzing software and the error of the proposed model is less than 20%.

Keywords: switched reluctance machine; mutually coupled; equivalent magnetic circuit model

开关磁阻电机(SRM)及其驱动系统是一种新型调速系统,已经在电动汽车、家用电器、航空工业等不同领域得到了广泛的应用.它具有结构简单、调速范围宽、系统可靠性高等优点^[1],但转矩脉动大、噪声污染严重也是其自身难以克服的缺点.同时,在SRM控制方面也涌现出大量先进的策略,并取得了有益的成果,但是目前国内关于通过改变SRM绕组分布形式以及驱动电路拓扑结构,进而改善和优

化SRM性能的研究却颇少.

传统的SRM一般采用集中绕组,即相对的两个定子极上所绕的线圈构成一相绕组,转子上既无绕组,也没有永磁体,驱动电路主要采用不对称半桥逆变电路.互感耦合开关磁阻电机(MCSRМ)首先由Mecrow提出^[2],在电机结构不变的前提下,将传统的集中绕组改为整距绕组,对MCSRМ的不同绕组连接方式以及通电方式进行了详细的阐述^[3],并

对不同的驱动电路拓扑结构进行了对比分析^[4]. 研究表明:全桥拓扑结构更适合做 MCSRM 的驱动电路,不对称半桥逆变电路虽然在容错能力方面优于全桥逆变电路,但是难以满足 MCSRM 多相双(单)向通电的要求,而且当多相绕组同时通电时,其功率器件损耗将成倍增加,对功率器件的散热性能要求很高.

大量的有限元分析结果表明,传统的 SRM 的相间互感效应可以忽略,转矩的大小仅与通电相的电流以及该相自感的变化率有关,与其他相的电流及电感变化率无关,只有当自感的变化率大于 0 时才能产生正转矩,因此在一个自感周期内,至多 1/2 的时间用于产生正转矩^[5],导致绕组利用率低. 然而, MCSRM 可以两相或多相同时导通,利用相间互感的变化产生转矩,改善了电路及磁路的利用率^[6],提高了转矩输出能力及功率密度^[7-8].

本文利用等效磁路法建立了 MCSRM 的非线性数学模型,并对其静态特性及稳态运行性能进行了分析计算,并与二维有限元计算结果比较验证了模型的正确性. 本文以定、转子极为 6/4 极三相 MCSRM 为例进行分析,其绕组连接方式采用三角连接,通电方式为两相同时通电.

1 MCSRM 的基本工作原理

传统的 SRM 多采用集中绕组,而 MCSRM 采用分布绕组. 图 1 给出转子位置角 $\theta=0^\circ$ 时的三相 6/4 极 MCSRM 绕组分布图,其中由 A-X、B-Y、C-Z 构成三相绕组.

磁路的非线性是 SRM 的重要特征,因此电磁转矩必须根据磁共能来计算,即

$$T(\theta, i) = \partial W'(\theta, i) / \partial \theta \quad (1)$$

式中: W' 为磁共能; i 为绕组相电流. 在传统的开关磁阻电机中,为了简化分析,可假设磁路是线性的,则电磁转矩

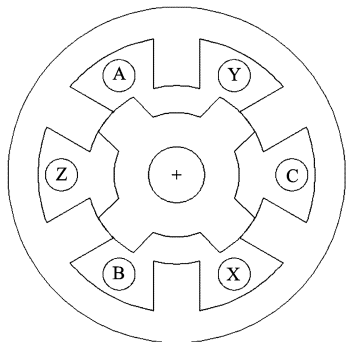


图 1 MCSRM 的绕组分布图

$$T = (1/2) i^2 dL/d\theta \quad (2)$$

式中: L 是每相的自感. MCSRM 的每相自感基本上是一个常数^[2],电机转矩的产生主要来源于相间互感变化率,则

$$W' = M_{ab} i_a i_b + M_{bc} i_b i_c + M_{ca} i_c i_a \quad (3)$$

从而得到电磁转矩

$$T = i_a i_b \frac{dM_{ab}}{d\theta} + i_b i_c \frac{dM_{bc}}{d\theta} + i_c i_a \frac{dM_{ca}}{d\theta} \quad (4)$$

式中:下标 a、b、c 代表三相绕组; M 是相间互感. 在任一时刻都有两相同时导通,当 a、b 两相同时通电时,其电磁转矩表达式为

$$T = i_a i_b dM_{ab}/d\theta \quad (5)$$

2 MCSRM 数学模型

2.1 等效磁路

为建立准确的等效磁路模型(EMCM),首先要根据 MCSRM 的磁场分布来建立合理的等效磁路网络. 图 1 表明 MCSRM 与传统 SRM 的定、转子结构没有改变,只是绕组结构发生变化,两电机的磁路网络很相似,关键问题是在 MCSRM 的磁路网络中磁动势源应如何放置,本文采用文献[9]的方法,将磁动势源置于定子铁心轭部. 图 2 给出了 $\theta=0^\circ$ 及 $\theta=45^\circ$ 两个典型位置的等效磁网络模型.

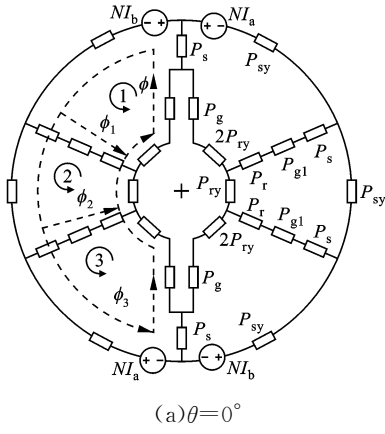
2.2 气隙磁导的推导

分割法是一种常用的计算气隙磁导方法,它考虑了槽深对磁导数值的影响,能适应各种不同的几何尺寸,且计算结果比较精确^[10-11]. 其基本原理是在计算各个小区域的气隙磁导时,通常把不规则形状的磁路等效成简单的、便于计算的磁路,如用直线形和圆弧形组合来代替原磁路^[12].

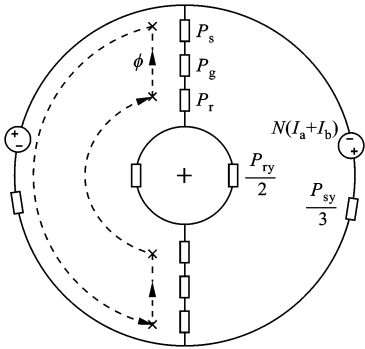
MCSRM 的定、转子极间气隙可以看作是极距不等的双开槽结构,使用分割法来推导气隙磁导公式时有以下假设:① 铁心磁导率无穷大,磁力线垂直于铁心表面;② 磁场沿轴向均匀分布^[10].

根据定子磁极与转子磁极的相对关系,在 $\tau_r/2$ 区域内分为 5 个特征区间^[2],它们分别是

$$\left. \begin{aligned} e_1: & 0 \leq \alpha < \alpha_1 = \frac{1}{2}(\beta_r - \beta_s) \\ e_2: & \alpha_1 \leq \alpha < \alpha_2 = \frac{1}{2}(\tau_r - \tau_s) \\ e_3: & \alpha_2 \leq \alpha < \alpha_3 = \frac{1}{2}(\tau_r - \beta_r) \\ e_4: & \alpha_3 \leq \alpha < \alpha_4 = \frac{1}{2}(\beta_r + \beta_s) \\ e_5: & \alpha_4 \leq \alpha < \alpha_5 = \frac{1}{2}(\beta_r + \tau_s) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$



(a) $\theta=0^\circ$



(b) $\theta=45^\circ$

P_{sy} 、 P_s 、 P_{ry} 和 P_r 分别是定子轭、定子齿、转子轭和转子齿部磁导,它们都是相应磁路中磁密的非线性函数; P_g 和 P_{g1} 是定子各齿表面和转子各齿表面之间的间隙磁导;
 NI_k 为定子绕组等效磁动势源, N 为定子分布绕组匝数, I_k 为第 k ($k=a, b, c$)相的相电流

图 2 MCSRM 的等效磁网络模型

式中: α 是定、转子极中心线之间的夹角; β_s 、 β_r 是用弧度表示的定、转子极弧; τ_s 、 τ_r 是用弧度表示的定、转子极距.转子位置角 θ 与 α 之间存在如下关系

$$\theta = \frac{1}{2}\tau_r - \alpha \quad (7)$$

根据磁通分布情况,将每个区间分为若干个子区域,使每个子区域内的磁场量近似恒定.本文只对区间 e_5 的气隙磁导进行推导,其他区间气隙磁导可参考文献[10]进行求解,其方法类似.其中,区间 e_2 、 e_3 、 e_4 、 e_5 的EMCM与图2a相同,区间 e_1 的EMCM与图2b相同.

图3是采用分割法对区间 e_5 的计算示意图,图中各子区域有关尺寸为

$$n_1 = \frac{1}{2}\beta_s \frac{1}{2}D_{si} \quad (8a)$$

$$n_2 = \left[\frac{\tau_r}{2} - \frac{1}{2}(\beta_s + \beta_r) \right] \frac{1}{2}D_{si} \quad (8b)$$

$$n_3 = \frac{1}{2}h_s - n_2; x_1 = \frac{h_r}{\beta_s} \quad (8c)$$

$$\beta_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2}\beta_s; \beta_2 = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2}\beta_r; \beta_3 = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N_s} \quad (8d)$$

式中: D_{si} 为定子内径; h_s 、 h_r 分别为定、转子极身高度; N_s 为定子极数; x_1 为转子极左侧磁力线的分界点; β_1 为定子磁极两侧的倾角; β_2 为转子磁极两侧的倾角; β_3 为定子轭内侧倾角.

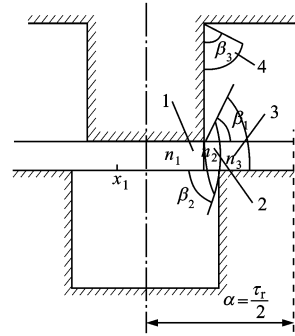


图 3 区间 e_5 的磁导计算示意图

在子区域 1 中,气隙比磁导为

$$p_1 = \int_{n_2}^{n_1+n_2} \frac{1}{g + \beta_2 x} dx = \frac{1}{\beta_2} \ln \left(1 + \frac{\beta_2 n_1}{g + \beta_2 n_2} \right) \quad (9a)$$

$$p_1 = \frac{(n_1 + n_2 - x_1)}{g + h_r} + \int_{n_2}^{x_1} \frac{dx}{g + \beta_2 x} = \frac{(n_1 + n_2 - x_1)}{g + h_r} + \frac{1}{\beta_2} \ln \left(\frac{g + \beta_2 x_1}{g + \beta_2 n_2} \right) \quad (9b)$$

在子区域 2 中,气隙比磁导为

$$p_2 = \int_0^{n_2} \frac{dx}{g + \beta_1 x + \beta_2 (n_2 - x)} = \frac{1}{\beta_1 - \beta_2} \ln \left(1 + \frac{(\beta_1 - \beta_2)n_2}{g + \beta_2 n_2} \right) \quad (10)$$

在子区域 3 中,气隙比磁导为

$$p_3 = \int_{n_2}^{n_3+n_2} \frac{1}{g + \beta_1 x} dx = \frac{1}{\beta_1} \ln \left(1 + \frac{\beta_1 n_3}{g + \beta_1 n_2} \right) \quad (11)$$

在子区域 4 中,气隙比磁导为

$$p_4 = \int_0^{h_r/2} \frac{dx}{\beta_3 x} = \frac{1}{\beta_3} \ln \left(\beta_3 \frac{h_r}{2} \right) \quad (12)$$

所以,根据磁路的对称性可得总的气隙比磁导为

$$p = 2(p_1 + p_2 + p_3 + p_4) \quad (13)$$

由比磁导定义可得气隙磁导

$$P = \mu_0 l_{ef} p \quad (14)$$

式中: μ_0 为真空磁导率; l_{ef} 为电机铁心实际长度.

2.3 非线性方程的求解

在 MCSRM 的等效磁路网络中,铁心材料及电机结构尺寸是已经知道的,即铁心的磁导率及铁心中磁通路径的横截面积、路径长度均是已知的,根据磁导的定义很容易求得 P_s 、 P_r 、 P_{sy} 及 P_{ry} .

仿照电路的支路电流法,可得图 2a 中的 3 个回路关于磁通 ϕ_1 、 ϕ_2 、 ϕ_3 的磁路方程

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{P_{sy}} + \frac{2}{P_s} + \frac{1}{2P_{ry}} + \frac{1}{P_g} \\ \frac{1}{P_{sy}} + \frac{1}{P_{ry}} \\ \frac{1}{P_{sy}} + \frac{1}{P_s} + \frac{1}{P_r} + \frac{1}{P_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} NI_b \\ 0 \\ NI_a \end{bmatrix} \quad (15)$$

统一表示成矩阵形式

$$\mathbf{R}\boldsymbol{\phi} = \mathbf{F} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{R}$ 为磁阻矩阵; $\boldsymbol{\phi}$ 为磁通向量; $\mathbf{F}$ 为磁动势向量. 式(16)的求解可采用高斯-赛德尔迭代法,求得向量 $\boldsymbol{\phi}$,然后计算定、转子齿部及轭部的磁通密度,根据铁心材料 μ - B 属性获得新的铁心材料磁导率 μ ,重新计算 P_s 、 P_r 、 P_{sy} 及 P_{ry} . 重复这一过程,直至两次迭代所得结果的误差小于给定值为止. 一旦获得 $\boldsymbol{\phi}$,即可计算磁链,对于图 2a 可得互感磁链

$$\Psi = 2N(\phi_1 + \phi_2 + \phi_3) \quad (17)$$

同时,磁共能也易求得

$$W(\theta, i_a, i_b) = \int_0^I \Psi(\theta, i_a, i_b = 0) di + \int_0^I \Psi(\theta, i_a = I, i_b) di \quad (18)$$

再用差商来代替式(1)的微商,即

$$T(\theta, i_a, i_b) = \frac{W(\theta + \Delta\theta, i_a, i_b) - W(\theta, i_a, i_b)}{\Delta\theta} \quad (19)$$

这样,利用数值计算方法就可以求得 MCSRM 的转矩. 另外,根据非线性磁参数法^[10],通过曲线族 $\Psi(i, \theta)$,可以对 MCSRM 的稳态运行电流及转矩进行求解.

3 数学模型的有限元(FEA)验证

为了验证上述数学模型的正确性,对设计的样机进行了非线性磁场的有限元仿真计算,并获得了电机的静态及稳态运行数据. 表 1 为电机实际结构参数,电机铁心材料选用 D23 硅钢片叠压而成.

3.1 静态特性

图 4 给出了 MCSRM 磁链模型计算和有限元

表 1 MCSRM 的结构参数

定子外径/mm	240
定子轭高/mm	21.5
铁心长度/mm	190.5
定子极弧/(°)	30
转子极弧/(°)	32
转子轭高/mm	24.5
转子内径/mm	40
气隙长度/mm	0.3

分析结果的比较曲线. 图 5 给出了 MCSRM 静态矩角特性的模型计算和有限元分析结果的比较曲线. 从磁链曲线可以看出,在最小电感位置($\theta=0^\circ$)时,数学模型和有限元分析结果误差最小;在最大电感位置($\theta=45^\circ$)时,数学模型和有限元分析结果误差最大,但最大误差不超过 15%. 由于电流的增大,使磁路的非线性度增加,导致静态矩角特性的误差也随之增大,但最大误差不超过 20%,说明该数学模型是基本正确的.

3.2 稳态运行性能

利用电机的等效磁网络可以很容易求出磁场储能,从而根据非线性磁参数法^[10]来分析电机的稳态性能. 由图 6、图 7 可见,非线性磁参数法与有限元

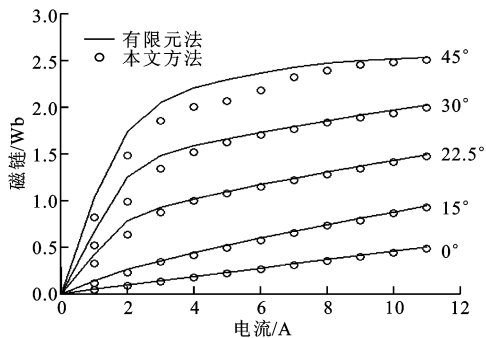


图 4 不同转子位置角下磁链随相电流的变化

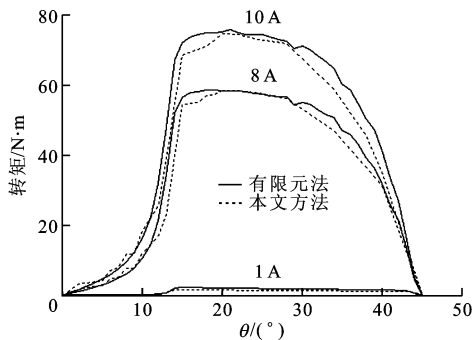


图 5 不同绕组电流下的矩角特性

分析结果基本吻合,由于 $\Psi(i, \theta)$ 磁化曲线族不精确,导致稳态电流出现平顶现象,电磁转矩波形出现个别点突变,这是因为数值微分计算过程中误差积累造成的。

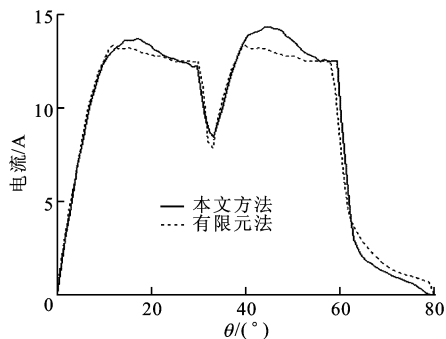


图6 稳态运行相电流波形

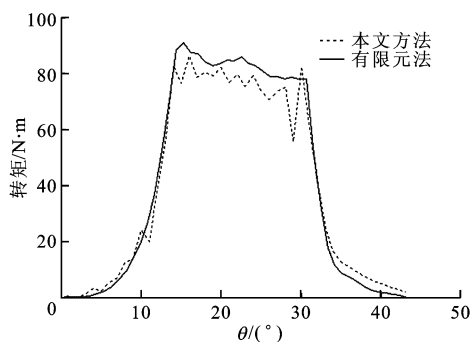


图7 稳态运行电磁转矩波形

4 结 论

本文基于MCSRМ的结构和运行原理,利用等效磁路法,建立了电机的非线性数学模型。在一个相周期内对气隙磁导进行了详细分解计算,利用高斯-赛德尔迭代法求解了非线性磁通矩阵方程,获得了电机的磁链及矩角特性,并进一步利用非线性磁参数法对电机的稳态运行性能进行了分析。在此基础上,利用有限元软件从电磁场分析的角度计算了电机的电磁特性,验证了该数学模型的正确性。该数学模型为MCSRМ的深入研究奠定了良好的模型基础。

参考文献:

- [1] 吴建华. 开关磁阻电机设计与应用[M]. 北京:机械工业出版社,2006:9-12.
- [2] MECROW B C. Fully-pitched winding switched reluctance and stepping motor arrangements [J]. IEE Pro-

ceedings Electric Power Applications, 1993, 140(1): 61-70.

- [3] BARRASS P G, MECROW B C, CLOTHIER A C. Bipolar operation for fully-pitched winding switched reluctance drives [J]. IEE Electrical Machines and Drives, 1995, 412:252-256.
- [4] MECROW B C, CLOTHIER A C, BARRASS P G, et al. Drive configurations for fully-pitched winding switched reluctance machines[C]//Conference Record of the 1998 IEEE Industry Applications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1998: 563-570.
- [5] LAWRENSON P J, JSTEPHENSON J M, BLENKINSOP P T, et al. Variable speed switched reluctance motors [J]. Proc Inst Elect Eng, 1980, 127(B): 253-265.
- [6] MECROW B C. New winding configurations for doubly salient reluctance machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32: 1348-1356.
- [7] YILMAZ K, MESE E. Comparison between short-pitched and unipolar excited fully-pitched switched reluctance motors for equal electrical losses [J]. The Arabian Journal for Science and Engineering, 2008, 33 (2B):473-486.
- [8] XU Y, TORREY D A. Study of the mutually coupled switched reluctance machine using the finite element-circuit coupled method [J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 2002, 149(2):81-86.
- [9] KOKERNAK J M, TORREY D A. Magnetic circuit model for the mutually coupled switched reluctance machine [J]. IEEE Transactions on Magnetic, 2000, 36(2): 500-507.
- [10] 詹琼华. 开关磁阻电动机[M]. 武汉:华中理工大学出版社,1992: 114-116, 157-175,191-198.
- [11] 王蕾, 李光友, 张强. 磁通反向电机的变网络等效磁路模型 [J]. 电工技术学报, 2008, 23(8): 18-23.
WANG Lei, LI Guangyou, ZHANG Qiang. Network varying equivalent magnetic circuit modeling of a flux reversal machine [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(8): 18-23.
- [12] 丁文, 梁得亮. 12/8极双通道开关磁阻电机非线性数学模型与有限元分析[J]. 电机与控制学报, 2009, 13 (2): 190-196.
DING Wen, LIANG Deliang. Nonlinear mathematic model and finite element analysis for a 12/8 pole dual-channel switched reluctance machine [J]. Electric machines and control, 2009, 13(2):190-196.

(编辑 杜秀杰)