

# 无槽环形绕组轴向磁通永磁电机空载反电动势解析\*

孙明灿<sup>1,2</sup>, 唐任远<sup>1</sup>, 韩雪岩<sup>1</sup>, 佟文明<sup>1</sup>

(1. 沈阳工业大学 国家稀土永磁电机工程技术研究中心 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870;

2. 齐鲁工业大学 电气工程与自动化学院, 山东 济南 250353)

**摘要:** 无槽环形绕组有两种类型, 即扇形绕组和矩形绕组。针对这两种绕组空间分布对空载反电动势的影响, 分别对两种绕组轴向磁通永磁电机的空载反电动势进行了解析推导。在气隙磁密解析计算时, 提出通过建立虚拟等效直线电机模型用以计算气隙磁场端部效应函数。为了验证解析公式的正确性, 以一台电机方案为例, 利用推导的解析公式对空载反电动势进行了计算, 与有限元计算结果进行了对比, 结果表明解析计算结果和有限元计算结果相对误差小于 2.1%, 满足工程要求。因此, 推导的空载反电动势解析公式可以作为电机设计人员参考使用。

**关键词:** 轴向磁通永磁电机; 环形绕组; 解析法; 空载反电动势; 虚拟等效直线电机

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)09-0001-08

## Analysis of Open Circuit Back Electromotive Force in Slotless Toroidal Type Winding Axial Flux Permanent Magnet Machine\*

SUN Mingcan<sup>1,2</sup>, TANG Renyuan<sup>1</sup>, HAN Xueyan<sup>1</sup>, TONG Wenming<sup>1</sup>

(1. School of Electrical and Engineering, National Engineering Research Center for Rare-earth Permanent Magnetic Machines, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Qilu University of Technology, Jinan 250353, China)

**Abstract:** There are two types of winding in slotless toroidal type winding axial flux permanent magnet machines, one is fan-shaped winding, another is rectangle winding. Considering the effect of winding spatial distribution on open circuit back EMF in slotless axial flux permanent magnet machine, the corresponding analytical formulas of back EMF were derived. In order to calculate the end effect function of air gap magnetic field during calculating air gap magnetic field by analytical method, a virtual equivalent linear machine model was built. For verifying the correctness of the analytical formulas, a comparison of back EMF by analytical and FE methods based on a motor design scheme was carried out, the computing results showed that relative error between them was less than 2.1%, the result met the need of engineering. So, the analytical formulas of back EMF could be used as reference for the researchers who designed AFPM machine.

**Key words:** axial flux permanent magnet machine; toroidal type winding; analytical method; no-load back EMF; virtual equivalent linear machine

\* 基金项目: 国家重点研发计划(2016YFB0300503); 国家自然科学基金项目(51677122); 辽宁省教育厅科学研究资助项目(LGD20160006)

作者简介: 孙明灿(1980—), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁电机设计。

唐任远(1931—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为特种电机及其控制。

## 0 引言

在电机设计过程中,空载反电动势是需要计算的重要参数之一,且要求准确计算。由于轴向磁通永磁(Axial Flux Permanent Magnet, AFPM)电机结构的特殊性,通常情况下采用3D有限元进行空载反电动势的计算<sup>[1-3]</sup>。但3D有限元计算耗时较长,占用计算机资源较多,严重影响了电机优化设计进程。为此,建立AFPM电机空载反电动势解析公式是提高电机设计进程一个切实可行的方法。

无槽型环形绕组有两种类型:扇形绕组和矩形绕组,与齿绕组不同,环形绕组直接缠绕在铁心表面。由于没有定子槽的束缚,绕组导体在铁心表面周向分布范围较大。正因为环形绕组存在空间上的分布,使得其空载反电动势大小与齿绕组相比有所减小,因此,其空载反电动势不能按照齿绕组空载反电动势的计算公式进行计算,需要重新进行推导。从公开发表的文献看,文献[4-10]中均给出了无槽环形绕组AFPM电机空载反电动势计算公式,但均是参考齿绕组空载反电动势计算公式进行描述,没有考虑绕组空间分布对空载反电动势的影响。文献[9-10]更是直接借用齿绕组AFPM电机空载反电动势公式直接计算。文献[4-10]中提供的空载反电动势计算公式在实际使用中发现,计算结果和有限元之间误差较大,不能采用。为此,寻找一个切实可行的空载反电动势解析公式是无槽环形绕组AFPM电机设计人员亟需解决的问题。

在计算空载反电动势时,气隙磁密是个重要参数,由AFPM电机结构决定了气隙磁密端部效应不能忽略。文献[11-14]在计算AFPM电机气隙磁密端部效应时,采用了有限元法。即利用3D有限元计算磁极径向中心线对应的气隙磁密,然后进行归一化处理,形成端部效应函数。但有限元计算时需要人工建模,计算机仿真计算,耗时严重。为此,本文在文献[11-14]分析结果的基础上,提出虚拟等效直线电机模型的概念,依据此模型,推导端部效应函数解析公式,为AFPM电机空载反电动势彻底解析化提供理论依据。

本文在获得气隙磁密解析公式的基础上,根据扇形绕组和矩形绕组空间分布特点,给出了扇形绕组和矩形绕组AFPM电机空载反电动势解析

公式。为了验证解析公式的正确性,以一台电机方案为例,利用解析法和有限元法分别计算了扇形绕组和矩形绕组AFPM电机空载反电动势,并计算了不同绕组宽度下矩形绕组AFPM电机的空载反电动势。结果证明,解析法和有限元法计算结果误差在工程允许范围内。因此,本文推导的无槽环形AFPM电机空载反电动势解析公式可以为电机设计人员参考使用。

## 1 环形绕组的基本形式

无槽环形绕组AFPM电机的定子盘处在两转子中间,导线缠绕在光滑的铁心上,形成环形绕组。根据缠绕方式的不同,环形绕组又可以分为两种。一种是导线在铁心内外径处按每极空间均匀分布,呈扇形<sup>[15-17]</sup>,称为扇形绕组;一种是绕组在铁心内外径处周向长度相等,呈矩形<sup>[18-21]</sup>,称为矩形绕组。环形绕组两种缠绕方式如图1所示。环形绕组2D磁路示意图如图2所示。从图2中可以看出,无槽环形绕组直接缠绕在铁心表面,由于没有定子槽的束缚,每个线圈空间分布范围较大。

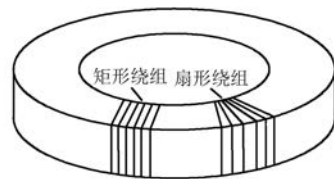


图1 环形绕组两种缠绕方式

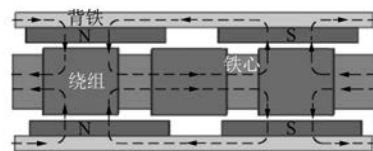


图2 磁路示意图

对于齿绕组电机,每相绕组空载反电动势的有效值为

$$E_0 = 4.44fNk_w\phi \quad (1)$$

式中:  $f$ ——电机运行频率;

$N$ ——每相绕组串联匝数;

$k_w$ ——绕组系数;

$\phi$ ——一个极下主磁通量。

根据绕组系数计算公式可知,环形绕组的绕组系数为<sup>[9-10]</sup>

$$k_w = 1 \quad (2)$$

但环形绕组空间分布范围较大,简单地将环形绕组看作是齿绕组形式下的集中绕组,显然是不合理的。

## 2 扇形绕组电机空载反电动势解析

对于扇形绕组,每个线圈的单根导体均分该线圈所占的周向圆周长度,如图3所示。

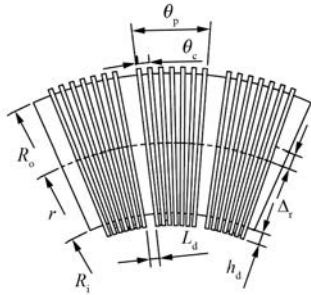


图3 扇形绕组导体分布示意图

单个线圈所占的机械角度为

$$\theta_p = \frac{2\pi}{Q_1} - \frac{L_d}{R_i - h_d} \quad (3)$$

式中:  $Q_1$ ——电机线圈个数;  
 $L_d$ ——两线圈之间的周向距离;  
 $R_i$ ——铁心内圆半径;  
 $h_d$ ——定子内圆处线圈厚度。

单根导体占有的机械角度为

$$\theta_c = \frac{\theta_p}{N_c} \quad (4)$$

式中:  $N_c$ ——单个线圈串联匝数。

设主磁场在气隙内正弦分布,则一个极下的平均磁通密度可以表述为

$$B_{av} = \frac{2}{\pi} B_1 \quad (5)$$

式中:  $B_1$ ——空载气隙磁密基波幅值。

图3中,径向长度为  $\Delta r$  的导体两端感应电动势有效值为

$$\Delta E(r) = B_{av} \Delta r \Omega r \quad (6)$$

式中:  $\Omega$ ——电机旋转机械角速度;

$r$ —— $\Delta r$  所处的半径长度。

对式(6)进行积分,则一根导体上感应电动势的有效值为

$$E_c = \int_{R_i}^{R_o} B_{av} \Omega r dr = \frac{1}{8} B_{av} \Omega (D_o^2 - D_i^2) \quad (7)$$

式中:  $D_i$ 、 $D_o$ 、 $R_o$ ——轴向磁通电机铁心的内、外直径和外半径。

每根导体所占的电角度为

$$\gamma = \theta_c p \quad (8)$$

式中:  $p$ ——电机极对数。

线圈每根导体上感应电动势的有效值相量图如图4所示,  $E_1$ 、 $E_2$ 、 $\dots$ 、 $E_{N_c}$  为每根导体上感应电动势的有效值。从图4可以看出,  $E_1$ 、 $E_2$ 、 $\dots$ 、 $E_{N_c}$  连接在一起成为内接于半径为  $R$  圆的多边形的一部分。

从图4各线段长度关系可以得到

$$R = \frac{E_c}{2\sin(\gamma/2)} \quad (9)$$

则

$$E_{12} = 2R\cos\left(\frac{\pi - \gamma}{2} - \frac{\gamma}{2}\right) \quad (10)$$

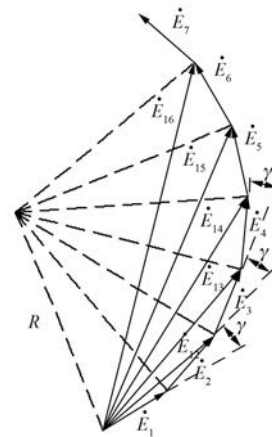


图4 导体感应电动势相量图

依次类推,则匝数为  $N_c$  的线圈两端感应电动势的有效值为

$$E_{N_c} = 2E_{1N_c} = \frac{2\sin[(1 + N_c)/2]\gamma}{\sin(\gamma/2)} \quad (11)$$

将式(3)、式(4)、式(7)、式(8)代入式(11),有

$$E_{N_c} = \frac{1}{4} B_{av} \Omega (D_o^2 - D_i^2) \cdot \frac{\sin\left[\frac{1 + N_c}{2N_c} \left(\frac{2\pi}{Q_1} - \frac{L_d}{R_i - h_d}\right) p\right]}{\sin\left[\frac{\left(\frac{2\pi}{Q_1} - \frac{L_d}{R_i - h_d}\right) p}{2N_c}\right]} \quad (12)$$

因此,扇形绕组电机的相电压为

$$E_{Rp} = \frac{Q_1}{m} E_{N_c} = \frac{Q_1}{2m} \frac{B_1}{\pi} \Omega (D_o^2 - D_i^2) \cdot \frac{\sin \left[ \frac{1 + N_c}{2N_c} \left( \frac{2\pi}{Q_1} - \frac{L_d}{R_i - h_d} \right) p \right]}{\sin \left[ \frac{\left( \frac{2\pi}{Q_1} - \frac{L_d}{R_i - h_d} \right) p}{2N_c} \right]} \quad (13)$$

式中:  $m$ ——电机的相数。

### 3 矩形绕组电机空载反电动势解析

矩形绕组在铁心内外径处周向长度相同,如图5所示。从图5可以看出,矩形绕组的每根导体占有的周向机械角度沿径向逐渐减小。

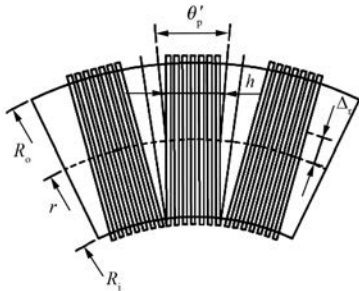


图5 矩形绕组示意图

矩形绕组单个线圈在半径为  $r$  处所占有的机械角度为

$$\theta'_p = \frac{h}{r} \quad (14)$$

式中:  $h$ ——一个线圈宽度。

此时,每根导体所占的电角度为

$$\gamma = \frac{\theta'_p \cdot p}{N_c} \quad (15)$$

在半径  $r$  处,长度为  $\Delta r$  导体上感应出的电动势有效值仍然如式(6)所示。

参照扇形绕组感应电动势推导过程,导体长度为  $\Delta r$  组成的匝数为  $N_c$ 。线圈两端感应电动势有效值为

$$\Delta E_{N_c}(r) = \frac{2 \sin \left( \frac{1 + N_c}{2} \gamma \right)}{\sin \left( \frac{\gamma}{2} \right)} \Delta E \quad (16)$$

对式(16)进行积分,则每个绕组上感应出电

动势的有效值为

$$E_{N_c} = \int_{R_i}^{R_o} \Delta E_{N_c} dr = \frac{4}{\pi} B_1 \Omega \int_{R_i}^{R_o} \frac{\sin \left( \frac{1 + N_c}{N_c} \frac{h \cdot p}{r} \right)}{\sin \left( \frac{h \cdot p}{r N_c} \right)} r dr \quad (17)$$

因此,矩形绕组电机的相电压为

$$E_{Rp} = \frac{Q_1}{m} E_{N_c} = \frac{Q_1}{m} \frac{4}{\pi} B_1 \Omega \int_{R_i}^{R_o} \frac{\sin \left( \frac{1 + N_c}{N_c} \frac{h \cdot p}{r} \right)}{\sin \left( \frac{h \cdot p}{r N_c} \right)} r dr \quad (18)$$

从式(16)中可以看出,由长度为  $\Delta r$  导体组成的绕组感应电动势有效值随着  $\gamma$  的减小而增大。对于扇形绕组,  $\gamma$  的大小沿电机径向不变;而对于矩形绕组,  $\gamma$  的大小沿电机径向逐渐减小。因此,在其他约束条件均相同的情况下,矩形绕组 AFPM 电机的空载反电动势大于扇形绕组电机。这种现象符合由于绕组分布造成反电动势下降的一般规律。

### 4 空载气隙磁密解析

上述内容推导了扇形绕组和矩形绕组 AFPM 电机空载反电动势解析表达式。从解析式可以看出,欲计算空载反电动势,还需要对气隙磁密进行计算。文献[11-14]给出了 AFPM 电机空载气隙磁密表达式,但在计算气隙磁场端部效应函数时采用了有限元法,没有实现气隙磁密彻底解析化。为此,本文将在文献[11-14]的基础上,对气隙磁场端部效应函数进行解析推导,最终形成气隙磁密完全解析表达式。

考虑端部效应时,无槽环形绕组 AFPM 电机气隙磁密为

$$B_{ag}(r) = B_{mg}(r) \gamma(r) \quad (19)$$

式中:  $B_{mg}(r)$ ——半径  $r$  处未考虑端部效应时气隙磁密;

$\gamma(r)$ ——气隙磁密端部效应函数。

#### 4.1 无槽 AFPM 电机空载气隙磁密

AFPM 电机半径  $r$  处 2D 截面示意图如图6所示。在此坐标下,不考虑端部效应时空载气隙

磁密表达式为<sup>[11-14]</sup>

$$B_{mg}(r, x) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{-8B_r \sin\left[\frac{n\alpha_p(r)\pi}{2}\right] \sinh\left[\frac{n\pi h_m}{\tau(r)}\right] \cos\left[\frac{n\pi x}{\tau(r)}\right]}{K_1 \sinh\left[\frac{n\pi(h_m+g)}{\tau(r)}\right] + K_2 \sinh\left[\frac{n\pi(g-h_m)}{\tau(r)}\right]} \quad (20)$$

其中:  $K_1 = \mu_r + 1, K_2 = \mu_r - 1$ 。

式中:  $n$ ——谐波次数,  $n=1, 3, 5, \dots$ , 当  $n=1$  时,

即为基波磁密;

$B_r$ ——永磁体剩余磁通密度;

$\alpha_p(r)$ ——半径为  $r$  处的极弧系数, 对于常规的扇形永磁体,  $\alpha_p(r)$  沿径向不变;

$\mu_r$ ——永磁体相对磁导率。

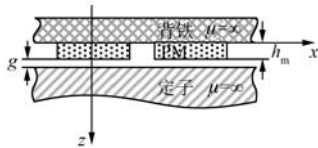


图6 半径  $r$  处 2D 截面示意图

#### 4.2 气隙磁密端部效应函数解析

根据磁通分配原理, 每极各有一半磁通与其相邻磁极闭合, 其闭合路径如图7所示。同样, 端部磁通也具有此特点。因此, 计算外径处和内径处空载气隙磁场端部效应所需虚拟等效直线电机模型分别如图8和图9所示。

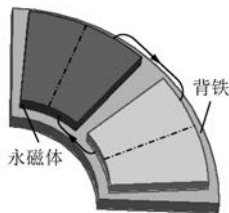


图7 转子局部模型

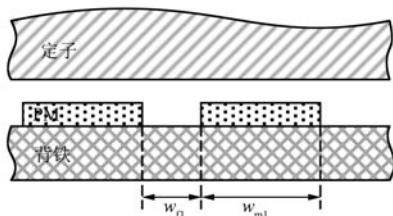


图8 外径处虚拟等效直线电机模型

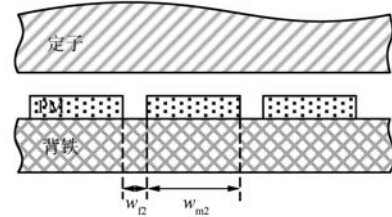


图9 内径处虚拟直线电机模型

图8、图9中  $w_{m1}$ 、 $w_{m2}$ 、 $w_{\tau 1}$ 、 $w_{\tau 2}$  大小分别表示为

$$w_{m1} = w_{m2} = \frac{1}{2}(D_o - D_i) \quad (21)$$

$$w_{\tau 1} = \frac{\pi D_o}{2p} \quad (22)$$

$$w_{\tau 2} = \frac{\pi D_i}{2p} \quad (23)$$

虚拟等效直电机的极弧系数分别为

$$\alpha_{p1} = \frac{w_{m1}}{w_{m1} + w_{\tau 1}} \quad (24)$$

$$\alpha_{p2} = \frac{w_{m2}}{w_{m2} + w_{\tau 2}} \quad (25)$$

由式(20)~式(25)可知, 外径、内径处虚拟等效直线电机气隙磁密分别表示为

$$B_{mg1}(x) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{-8B_r \sin\left(\frac{n\alpha_{p1}\pi}{2}\right) \sinh\left(\frac{n\pi h_m}{\tau_1}\right)}{K_1 \sinh\left[\frac{n\pi(h_m+g)}{\tau_1}\right] + K_2 \sinh\left[\frac{n\pi(g-h_m)}{\tau_1}\right]} \cos\left\{\frac{n\pi\left[x + \left(\frac{R_o - 3R_i}{2} + \frac{\pi D_o}{2p}\right)\right]}{\tau_1}\right\} \quad (26)$$

$$B_{mg2}(x) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{-8B_r \sin\left(\frac{n\alpha_{p2}\pi}{2}\right) \sinh\left(\frac{n\pi h_m}{\tau_2}\right)}{K_1 \sinh\left[\frac{n\pi(h_m+g)}{\tau_2}\right] + K_2 \sinh\left[\frac{n\pi(g-h_m)}{\tau_2}\right]} \cos\left\{\frac{n\pi\left[x + \left(\frac{R_o - 3R_i}{2} + \frac{\pi D_i}{2p}\right)\right]}{\tau_2}\right\} \quad (27)$$

以  $(R_i + R_o)/2$  为分界线, 磁极径向中心线

$[R_i, (R_i + R_o) / 2]$  区间气隙磁密采用内径虚拟直线电机气隙磁密计算结果, 磁极径向中心线  $[(R_i + R_o) / 2, R_o]$  区间气隙磁密采用外径虚拟直线电机气隙磁密计算结果, 两部分组成整个磁极径向中心线气隙磁密。有限元和解析法计算表 1 所示电机模型的磁极径向中心线气隙磁密波形, 如图 10 所示。

表 1 电机参数

名称	值	名称	值
功率/W	400	外径/mm	90
转速/(r · min <sup>-1</sup> )	6 000	内径/mm	45
极数	8	气隙长度/mm	3
槽数	12	永磁体厚度/mm	5
极弧系数	0.8	永磁体剩磁/T	1.25

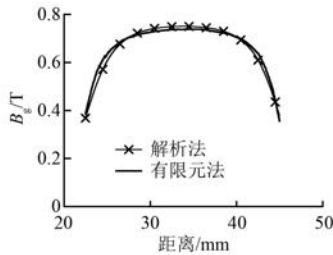


图 10 磁极径向中心线气隙磁密

从图 10 可以看出, 采用本文所提出的虚拟等效直线电机模型计算出的磁极径向中心线气隙磁密和 3D 有限元计算结果具有较好的一致性。因此, 可以采用此方法计算端部效应函数。

此时, 端部效应函数可以表示为

$$\gamma(r) = \begin{cases} \frac{B_{mg1}(r)}{B_{mg1}\left(\frac{R_i + R_o}{2}\right)}, & \frac{R_i + R_o}{2} < r \leq R_o \\ \frac{B_{mg2}(r)}{B_{mg2}\left(\frac{R_i + R_o}{2}\right)}, & R_i \leq r \leq \frac{R_i + R_o}{2} \end{cases} \quad (28)$$

对表 1 所示的电机模型, 采用式(28)计算的端部效应函数曲线如图 11 所示。

### 5 有限元验证

以一台电机设计方案为例, 利用解析法和有限元法分别计算扇形绕组和矩形绕组 AFPM 电机

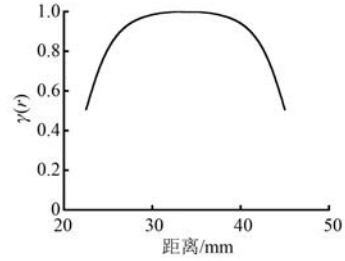


图 11 端部效应函数曲线

空载反电动势, 以验证解析公式的正确性。

电机功率设定为 400 W, 转速为 6 000 r/min。电机具体参数如表 1 所示。

扇形绕组和矩形绕组 AFPM 电机 3D 有限元局部模型分别如图 12 和图 13 所示。采用解析法和有限元法对两个电机模型进行空载反电动势计算, 结果如表 2 所示。从表 2 可以看出, 解析公式与有限元法计算结果之间的相对误差小于 2.1%, 满足工程要求。在计算过程中, 利用解析法计算扇形绕组或矩形绕组电机的空载反电动势只需几秒 (MATLAB 编程), 而采用 3D 有限元, 不计人工建模时间, 仅计算机仿真所需时间就达 2 个多小时。因此, 采用本文所提到的空载反电动势解析公式能大大节省电机设计时间。

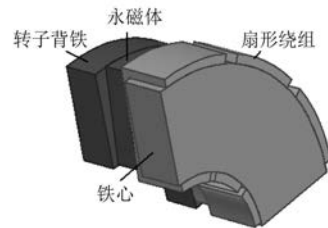


图 12 扇形绕组 AFPM 电机 3D 局部模型

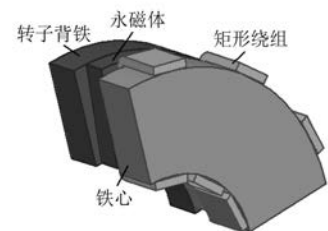


图 13 矩形绕组 AFPM 电机 3D 局部模型

图 14 为矩形绕组电机不同线圈宽度下通过有限元仿真和解析公式计算出的空载反电动势大小。

表 2 扇形绕组和矩形绕组电机空载反电动势

参数	扇形绕组	矩形绕组
EMF(解析法)/V	149.9	163.4
EMF(有限元)/V	153.0	166.0
反电动势相对误差/%	2.03	1.57

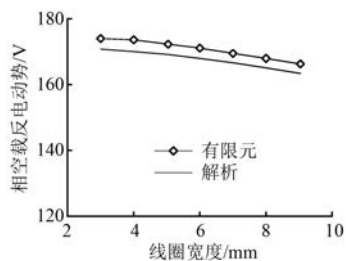


图 14 矩形绕组电机空载反电动势与线圈宽度关系曲线

从图 14 可以看出,对于矩形绕组 AFPM 电机,空载反电动势大小随着线圈宽度的减小呈增大趋势,符合绕组分布对反电动势大小影响的一般规律。由于本文在处理端部效应时与有限元之间存在一定的误差,导致空载反电动势解析计算的结果小于有限元计算结果。

## 6 结 语

针对无槽环形绕组 AFPM 电机绕组存在空间分布的特点,推导了两种环形绕组:扇形绕组和矩形绕组 AFPM 电机空载反电动势解析公式,并用有限元对解析公式进行了验证,得到了以下结论:

(1) 空载反电动势解析公式与有限元计算结果之间相对误差小于 2.1%,验证了解析公式的正确性,因此解析公式可以供电机设计人员参考使用。

(2) 空载反电动势解析公式的正确性说明了虚拟等效直线电机模型在计算端部效应函数时是切实可行的。

(3) 在其他约束条件相同的情况下,矩形绕组 AFPM 电机空载反电动势比扇形绕组空载反电动势大,因此无槽电机绕组类型应首选矩形绕组。

(4) 矩形绕组 AFPM 电机空载反电动势随着线圈宽度的增大而降低,因此在电机设计时,应根据气隙大小和工艺加工水平,合理地设置线圈宽度。

## 【参考文献】

- [1] 曹永娟,黄允凯,金龙,等.磁极组合型轴向磁场无铁心永磁电机的设计与分析[J].中国电机工程学报,2014,34(6): 903-909.
- [2] HUANGW Y, BETTAYEB A, KACZMAREK R, et al. Optimization of magnet segmentation for reduction of eddy current losses in permanent magnet synchronous machine [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25(2): 381-387.
- [3] YAMAZAKI K, FUKUSHIMA Y, SATO M. Loss analysis of permanent magnet motors with concentrated windings-variation of magnet eddy current loss due to stator and rotor shapes[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2009, 45(4): 1334-1342.
- [4] AYDINM, HUANG S R, LIPO T A. Design and 3D electromagnetic field analysis of non-slotted and slotted TORUS type axial flux surface mounted permanent magnet disc machines [C] // IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2002: 645-651.
- [5] HUANG S R, AYDIN M, LIPO T A. Torque quality assessment and sizing optimization for surface mounted permanent magnet machines [C] // IEEE Industry Applications Conference, 2002: 1603-1610.
- [6] SOLEROL, HONORATI O, CARICCHI F, et al. Nonconventional three-wheel electric vehicle for urban mobility [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2001, 50(4): 1085-1091.
- [7] CARICCHIF, CRESCIMBINI F, HONRATI O. Modular axial-flux permanent magnet motor for ship propulsion drives [J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 1999, 14(3): 673-679.
- [8] CARICCHIF, CRESCIMBINI F, HONRATI O. Low cost compact permanent magnet machine for adjustable speed pump application [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1998, 34(1): 109-116.
- [9] GIERAS J F, WANG R J, KAMPER M J. Axial flux permanent magnet brushless machines [M]. Amsterdam: Kluwer Academic Publishers, 2005.
- [10] GIERAS J F. Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications [M]. CRC Press, 2010.
- [11] JAFARI-SHIADEHS M, ARDEBILI M. Analysis and comparison of axial flux permanent magnet brushless DC machines with fractional slot concentrated

- windings [ C ] // Drive Systems and Technologies Conference, 2013: 72-77.
- [ 12 ] FEI W, LUK P C K. Torque ripple reduction of axial flux permanent magnet synchronous machine with segmented and laminated stator [ C ] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009: 132-138.
- [ 13 ] FEI W, LUK P C K, JINUPUN K. A new axial flux permanent magnet segmented armature torus machine for inwheel direct drive applications [ C ] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2008: 2197-2202.
- [ 14 ] FEI W, LUK P C K. Cogging torque reduction techniques for axial-flux surface mounted permanent magnet segmented armature torus machines [ C ] // IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008: 485-490.
- [ 15 ] HEKMATI P, MIRSALIM M. Design and analysis of a novel axial-flux slotless limited angle torque motor with trapezoidal cross section for the stator [ J ]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2013, 28(4): 815-822.
- [ 16 ] HEKMATI P, YAZDANPANA R, MIRSALIM M. Design and analysis of double sided slotless axial flux permanent magnet machines with conventional and new stator core [ J ]. Electric Power Applications, 2015, 9(3): 193-202.
- [ 17 ] STEINERT D, NUSSBAUMER T, KOLAR J W. Topology evaluation of slotless bearingless motors with toroidal windings [ C ] // International Power Electronics Conference, 2014: 975-981.
- [ 18 ] DONATO G D, CAPPONI F G, RIVELLINI G A, et al. Integral slot versus fractional slot concentrated winding axial flux permanent magnet machines: comparative design, FEA, and experimental tests [ J ]. IEEE Trans on Industry Applications, 2012, 48(5): 1487-1495.
- [ 19 ] AYDIN M, GUVEN M K. Design of several permanent magnet synchronous generators for high power traction applications [ C ] // IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2013: 81-87.
- [ 20 ] MAHMOUDIA, KAHOURZADE S, UDDIN M N, et al. Line-start axial-flux permanent-magnet synchronous motor [ C ] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2013: 3210-3216.
- [ 21 ] FICHEUX L, CARICCHI F, CRESCIMBINI F, et al. Axial flux permanent magnet motor for direct drive elevator systems without machine room [ J ]. IEEE Trans on Industry Applications, 2001, 37(6): 1693-1701.

收稿日期: 2017 -03 -06

## 本刊投稿须知

随着技术发展和创新升级,尤其是感测、信号处理、仿真分析等技术快速发展,电机行业发展迎来新机遇,技术领域拓展到高效电机及再制造、风电并网控制、系统节能运行、智能调速与保护、电驱动等专业领域。

《电机与控制应用》期刊内容涉及五大板块:(1)电机设计与制造:涉及电机制造新工艺、新材料、高效电机及再制造、智能制造等技术;(2)电机测试与检测:涉及电机及系统运行的状态感测、快速信号处理、电机运行故障诊断、智能在线检测等技术;(3)电机调速与保护:涉及变频调

速、高性能调速、运动控制、电机起动及运行保护、智能调速等技术;(4)并网与电驱动:涉及风电并网控制、电动汽车驱动等技术;(5)系统节能运行:涉及电机应用系统节能相关技术。

为及时、全面刊载上述技术领域的最新技术动态,推广研发成果、工程经验及新产品应用方案,推动研究与应用的紧密结合,欢迎广大科研技术人员及团队向本刊投稿!

本刊只接受官网在线投稿系统(<http://motor-abc.cn>)的投稿。一经投稿,不可一稿多投,稿件确定不录用后方可另投他刊,敬请注意!