

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2314026

## 轴向磁通永磁同步电机快速等效磁路分析\*

刘柯<sup>1</sup> 曾成碧<sup>1</sup> 李明贤<sup>2</sup> 杨小宝<sup>1</sup> 周羽<sup>1</sup>

(1. 四川大学 成都 610065; 2. 淄博京科电气有限公司 淄博 255086)

**摘要:** 轴向磁通永磁同步电机具有轴向长度短、结构紧凑、体积小、转矩密度高等特点。然而其磁场为三维磁场,模型过于复杂,难以直接运用经典解析法进行快速求解与计算。为快速完成轴向磁通永磁同步电机的前期估算,文中提出一种简化等效磁路模型来快速计算轴向磁通永磁同步电机的基本性能。该磁路模型通过合理的等效,将三维轴向磁通永磁同步电机模型转化为多层二维等效模型,进而运用等效磁路法和叠加法实现电机性能的计算。最后,以10极12槽双定子单转子轴向磁通永磁同步电机为例,运用文中所述模型计算其气隙磁密,永磁磁链和空载反电动势并对不同分层数的电机模型进行了有限元的仿真。结果表明,本文等效磁路模型的计算精度与三维有限元法相近,且耗时极短,更有利于该类电机的工程初算。

**关键词:** 轴向磁通永磁同步电机;等效磁路法;气隙磁密;计算速度

**中图分类号:** TM351;TN02 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4024

## Fast equivalent magnetic circuit analysis of axial flux permanent magnet synchronous motor

Liu Ke<sup>1</sup> Zeng Chengbi<sup>1</sup> Li Mingxian<sup>2</sup> Yang Xiaobao<sup>1</sup> Zhou Yu<sup>1</sup>

(1. Sichuan University, Chengdu 610065, China; 2. Zibo Jingke Electric Co., Ltd., Zibo 255086, China)

**Abstract:** Axial flux permanent magnet synchronous motor has the characteristics of short axial length, compact structure, small volume, high torque density, etc. However, its magnetic field is a three-dimensional magnetic field, and the model is too complex to be solved and calculated directly by the classical analytical method. In order to quickly complete the preliminary estimation of the axial flux permanent magnet synchronous motor, a simplified equivalent magnetic circuit model is proposed to quickly calculate the basic performance of the axial flux permanent magnet synchronous motor. The magnetic circuit model transforms the three-dimensional axial flux permanent magnet synchronous motor model into a multi-layer two-dimensional equivalent model through reasonable equivalence, and then uses the equivalent magnetic circuit method and superposition method to calculate the motor performance. Finally, taking a 10 pole 12 slot double stator single rotor axial flux permanent magnet synchronous motor as an example, the model described in the article was used to calculate its air gap magnetic density, permanent magnet flux linkage, and no-load back electromotive force, and finite element simulations were conducted on motor models with different layers. The calculation results show that the calculation accuracy of the equivalent magnetic circuit model in this paper is similar to that of the three-dimensional finite element method, and the time consumption is very short, which is more conducive to the initial engineering calculation of this kind of motor.

**Keywords:** axial flux permanent magnet synchronous motor; equivalent magnetic circuit method; air-gap magnetic density; calculation speed

## 0 引言

随着国家“双碳”目标的提出,新能源汽车、飞轮储能、

新能源发电等清洁能源转换与储存相关领域的发展成为国内外学者与企业共同关注的焦点,其中能量转换的核心部件——电机更是争相研究的重点。相比于传统的径向磁通

收稿日期:2023-07-05

\* 基金项目:电磁能技术全国重点实验室资助课题(6142217210202)、山东省自然科学基金(ZR2022QE279)、四川省自然科学基金(2023NSFSC0826)项目资助

永磁电机,轴向磁通永磁同步电机(axial flux permanent magnet synchronous motor, AFPMSM)具有轴向长度短、结构紧凑、体积小、功率/转矩密度高及效率高等特点,特别适合于高效率、高功率/转矩密度以及有特殊安装要求的场合,具有良好的应用前景<sup>[1-3]</sup>,特别是在电动汽车驱动场合受到广泛关注<sup>[4-6]</sup>。目前,传统永磁电机的磁场求解主要通过有限元法或解析法完成。其中,有限元法具有计算精度高,处理复杂结构和求解三维磁场能力强等优点,但计算速度较慢,且易于受到网格剖分的影响;解析法能明确反映各尺寸参数与电磁参数的关系,速度快、计算量小,较利于电机的初始设计和优化,但无法直接计算三维复杂磁场问题。

针对轴向磁通永磁同步电机工程初算过程中三维有限元法计算时间周期长、解析法数学模型复杂的问题,国内外学者开展了大量研究。文献[7-8]通过建立无轭分块电枢轴向磁场永磁电机的简化磁网络模型,得到了电机的空载反电势及负载电磁转矩,并且经过了实验的验证,相比于有限元法节约了大量的时间。文献[9-10]提出了一种基于分槽集中绕组的准三维等效磁网络模型,并考虑了端部漏磁、相邻极间漏磁、开槽效应和局部饱和等因素,建立了等效磁网络模型。文献[11-12]建立了盘式永磁电机简化磁网络模型,基于此模型求解出电机的空载反电势,并用有限元法进行了验证。文献[13-14]针对3D时步有限元计算耗时长的问题,改进现有多环等效模型计算方法,推导了气隙磁密、定子铁心损耗和永磁体涡流损耗的解析解,构建了空载铁耗的解析计算模型。利用3D有限元对解析模型计算值进行了验证,结果显示解析计算模型计算误差仅为9.42%。文献[15-16]建立了永磁同步电机的磁网络模型,求出空载和负载状态下的气隙磁密及反电势波形,计算了转子永磁体和硅钢片的涡流损耗,并与有限元模型进行对比。计算结果表明,磁网络模型在误差允许的范围能与有限元法较好地吻合,验证了模型的有效性。文献[17]基于磁网络法,为嵌入式永磁同步电机设计了一种参数化的非线性等效磁网络模型,并以此计算出径向和切向气隙磁通密度、反电动势和转矩等参数值。与有限元模型以及实际测量结果进行比较,验证了提出的磁网络模型的有效性。

现有文献虽然提出了不少的改进方法,但传统的磁网络模型构建复杂,具有众多的结点数和矩阵方程,对于轴向磁通永磁同步电机的初步设计而言,依旧过程繁琐、时间长。简化计算模型,从而减少模型中的结点数是提高计算速度的方法之一。因此,本文提出一种简化等效磁路解析模型来快速计算表贴式轴向磁通永磁同步电机的电磁性能。论文首先阐述轴向磁通永磁同步电机二维等效与简化的基本原理与流程;之后,给出二维等效磁路模型及其中磁阻的计算公式;最后,通过10极12槽双定子单转子轴向磁通永磁同步电机算例的计算与对比,验证了解析方法的正确性和快速性,并利用有限元法对不同分层的电机模型进行了仿真对比。

## 1 轴向磁通永磁同步电机的二维等效原理

轴向磁通永磁同步电机的三维模型示意图如图1所示,该模型为一个双外定子单内转子结构,除气隙外各部分组成可划分为4个部分:永磁体、线圈、永磁体架和定子铁芯。为了便于分析,作如下基本假设:

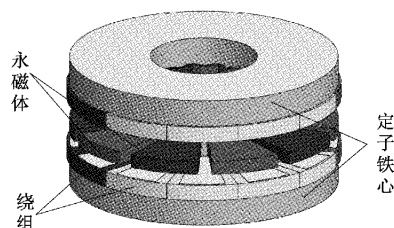


图1 轴向磁通电机3D模型示意图

- 1) 定子铁芯的磁导率无穷大;
- 2) 不考虑永磁体的极间漏磁和端部漏磁;
- 3) 解析计算时采用展开的二维模型,不计其端部效应;
- 4) 定子槽采用开口槽。

由图1可知,轴向磁通永磁同步电机的磁路为三维空间磁路,若直接采用解析法计算时计算量非常的大,复杂且难度大;若采用有限元软件仿真计算精度好但耗时比较长,为了节省更多的时间设计出目标电机的尺寸和运行工况,做如下变换处理:

- 1) 将三维模型沿半径方向切开,展开成一个直线电机的模型;
- 2) 将直线电机沿半径方向分层,使得每层的直线电机模型近似为一个薄片;
- 3) 因为该模型为对称结构,相当于两个单转子单定子结构的电机串联,计算时可只用一个单转子单定子电机模型,然后再叠加可节省其计算时间。

取其中一个薄片,建立如图2所示的二维等效模型进行解析计算。具体尺寸标记如图3所示的局部尺寸图。 $h_s$ 是定子齿的高度, $w_s$ 是定子齿的宽度, $w_c$ 是定子槽的宽度, $g$ 是气隙长度, $h_m$ 是永磁体的高度, $w_m$ 是永磁体的宽度, $w_f$ 是永磁体之间的距离。

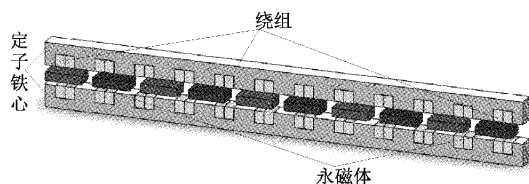


图2 沿半径展开的直线电机模型整体示意图

## 2 等效磁路模型与磁阻计算

### 2.1 等效磁路模型

由图2可知展开成直线电机模型时,定子的总长度应等于转子的总长度,即:

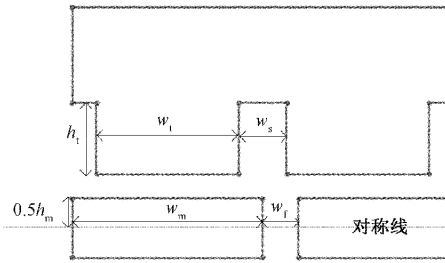


图 3 2D 薄片模型局部尺寸示意图

$$n_s \tau_s = 2p\tau_r \quad (1)$$

其中,  $\tau_s = w_i + w_s$ ,  $\tau_r = w_m + w_r$ ,  $n_s$  为定子槽数,  $p$  为极对数,  $\tau_r$  为转子极距,  $\tau_s$  为定子极距。

如图 2 所示的直线模型中永磁体与定子的相对位置共分为 3 种:

情况 1) 永磁体刚好对应一个完整的定子齿和一个完整的定子槽, 如图 4(a)。

情况 2) 永磁体对应一个完整的齿和两个不完整的槽, 如图 4(b)。

情况 3) 永磁体对应一个完整的槽和两个不完整的齿, 如图 4(c)。

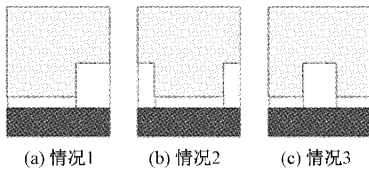


图 4 永磁体与定子齿槽相对位置示意图

判断各永磁体所对应定子齿槽的依据:

假设定子左下角为原点, 永磁体下边缘线为  $x$  轴, 定子的左边缘线为  $y$  轴, 建立如图 5 所示的直角坐标系。设第一个永磁体右边缘的距离为  $x$ , 则有:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{第 1 个: } x \in (0, \tau_p) \\ \text{第 2 个: } x + \tau_p \in (\tau_p, 2\tau_p) \\ \text{第 3 个: } x + 2\tau_p \in (2\tau_p, 3\tau_p) \\ \vdots \\ \text{第 } n-2 \text{ 个: } x + (n_{pm}-3)\tau_p \in ((n_{pm}-3)\tau_p, (n_{pm}-2)\tau_p) \\ \text{第 } n-1 \text{ 个: } x + (n_{pm}-2)\tau_p \in ((n_{pm}-2)\tau_p, (n_{pm}-1)\tau_p) \\ \text{第 } n \text{ 个: } x + (n_{pm}-1)\tau_p \in ((n_{pm}-1)\tau_p, n_{pm}\tau_p) \end{array} \right. \quad (2)$$

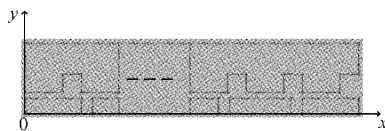


图 5 直角坐标系下的 2D 模型示意图

任取第  $n$  个永磁体为例, 判断第  $n$  个永磁体其对应齿槽的步骤如下, 其流程如图 6 所示。

1) 作商  $\frac{x + (n_{pm}-1)\tau_p}{\tau_s} = n_{pm} + k(n_{pm})$  是第  $n$  个永磁

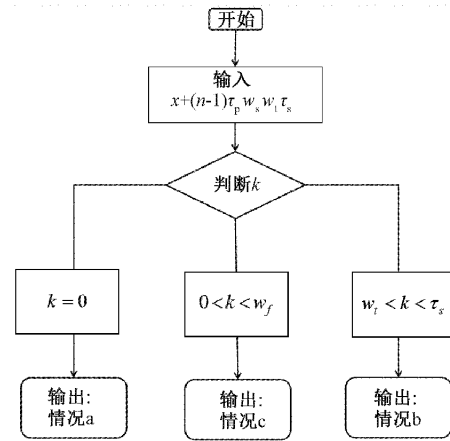


图 6 判断各永磁体所对应定子齿槽尺寸的流程图

体且为一个正整数,  $k$  为余数);

2) 比较余数的大小: 若  $k = 0$ , 则永磁体刚好对应图 6 中的情况 a。齿对应的尺寸即完整齿的尺寸  $w_i$ , 槽对应的尺寸即为完整槽的尺寸  $w_s$ ; 若  $0 < k < w_i$  时, 永磁体与槽的关系对应图 6 中的情况 c。槽所对应的尺寸即为完整的槽的尺寸  $w_s$ , 左边齿所对应的尺寸即为  $w_{iL} = w_{pm} - k - w_s$ , 右边齿所对应的尺寸即为  $w_{iR} = k$ ; 若  $w_i < k < \tau_s$  时, 永磁体与齿槽的关系对应图 6 中的情况 b; 齿对应的尺寸即为完整齿的尺寸  $w_i$ , 其左边槽对应的尺寸即为  $w_{sL} = w_{pm} - k$ , 右边槽对应的尺寸即为  $w_{sR} = k - w_i$ 。

由图 2 可知, 每个永磁体都对应着一个或几个的定子槽或者定子齿, 将同一个永磁体下的多个定子齿或多个定子槽分别叠加, 单个磁支路的组成结构就成了如图 7 所示的结构, 其分为两个部分: 一部分是由几个齿所对应的气隙磁阻叠加而成的合成磁阻与相对应的永磁体磁阻所组成; 一部分是由几个槽所对应的气隙磁阻叠加而成的合成磁阻与相对应的永磁体磁阻所组成。

其中, 某一条支路齿所对应的等效合成气隙磁阻等效阻值为:

$$R_{m_i} = \frac{1}{\frac{1}{R_{m_i1}} + \dots + \frac{1}{R_{m_i n_i}}} \quad (3)$$

式中:  $R_{m_i n_i}$  为该条支路的第  $m$  个齿所对应的气隙磁阻。

如图 7, 其中某一条支路槽所对应的等效合成气隙磁阻为:

$$R_{m_s} = \frac{1}{\frac{1}{R_{m_s1}} + \dots + \frac{1}{R_{m_s m_s}}} \quad (4)$$

式中:  $R_{m_s m_s}$  为该条支路的第  $m$  个槽所对应的气隙磁阻。

其中某一条支路所对应的等效合成磁阻为:

$$R_n = \frac{1}{\frac{1}{R_{sn} + R_{mn1}} + \frac{1}{R_{in} + R_{mn2}}} \quad (5)$$

式中:  $R_{mn1}$  为该条支路槽所对应的永磁体磁阻,  $R_{mn2}$  为该

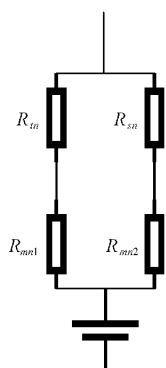


图 7 2D 模型等效磁路磁支路示意图

条支路齿所对应的永磁体磁阻。

将取出的 2D 展开模型薄片按照永磁体的个数分为对应的各个磁支路,每条磁支路都由永磁体所对应的齿和槽的气隙磁阻以及永磁体磁阻、磁动势 3 部分组成,其等效磁路结构示意图如图 8 所示。

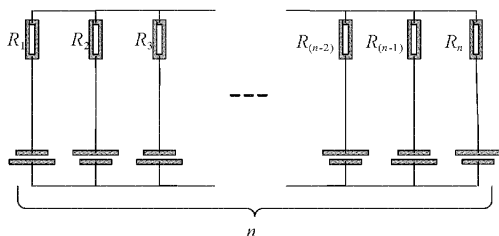


图 8 2D 模型等效磁路示意图

由图 8 可得其各磁支路磁阻的表达式为:

$$\begin{cases} R_1 = 1/[1/(R_{s1} + R_{m11}) + 1/(R_{t1} + R_{m12})] \\ R_2 = 1/[1/(R_{s2} + R_{m21}) + 1/(R_{t2} + R_{m22})] \\ R_3 = 1/[1/(R_{s3} + R_{m31}) + 1/(R_{t3} + R_{m32})] \\ \vdots \\ R_{(n-2)} = 1/[1/(R_{s(n-2)} + R_{m(n-2)1}) + 1/(R_{t(n-2)} + R_{m(n-2)2})] \\ R_{(n-1)} = 1/[1/(R_{s(n-1)} + R_{m(n-1)1}) + 1/(R_{t(n-1)} + R_{m(n-1)2})] \\ R_n = 1/[1/(R_{sn} + R_{mn1}) + 1/(R_{tn} + R_{mn2})] \end{cases} \quad (6)$$

图 9 是已有改进磁网络模型 24P36S 的一个最小单元<sup>[9]</sup>,图 10 是本文提出的简化后磁路模型 10P12S 的一个最小单元,由两图我们可以知道,图 9 中的节点数多,形成的磁阻矩阵与磁动势源矩阵维数较多,其一个最小单元的磁网络模型就有 18 个节点,回路方程就越复杂;而图 10 中由前面的推导可知,形成的磁阻矩阵与磁动势源矩阵维数较少,回路方程就越简单,其所花费的时间占已有改进磁网络模型的 1/3,对于电机的初期设计更节省时间,精度方面将在下面的章节利用有限元软件仿真进行对比说明。

### 2.2 磁阻计算

永磁体磁阻计算:

$$R_m = \frac{h_m}{\mu_0 \tau_d \tau_{m_i}} \quad (7)$$

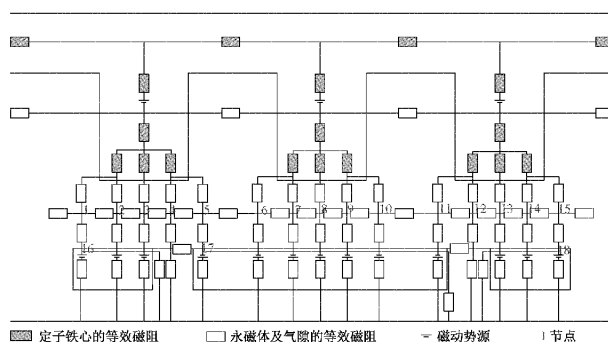


图 9 已有改进的磁网络模型

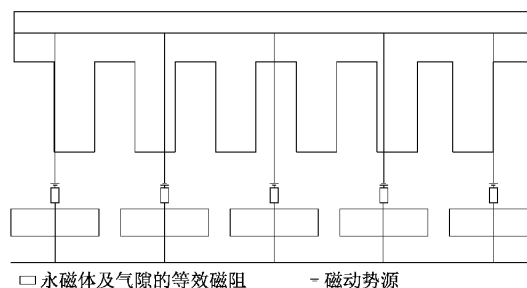


图 10 简化后的磁路模型

$$\tau_d = \frac{R_o - R_i}{n} \quad (8)$$

其中, $\tau_d$  是切片以后每层的厚度, $\tau_{m_i}$  为薄片永磁体的宽度, $R_o$  是永磁体的外径, $R_i$  是永磁体的内径。

如图 11,定子槽部所对应的气隙磁阻计算:

$$R_s = \frac{2u_0 W_d}{\pi} \left( \log(g + \frac{\pi x}{2}) - \log(g) \right) \quad (9)$$

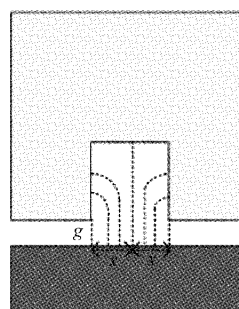


图 11 定子槽部所对应的气隙磁阻示意图

如图 12,定子齿部所对应的气隙磁阻计算:

$$R_t = \frac{g}{\mu_0 \tau_d \tau_{s_i}} \quad (10)$$

其中, $\tau_{s_i}$  为所在永磁体对应齿的宽度。

磁动势为:

$$F_m = 0.5 H_c h_m \quad (11)$$

根据:

$$F_M \cdot R_M = \phi \quad (12)$$

其中:



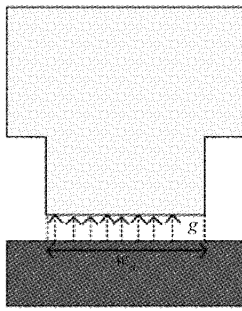


图 12 定子齿部所对应的气隙磁阻示意图

$$F_M = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ \vdots \\ F_{(n-2)} \\ F_{(n-1)} \\ F_n \end{bmatrix}$$

$$R_M = [R_1 \ R_2 \ R_3 \ \dots \ R_{(n-2)} \ R_{(n-1)} \ R_n]$$

通过求解可得薄片的各支路的磁通:

$$\phi = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \vdots \\ \phi_{(n-2)} \\ \phi_{(n-1)} \\ \phi_n \end{bmatrix} \quad (13)$$

由  $\phi = BS$  可得其任意一个薄片永磁体所对应的气隙磁通密度为:

$$B_n = \frac{\phi_n}{S_n} \quad (14)$$

式中:  $S_n$  为一个薄片永磁体的表面积。

其任意一个绕组所匝链的磁通:

$$\phi_{cn} = B_n \cdot S_{cn} \quad (15)$$

其中,  $S_{cn}$  为任意一个绕组所匝链磁通的面积。

磁链为:

$$\psi_n = N\phi_{cn} \quad (16)$$

绕组的感应反电动势如下:

$$E_n = -\frac{d\psi_n}{dt} \quad (17)$$

通过以上计算即可得出任意一层切片的磁通、磁密、磁链以及感应电动势。再通过  $k$  层的叠加即可求得该电机的磁密、磁链以及感应电动势。

### 3 算例计算与对比验证

基于上述解析计算方法,本文通过对比理论估算结果与三维有限元计算结果来验证所述方法的可行性与准

确性。对比用电机模型的技术指标和结构参数如表 1 所示。

表 1 技术指标和结构参数

参数	参数值
永磁体内径/mm	70
永磁体外径/mm	100
永磁体厚度/mm	5
气隙长度/mm	2
定子槽口宽/mm	8
定子槽宽度/mm	8
轴向长度/mm	33
永磁体材料	NdFeB <sub>2</sub> -Br=1.4(T)
匝数	35
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	600
极弧系数	0.83

#### 3.1 气隙磁通密度

有限元法得到的磁密云图如图 13 所示。

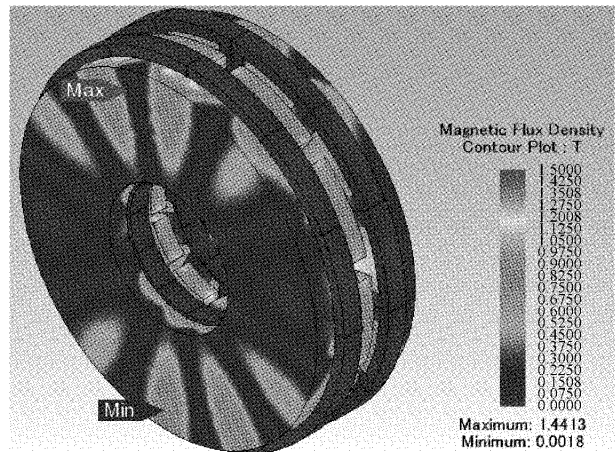


图 13 有限元法的磁密云图

首先,对比平均半径处的气隙磁密波形,磁路法与有限元法的计算结果如图 14 所示,其中 3.1~3.3 是单一薄片模型。通过对比可知,两种方法的计算其幅值基本一样,本文所用的方法未考虑到极间周向漏磁和端部漏磁,所以图中的磁密会有一些的差异。

#### 3.2 磁 链

在得到各薄片气隙磁密的基础上,进行积分处理,得到轴向磁通永磁同步电机的永磁磁链,如图 15 所示,两种方法得到的轴向磁通永磁同步电机的空载磁链波形吻合较好,幅值相差 4%,其说明本文的等效磁路模型在计算时具有良好的精度。

#### 3.3 反电动势

最后,在得到上述永磁磁链的基础上,计算空载反电动

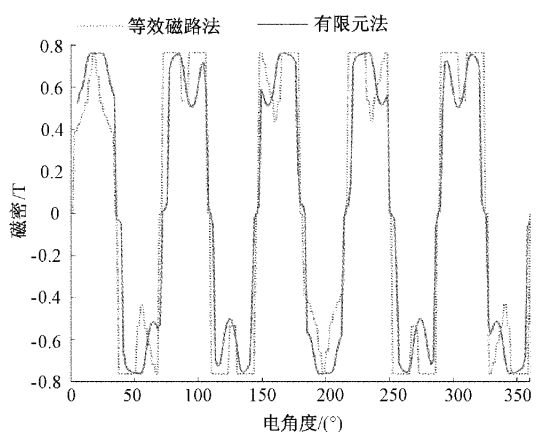


图 14 磁网络法与有限元法的磁密

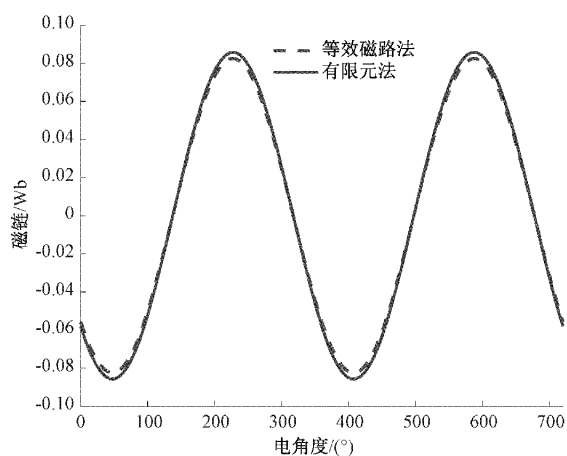


图 15 等效磁路法与有限元法的磁链

势,结果如图 16 所示。可知两种方法的计算其波形吻合较好,幅值相差 4%,有限元法的 THD 为 1.233%,等效磁路法的 THD 为 1.235%。

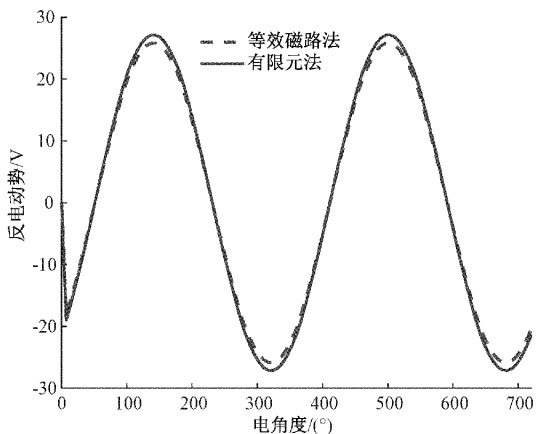


图 16 等效磁路法与有限元法的反电动势

### 3.4 分层数对计算结果的影响

由于分层的不同,其计算的精度和结果也有所不同,

图 17~20 分别是电机模型不同分层下的空载反电动势与磁链,由图可知分层数越多,分层模型计算得到的空载反电动势和磁链与原模型的值就越接近,其计算精度也越高。

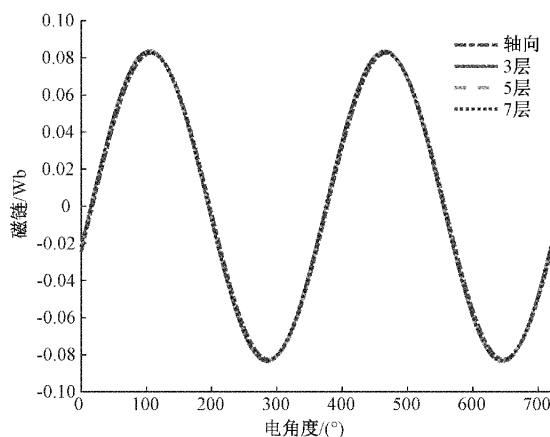


图 17 不同分层下的磁链

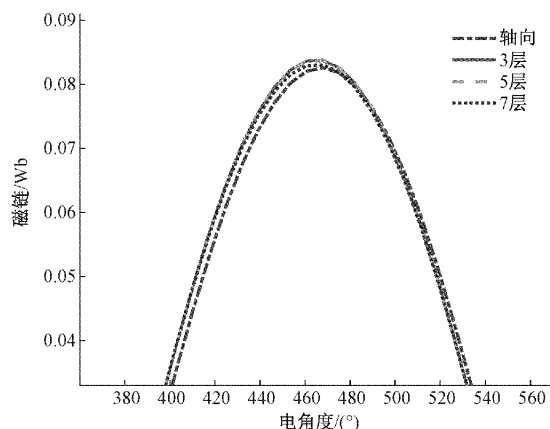


图 18 不同分层下的空载磁链局部图

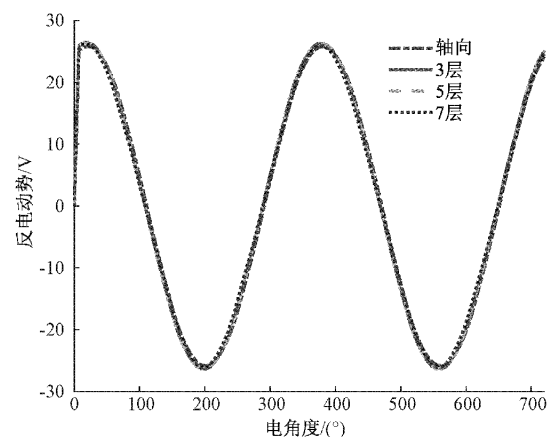


图 19 不同分层下的空载反电动势

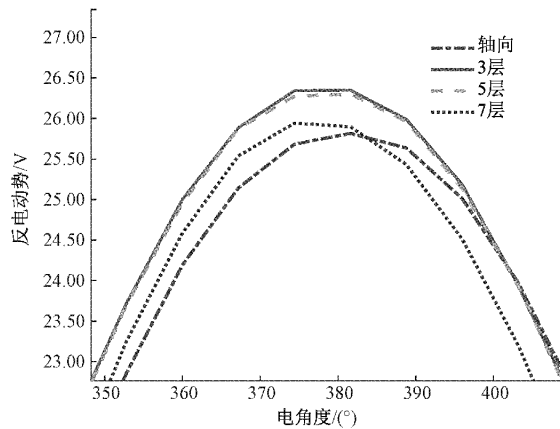


图 20 不同分层下的空载反电动势局部图

#### 4 结 论

本文针对轴向磁通永磁同步电机工程初算建模困难、时间长的问题,提出一种简化等效磁路模型来快速计算表贴式轴向磁通永磁同步电机的电磁性能,显著提升轴向该类电机的前期估算速度。通过一台 10 极 12 槽单转子双定子轴向磁通永磁同步电机为算例,对本文提出的理论计算方法求得的气隙磁密、磁链和反电动势估算结果与三维有限元计算结果相对比,结果表明:1)由于未考虑定子磁饱和以及展开模型的端部效应,所述计算方法存在误差,但计算结果与三维有限元法仅相差 4% 左右,可满足工程初算要求;2)本文所提出的方法计算时间为 16 min,3D 计算时间是 80 小时,相比较本文所提出的电磁计算方法在电机的初始设计阶段大大的节省了时间成本,具备良好的实用价值;3)通过有限元仿真表明了分层数越多其精度就越高验证了其理论的正确性。

#### 参考文献

- [1] 赵纪龙, 逯卓林, 韩青峰, 等. 轴向磁通永磁电机系统及关键技术前沿发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(7): 2744-2765.
- [2] 黄允凯, 周涛, 董剑宁, 等. 轴向永磁电机及其研究发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(1): 192-205.
- [3] 王晓光, 周晟, 刘凌云, 等. 基于软磁复合材料的轴向磁通永磁电机设计与分析[J]. 微电机, 2020, 53(3): 20-25.
- [4] 曹一凡. 轴向磁通电机在新能源汽车领域的应用和展望[J]. 时代汽车, 2022, 395(23): 103-105.
- [5] 暴杰, 许重斌, 赵慧超. 汽车电驱动新型轴向磁通电机

技术综述[J]. 汽车文摘, 2022, 556(5): 44-48.

- [6] 王晓光, 周晟, 胡藏现, 等. 轴向磁通无铁心永磁同步电机性能分析(英文)[J]. 华中师范大学学报(自然科学版), 2019, 53(2): 193-199, 221.
- [7] 宫晓, 徐衍亮. 轴向磁场盘式永磁电机等效磁路网络及气隙漏磁的分析计算[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(10): 59-64.
- [8] 徐衍亮, 徐龙江, 高启龙. 无钕分块电枢轴向磁场永磁电机的尺寸方程与磁网络模型[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(11): 27-32.
- [9] TONG W, WANG S, DAI S, et al. A quasi-three-dimensional magnetic equivalent circuit model of a double-sided axial flux permanent magnet machine considering local saturation[J]. IEEE Transactions ON Energy Conversion Ec, 2018, DOI:10.1109/tec.2018.2853265.
- [10] 佟文明, 荆明. 一种基于保角映射的考虑端部效应的准三维轴向磁通电机磁场解析模型[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(8): 47-55.
- [11] 江爽, 于慎波, 于言明, 等. 一种抑制盘式永磁电机转矩脉动的方法[J]. 微电机, 2022, 55(1): 1-5, 11.
- [12] 于慎波, 江爽, 夏鹏澎. 盘式电机气隙漏磁与空载气隙磁密的解析计算[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(7): 61-67.
- [13] 朱龙飞, 朱建国, 佟文明, 等. 轴向磁通非晶合金永磁电机空载铁耗的解析计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(3): 923-931.
- [14] 朱龙飞. 非晶合金永磁电机铁耗和谐波损耗的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2017.
- [15] 徐志辉. 基于磁网络的永磁同步电机建模及转子损耗分析[D]. 浙江: 浙江大学, 2016.
- [16] 胡佳, 黄晓艳. 基于磁网络的表贴式永磁电机的性能分析[J]. 微电机, 2016, 49(1): 5-8.
- [17] 廖晓梅. 基于磁网络的永磁同步电机非线性磁路建模及分析[J]. 微特电机, 2017, 45(2): 18-22.

#### 作者简介

刘柯, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁电机设计。

E-mail: lk18283896980@163.com

曾成碧(通信作者), 教授, 主要研究方向为清洁能源发电与并网、分布式发电、微电网、清洁能源替代。

E-mail: zengchengbi@scu.edu.cn