

永磁电动机磁路计算中主要系数有限元分析

辛 懋, 韩 力, 赵 斌, 罗辞勇

(重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044)

摘 要: 为了提高永磁电机磁路计算的准确性, 采用二维电磁场有限元法对电机气隙系数、空载漏磁系数、计算极弧系数进行了分析, 提出由于转子位置不同引起漏磁系数计算模型不同的思想, 完善了现有文献中的计算方法, 并通过大量计算, 给出了磁极偏心时的计算极弧系数变化曲线。分析方法可直接应用于工程实际中。

关键词: 永磁电机; 气隙系数; 空载漏磁系数; 计算极弧系数; 有限元法

Finite Element Analysis of Main Coefficients in Magnetic Circuit Calculation of Permanent Magnet Motor

XIN Mao, HAN Li, ZHAO Bin, LUO Ci-yong

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: To improve the accuracy of magnetic circuit calculation of permanent magnet motor, 3 main coefficients analyzed three by 2D electromagnetic field finite element method. Due to the different rotor position, proposed a new idea about the model of leakage flux coefficient calculation in the paper, and improved the calculating method of current references was improved. Given the equivalent pole arc coefficient curves of permanent magnet motor with eccentric poles based on a series of finite element calculations. The results can be used directly in the engineering design.

Key Words: Permanent magnet motor; Airgap coefficient; Leakage flux coefficient at no load; Equivalent pole arc coefficient; Finite element method

0 引 言

永磁电机由于使用永磁体励磁, 其磁场分布与电励磁电机有所不同, 因而在计算磁位差时需要采用的主要系数与电励磁电机不同, 且主要系数能否准确取值直接影响磁路计算和电机设计的准确程度。因此, 各主要系数的准确计算是永磁电机电磁设计的关键之一。由于永磁体磁导率与空气相近, 永磁磁极直接面对气隙的永磁电机的齿槽效应与电励磁电机显著不同, 气隙系数计算公式对永磁电机已不适用。为了解决该问题, 文献 [1] 认为可以将永磁磁极的高度和气隙长度作为总的气隙长度, 代入电励磁电机气隙系数计算公式中进行计算。文献 [2] 采用磁路法给出了气隙系数计算公式, 但两者都是带有假设条件的近似计算。文献 [3-4] 利用电磁场数值方法, 对漏磁场进

行分析研究, 建立了 2 个二维电磁场模型, 应用有限元法分别计算了极间漏磁系数和端部漏磁系数, 进而得出电机的漏磁系数, 但在计算时, 只建立了某一确定的定、转子位置下的模型, 并没有考虑到因转子位置不同引起电机漏磁不同的情况。文献 [5] 采用电磁场数值分析方法, 对均匀气隙磁场分布进行分析计算, 给出了永磁电机计算极弧系数的确定方法, 但却没有提及带偏心磁极的永磁电机计算极弧系数的计算。本文针对目前永磁电机主要系数计算中存在的问题, 深入研究其计算方法, 提出由于定、转子相对位置不同引起端部漏磁系数和极间漏磁系数计算不同的思想; 对漏磁系数计算模型进行了修正, 提高了计算的准确性。采用二维电磁场有限元方法, 对带偏心磁极永磁电机的气隙磁场分布进行了分析计算, 考虑了磁路饱和、磁极结构和充磁方向的影响, 通过大量计算, 给出了计算极弧系数随磁极偏心程度变化的曲线。

1 主要系数计算模型分析

1.1 气隙系数

在电机的磁路计算中, 计算气隙磁压降时, 为了考虑因电枢开槽而使气隙磁阻增加的影响, 引入了气隙系数。它表示等效气隙长度与实际气隙长度之比。对于一般电励磁电机, 气隙系数由在假定槽为无限深、且气隙两边定、转子铁心表面为等位面的条件下推导出的解析公式计算得出。但对于永磁电机, 由于永磁材料的磁导率接近于空气的磁导率, 永磁体内磁阻很大, 永磁磁极与空气隙的界面不再是等位面^[1], 因此, 用该公式来计算永磁电机的气隙系数已不适合。要想准确地计算永磁电机的气隙系数, 需要采用电磁场数值分析方法。

气隙系数等于开槽前后最大气隙磁密之比。因此, 利用电磁场数值方法求解气隙系数, 应建立开槽前后的二维静态场模型:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_{sz} \\ S_1: A_z = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中, A_z 为矢量磁位; J_{sz} 为永磁体的等效面电流密度; Ω 为求解区域; S_1 为第一类边界条件, 取为定子外圆边界和转子内圆边界。

由于电机磁路计算时选用的磁密为磁极中心线处的气隙磁通密度, 通过电磁场有限元计算, 得出开槽前后每极下的气隙磁密分布图, 找出各自的最大气隙磁密, 两者相比即可求出气隙系数。

1.2 空载漏磁系数

空载漏磁系数反映了空载时永磁体向外磁路提供的总磁通的有效利用程度。永磁电机的漏磁分为两部分, 一部分是存在于电枢铁心轴向长度范围内的极间漏磁, 另一部分是存在于电枢铁心轴向长度以外的端部漏磁。准确求解空载漏磁系数需求解永磁电机的三维磁场, 也可通过求解 2 个二维磁场来等效计算。

求解漏磁系数磁场的定解问题为:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_{sz} \\ S_1: A_z = 0 \\ S_2: \frac{\partial A_z}{\partial n} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中, S_2 为第二类齐次边界条件。

1) 极间漏磁系数求解模型

计算极间漏磁系数时, 文献 [1] 建立了 1 个磁极下的二维静态电磁场模型, 通过计算得出磁场分布, 然后求出永磁体向外提供的总磁通和 1 个磁极下的主磁通, 两者相比得出极间漏磁系数。但其计算模型为当转子齿中心线对准主极极间时的情况。而本文认为, 当电机旋转时, 极间漏磁会随定、转子相对位置的变化而有所差异。在转子齿中心线对准极间时, 漏磁最少; 而在槽中心线对准极间时, 漏磁最多。因此, 需分别计算这 2 种不同位置下的极间漏磁, 然后取平均值作为极间漏磁系数。

通过磁场有限元计算, 可得场域中各点的矢量磁位, 计算出当转子齿中心线对准极间时的漏磁系数为 λ_1 。同理, 求出当转子槽中心对准极间时的漏磁系数为 λ_2 。取两者的平均值, 得:

$$\lambda_0 = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2} \quad (3)$$

2) 端部漏磁系数计算

在计算端部漏磁系数时, 需建立电机侧视的二维电磁场模型。同理, 考虑到建立模型时, 磁极中心线对准转子齿中心线和对准转子槽中心线, 气隙长度的不同引起漏磁计算的差异, 需建立 2 个模型。当磁极中心线对准转子齿中心线时, 端部漏磁最少, 气隙长度采用实际的气隙长度; 当磁极中心线对准转子槽中心线时, 端部漏磁最多, 气隙长度则采用等效气隙长度。而等效气隙长度等于气隙系数乘上实际的气隙长度。

根据计算出的各点的矢量磁位值, 计算出端部漏磁系数为 λ_3 ; 改气隙长度为等效气隙长度, 重新建立端部磁场模型, 计算出端部漏磁系数为 λ_4 , 然后取两者的平均值值得端部漏磁系数 λ_5 。求得极间漏磁系数和端部漏磁系数后, 永磁电机的空载漏磁系数为:

$$\lambda_0 = \lambda_1 + \lambda_2 - 1 \quad (4)$$

1.3 计算极弧系数

电机气隙径向磁场沿圆周方向的分布是不均匀的。为了便于磁路计算, 引入计算极弧系数。其定义为气隙平均磁密与最大磁密之比。计算极弧系数的大小取决于气隙径向到磁场沿圆周的分布。对于永磁电机, 气隙磁场的分布与永磁体充磁方向、磁极几何形状和磁路饱和程度等因素有关^[6]。

在工程实际中, 有时采用偏心磁极来削弱电枢反应和减小永磁电机的齿槽转矩。偏心磁极如图 1 所示。普通磁极的内、外径同心, 此时磁极厚度均匀。当采用偏心磁极结构时, 磁极内外径不

同心, 磁极外径圆心和电枢外径圆心重合, 为 O_1 , 磁极内径圆心设为 O_2 , 磁极厚度从磁极中心线处的 h_m 连续光滑减小到极尖处的 h_{m1} 。偏心距不同, 则气隙长度连续变化的程度也不同。

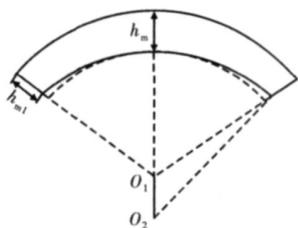


图1 偏心磁极示意图

为了得到可供工程实际应用的曲线, 本文定义:

$$h_d = \frac{O_1 O_2}{h_m} \quad (5)$$

式中, $O_1 O_2$ 为偏心距; h_m 为磁极不偏心时永磁体的厚度。

磁极形状变化后, 气隙磁场会发生变化, 计算极弧系数也会随之变化。用解析法分析气隙磁场分布, 忽略因素较多, 且只能近似考虑磁极结构的变化, 得出的计算极弧系数准确性较低, 不能满足实际工程的要求。因此, 需采用电磁场数值分析方法准确求解计算极弧系数。

要确定计算极弧系数, 首先要计算出1个极距内气隙磁密径向分量的分布。求解的数学模型同式(2)。求出一个极距内气隙磁密分布后, 先找出最大气隙磁密 B_δ , 再根据下式来计算平均气隙磁密:

$$B_{\text{av}} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau B_\delta(x) dx \quad (6)$$

则计算极弧系数为:

$$\alpha_i = \frac{B_{\text{av}}}{B_\delta} \quad (7)$$

2 实例计算

本文以1台永磁直流电机为例进行计算。其基本参数如表1所示。分别建立二维静态场有限元模型, 计算气隙系数、空载漏磁系数和计算极弧系数。

表1 额定数据及结构参数

参数	取值	参数	取值
额定功率	38 W	充磁方向	径向
额定电压	24 V	永磁体厚度	4 mm
极数	2	永磁体长度	22 mm
槽数	12	电枢长度	22 mm
气隙长度	0.5 mm	轴向长度	55 mm

2.1 气隙系数计算

在计算气隙系数时, 本文以整个电机为求解区域, 建立的模型如图2。

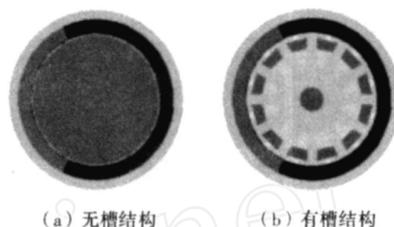


图2 电枢开槽前后的永磁直流电机模型

通过电磁场有限元计算, 分别画出开槽前后每极下的磁密分布图, 如图3所示。

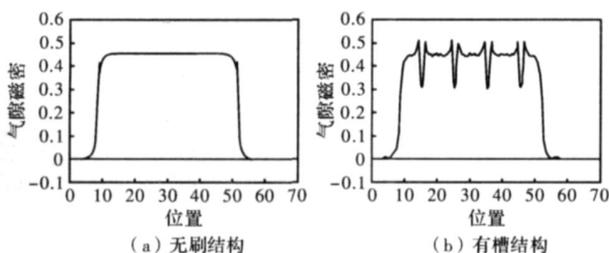


图3 电枢开槽前后的气隙磁密分布

由图3可知, 电枢不开槽时, 磁极中心线下1个齿距范围内的气隙磁通密度基本不变, 其最大值为0.455 T; 而开槽后, 气隙磁通最大值为0.501 T, 两者相比, 得气隙系数为1.101。

2.2 空载漏磁系数计算

计算极间漏磁系数时对应的2种不同位置模型如图4所示。其中, 图4(a)为转子齿中心线对准极间的模型, 点 A_1 、 A_2 为永磁体外圆弧端点, 点 B_1 、 B_2 为对准极间的齿中心线与转子外圆的交点。图4(b)为转子槽中心线对准极间的计算模型, 点 C_1 、 C_2 为对准极间的槽中心线与转子外圆的交点。

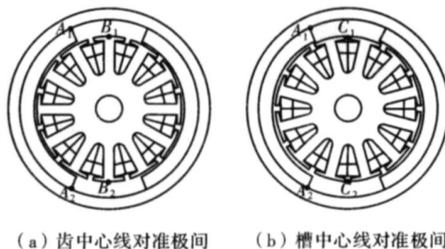


图4 计算极间漏磁模型

通过磁场求解, 得出各点的矢量磁位值。根据式(8)、式(9)有:

$$\sigma'_1 = \frac{|A_{A1} - A_{A2}|}{|A_{B1} - A_{B2}|}, \quad (8)$$

$$\sigma''_1 = \frac{|A_{A1} - A_{A2}|}{|A_{C1} - A_{C2}|}, \quad (9)$$

计算出的为 α_1 为 1.012, α_2 为 1.016, 则极间漏磁系数为 1.014。为了减少剖分单元和计算量, 以半个电机为求解区域, 计算端部漏磁系数的模型如图 5 所示。

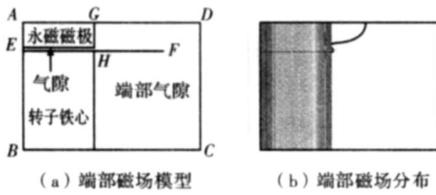


图 5 端部磁场计算

在图 5(a)中, 边 AB 为永磁直流电机中心段面, 边 BC 为转子铁心内径, 边 DC 为右端面, 边 AD 为永磁体外径, F 点为电枢绕组的端点, 边 AB 为第一类边界条件, 边 BC、CD、AD 均为第二类齐次边界条件。

用矢量磁位求解, 计算出的磁场分布如图 5(b)所示。则端部漏磁系数可由式 (10) 计算:

$$\alpha = \frac{|A_A - A_G|}{A_E - A_F} \quad (10)$$

将各点矢量磁位值代入计算出 α_1 为 1.017, α_2 为 1.019, 则端部漏磁系数为 1.018, 进而得出实例电机的空载漏磁系数为 1.032。

2.3 计算极弧系数计算

采用偏心磁极的永磁电机, 其计算极弧系数与偏心距、极弧系数有很大关系; 不同容量的电机, 由于结构尺寸不同, 计算出的结果也不相同。

利用 1.3 节的计算方法, 以实例电机的 1 个极距范围为求解区域, 建立二维静态场计算模型, 磁极为径向充磁, 如图 6 所示。

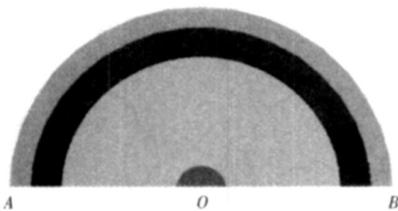


图 6 计算极弧系数求解模型

图中, 外圆弧边界线 AB 为第一类边界条件, 边 OA 与 OB 为半周期边界条件。

求解并绘出 1 个极下的气隙磁密分布图, 进而计算出平均气隙磁密和最大气隙磁密, 两者相比得出计算极弧系数, 然后从零开始不断增大 h_d 直至 1, 重新计算得到某一极弧系数下、不同偏心程度时的计算极弧系数。鉴于实际中所用极弧系数多在 0.5 ~ 0.8 之间, 为此本文计算了极弧系数为

0.667、0.70、0.72、0.76 时的计算极弧系数, 结果如图 7(a) 所示。将磁极充磁方式改为平行充磁, 重新计算得出计算极弧系数变化曲线如图 7(b) 所示。

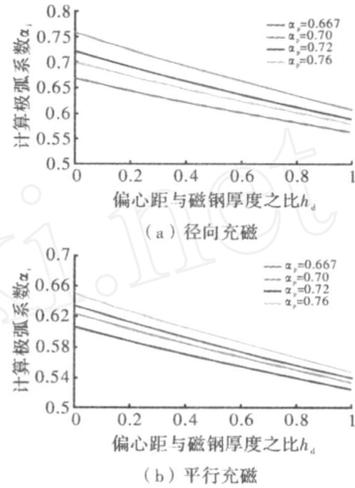


图 7 偏心磁极永磁直流电机的计算极弧系数

由图 7 中看出, 当磁极不偏心时, 对于径向充磁的磁极, 极弧系数与计算极弧系数很接近; 而对于平行充磁的磁极, 计算极弧系数明显小于极弧系数。这说明在磁极结构相同时, 径向充磁磁极的每极磁通量大于平行充磁磁极的每极磁通量。随着偏心距的增大, 无论是径向充磁还是平行充磁的磁极, 其计算极弧系数都在逐渐下降, 说明磁极偏心会使每极磁通量减小。这些结论对如何选用偏心磁极具有重要的参考价值。在电机设计中, 设计人员也可通过直接查表得出准确的计算极弧系数值, 提高计算精度和设计效率。

3 结 论

本文利用二维电磁场有限元模型分析计算了永磁电机电磁设计中的主要系数, 包括气隙系数、空载漏磁系数和计算极弧系数, 主要结论有:

提出由于定、转子位置不同引起端部漏磁系数和极间漏磁系数计算模型不同的思想, 对现有的计算空载漏磁系数方法进行了改进, 提高了计算的准确性。

通过有限元分析, 分别对径向充磁和平行充磁的偏心磁极的计算极弧系数进行了大量计算, 给出了准确、完整的曲线, 可直接应用于工程实际中。

参考文献

[1] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997. (下转第 12 页)

与槽数的最小公倍数为 1 440。分数槽电机正是由于增加了齿槽转矩的频率，齿槽转矩的频率越高，幅值越小，才使得它的齿槽转矩比整数槽的要小，电机的输出转矩才更加平滑。

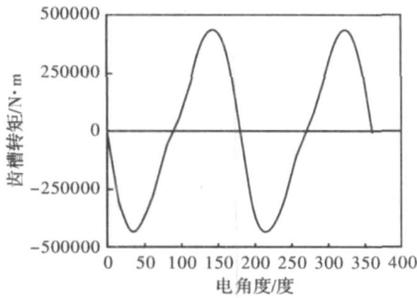


图 5 两个齿距内的齿槽转矩波形
(槽数/极数比为 180/90)

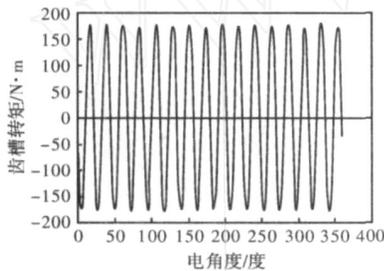


图 6 两个齿距内的齿槽转矩波形
(槽数/极数比为 180/96)

齿槽转矩随着极弧系数的变化稍有变化，在最佳极弧系数范围内，齿槽转矩基本上由定子槽数和极对数的适当配合来决定。

4 结 论

根据对永磁同步、风力发电机的研究可得出如下主要结论：

在整个永磁宽度或永磁宽度与极距的比值的最佳范围，齿槽转矩基本上由定子槽数和极数的适当配合来决定。

低速直驱永磁电机采用分数槽绕组，从空间角度看将出现磁动势高低次谐波。这些空间谐波，特别是那些相对永磁系统反向旋转将在转子的铁心部件中感应涡流导致额外的负载损耗。为了减小这些空间谐波有必要去采用双层绕组，并且采取最佳极弧系数。

参考文献

- [1] M. Popescu, M. V. Cistelecan, L. Melcescu, et al Low Speed Directly Driven Permanent Magnet Synchronous Generator for Wind Energy Application[J]. IEEE, 2007: 784-788
- [2] M. V. Cistelecan, Mircea Popescu, Mihail Popescu Study of the Number Slots/Pole Combinations for Low Speed Permanent Magnet Synchronous Generator[J]. IEEE, 2007: 1616-1620.
- [3] W. Wu, V. S Ramsden, T. Crawford, et al A Low-speed, High-torque, Direct-drive Permanent Magnet Generator for Wind Turbines[J]. IEEE Transaction 2006: 147-154.
- [4] Jianyi Chen, Chenmangot V. Nayar, Longya Xu Design and Finite-element Analysis of an Outer-rotor Permanent Magnet Generator for Directly Coupled Wind Turbines[J]. IEEE Transaction on Magnetics, 2000, 36(5): 3802-3809.
- [5] E. Spooner, A. C. Williamson Direct Coupled Permanent Magnet Generator for Wind Turbine Application[J]. IEE Proc-Electr Power Appl, 1996, 143(1): 1-8
- [6] 王本礼, 李光友. 极槽数相近配合的永磁低速同步电动机[J]. 微电机, 2007, (12): 87-88.

作者简介：邓秋玲(1966 -)，女，副教授，博士研究生，研究方向为风力发电技术。

黄守道(1962 -)，男，教授，博士生导师，研究方向为特种电机及其控制、风力发电技术。

(上接第 4 页)

- [2] 路战红, 迟松江. 永磁电机二维电磁场计算[J]. 沈阳工业学院学报, 1999, 18(4): 43-46.
- [3] 王秀和, 王兴华, 刘玉庆, 唐任远. 永磁电机漏磁系数的确定[J]. 微电机, 1999, 32(4): 48-49.
- [4] 白凤仙, 孙建中, 李肖伟. 永磁电机二维电磁场计算模型的完善[J]. 电机技术, 2001, (4): 9-11.
- [5] 赵振卫, 王秀和, 王旭国. 永磁直流电机计算极弧系数的确定[J]. 山东工业大学学报, 2000, 30(6): 540-545.
- [6] 王秀和, 唐任远. 削角永磁磁极的计算极弧系数确定[J]. 微特电机, 2002, (2): 18-19.

作者简介：辛 懋(1982 -)，男，硕士研究生，研究方向为永磁电机。

韩 力(1963 -)，男，副教授，硕士生导师，研究方向为电机优化设计，电机电磁场。

赵 斌(1983 -)，男，硕士研究生，研究方向为风力发电技术。

罗辞勇(1973 -)，男，讲师，博士，研究方向为电机及其控制。