

# 旋转电机绕组磁链的三维有限元分析

谢德馨<sup>1</sup>, 阎秀恪<sup>1</sup>, 张奕黄<sup>2</sup>, 曾建斌<sup>1</sup>

(1. 沈阳工业大学, 辽宁省 沈阳市 110023; 2. 北京交通大学, 北京市 海淀区 100044)

## Three Dimensional Finite Element Analysis of Winding Magnetic Flux Linkage in Rotary Electric Machines

XIE De-xin<sup>1</sup>, YAN Xiu-ke<sup>1</sup>, ZHANG Yi-huang<sup>2</sup>, ZENG Jian-bin<sup>1</sup>

(1. Shenyang University of Technology, Shenyang 110023, Liaoning Province, China;  
2. Beijing Jiaotong University, Haidian District, Beijing 100044, China)

**ABSTRACT:** A method is presented which is used to calculate the magnetic linkage of winding and its end-part leakage inductance in rotary electric machines with nonsinusoidal excitations based on 3D finite element analysis and mesh re-construction. The magnetic linkages of winding end part for a switched reluctance motor with 3-phase, 12/8 poles are computed, and the numerical results of inductances of winding end part versus the rotor positions and the electric currents of the adjacent windings are given. The method could be also used for the 3D magnetic linkage calculation of common rotary electric machines and other electromagnetic devices. The computation examples show the condition and necessity of considering the effect of magnetic fields in winding end parts.

**KEY WORDS:** three dimensional magnetic field; field-circuit coupled problems; finite element analysis; magnetic flux linkage; inductance of winding end part

**摘要:** 针对非正弦电压供电的旋转电机稳态或动态性能仿真, 提出了一种基于三维有限元分析和网格重构的绕组磁链和端部漏电感的计算方法, 根据所提出的方法, 计算了一种三相 12/8 极开关磁阻电机的绕组端部磁链, 并给出了端部漏电感随转子位置和邻近绕组电流变化的曲线族。该计算方法也可用于旋转电机或其它电磁装置的三维磁链计算。具体算例说明了考虑端部漏磁场效应的条件和必要性。

**关键词:** 三维磁场; 场-路耦合问题; 有限元分析; 磁链; 绕组端部电感

基金项目: 国家 863 高技术基金项目(2002A501622-01)。

The National High Technology Research and Development of China (863 Programme)(2002A501622-01)。

## 0 引言

对非正弦电压供电的旋转电机进行稳态或动态性能仿真, 需要计算电路系统、电磁场和机械系统的耦合问题。目前这类问题有几种处理方法: 一种是场路耦合法, 通常采用时步(time-stepping)有限元模型或其它数值模型, 建立场-路直接耦合方程, 针对每一个离散的转子位置联立求解, 而对含有转角和转矩的机械系统方程则采用间接耦合方式, 通过某种迭代过程求得整个机电系统时间与空间的数值解<sup>[1-8]</sup>; 另一种可称为参数法, 以电路系统和机械系统的有关物理量作为状态变量, 建立状态方程, 采用常微分方程组的某一数值解法求得各状态变量随时间的变化, 其中电路系统的电感参数利用电磁场的数值解法求出<sup>[9-11]</sup>。此外还有等效磁网络法<sup>[12-13]</sup>等。不过, 在采用这些方法的很多文献中, 电磁场计算均以电机轴向长度内的二维分析为基础, 而端部磁场将“端部漏电感”以简化的常数方式包含在电路方程中。

电机绕组的电感参数依赖于链过绕组相应部分的磁链, 从而依赖于该部分绕组周围的磁场分布。绕组的端部漏电感取决于电机端部的漏磁场, 其空间分布特点是三维的, 为了准确计算端部漏电感, 需要进行三维磁场分析。实现包括转子运动在内的三维磁场计算目前并不困难, 但利用三维数值分析的结果计算磁通或磁链的文章很少见。文献[14]提出了一种计算磁通的方法, 但是不便应用于电机绕组磁链的计算。此外, 在非正弦供电电机的运行过程中, 端部磁场是随转子位置和邻近绕组电流的瞬时分布而变化的, 漏磁链与漏电感也相应地变

化,以往简单地将漏电感作为常数代入电路方程,就不能计入这一因素。当电机铁心长度与直径之比(下文中简称长细比)较小时,端部漏电感的作用增强,因而更需要准确地确定不同绕组端部漏磁链的空间分布与时间变化。

本文提出一种基于三维有限元分析的旋转电机绕组磁通链计算方法,并应用于一种开关磁阻电机的端部漏电感计算,将所得到的漏电感曲线代入上述两类方法的电路方程作为变化的电路参数,得到了满意的结果,证明了方法的可行性。

## 1 三维有限元分析中的磁链计算

### 1.1 绕组磁链的离散化表达式

若采用矢量磁位  $\mathbf{A}$  作为未知函数,在二维磁场的有限元分析中,磁通的计算是简单而直接的一任意两个节点间矢量磁位轴向分量的差,即等于这两点间沿轴向单位长度所构成的面积内通过的磁通量。三维情况下的磁通和磁链计算则较为复杂,涉及到单元形状和积分路径等问题。

根据磁通定义,通过任意给定表面  $S$  的磁通为

$$\mathbf{f} = \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{ds} \quad (1)$$

式中  $\mathbf{B}$  为磁通密度。文献[3]直接利用上式导出磁通的计算格式。不过,在电机设计中,设计者关心的是链过绕组的磁链。如果电机绕组由  $N$  匝细导线构成,假设导线截面积可以忽略不计,且  $N$  匝细导线的空间位置重合在一起,则线圈匝链的磁链  $\mathbf{y}$  可按式(2)计算为

$$\mathbf{y} = N\mathbf{f} = N \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{ds} \quad (2)$$

但是,实际上电机绕组导线的截面积不能忽略不计,因此上式只具有理论上的意义。为了计算实际绕组的磁链,从矢量磁位的线积分式(3)出发更为方便。

$$\mathbf{f} = \int_L \mathbf{A} \cdot \mathbf{dl} \quad (3)$$

式中:  $L$  为表面  $S$  的边界曲线;  $\mathbf{f}$  为穿过该表面的磁通。

图1为三维有限元分析中磁链计算的示意图。

为清楚起见,图中只画出了绕组的一半。

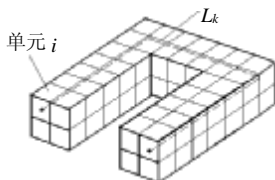


图1 绕组磁链积分路径示意图  
Fig. 1 Sketch map of the integral path for magnetic flux linkage

假设绕组截面被分成若干立体单元,  $L_k$  为其中的一条积分路径(在图示情况下共有4条积分路径),在路径  $L_k$  上的线积分对整个绕组磁链的贡献为

$$\mathbf{y}_k = (NS_k/S)\mathbf{f}_k = (NS_k/S) \int_{L_k} \mathbf{A} \cdot \mathbf{dl} \quad (4)$$

式中:  $k=1, 2, \dots, m$ ,  $m$  为积分路径数。在图1中  $m=4$ ;  $S$  和  $S_k$  分别为绕组截面积和积分路径  $L_k$  穿过的单元截面积。

式(4)中的线积分可由积分路径通过的各单元积分的和来表示:

$$\int_{L_k} \mathbf{A} \cdot \mathbf{dl} = \sum_{i=1}^{LE} \int_{l_{ki}} \mathbf{A} \cdot \mathbf{dl} \quad (5)$$

式中:  $l_{ki}$  为单元  $i$  中的积分路径段,  $LE$  为积分路径  $L_k$  通过的单元数。

将式(5)代入式(4),并对所有积分路径求和,可得整个绕组匝链的磁链为

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^m \mathbf{y}_k = \frac{N}{S} \sum_{i=1}^{LE_{\text{total}}} S_i \int_{l_i} \mathbf{A} \cdot \mathbf{dl} \quad (6)$$

式中:  $S_i$  为单元  $i$  与积分路径垂直的截面积;  $l_i$  为单元  $i$  中的积分路径段;  $LE_{\text{total}}$  为整个绕组区域的单元总数。

### 1.2 单元对磁链积分的贡献

式(6)中的线积分可利用单元形状函数解析地求出。本节将给出电机三维磁场分析中常用的6节点5面体和8节点6面体单元所对应的表达式。为提高计算精度,对于这两种单元,积分路径均取上、下表面的质心连线,由此可将这一线积分写成

$$\int_{l_i} \mathbf{A} \cdot \mathbf{dl} = \int_{P_1}^{P_2} \mathbf{A} \cdot \mathbf{dl} = \int_{P_1}^{P_2} A_x dx + A_y dy + A_z dz \quad (7)$$

式中  $P_1$  和  $P_2$  分别为单元上、下表面的质心。在有限元分析中,单元矢量磁位的插值函数可表示为

$$\begin{cases} A_x = \sum_{j=1}^g N_j(\mathbf{x}, \mathbf{h}, \mathbf{z}) A_{xj} \\ A_y = \sum_{j=1}^g N_j(\mathbf{x}, \mathbf{h}, \mathbf{z}) A_{yj} \\ A_z = \sum_{j=1}^g N_j(\mathbf{x}, \mathbf{h}, \mathbf{z}) A_{zj} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $g$  为单元节点数;  $N_j(\mathbf{x}, \mathbf{h}, \mathbf{z})$  为单元形状函数。

总体坐标与局部坐标的关系为

$$\begin{cases} x = \sum_{j=1}^g N_j(\mathbf{x}, \mathbf{h}, \mathbf{z}) x_j \\ y = \sum_{j=1}^g N_j(\mathbf{x}, \mathbf{h}, \mathbf{z}) y_j \\ z = \sum_{j=1}^g N_j(\mathbf{x}, \mathbf{h}, \mathbf{z}) z_j \end{cases} \quad (9)$$

对于 6 节点 5 面体单元，如图 2 所示，其形状函数为

$$\begin{cases} N_1 = 0.5(1-z)(1-x-h) \\ N_2 = 0.5(1-z)x \\ N_3 = 0.5(1-z)h \\ N_4 = 0.5(1+z)(1-x-h) \\ N_5 = 0.5(1+z)x \\ N_6 = 0.5(1+z)h \end{cases} \quad (10)$$

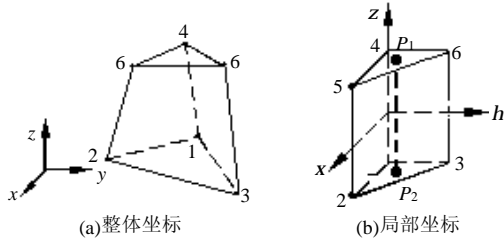


图 2 6 节点 5 面体单元及其积分路径(线段  $P_1-P_2$ )

Fig. 2 6-node pentahedral finite element with the integral path fraction

其单元顶点的局部坐标为

$$(x_j, h_j, z_j) = \begin{cases} 0, 0, -1 \\ 1, 0, -1 \\ 0, 1, -1 \\ 0, 0, 1 \\ 1, 0, 1 \\ 0, 1, 1 \end{cases} \quad (11)$$

由此可知其上、下表面的质心坐标  $P_1$  和  $P_2$  分别为  $(1/3, 1/3, 1)$  和  $(1/3, 1/3, -1)$ ，因此在积分路径段  $P_1-P_2$  上，矢量磁位的各分量为

$$\begin{cases} A_x = \frac{1}{6}(1-z)(A_{x1} + A_{x2} + A_{x3}) + \frac{1}{6}(1+z)(A_{x4} + A_{x5} + A_{x6}) \\ A_y = \frac{1}{6}(1-z)(A_{y1} + A_{y2} + A_{y3}) + \frac{1}{6}(1+z)(A_{y4} + A_{y5} + A_{y6}) \\ A_z = \frac{1}{6}(1-z)(A_{z1} + A_{z2} + A_{z3}) + \frac{1}{6}(1+z)(A_{z4} + A_{z5} + A_{z6}) \end{cases} \quad (12)$$

考虑到

$$\begin{aligned} dx &= \frac{\partial x}{\partial x} dx + \frac{\partial x}{\partial h} dh + \frac{\partial x}{\partial z} dz \\ dy &= \frac{\partial y}{\partial x} dx + \frac{\partial y}{\partial h} dh + \frac{\partial y}{\partial z} dz \\ dz &= \frac{\partial z}{\partial x} dx + \frac{\partial z}{\partial h} dh + \frac{\partial z}{\partial z} dz \end{aligned}$$

并且在路径段  $P_1-P_2$  上有  $dx = dh = 0$ ，所以式(7)中的长度微元表达式为

$$\begin{cases} dx = \frac{\partial x}{\partial z} dz = \frac{1}{6} \left( \sum_{j=4}^6 x_j - \sum_{j=1}^3 x_j \right) \\ dy = \frac{\partial y}{\partial z} dz = \frac{1}{6} \left( \sum_{j=4}^6 y_j - \sum_{j=1}^3 y_j \right) \\ dz = \frac{\partial z}{\partial z} dz = \frac{1}{6} \left( \sum_{j=4}^6 z_j - \sum_{j=1}^3 z_j \right) \end{cases} \quad (13)$$

将式(12)、式(13)代入式(7)，可得

$$\int_{l_i} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} = \int_{P_1}^{P_2} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} = \frac{1}{18} \left[ \left( \sum_{j=4}^6 x_j - \sum_{j=1}^3 x_j \right) \sum_{j=1}^6 A_{xj} + \left( \sum_{j=4}^6 y_j - \sum_{j=1}^3 y_j \right) \sum_{j=1}^6 A_{yj} + \left( \sum_{j=4}^6 z_j - \sum_{j=1}^3 z_j \right) \sum_{j=1}^6 A_{zj} \right] \quad (14)$$

对于 8 节点 6 面体单元，如图 3 所示，其形状函数为

$$N_j = (1/8)(1+x_j x)(1+h_j h)(1+z_j z) \quad j=1, 2, \dots, 8 \quad (15)$$

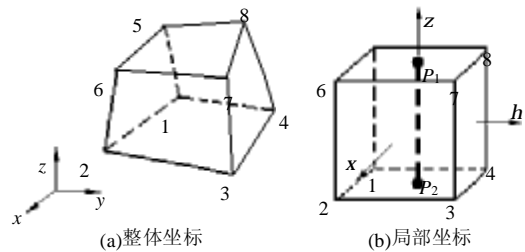


图 3 8 节点 6 面体单元及其积分路径(线段  $P_1-P_2$ )

Fig. 3 8-node hexahedral finite element with the integral path fraction  $P_1-P_2$

其单元顶点坐标为

$$(\xi_j, \eta_j, \zeta_j) = \begin{cases} -1, -1, -1 \\ 1, -1, -1 \\ 1, 1, -1 \\ -1, 1, -1 \\ -1, -1, 1 \\ 1, -1, 1 \\ 1, 1, 1 \\ -1, 1, 1 \end{cases} \quad (16)$$

其上、下表面的质心坐标  $P_1$  和  $P_2$  分别为  $(0,0,1)$  和  $(0,0,-1)$ 。与 6 节点 5 面体类似，可推出 8 节点 6 面体单元中矢量磁位的线积分为

$$\int_{l_i} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} = \int_{P_1}^{P_2} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} = \frac{1}{32} \left[ \left( \sum_{j=5}^8 x_j - \sum_{j=1}^4 x_j \right) \sum_{j=1}^8 A_{xj} + \left( \sum_{j=5}^8 y_j - \sum_{j=1}^4 y_j \right) \sum_{j=1}^8 A_{yj} + \left( \sum_{j=5}^8 z_j - \sum_{j=1}^4 z_j \right) \sum_{j=1}^8 A_{zj} \right] \quad (17)$$

上述积分路径取为单元上、下表面质心连线是对大多数单元而言。对于位于绕组端部拐角处的单元，其积分路径的选取有些不同，如图 4 中的单元

a 和 b 所示。

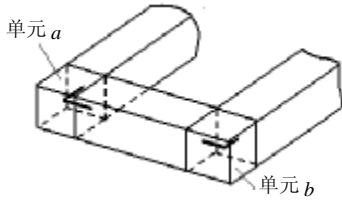


图4 绕组拐角处的单元积分路径(用粗线表示)

Fig. 4 Special integral fractions in the element at corners (The bold lines indicate the path fraction)

## 2 开关磁阻电机绕组端部动态电感的计算

### 2.1 绕组端部的网格重构

以一台 3 相 12/8 极 5kW 开关磁阻电机为例, 说明其绕组端部动态电感的计算。图 5 显示了某一转子位置下电机的定子、转子、绕组和转轴部分的三维磁场分析有限元网格。由于对称性, 计算场域取为电机轴向长度的一半。

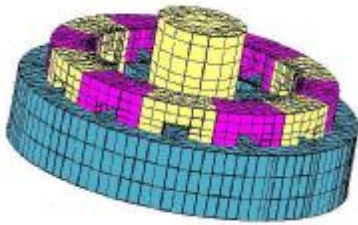
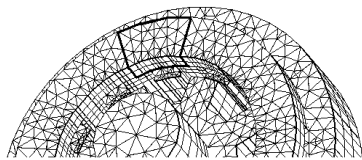


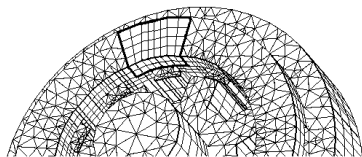
图5 开关磁阻电机磁场分析的部分有限元网格

Fig. 5 Parts of FE mesh of a SRM

根据旋转电机的结构特点, 在三维磁场分析中采用 5 面体单元能够细致地描述铁心横截面内的齿槽几何形状。但是, 在绕组端部, 对于 5 面体单元来说, 磁链的积分路径已不再是上、下表面的质心连线, 这使得绕组端部的磁链计算变得更复杂。图 6 显示了开关磁阻电机一相绕组端部的原始网格和重构以后的网格。为了简化计算, 采用了绕组端部网格重构的方法, 其步骤为: 先进行考虑转子运动



(a)原始的有限元网格



(b)重构后用于磁链计算的网格

图6 绕组端部网格重构示意图

Fig. 6 Mesh-Reconstruction after solution of FE analysis

的开关磁阻电机三维磁场分析, 对应于每一转子位置, 当求得矢量磁位的解之后, 在绕组端部区域采用 8 节点 6 面体重新构成网格, 并将原 6 节点 5 面体单元矢量磁位的计算结果应用插值方法赋予重构以后的网格节点。

### 2.2 绕组端部漏电感的计算

电机第  $i$  个绕组的电压方程可表示为

$$u_i = r_i + \frac{dy_i}{dt} = r_i + \frac{dy_{ci}}{dt} + \frac{dy_{ai}}{dt} \quad (18)$$

式中:  $y_i = y_{ci} + y_{ai}$  为整个绕组匝链的磁链;  $y_{ci}$  为铁心部分绕组所匝链的磁链;  $y_{ai}$  为端部绕组匝链的磁链。由于铁心部分绕组围绕的介质是铁磁物质, 需要考虑磁饱和的影响, 因此不能用简单的电感参数来表示磁链  $y_{ci}$ , 而端部绕组周围介质是空气, 因而端部绕组匝链的磁链与绕组电流呈线性关系, 端部漏电感可按式(19)计算

$$L_{end} = \frac{y_{ai}}{i_i} \quad (19)$$

由此式(18)中最后一项可重写为

$$\frac{dy_{ai}}{dt} = L_{end} \frac{di_i}{dt} \quad (20)$$

式中  $L_{end}$  为绕组端部总的漏电感, 既包含所研究绕组的自漏感, 也包含了相邻绕组的互漏感。

计算表明,  $L_{end}$  不仅依赖于转子位置, 且与绕组中的电流分布有关, 从而与相邻绕组的互磁链有关。对于 5kW 三相 12/8 极开关磁阻电机, 本文将 B 相、C 相电流按与 A 相电流不同的比例赋值, 通过三维磁场分析及磁链计算, 考察 A 相绕组端部电感在一周期内随转子位置及电流变化的曲线, 结果如图 7、图 8 所示。

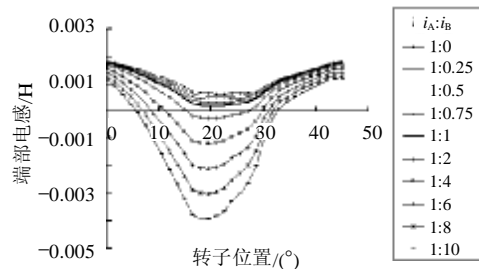


图7 随转子位置及 A、B 相电流变化的 A 相绕组端部漏电感曲线族

Fig. 7 Leakage inductance of end part of winding A versus rotor positions and current of winding A and B

将上述端部漏电感曲线代入式(18), 应用二维场-路-运动耦合模型对上述开关磁阻电机进行稳态和动态特性分析, 得到了与试验数据(参见文献[15])相吻合的计算结果, 验证了数学模型与计算

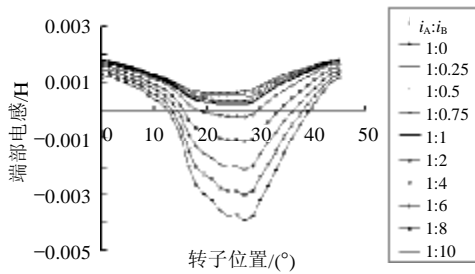


图 8 随转子位置及 A、C 相电流变化的 A 相绕组端部漏电感曲线族

Fig. 8 Leakage inductance of end part of winding A versus rotor positions and current of winding A and C

程序的实用性。图 9 为铁心长度为 60mm、铁心长细比为 0.387，开关磁阻电机转速为 1000r/min 时考虑和不考虑端部磁场效应时得到的一相电流和电磁转矩波形。尽管两种情况下波形的差别不太大，但电流均方根值和平均转矩误差均已超过 5%，如表 1 所示。当电机的铁心长细比较小时，端部漏电感的影响增大，表 1 列出了上述开关磁阻电机改

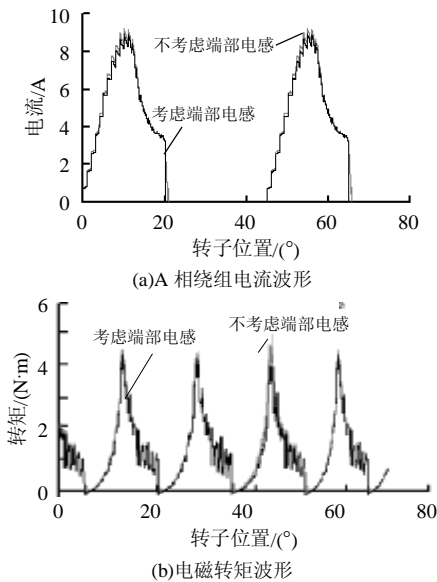


图 9 两种情况下 A 相电流和电磁转矩的比较  
Fig. 9 Comparison of A-phase current and electromagnetic torque in two cases

表 1 电机铁心长细比变化时端部磁场对电机性能影响的比较

Tab. 1 Comparison of the influences of end-part-magnetic field with different ratio of iron-length to diameter on the motor performances

电机铁心长度/mm	铁心长度与定子外径之比	绕组电流均方根值/A			平均电磁转矩/(N·m)		
		不考虑端部电感	考虑端部电感	相对误差/%	不考虑端部电感	考虑端部电感	相对误差/%
60	0.39	3.94	3.74	5.35	1.29	1.21	6.61
50	0.32	4.73	4.46	6.12	1.55	1.45	6.90
40	0.26	5.97	5.56	7.32	1.97	1.81	8.84
30	0.19	8.17	7.48	9.32	2.75	2.47	11.3

变长细比时考虑和不考虑绕组端部漏电感对电机性能计算结果的影响。

### 3 结论

提出了一种基于三维有限元分析的电机绕组磁链计算方法。该方法针对非正弦供电的旋转电机，在三维磁场矢量磁位 6 节点 5 面体单元有限元解的基础上，对绕组端部区域进行 8 节点 6 面体单元网格重构，并给出了计算电机绕组任意部位所交链的磁链的离散化表达式。根据所提出的方法，计算了一种三相 12/8 极开关磁阻电机的绕组端部漏电感随转子位置和邻近绕组电流变化的曲线族。这一曲线族可用作非正弦供电旋转电机二维场一路一运动耦合模型电路方程中的漏电感参数。计算表明，当电机铁心的长度与外径之比在 0.3 左右或小于 0.3 时，绕组端部漏磁场的影

### 参考文献

- [1] Ho S L, Li H L, Fu W N. A novel approach to circuit-field-toque coupled time stepping finite element modeling of electric machine[J]. IEEE Trans.on Magnetics, 2000, 36(4): 1886-1889.
- [2] Ho S L, Fu W N, Wong H C. Application of automatic choice of step size for time stepping finite element method to induction motors [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1997, 33(2): 1370-1373.
- [3] Ha K H, Hong J P. Dynamic rotor eccentricity analysis by coupling electromagnetic and structural time stepping FEM[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2001, 37(5): 3452-3455.
- [4] 常国强, 詹琼华, 边敦新. 开关磁阻电机驱动系统场路直接耦合的数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(3): 70-73. Chang guoqiang, Zhan Qionghua, Bian Dunxin. A direct model of SRD by coupled field-circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(3): 70-73(in Chinese).
- [5] Jang G H, Chang J H. Numerical analysis of the electromechanically coupled magnetic field in brushless DC motors[J]. Journal of Magnetic Materials, 2001, 226-230(2): 1223-1225.
- [6] 尚静, 邹继斌, 胡建辉. 基于动态模型的场路结合法求解异步启动永磁同步电机的起动过程[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(8): 146-150(in Chinese). Shang Jing, Zou Jibin, Hu Jianhui. Study on the starting process of line-start PMSM based on the filed-circuit combined dynamic method [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(8): 146-150.
- [7] Xie Dexin, Yan Xiuke, Zhang Yihuang. A direct field-circuit-motion coupled modeling of switched reluctance motor[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2004, 40(2): 573-576.
- [8] 王曙鸿, 赵录怀, 邱捷, 等. 单一方程描述理想开关特性的电机场路耦合动态仿真[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(6): 141-146. Wang Shuhong, Zhao Luhuai, Qiu Jie, et al. The coupled filed-circuit transient simulation of motor applied with a new single V-A characteristic of ideal switches[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(6): 141-146(in Chinese).
- [9] Arkadan A A, Kielgas B W. Switched reluctance motor drive system

- dynamic performance prediction and experimental verification [J]. IEEE Trans.on Energy Conversion, 1994, 9(1): 36-44.
- [10] Arkadan A A, Kielgas B W. Switched reluctance motor drive systems dynamic performance prediction under internal and external fault conditions[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 1994, 9(1): 45-52.
- [11] Srinivas K N, Arumugam R. Dynamic characterization of switched reluctance motor by computer-aided design and electromagnetic transient simulation[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2003, 39(3): 1806-1812.
- [12] 童怀, 傅光洁, 黄声华, 等. 开关磁阻电机稳态特性的等效磁网络模型分析方法(I 数学模型)[J]. 中国电机工程学报, 1998, 18(2): 106-110.
- Tong Huai, Fu Guangjie, Huang Shenghua, et al. Equivalent magnetic circuit analysis model of the steady state characteristics for the switched reluctance motor (Part I Mathematics model) [J]. Proceedings of the CSEE, 1998, 18(2): 106-110(in Chinese).
- [13] 童怀, 傅光洁, 黄声华, 等. 开关磁阻电机稳态特性的等效磁网络模型分析方法(II 系统仿真)[J]. 中国电机工程学报, 1998, 18(3): 204-207.
- Tong Huai, Fu Guangjie, Huang Shenghua, et al. Equivalent magnetic circuit analysis model of the steady state characteristics for the switched reluctance motor (Part II System dynamic performance prediction) [J]. Proceedings of the CSEE, 1998, 18(3): 204-207(in Chinese).
- [14] Filatov O, Kuchinsky V, Kukhtin V, et al. Analytical calculations on magnetic flux using finite -element field reconstruction[J]. Plasma Devices and Operations, 2002, 10(4): 285-289.
- [15] 阎秀格. 开关磁阻电机性能的场-路-运动耦合分析[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2005.
- Yan Xiuke. Field-circuit-motion coupled analysis for switched reluctance motor[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2005(in Chinese).

---

收稿日期: 2006-05-04。

作者简介:

谢德馨(1943—), 女, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电气装备电磁场及耦合物理场理论与应用, [xiebaiy@mail.sy.ln.cn](mailto:xiebaiy@mail.sy.ln.cn);

阎秀格(1973—), 女, 副教授, 博士, 主要研究方向为电机、变压器电磁场耦合问题分析与优化设计;

张奕黄(1947—), 男, 教授, 主要研究方向为非正弦供电电机及驱动系统的优化设计;

曾建斌(1975—), 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向为电机、电器计算机协同设计与立体建模技术。

(编辑 王剑乔)