

文章编号:0253-9993(2012)04-0700-05

开关磁阻电机径向电磁力解析建模及有限元分析

张京军 龙 荣 张海军 赵子月 马希青

(河北工程大学 机电工程学院 河北 邯郸 056038)

摘 要:在考虑磁饱和与开关磁阻电机实际定转子极弧不等宽的前提下,结合麦克斯韦张量法和磁路法,推导建立一套能直接应用于开关磁阻电机定、转子极弧相等与不相等两种情况下的径向力的通用解析模型。该模型符合实际开关磁阻电机结构及运行特点,为开关磁阻电机结构优化设计、电磁振动和噪声的预测和控制提供了理论参考。以1台样机为例,将解析模型的计算结果与三维有限元分析结果进行了对比,验证了所建解析模型的有效性。

关键词:开关磁阻电机; 径向力; 解析模型

中图分类号:TD614 文献标志码:A

Analytical and FEM modeling of electromagnetic radial force for switched reluctance motor

ZHANG Jing-jun, LONG Rong, ZHANG Hai-jun, ZHAO Zi-yue, MA Xi-qing

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Hebei University of Engineering, Handan 056038, China)

Abstract: Based on the magnetic method combining the Maxwell tensor in considering magnetic saturation method, magnetic saturation effect and actual switched reluctance motor stator and rotor under the premise of big width, an analytical model of radial force which can directly apply to switched reluctance motor stator and rotor was set up with extremely unequal and equal arc to two circumstances analytical models of radial force. This model conforms to the actual switched reluctance motor structure and operation characteristics and structure optimization design. Electromagnetic vibration and noise prediction and control provides theory basis of switched reluctance motor. With a prototype as an example, results show that the analytical model of the 3D finite element analysis of the results compared to verify the correctness of the analytical model.

Key words: switched reluctance motor; radial force; analytical modeling

开关磁阻电机(简称SR电机)具有起动转矩高、调速范围宽、响应速度快、可控参数多、结构简单、坚固耐用等突出优点^[1],可以实现高启动转矩和低启动电流,适用于频繁启停和正反转运行的场合^[2],自20世纪70年代发展至今,其产品已在一般工业、家用电器、航空工业和伺服系统等各个领域得到广泛应用。但由于SR电机定子圆周径向力、转矩脉动较大,使得电机运行时的振动和噪声较为突出。据统计,开关磁阻电机的电磁噪声约占电机总体噪声的

95%^[3-5],这在很大程度上限制了SR电机的进一步推广应用,成为了开关磁阻电机亟待解决的一大问题。因此,为了提高其运行性能和扩大其应用领域,首先要推导SR电机径向力的解析模型。而建立准确的SR电机径向力的解析模型也为预测和控制电机振动及噪声提供了理论基础。

在实际中,SR电机的径向力存在着高度的非线性,它是转子位置角和相电流的非线性函数,电磁转矩和径向力之间也存在耦合关系,再加上实际运行中

收稿日期:2011-06-16 责任编辑:许书阁

基金项目:河北省自然科学基金资助项目(E2010001033);河北省科技支撑计划资助项目(09215602D)

作者简介:张京军(1963—)男,河南虞城人,教授,博士。Tel:0310-8579077, E-mail:santt88@163.com。通讯作者:龙荣(1985—)男,湖南株洲人,硕士研究生。Tel:0310-8579235, E-mail:longrong110@sina.com

的磁饱和问题,这使得很难为SR电机建立一个简单统一的解析模型。文献[6]将麦克斯韦张量法和磁路分析法结合起来,假设定转子极宽相等,并将主气隙和边缘气隙通过经典的材料磁化曲线拟合公式求取主气隙磁场强度和边缘气隙磁场强度,建立了无轴承开关磁阻电机(简称BSRM)的径向力模型。文献[7]采用磁饱和修正公式求取磁饱和,这对径向力计算的精度与模型的通用性都有待提高。文献[8]以BSRM为研究对象,对定转子实际宽度与定转子等宽时做了对比分析,当定转子极宽差从0增大到3 mm时径向力增加了20%左右,故文献[6-7]的模型精度及通用性都有待进一步提高。文献[9]采用有限元分析法,获得一套考虑磁饱和的数学模型,但基于有限元分析法影响了计算的快速性。以上相关文献都是以BSRM为研究对象,主要研究了BSRM的径向悬浮力。文献[10]通过二维有限元法计算求解了SR电机非线性径向力,但其计算效率低,各结构、控制参数间关系不明了。

为此,本文基于麦克斯韦张量法结合磁路法,在考虑磁饱和影响与实际SR电机定转子极宽的前提下,推导建立一套能直接应用于SR电机定、转子极弧相等与不相等两种情况下的径向力的解析模型。该模型符合实际SR电机结构及运行特点,为SR电机结构优化设计、电磁振动和噪声的预测和控制提供了理论依据。并以一台8/6极样机为例,将本文模型解析计算结果与有限元分析结果进行比较,以验证模型的有效性。

1 基于麦克斯韦应力法的数学模型

建模之前,作如下假设:

- (1) 忽略漏磁通;
- (2) 忽略转子安装偏心产生的偏移力;
- (3) 取定转子交叠时边缘磁通路径为1/4圆形;
- (4) 转子转角规定为顺时针为正,基点为定、转子极对中位置;

(5) 忽略定子、转子轭的磁阻;

(6) 铁芯材料的磁饱和特性仅与其材料属性有关和电机定转子磁极位置无关。

麦克斯韦应力法将给定体积 V 的磁质内的合力和力矩等效为包围 V 表面的 S 面上各张力的合力。其法向力 F_n 和切向力 F_t 的计算公式可分别表示为

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

$$F_t = \frac{1}{2\mu_0} \iint_S (B_n B_t) dA \quad (2)$$

根据图1所示的积分路径求取开关磁阻电机的径向磁拉力,则定子磁极所受的径向力就可表示为

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

式中 L 为转子叠片长度; μ_0 为空气磁导率; B_m 为主气隙; B_{\parallel} 和 B_{\perp} 为边缘气隙磁通密度; l 为定子轭到转子轭的距离。

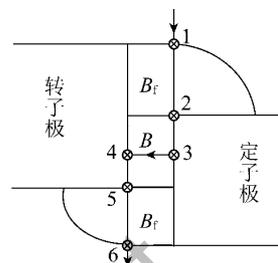


图1 径向力积分路径

Fig. 1 Radial force integration path

求取式(3)中定子磁极所受的径向力的最关键是要准确求取气隙的磁通密度。以下采用磁路法计算考虑饱和的气隙磁通密度和定、转子极实际极弧宽度来对8/6极结构的SR电机样机求取其气隙磁通密度。

1.1 磁通密度计算

为了简化计算,把电机各部分的磁场化成等效的各段磁路,对于一个8/6极结构的开关磁阻电机,在忽略定、转子轭的磁阻,三相轮流导通下,它的任意一项都可用图2所示的单支路等效磁路表示^[8-9, 11-13]。

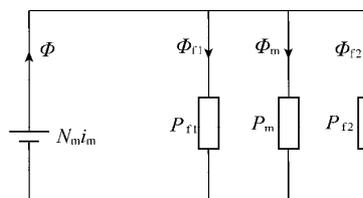


图2 单支路等效磁路

Fig. 2 Single branch equivalent magnetic circuit diagram

图2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_{r1} 、 Φ_{r2} 分别为定转子极非交叠部分和齿极的磁通总和,即

$$\Phi = \Phi_m + \Phi_{r1} + \Phi_{r2} \quad (4)$$

由于边缘磁通密度具有近似对称性^[6-9, 11-17],即 $B_{r1} \approx B_{r2}$,从而近似取 $H_{r1} \approx H_{r2}$ 。因此在求解边缘磁通密度和磁场强度时只需求解 B_{\parallel} 和 H_{\parallel} 。

又根据公式^[18]

$$B_i = \frac{\Phi_i}{A_i} = \mu_i H_i \quad (5)$$

可得

$$\begin{cases} \Phi = B_s(H_s) A_s \\ \Phi_m = B_m(H_m) A_m \\ \Phi_{f1} = B_{f1}(H_{f1}) A_{f1} \\ \Phi_{f2} = B_{f1}(H_{f1}) A_{f2} \end{cases} \quad (6)$$

式中 H_s, H_m, H_{f1} 分别为材料磁场强度、主气隙磁场强度、边缘气隙磁场强度; A_s, A_m, A_{f1}, A_{f2} 分别为磁场线穿过定子的面积、主气隙面积、两个边缘气隙面积。

定转子交叠部分磁势平衡方程

$$N_m i_m = H_m l_g + H_s(l - l_f) \quad (7)$$

定转子非交叠部分磁势平衡方程

$$N_m i_m = H_{f1} l_f + H_s(l - l_f) \quad (8)$$

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 为边缘磁通路径的平均长度。

定义 θ 为转子磁极偏离极对中位置的角度, 假设边缘磁通路径为 1/4 圆形轨迹^[14], 由于定转子极极宽不相等, 设 SR 电机定、转子极弧为 β_s, β_r , 且 $\beta_s \leq \beta_r$, 设 $2\beta = \beta_r - \beta_s$, 所以边缘磁路平均长度分别为

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

考虑磁饱和, 取经典材料磁化曲线拟合公式^[15-17]

$$B(H_s) = \frac{\mu_0 \mu_r H_s}{1 + \frac{\mu_0 \mu_r H_s}{B_{sat}}} + \mu_0 H_s \quad (9)$$

通过磁化曲线拟合, 联合公式(5)、(7)、(9)解得主气隙磁场强度与磁通密度分别为

$$\begin{aligned} H_m &= \frac{B_{sat} a + N_m i_m b \mu}{2\mu} - \sqrt{\left(\frac{B_{sat} a + N_m i_m b \mu}{2\mu}\right)^2 - c(B_{sat} d + \mu N_m i_m)} \quad (10) \\ B_m &= \mu_0 \left[\frac{B_{sat} a + N_m i_m b \mu}{2\mu} - \sqrt{\left(\frac{B_{sat} a + N_m i_m b \mu}{2\mu}\right)^2 - c(B_{sat} d + \mu N_m i_m)} \right] \quad (11) \end{aligned}$$

式中 $\mu = \mu_0 \mu_r$; $a = b(l + l_g) + \frac{\mu_r + 1}{l} - 4$; $b = (l + l_g) / (l_g l)$; $c = N_m i_m / (\mu l_g l)$; $d = (\mu_r + 1)(l - l_g)$ 。

联合公式(4)~(6)、(8)~(11)解得

$$B_{f1} = \mu_0 \left\{ \frac{2\mu d_0 + B_{sat} b_0 - \Phi_m \mu l_f}{2\mu l_f a_0} - \right.$$

$$\left. \left[\left(\frac{2\mu d_0 + B_{sat} b_0 - \Phi_m \mu l_f}{2\mu l_f a_0} \right)^2 - \frac{A_s(\mu e + B_{sat} e_0) - \Phi_m c_0}{\mu l_f a_0} \right]^{1/2} \right\} \quad (12)$$

式中 $a_0 = \frac{A_s l_f}{l - l_f} + 2A_f$; $b_0 = B_{sat} [A_s l_f (\mu_r + 1) + A_f(l - l_f)]$; $c_0 = \Phi_m [\mu N_m i_m + B_{sat}(l - l_f)]$; $d_0 = N_m i_m (a_0 - A_f)$; $e = A_s (N_m i_m)^2 / (l - l_f)$; $e_0 = N_m i_m (\mu_r + 1)$; $A_f = A_{f1} + A_{f2}$ 。

1.2 径向力计算

在求取径向力前, 由于考虑了定、转子极宽的影响, 根据转子位置不同, 存在 $\theta \in [0, \beta]$ 和 $\theta \in (\beta, \beta_r - \beta)$ 两种情况, 故图 1 中各分段的积分路径分别为

当 $\theta \in [0, \beta]$ 时

$$l_{12} = r(\beta - \theta) \quad (13)$$

$$l_{23} + l_{45} = r\beta_s \quad (14)$$

$$l_{56} = r(\beta + \theta) \quad (15)$$

$$l_{34} = l_g \quad (16)$$

当 $\theta \in (\beta, \beta_r - \beta)$ 时

$$l_{12} = (\beta_s + \beta + \theta - \beta_r) r \quad (17)$$

$$l_{23} + l_{45} = (\beta_r - \beta - \theta) r \quad (18)$$

$$l_{56} = (\beta + \theta) r \quad (19)$$

$$l_{34} = l_g \quad (20)$$

故将式(11)~(16)代入式(3), 可求得 $\theta \in [0, \beta]$ 时, 定子极所受到的径向力的表达式, 即

$$\begin{aligned} F_r &= \frac{\mu_0 L}{2} \left\{ r\beta_s \left\{ \frac{B_{sat} a + N_m i_m b \mu}{2\mu} - \left[\left(\frac{B_{sat} a + N_m i_m b \mu}{2\mu} \right)^2 - c(B_{sat} d + \mu N_m i_m) \right]^{1/2} \right\}^2 + \right. \\ &2r\beta \left\{ \frac{2\mu d_0 + B_{sat} b_0 - \Phi_m \mu l_f}{2\mu l_f a_0} - \left[\left(\frac{2\mu d_0 + B_{sat} b_0 - \Phi_m \mu l_f}{2\mu l_f a_0} \right)^2 - \frac{A_s(\mu e + B_{sat} e_0) - \Phi_m c_0}{\mu l_f a_0} \right]^{1/2} \right\}^2 \left. \right\} \end{aligned}$$

同理, 将式(11)、(12)、(17)~(20)代入式(3), 可求得 $\theta \in (\beta, \beta_r - \beta)$ 时, 定子极所受到的径向力的表达式, 即

$$\begin{aligned} F_r &= \frac{\mu_0 L}{2} \left\{ r(\beta_r - \beta - \theta) \left\{ \frac{B_{sat} a + N_m i_m b \mu}{2\mu} - \left[\left(\frac{B_{sat} a + N_m i_m b \mu}{2\mu} \right)^2 - c(B_{sat} d + \mu N_m i_m) \right]^{1/2} \right\}^2 + \right. \\ &r(\beta_s + 2\beta + 2\theta - \beta_r) \left\{ \frac{2\mu d_0 + B_{sat} b_0 - \Phi_m \mu l_f}{2\mu l_f a_0} - \right. \end{aligned}$$

$$\left[\left(\frac{2\mu d_0 + B_{sat} b_0 - \Phi_m \mu l_r}{2\mu l_r a_0} \right)^2 - \frac{A_s(\mu e + B_{sat} e_0) - \Phi_m c_0}{\mu l_r a_0} \right]^{1/2} \Bigg\}^2$$

2 模型对比分析

在实际中电机都为三维几何模型,为此,为尽量与实际电机保持一致,并验证解析模型的有效性,本文对 8/6 实验室样机的径向力特性采用三维有限元法做了仿真分析,并与本文所建立的解析模型进行对比。样机参数见表 1。定转子铁芯材料均为 DR510-50 硅钢片,其饱和磁通密度为 1.85 T,相对磁导率为 7 000。

表 1 样机的结构参数

Table 1 Prototype of the structural parameters

参数	尺寸	参数	尺寸
定子外径 D_s	210 mm	转子轴径 D_i	50 mm
转子外径 D_r	115 mm	定子轭高 h_{cs}	13.72 mm
铁心叠长 L	138 mm	转子轭高 h_{cr}	14.90 mm
气隙 l_g	0.4 mm	定子槽深 d_s	34.6 mm
定子极弧 β_s	0.366 rad	绕组匝数 N_i	117
转子极弧 β_r	0.401 rad	额定功率 P_n	8 kW

图 3 采用三维有限元法对样机的径向力进行仿真求解。其中图 3(a) 为定子边界设定及转子力求解标志设置,图 3(b) 为磁通的求解。

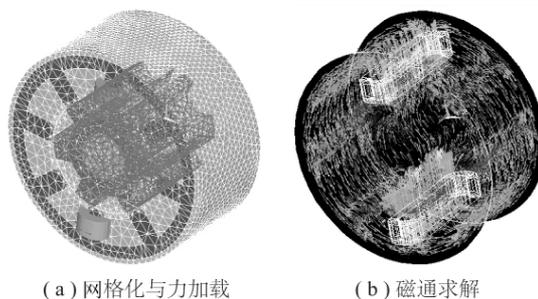


图 3 三维有限元仿真分析

Fig. 3 3D finite element simulation analysis

图 4 为本文所建解析模型计算结果与有限元分析结果在不同相电流下径向力与转子位置角关系曲线。从图 4 可以看到,当相电流小于 6 A 时,即主、边缘气隙还未达到饱和时,电机径向力趋近于线性变化;而当电流大于 8 A 时,气隙开始趋近饱和,径向力变化率逐渐减小,在误差允许范围内,模型计算求得电机径向力与三维有限元求解结果基本吻合,与实际 SR 电机运行特性也相一致。

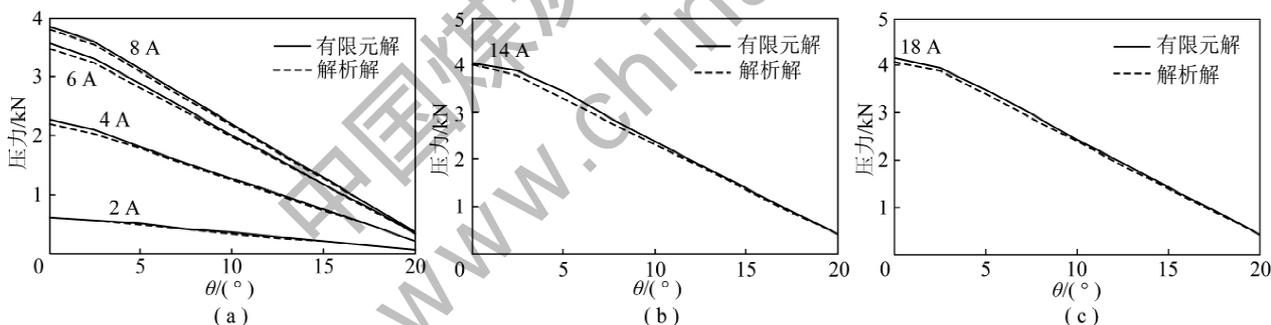


图 4 径向力与转子位置角关系曲线

Fig. 4 The relation curves of radial forces and rotor angles

图 5 为在不同转子位置角下径向力和相电流关系曲线。从图 5 可以明显看出,本文所建模型计算结果与三维有限元计算结果,在误差允许范围内,两者基本趋于吻合,且与实际电机运行特性相一致,验证模型的有效性。

由于本文只对主气隙磁通密度采用磁化曲线拟合,对边缘气隙磁通密度采用磁通守恒推导求得,这就减少了边缘气隙磁通密度磁化拟合时的误差,简化了模型,有利于模型精度的提高。尽管由于 SR 电机本身存在高度的非线性及高耦合关系,主气隙磁通密度采用磁化拟合、边缘气隙路径的选取以及积分路径的选取等因素使得模型还存在一定误差,但是通过验证对比图 4 与图 5 可以看到,在误差允许范围内,本

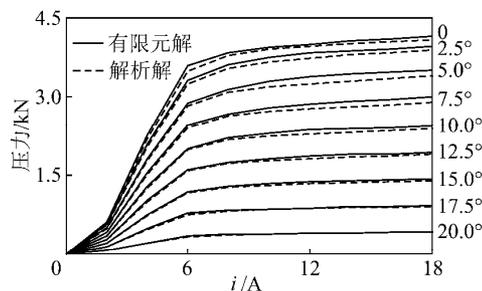


图 5 不同转子位置角下径向力和相电流关系曲线
Fig. 5 Radial force and current relation curves in different rotor angles

文所建解析模型计算结果与三维有限元分析计算结果基本吻合,且模型的建立符合实际 SR 电机结构及运行特点,精度满足工程要求,验证了模型的有效性。

3 结 论

(1) 结合麦克斯韦张量法和磁路法,拟合与磁通守恒相结合求解主、边缘气隙磁通密度,推导建立能直接应用于 SR 电机定、转子极弧相等与不相等两种情况下的径向力的通用解析模型。

(2) 通过三维有限元法验证了本文解析模型符合实际 SR 电机结构、运行特点及模型的准确有效性。

(3) 从解析模型可以清晰看出 SR 电机各结构参数及控制参数间的相互关系,为以后 SR 电机结构优化设计、非线性电磁振动和噪声的预测及控制提供了一定的理论基础,同时有利于提高 SR 电机运行性能和扩大其应用领域。

参考文献:

- [1] 孟润泉,王振民,许春雨. 新型开关磁阻电机驱动系统软开关功率变换器原理分析与仿真[J]. 煤炭学报, 2009, 34(11): 1563-1568.
Meng Runquan, Wang Zhenmin, Xu Chunyu. Principle analysis and simulation of a novel soft-switching converter for switched reluctance motor drive [J]. Journal of China Coal Society, 2009, 34(11): 1563-1568.
- [2] 吴江濂,易灵芝,彭寒梅,等. 开关磁阻电机自适应模糊神经网络系统(ANFIS)无位置传感器控制[J]. 煤炭学报, 2010, 35(8): 1401-1405.
Wu Jiangliao, Yi Lingzhi, Peng Hanmei, et al. Position senseless control of the switched reluctance motor using adaptive network fuzzy inference system(ANFIS) [J]. Journal of China Coal Society, 2010, 35(8): 1401-1405.
- [3] 吴建华. 开关磁阻电机设计与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [4] Cameron D E, Lang J H, Umas S D. The origin of acoustic noise in variable reluctance motors[A]. Conference Record of the 1989 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting [C]. San Diego, 1989: 108-115.
- [5] Besbesm, Ren Z, Razeq A, et al. Vibration diagnostic for doubly salient variable reluctance motors[A]. Proceedings of ICEM [C]. Paris, 1994: 415-418.
- [6] 杨艳,邓智泉,曹鑫,等. 无轴承开关磁阻电机径向电磁力模型[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(3): 377-382, 388.
Yang Yan, Deng Zhiquan, Cao Xin, et al. Magnetic radial force model of bearingless switched reluctance motors [J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(3): 377-382, 388.
- [7] 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): 78-83.
Cao Xin, Deng Zhiquan, Yang Gang, et al. Mathematical model of bearingless switched reluctance motors based on max wellstress tens or method [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 78-83.
- [8] 李倬,葛宝明. 一种改进的无轴承开关磁阻电机数学模型[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(6): 851-856.
Li Zhuo, Ge Baoming. Improved mathematic model of bearingless switched reluctance motor [J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(6): 851-856.
- [9] Takemoto M, Chiba A, Akagi H, et al. Radial force and torque of a bearingless switched reluctance motor operating in a region of magnetic saturation [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2004, 40(1): 103-112.
- [10] 王利利,张京军,张海军. 开关磁阻电机非线性径向力的有限元计算[J]. 微电机, 2010, 43(9): 13-15, 51.
Wang Lili, Zhang Jingjun, Zhang Haijun. Finite element computation of nonlinear radial force model for switched reluctance motors [J]. Micromotors, 2010, 43(9): 13-15, 51.
- [11] Garrigan N R, Soongw L, Stephens Cm, et al. Radial force characteristics of a switched reluctance machine [A]. Conference Record of the 1999 Industry Applications Conference [C]. Phoenix, 1999: 2250-2258.
- [12] 邓智泉,杨钢,张媛,等. 一种新型的无轴承开关磁阻电机数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(9): 139-146.
Deng Zhiquan, Yang Gang, Zhang Yuan, et al. An innovative mathematical model for a bearingless switched reluctance motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9): 139-146.
- [13] Takemoto M, Sh Imada K, Chiba A, et al. Improved analysis of a bearingless switched reluctance motor [J]. IEEE Trans. Industry Application, 2011, 37(1): 26-34.
- [14] Takemoto M, Sh Imada K, Chiba A, et al. A design and characteristics of switched reluctance type bearingless motors [P]. USA, NASA/CP-1998-207654, 1998-09-15.
- [15] Radun A V. Design considerations for the switched reluctance motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1079-1087.
- [16] Anwar M N. Design of switched reluctance machines for low acoustic-noise and wide-speed-range operation [D]. Akron: University of Akron, 2001.
- [17] Husa In I, Radun A V, Na Irus J. Unbalanced force calculation in switched-reluctance machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(1): 330-338.
- [18] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.