

无轴承开关磁阻电机的涡流效应分析

刘建辉¹ 陈立²

1 上海宏英智能科技股份有限公司 2 德国西门子

DOI:10.12238/etd.v5i3.7812

[摘要] 本文介绍了一种单层绕组无轴承开关磁阻电机(SRBM)。分析了涡流对铁损、转矩和径向力的特殊影响。介绍了一种频率从3000Hz~90000Hz的涡流引起的磁通分布的新原理。考虑到涡流的影响,对铁损耗、转矩和径向力采用了新的分析和计算方法。本文概述了高速电机涡流效应的跨学科研究。从这些研究中可以得出一些有价值的结论,以更好地设计无轴承电机,以及其冷却系统。

[关键词] 无轴承电机; 涡流; 铁损耗; 悬浮力

中图分类号: TH133.3 **文献标识码:** A

Analysis of Eddy-Current Effects on One Bearingless Switched Reluctance Motor

Jianhui Liu¹ Li Chen²

1 Shanghai Smart Control Co.,Ltd 2 Siemens AG Nuremberg

[Abstract] A switched reluctance bearingless motor (SRBM) with single layer windings is presented. Particular effects of eddy currents on iron losses, torque and radial forces are analysed. A new principle to explain distribution of magnetic flux in motor sheet caused by eddy currents of frequencies from 3 000 Hz to 90 000 Hz is introduced. Iron losses, torque and radial forces are new estimated and calculated considering effects of eddy currents. The paper provides an overview of interdisciplinary research for eddy current effects on high-speed motors. Some valuable conclusion can be achieved from the results to better design a bearingless motor, especially its cooling system.

[Key words] Bearingless motor; eddy current; iron loss; suspension force

1 概述

对于转速高达100000rpm的无轴承电机来说,涡流是不可避免的发生。众所周知,激发的涡流在涡流产生期间会导致损耗^[1]。但是,对于高速运行的无轴承电机,通常无法计算涡流损耗,因为它没有考虑涡流引起的磁通密度减弱和分布的不均匀,这将极大地影响涡流损耗。在所有的文献中,由于超高频的涡流,没有方程来描述电机片中的磁通量分布。此外,涡流还同时削弱了气隙的磁通密度,从而减少了扭矩和径向力的产生。因此,需要进一步进行理论研究,特别是高频运行状态。

本文介绍了一种单层绕组的开关磁阻无轴承电机。分析了涡流对铁损、转矩和径向力的特殊影响。介绍了一种频率为3000Hz~90000Hz的涡流引起的电机片内磁通分布的新原理。考虑到涡流的影响,对铁损耗、转矩和径向力采用了新的分析和计算方法。本文概述了高速电机涡流效应的跨学科研究。从这些研究中可以得出一些有价值的结论,以更好地设计无轴承电机,以及其冷却系统。

在论文模型中,首先引入了涡流的概念,并针对不同频率(最高至90,000Hz)详细解释了电机定子中的磁通原理及其方程,

并进行了推导。随后,在考虑涡流效应的情况下,进一步开发了用于计算铁损的方程。同时,还介绍了用于估计由涡流引起的转矩和径向力的方程。接下来,论文展示了一个采用单层绕组的无轴承开关磁阻电机(SRBM)。基于产生转矩和悬浮力的模型与原理,进行了实际的计算与铁损估算。最后,将展示研究结果。

2 涡流方程

通过安培定律的微分方程表达式,即静磁场,推导出一个用于模拟材料中涡流影响的实用方程,电流密度 $\vec{J}$ 和磁场强度 $\vec{H}$ 的关系式。

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}. \quad (1)$$

在方程的两边都取旋度运算,得:

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{H}) = \nabla \times \vec{J}. \quad (2)$$

使用向量微积分的一个常见恒等式对旋度进行运算,得:

$$\nabla (\nabla \cdot \vec{H}) - \nabla^2 \vec{H} = \nabla \times \vec{J}. \quad (3)$$

从高斯磁定律 $\nabla \cdot \vec{H} = 0$,代入方程得:

$$\nabla^2 \vec{H} = -\nabla \times \vec{J} \quad (4)$$

使用欧姆定律 $\vec{J} = \sigma \vec{E}$, 将电流密度 $\vec{J}$ 与电场 $\vec{E}$ 以材料的电导率 σ 表示, 并假设各向同性电导率, 方程可以写成:

$$\nabla^2 \vec{H} = -\sigma \nabla \times \vec{E} \quad (5)$$

法拉第微分方程, $\nabla \times \vec{E} = -\partial \vec{B} / \partial t$, 提供了磁通量 $\vec{B}$ 的变化与电场旋度的等价性, 从而可以将方程简化为:

$$\nabla^2 \vec{H} = \sigma \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (6)$$

可以将其写为具有角频率 ω 和最大磁通密度 B_m 的正弦稳定磁通量:

$$\nabla^2 \vec{B} = j\omega\sigma\mu_0 B_m \quad (7)$$

其中 μ_0 是自由空间介电常数。

下图显示电机内部涡流产生得模型。a 表示深度, L 表示长度, h 表示高度, B 表示磁通密度。

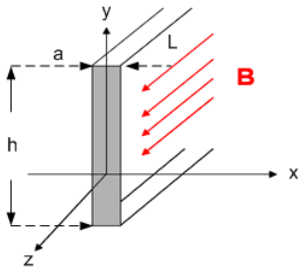


图1 涡流产生的模型

因为仅在 z 轴上存在磁通量, 所以根据方程 7 得到了以下方程:

$$\frac{d^2 \vec{B}_z}{dx^2} = j\omega\sigma\mu_0 B_z = \vec{k}^2 B_z \quad (8)$$

这里, $\vec{k} = \alpha + j\alpha = (1+j)\sqrt{\frac{\omega\sigma\mu_0}{2}}$, B_z 是最大磁通密度。

求解方程 8 得:

$$\vec{B}_z = c_1 \cosh(kx) + c_2 \sinh(kx) \quad (9)$$

根据以下边界条件:

$$\begin{cases} \vec{B}_z(0) = B_0 \\ d\vec{B}_z(0)/dx = 0 \end{cases} \quad (10)$$

最后得到:

$$\vec{B}_z = B_0 \cosh(\vec{k}x) \quad (11)$$

然后, 可以得出感应涡流的密度分布为:

$$\vec{J}_y = -j \frac{\omega\sigma}{\vec{k}} B_0 \sinh \vec{k}x = -\frac{B_0 \vec{k}}{\mu_0} \sinh \vec{k}x \quad (12)$$

现在, 基于方程 10 中的边界条件, 可以通过方程 11 和 12 来描

述磁通分布和感应涡流。为了分析电机内部涡流产生的磁通, 需要针对从 300Hz 到 90000Hz 的不同频率进行 FEM 计算。图 2 显示了一个电机内部的模型, 以及频率为 300Hz 和 3000Hz 时分别基于涡流的磁通密度分布。在电机内分别产生了频率为 300Hz 和 3000Hz 的交替磁通。板材厚度为 0.35 毫米。峰值磁通密度为 0.7T。

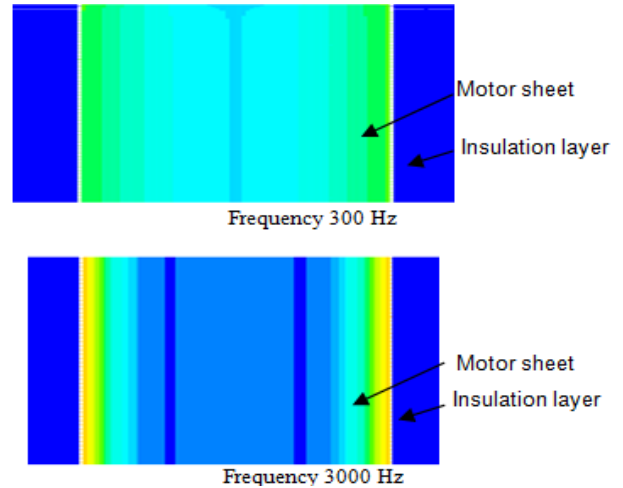


图2 300Hz and 3000Hz 时的磁通分布

图 3 展示了不同频率下电机内的磁通密度。它分为三部分。在部分 1 和部分 3 中, 3000Hz 的磁通密度在电机内的两个边界附近变化非常陡峭, 而在部分 2 中几乎保持不变。部分 2 中的值非常小。从两种磁通密度的分布来看, 我们可以得出结论, 传统的高频方程不再适用, 这里只能由方程 13 和 15 来解释。

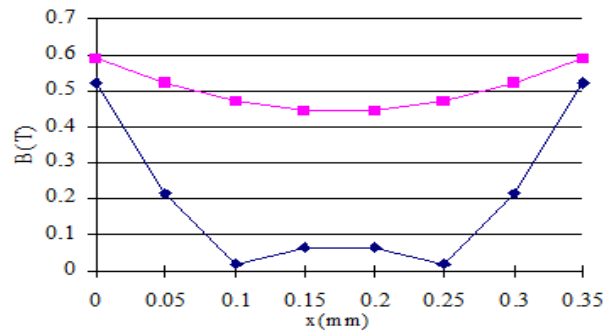


图3 300Hz and 3000Hz 时的磁通密度

为了准确求解涡流磁通的分布, 将磁通分为三部分, 部分 1、部分 2 和部分 3, 如图 5 所示。由于部分 1 和部分 3 是对称的, 因此这里仅对部分 1 和部分 2 进行分析。

对于部分 1, 磁通曲线可以近似地用指数函数和线性函数来描述:

$$\vec{B}_z = c_2 e^{\alpha x} + c_3 x \quad (13)$$

其中 c_2 和 c_3 是常数值, 并且可以通过曲线上的已知值来求解。所以, 我们得到:

$$\vec{J}_y = -j\omega\sigma\left(\frac{c_2 e^{\alpha x}}{\alpha} + \frac{c_3 x^2}{2}\right) \quad (14)$$

对于第2部分, 曲线可以近似地用恒定值 B_c 来识别:

$$\vec{B}_z = B_c \quad (15)$$

所以, 我们可以得到:

$$\vec{J}_y = -j\omega\sigma B_c x \quad (16)$$

3 铁损方程、悬浮力及转矩的估算

本章将介绍涡流引起的铁损耗、悬浮力和转矩的方程。特别是估算了涡流对转矩和径向力的影响。

考虑到等式14, 我们得到了第1部分每个单位的长度和宽度的铁损耗:

$$\begin{aligned} P_1 &= \int_{V_1} \frac{|\vec{J}_y|^2}{\sigma} dV = \int_{V_1} \frac{\left(\omega\sigma\left(\frac{c_2 e^{\alpha x}}{\alpha} + \frac{c_3 x^2}{2}\right)\right)^2}{\sigma} dx \\ &= \omega^2 \sigma \left(\frac{c_2 e^{\alpha x}}{\alpha^2} + \frac{c_3 x^3}{6}\right) \Big|_{\frac{3}{14}a}^{\frac{1}{2}a} \\ &= 4\pi^2 f^2 \sigma \left(\frac{c_2 e^{\frac{1}{2}a\alpha}}{\alpha^2} + \frac{c_3 a^3}{48} - \frac{c_2 e^{\frac{3}{14}a\alpha}}{\alpha^2} - \frac{9c_3 a^3}{5488}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

考虑到方程16, 我们得到了第2部分每个单位的长度和宽度的铁损耗:

$$\begin{aligned} P_2 &= \int_{V_2} \frac{|\vec{J}_y|^2}{\sigma} dV = \int_{V_2} \frac{(\omega\sigma B_c x)^2}{\sigma} dx \\ &= \frac{\omega^2 \sigma B_c^2 x^3}{3} \Big|_{\frac{3}{14}a}^{\frac{1}{2}a} \\ &= \frac{9\pi^2 f^2 \sigma B_c^2 a^3}{343} \end{aligned} \quad (18)$$

最后, 计算总损耗:

$$P = 2P_1 + P_2 \quad (19)$$

因为涡流产生的电流与绕组电流源相反, 所以气隙的平均磁通密度会大大降低, 如图4所示。P₁和P₃是边缘磁通的磁导率, P₂是主磁通的磁导率。Ni代表绕组电流源, 而i_s代表负的涡流电流源。

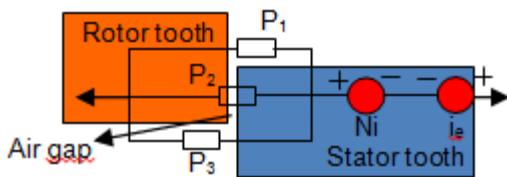


图4 考虑涡流的磁路

根据径向力和扭矩方程:

$$M_r = \frac{-D_R^2 \cdot l_\delta}{4} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} A_s \cdot B \cdot d\theta \quad (20)$$

$$F_r = \frac{D_R \cdot l_\delta}{4 \cdot \mu_0} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} B^2 d\theta \quad (21)$$

其中DR是转子的直径和 l_δ 是电机的长度, B是气隙中的静态磁通密度, As是电流负载, θ 是定子齿的角度。径向力F_r和转矩M_r随着磁通密度B的减小而减小。最后, 我们从方程20和21得到:

$$M_r \propto B^2 \quad (22)$$

$$F_r \propto B^2 \quad (23)$$

考虑到磁通的谐波, 涡流产生的转矩和径向力M'_r, F'_r可以通过以下方程估计:

$$\frac{M'_r}{M_r} = \frac{\left(\int_T \sum_n (B_0 + \bar{B}_{z,n} \cos(2\pi n f t) + \bar{B}_{z,n} \sin(2\pi n f t)) dt\right)^2}{\left(\int_T \sum_n (B_0 + B_n \cos(2\pi n f t) + B_n \sin(2\pi n f t)) dt\right)^2} \quad (24)$$

$$\frac{F'_r}{F_r} = \frac{\left(\int_T \sum_n (B_0 + \bar{B}_{z,n} \cos(2\pi n f t) + \bar{B}_{z,n} \sin(2\pi n f t)) dt\right)^2}{\left(\int_T \sum_n (B_0 + B_n \cos(2\pi n f t) + B_n \sin(2\pi n f t)) dt\right)^2} \quad (25)$$

其中n是谐波数, f是基频, B0是谐波分析的直流部分。使用方程13和15, 可以计算所有谐波的磁通密度平均值 $\bar{B}_z$ 。

$$\begin{aligned} \bar{B}_z &= \frac{2 \int_{\frac{3}{14}a}^{\frac{1}{2}a} (c_2 e^{\alpha x} + c_3 x) dx + 2 \int_0^{\frac{3}{14}a} B_c dx}{a} \\ &= \frac{2c_2 e^{\frac{\alpha a}{2}}}{\alpha a} + \frac{c_3 a}{4} - \frac{2c_2 e^{\frac{3\alpha a}{14}}}{\alpha a} - \frac{9c_3 a}{289} + \frac{3B_c}{7} \end{aligned} \quad (26)$$

4 涡流引起的铁损计算以及转矩和悬浮力的估算

首先介绍了具有单层绕组的开关磁阻无轴承电机 (SRBM) 的模型。根据双层绕组产生径向力的传统理论, 需要绕组电流i_m和k i_m来产生转矩, 绕组电流i_{t1}和i_{t2}产生径向力F₁和F₂。如果我们根据以下方程定义图5中的电流 (k用于控制转矩):

$$i_5 = i_m + i_{t1} \quad i_1 = -i_m + i_{t1} \quad (27)$$

$$i_2 = -k \cdot i_m + i_{t2} \quad i_6 = -k \cdot i_m + i_{t2} \quad (0.5 \leq k \leq 1) \quad (28)$$

应用在单层绕组的电流i₅, i₁, i₂和i₆, 获得相同的转矩和径向力^[2]。

为了计算涡流铁损, 估算转矩和悬浮力, 采用ANSYS软件对整个电机进行了有限元计算。首先我们确定目标径向力和扭矩。取稳态悬浮力F_y=3 • GR=60N和F_x=0N作为目标值。我们将额定功率为1.8kW的输出转矩定义为0.573Nm作为目标转矩。根据图3所示原理, 可以计算出绕组电流, 这在^[3]中有说明。根据这些电流进行了有限元计算。

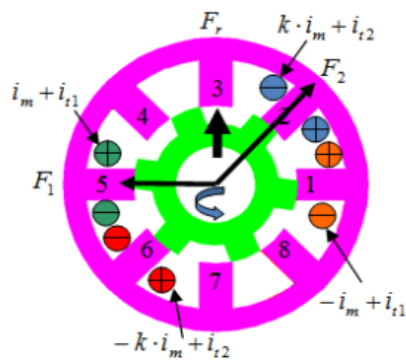


图5 生产转矩和径向力的电流定义

由于传统的双层绕组理论^{[4][8]}认为,定子和转子齿数为8-6且绕组为不同极对数 $p_2=p_1$ 11的电机只能产生径向力,故此处换相时必须同时使用两相绕组来产生x轴和y轴悬浮力,但不会产生旋转转矩。为了解决这一问题,在两相绕组上施加了两种不同的参考转矩电流,成功地获得了所需的转矩。这里定义一个转矩电流不同于另一个转矩电流,由式28中的 k 从0.5到1控制。在图6中,八个绕组从右到左编号。根据定子和转子齿数,可方便地获得定子4相60度换相周期和15度换相间隔。这意味着每个定子相位在每15度之后换向,以产生连续的扭矩和悬浮力。8种换相零度作为定子齿1与转子齿完全重叠的位置。通过计算8个定子齿和8个极、6个转子齿和6个极上的磁通密度来估计图6中的总损耗。如表 I 所示。初始换相角的选择应满足能够产生最大扭矩和悬浮力的条件。通过有限元计算对换相角进行了优化,这里不再详细介绍。

表 I 周期为60的8个换相器

Interval number	Angle range (degree)	Commutated windings number			
		Torque windings		Force windings	
1	1-5 and 55-60	4	8	2	6
2	6-10	4	8	1	5
3	11-21	3	7	5	1
4	22-25	3	7	4	8
5	26-33	2	6	4	8
6	34-39	2	6	3	7
7	40-48	5	1	7	3
8	49-54	5	1	2	6

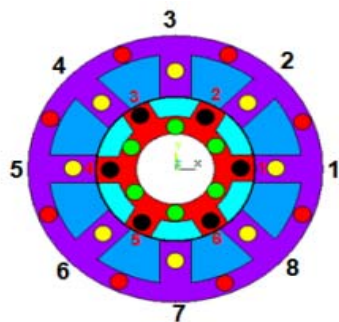


图6 电机16个磁通密度计算

零度作为定子齿1与转子齿完全重叠的位置。通过计算8个定子齿和8个极、6个转子齿和6个极上的磁通密度来估计图6中的总损耗。

图7和图8显示了一段时间内转子1和4齿、定子2和6齿的磁通密度。从图7中可以看出,一对齿上的两种不同磁通密度会产生所需的悬浮力。

然后对一个周期内的所有通量曲线进行离散傅里叶变换。对于3000Hz的基频,将傅里叶频率放大到90000Hz,以便更好地分析高次谐波。

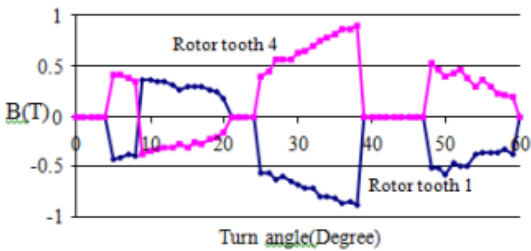


图7 转子齿1和齿4的磁通密度

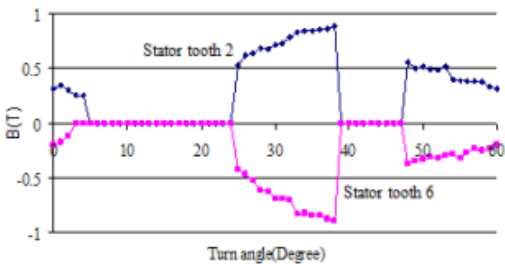


图8 定子齿2和齿6的磁通密度

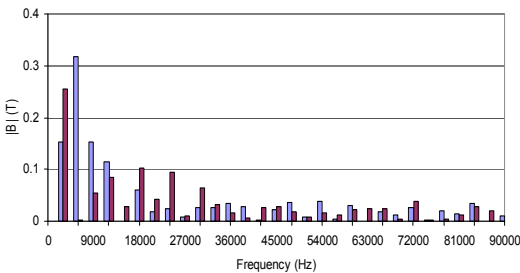


图9 转子齿1磁通密度谐波分析

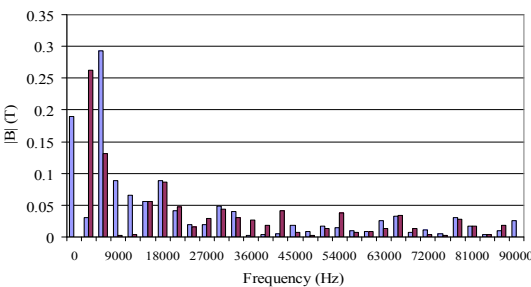


图10 定子齿1磁通密度谐波分析

图9和图10显示了3000Hz到90000Hz范围内转子1齿和定子1齿磁通密度的谐波分析。对于每个谐波,左值是余弦部分,右值是正弦部分。周期上的磁通密度是如此不规则,以至于会发生大的谐波。现在使用公式17,18,19可以计算电机所有部件的总损耗。由于不同频率下的磁通分布不同,因此需要对每条磁通密度曲线分别计算 c_2 、 c_3 和 B_c 。

为了验证涡流对转矩和悬浮力的影响,计算了30次谐波下涡流的磁通密度 B 与平均磁通密度的比值,如图10所示。从1到5的谐波比线性下降,几乎保持不变。这意味着当频率达到15000Hz时,片内涡流不再变化。利用这些比率,力矩和悬浮力的估计可以由公式25得出。

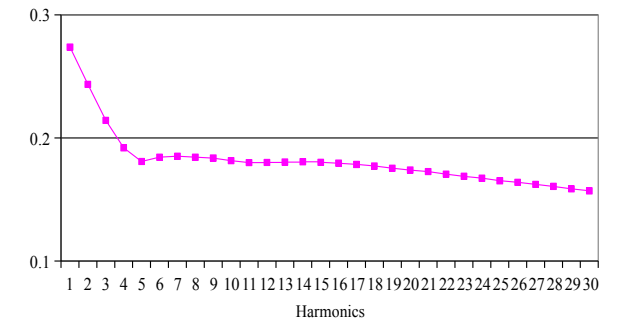


图11 30次谐波涡流磁通密度B与平均磁通密度 B_c 之比

5 计算结果与分析

本文研究了一种试验性的无轴承SRM。其数据见表2^[9]。根据电机轭部和齿的磁链分布以及这些谐波分析计算涡流的总铁损如表III所示,并与^[9]中应用传统Steinmetz方程的涡流损耗1进行比较。

表 II 电机数据

Rotor diameter, mm	D_r	61.2
Motor length, mm	l	70
Stator outer diameter, mm	D_s	113
Air gap length, mm	δ	0.4
Rotor yoke thickness, mm	h_{ry}	7.3
Rotor tooth height, mm	h_{rp}	8.3
Shaft diameter, mm	D_s	30
Stator yoke thickness, mm	h_{sy}	8
Stator tooth height, mm	h_{sp}	17.5
Number of turns per coil	N	29
Winding resistance, Ohm at 25° C	R_{25°	0.0478
Rotor weight, kg	m_r	1.875
Rated power, kW	P_s	2
Maximal speed, rpm	n_s	30000

表 III 两种不同的涡流损耗

Motor Speed (1/min)	3 000	9 000	18 000	30 000
Eddy current losses (W)	7.1	36.2	151.5	332.8
Eddy current losses l (W)	247	2226	8907	24743

显然,对于1.8千瓦的额定功率,涡流损耗1的值是不正确的。正如第一章所分析的那样,Steinmetz方程不再适用于计算高达90000Hz的大谐波的涡流损耗。

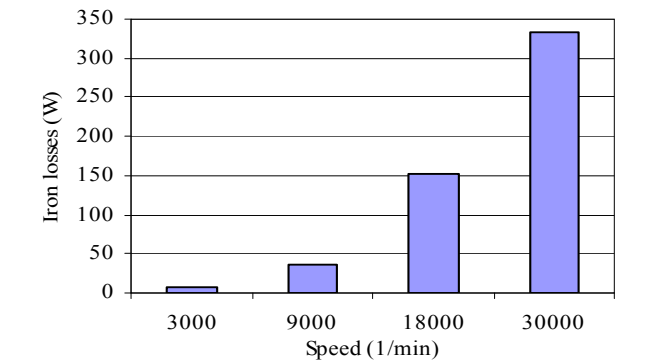


图12 不同速度下涡流的总铁损

在额定转速为30000转/分时,分析了包含所有谐波的涡流对6个转子齿的磁通密度的平均值,其值降至b的78%,因此扭矩和径向力减弱至62%。图13显示了六个转子齿的磁通密度比、转矩和径向力的减小情况。为了达到相同的额定扭矩,电功率必须增加127%。考虑扰动力,需要2-3倍以上的径向力。

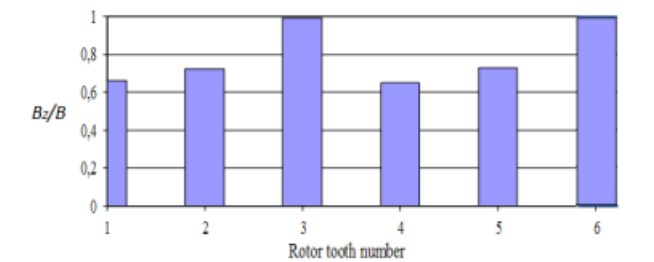


图13 降低了六个转子齿的磁通密度比

表 IV减小扭矩和悬浮力

Motor Speed (1/min)	Reduced flux	Reduced torque	Reduce forces
30 000	78 %	62 %	62 %

6 结论

本文提出了一种单层绕组的开关磁阻无轴承电机,避免了复杂的电机绕组结构。它有效地产生扭矩和悬浮力。为了分析涡流对铁损、转矩和径向力的特殊影响,介绍了一个新的原理来解释频率为3000Hz至9000Hz的涡流引起的电机片内磁通分布。根据铁损原理,对扭矩和径向力进行了估计和计算。结果表明,涡流降低了扭矩和悬浮力的产生。因此,必须增加电能。利用该原理计算出的铁损可以估计出基于涡流的实际损耗。

本文对高速电机涡流效应的研究进行了综述。为更好地设计无轴承电机提供了一些有价值的指导。

[参考文献]

[1]R.Bosch, “Development of a bearingless electric motor,” in Proc.ICEM’ 88,vol.1,pp.373-375.

[2]L.Hertel, W.Hofmann, "Basic Approach for the Design of Bearingless Motors," Seventh International Symp. on Magnetic Bearing,ETH Zürich, August 2000.

[3]L.Chen,W.Hofmann, "Analytically computing winding currents to generate torque and levitation force of a new bearingless reluctance motor," EPE-PEMC2006.,pp.1058-1063, Portoroz Slovenia, September/October 2006.

[4]C.M.Stephens, "Fault detection and management system for fault tolerant switched reluctance motor drives," in Conf.Rec.IEEE-IAS Annu.Meeting, 1989, pp.574-578.

[5]C. A. Ferreira, S. R. Jones, W. S. Heglund, and W. D. Jones, "Detailed design of a 30-kW switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application," IEEE

Trans. Ind. Applicat., vol.31, pp.553-561, May/June 1995.

[6]A.V.Radun, C. A. Ferreira, and E. Richter, "Two-channel switched reluctance starter/generator results," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.34, pp.1026-1034, Sept./Oct. 1998.

[7]R.Krishnan, R.Arumugan, and J.F.Lindsay, "Design procedure for switched-reluctance motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.24, pp.456-461, May/June 1988.

[8]T.J.E.Miller, "Faults and unbalance forces in the switched reluctance machine," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, pp.319-328, Mar./Apr. 1995.

[9]P.Materu and R. Krishnan, "Estimation of Switched Reluctance Motor Losses", IEEE Industry Applications Society Annual Conf.Rec., Pittsburgh, pp.79-90, 1988.