

轴向磁通电机中 Halbach 阵列永磁体的解析优化方法

程博^{1,2}, 潘光^{1,2}, 毛昭勇^{1,2}

(1. 西北工业大学航海学院, 710072, 西安;
2. 西北工业大学无人水下运载技术工业和信息化部重点实验室, 710072, 西安)

摘要: 为了进一步增大采用软磁复合材料铁心的轴向磁通永磁电机的电磁转矩, 针对其不等宽的两段式 Halbach 阵列永磁体进行解析优化, 利用无槽 2D 等效模型和有槽气隙相对磁导率解析了气隙磁场和电磁性能; 进而基于电磁转矩的导数和复化求积公式推导了使电磁转矩最大化的 Halbach 阵列最优轴向充磁系数的表达式; 采用轴向磁通永磁电机的 3D 有限元方法分析验证了气隙磁场、反电动势、电磁转矩以及 Halbach 阵列最优轴向充磁系数的解析解的准确性。Halbach 阵列解析优化的结果表明: 当轴向充磁系数为 0.82 时, 轴向磁通永磁电机的电磁转矩达到最大; 最优轴向充磁系数取决于极对数、永磁体厚度、电机径向尺寸和气隙宽度等; 当极对数为 5 时, 最优轴向充磁系数会随着永磁体厚度的增加而减小, 而电机径向尺寸的增加会导致最优轴向充磁系数的增大; 气隙宽度对最优轴向充磁系数的影响较小, 基本可以忽略。

关键词: 轴向磁通永磁电机; 软磁复合材料; Halbach 阵列; 二维等效模型; 解析优化

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202010009 **文章编号:** 0253-987X(2020)10-0077-07



Analytical Optimization Method for the Halbach Array of Permanent Magnet in Axial Flux Motor

CHENG Bo^{1,2}, PAN Guang^{1,2}, MAO Zhaoyong^{1,2}

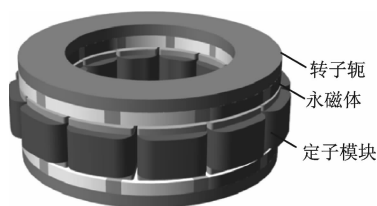
(1. School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;
2. Key Laboratory for Unmanned Underwater Vehicle, Ministry of Industry and Information Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: To further increase the electromagnetic torque of the axial flux permanent magnet (AFPM) motor using the soft magnetic composite cores, this paper performs analytical optimization for the two-segment Halbach array of permanent magnets with unequal width. The air-gap magnetic field and electromagnetic performance are calculated by using the slotless 2D equivalent model and the relative permeability of the slotted air gap. Based on the derivative of electromagnetic torque and the composite integration rule, the expression for the optimal pole-arc coefficient of the axial magnetization segment to maximize the electromagnetic torque is derived. The accuracy of the analytical solutions of the air-gap magnetic field, back electromotive force, electromagnetic torque, and optimal pole-arc coefficient of the Halbach array is verified by a 3D finite element analysis of an AFPM motor. The analytical optimization results of the Halbach array show that: when the pole-arc coefficient is 0.82, the electromagnetic torque of the AFPM

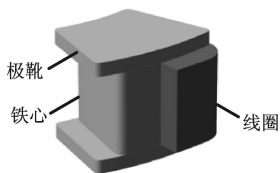
motor reaches the maximum; the optimal pole-arc coefficient depends on the number of pole pairs, the permanent magnet thickness, the radial size of motor, and the width of air gap, etc. When the number of pole pairs is 5, the optimal pole-arc coefficient decreases with the increase of the permanent magnet thickness, and the rise in the motor radial size results in the increase of the optimal pole-arc coefficient. The impact of the width of air gap on the optimal pole-arc coefficient is small enough and can be ignored in applications.

Keywords: axial flux permanent magnet (AFPM) motor; soft magnetic composite core; Halbach array; 2D equivalent model; analytical optimization

水下航行器的电动力系统对推进电机的电磁转矩密度和效率的要求较高。轴向磁通电机由于结构紧凑、效率和功率密度高等优点^[1-3],在水下推进电机领域受到了越来越多的关注^[4]。随着软磁复合材料和非晶合金等新型定子材料的发展^[5-6],近年来出现了一种双转子离散式定子的轴向磁通电机,其拓扑结构如图 1a 所示。电机的两侧是两个固定连接的转子,中间是离散式的定子模块。在每个定子模块中,一个线圈缠绕在一个定子铁心上,如图 1b 所示。定子铁心由软磁复合材料制成,这不仅降低了制造难度,而且提高了电机性能^[7]。无轭离散化定子的轴向磁通电机减少了定子铁心的质量,避免了定子轭中的铁损,进一步提高了轴向磁通电机的效率和功率密度^[8]。



(a) 拓扑结构



(b) 离散式定子模块结构

图 1 双转子离散式定子的轴向磁通永磁电机结构

由于轴向磁通电机的三维磁路结构较复杂,因此一般采用 3D 有限元方法对其进行性能分析^[9-10]。3D 有限元分析的缺点是建模过程较复杂,且计算时间较长。2D 有限元方法可对轴向磁通电机的结构进行简化和等效,能够快速分析轴向磁通电机的性能^[11-12]。文献[13]对比了基于外转子径向电机、内转子径向电机和直线电机的轴向磁通电机的 2D 等效有限元分析模型。轴向磁通电机的解析计算可以

快速直观地计算电机的电磁性能^[14],十分适合电机的非线性优化问题,例如,文献[15]构建了轴向磁通电机的等效磁路解析模型。

本文将轴向磁通电机的拓扑结构等效为一系列直线永磁电机模型,基于电机磁场的解析提出了一种计算速度快、精度满足需求的电机性能解析方法,可应用于轴向磁通电机的快速分析和优化。本文的轴向磁通电机的转子永磁体采用两段式 Halbach 阵列,以改善气隙磁场分布,提高电机电磁转矩密度^[16-17]。为了最大化电机的电磁转矩,基于所提出的轴向磁通电机的解析方法,推导出了最优的轴向充磁系数的解析表达式。最后,使用 3D 有限元方法验证轴向磁通电机解析计算结果和最优轴向充磁系数推导结果的准确性。

1 轴向磁通永磁电机的磁场解析

1.1 轴向磁通电机的等效模型

在轴向磁通电机半径 r 处取周向截面,并将截面沿周向展开,则电机截面为直线永磁电机。因此,可以将轴向磁通电机看作是一系列不同半径 r 处直线永磁电机的叠加。忽略定子槽的影响,轴向磁通电机的无槽 2D 等效模型如图 2 所示。 x 轴为轴向磁通电机的周向方向,且 $x \in [-\pi r, \pi r]$, y 轴为轴向磁通电机的轴向方向, r 轴为轴向磁通电机的径向方向。

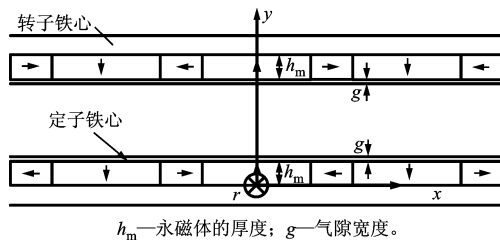


图 2 轴向磁通永磁电机的无槽 2D 等效模型

Halbach 阵列永磁体可以增大气隙磁密,改善气隙磁场分布。目前,大多数 Halbach 阵列永磁体采用分段式结构。考虑到加工工艺的难度,轴向磁

通电机采用两段式 Halbach 阵列永磁体,在轴向充磁永磁体之间加入周向充磁永磁体。与传统的 Halbach 阵列不同,本文两段式 Halbach 阵列中轴向充磁永磁体的宽度 τ_y 不总等于周向充磁永磁体的宽度。Halbach 阵列的轴向充磁系数 α_r 表示轴向充磁永磁体的宽度 τ_y 与极距 τ_p 的比值。

$$\alpha_r = \frac{\tau_y}{\tau_p} = \frac{\tau_y p}{\pi r} \quad (1)$$

式中: p 为极对数。

在直角坐标系中, Halbach 阵列永磁体中径向充磁函数为偶函数,周向充磁函数为奇函数。因此,轴向磁通电机 Halbach 阵列永磁体的充磁函数

$$\mathbf{M} = \sum_{n=1,3,5,\dots} M_{xn} \sin \frac{np\pi x}{r} \mathbf{x} + \sum_{n=1,3,5,\dots} M_{yn} \cos \frac{np\pi x}{r} \mathbf{y} \quad (2)$$

式中: n 为电机转速; $\mathbf{x}$ 和 $\mathbf{y}$ 分别是 x 轴和 y 轴的单位向量; M_{xn} 和 M_{yn} 分别是周向和轴向充磁函数傅里叶级数的系数,计算公式为

$$M_{xn} = -\frac{4B_r}{\mu_0 n\pi} \cos \frac{n\pi\alpha_r}{2} \quad (3)$$

$$M_{yn} = \frac{4B_r}{\mu_0 n\pi} \sin \frac{n\pi\alpha_r}{2} \quad (4)$$

其中, B_r 为永磁体的剩磁, μ_0 为真空磁导率。

1.2 永磁体磁场的解析计算

在 2D 等效模型的解析计算过程中,忽略轴向磁通电机的端部效应,并且假设定子铁心和转子铁心的磁导率均为无穷大。电机磁场解析模型分为两个区域,其中下标 a 表示气隙区域,下标 m 表示永磁体区域。气隙区域和永磁体区域的磁密 $\mathbf{B}$ 可分别表示为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{B}_a &= \mu_0 \mathbf{H}_a \\ \mathbf{B}_m &= \mu_0 \mu_r \mathbf{H}_m + \mu_0 \mathbf{M} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中: μ_r 为永磁体的相对磁导率; 磁场强度 $\mathbf{H}$ 与磁势 φ 的关系可表示为

$$\mathbf{H} = -\text{grad}\varphi \quad (6)$$

在永磁体区域和气隙区域,磁势分别满足泊松方程和拉普拉斯方程。

$$\frac{\partial^2 \varphi_m}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_m}{\partial y^2} = \frac{\text{div}\mathbf{M}}{\mu_r} \quad (7)$$

$$\frac{\partial^2 \varphi_a}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_a}{\partial y^2} = 0 \quad (8)$$

式中: x 和 y 分别是 x 轴和 y 轴的坐标。

$$\text{div}\mathbf{M} = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{npM_{xn}}{r} \cos \frac{np\pi x}{r} \quad (9)$$

采用分离变量法求解偏微分方程,永磁体区域

和气隙区域的标量磁势的通解可表示为

$$\varphi_m = \sum_{n=1,3,5,\dots} \left(A e^{np\pi y/r} + B e^{-np\pi y/r} - \frac{rM_{xn}}{np\mu_r} \right) \cos \frac{np\pi x}{r} \quad (10)$$

$$\varphi_a = \sum_{n=1,3,5,\dots} (C e^{np\pi y/r} + D e^{-np\pi y/r}) \cos \frac{np\pi x}{r} \quad (11)$$

式中: A, B, C, D 为待定系数。这 4 个系数取决于 2D 等效模型的边界条件。

$$\left. \begin{aligned} H_{mx} \big|_{y=0} &= 0 \\ H_{mx} \big|_{y=h_m} &= H_{ax} \big|_{y=h_m} \\ B_{my} \big|_{y=h_m} &= B_{ay} \big|_{y=h_m} \\ H_{ax} \big|_{y=h_m+g} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

由式(5)(6)和(10)~(12)可以推导得到电机气隙磁密的轴向分量和周向分量

$$B_{ax}(x, y) = \sum_{n=1,3,5,\dots} B_n \sinh \frac{np(h_m + g - y)}{r} \sin \frac{np\pi x}{r} \quad (13)$$

$$B_{ay}(x, y) = \sum_{n=1,3,5,\dots} B_n \cosh \frac{np(h_m + g - y)}{r} \cos \frac{np\pi x}{r} \quad (14)$$

式中

$$B_n = \frac{M_{xn} \coth \frac{np h_m}{r} (e^{-np h_m/r} - 1) + M_{xn} e^{-np h_m/r} + M_{yn}}{\mu_0 \left(\mu_r \coth \frac{np h_m}{r} \sinh \frac{np g}{r} + \cosh \frac{np g}{r} \right)} \quad (15)$$

1.3 有槽模型气隙磁场解析

假设定子槽深度无穷大,考虑定子槽影响的轴向磁通电机 2D 等效模型如图 3 所示,其中 A_1 和 A_2 是 A 相绕组的两个线圈, b_0 为槽口宽度。气隙相对磁导率能够反映槽口形状的影响,可由无槽 2D 等效模型的气隙磁密推导出有槽气隙磁密。

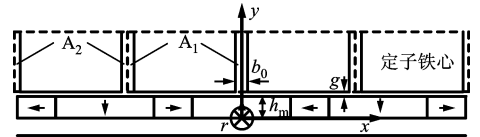


图 3 考虑定子槽影响的轴向磁通电机的 2D 等效模型

在有槽径向磁通电机中,通常采用保角变换求解气隙相对磁导率,本文将复数保角变换的方法应用于轴向磁通电机的 2D 等效模型中。实际物理平面 Z 域中的气隙形状为有槽结构,如图 3 所示。映射平面 T 域中的气隙形状为无槽结构,如图 2 所示,前文已经得出了无槽模型的磁场解析解。将 Z

域中的有槽气隙形状转换为 T 域中的无槽气隙形状需要经过中间域 W 域的变换。文献[18]详细描述了 Z 域、 W 域和 T 域及其变换的过程。复数形式的气隙相对磁导率 λ 是通过 Z 域、 W 域和 T 域的变换得到的, 可以表示为^[19]

$$\lambda = \frac{\partial t}{\partial w} \frac{\partial w}{\partial z} = \frac{w-1}{(w-A)^{0.5}} (w-1/A)^{0.5} \quad (16)$$

式中: t, w, z 分别为 T, W, Z 域中坐标的复数形式; A 为可变参数, 计算公式为

$$A = \left\{ \frac{b_0}{2(g+h_m)} + \sqrt{\left[\frac{b_0}{2(g+h_m)} \right]^2 + 1} \right\}^2 \quad (17)$$

w 可通过求解以下方程得到

$$z = g + h_m + j b_0 / 2 +$$

$$j \frac{g+h_m}{\pi} \left[\ln \frac{1+p_a}{1-p_a} - \ln \frac{A+p_a}{A-p_a} - 2 \frac{A-1}{\sqrt{A}} \arctan \frac{p_a}{\sqrt{A}} \right] \quad (18)$$

其中 j 为虚数单位, p_a 为可变参数, 计算公式为

$$p_a = \sqrt{\frac{w-A}{w-1/A}} \quad (19)$$

轴向磁通电机有槽 2D 等效模型的气隙磁密可通过无槽模型的气隙磁密 B_s , 经气隙相对磁导率 λ 转换得到。

$$B_s = B_{sy} + j B_{sx} = (B_{ay} + j B_{ax}) [\operatorname{Re}(\lambda) - j \operatorname{Im}(\lambda)] \quad (20)$$

因此, 有槽 2D 等效模型的径向气隙磁密和周向气隙磁密可分别表示为

$$B_{sy} = B_{ay} \operatorname{Re}(\lambda) + B_{ax} \operatorname{Im}(\lambda) \quad (21)$$

$$B_{sx} = B_{ax} \operatorname{Re}(\lambda) - B_{ay} \operatorname{Im}(\lambda) \quad (22)$$

2 轴向磁通电机的电磁性能解析

由于轴向磁通电机采用离散化的定子模块, 因此定子绕组为集中绕组, 一个定子绕组线圈缠绕在一个定子铁心上。如图 3 所示, 通过 A_1 或 A_2 线圈的磁通 Φ 是定子铁心表面 $y = g + h_m$ 处轴向气隙磁密在一个铁心区域的积分, 可以表示为

$$\Phi_{A1} = \int_{R_i}^{R_o} \int_{-\omega r t - 2\pi r / Q}^{-\omega r t} B_{sy}[x, (g + h_m)] dx dr \quad (23)$$

$$\Phi_{A2} = \int_{R_i}^{R_o} \int_{-\omega r t - 4\pi r / Q}^{-\omega r t - 2\pi r / Q} B_{sy}[x, (g + h_m)] dx dr \quad (24)$$

式中: R_o 和 R_i 分别为铁心外半径和内半径; Q 为定子铁心数; ω 为转子机械角速度。

由电磁感应定律得到 A_1 和 A_2 线圈的反电动势

$$E_{A1} = -N_c \frac{d\Phi_{A1}}{dt} \quad (25)$$

$$E_{A2} = -N_c \frac{d\Phi_{A2}}{dt} \quad (26)$$

式中: N_c 为一个线圈的匝数。12 槽 10 极三相集中绕组电机的 A 相反电动势可表示为

$$E_A = 2(E_{A1} - E_{A2}) \quad (27)$$

同理, 可计算出电机 B 相和 C 相的反电动势。本文中的轴向磁通电机采用正弦电流驱动, 三相电流分别为

$$\left. \begin{aligned} i_A &= I_m \sin(p\omega t - 2\pi/3) \\ i_B &= I_m \sin(p\omega t) \\ i_C &= I_m \sin(p\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

式中: I_m 为三相正弦电流的幅值。轴向磁通电机的电磁转矩

$$T_{em} = \frac{E_A i_A + E_B i_B + E_C i_C}{\omega} \quad (29)$$

3 Halbach 阵列永磁体的解析优化

Halbach 阵列的轴向充磁系数对轴向电机的性能有较大影响, 其能够在不增加永磁体厚度的前提下最大化电机的电磁转矩。轴向磁通电机的电磁转矩主要取决于基波幅值。为了简化计算过程, 在求 Halbach 阵列中轴向充磁系数的最优解析解时, 定子槽引起的高次谐波和轴向气隙磁场的高次谐波含量可以忽略, 此时通过 A_1 线圈的磁通

$$\begin{aligned} \Phi_{A1} &= \int_{R_i}^{R_o} \int_{-\omega r t - 2\pi r / Q}^{-\omega r t} B_n|_{n=1} \cos \frac{p\pi}{r} dx dr = \\ &\int_{R_i}^{R_o} \frac{2}{p} B_n|_{n=1} \sin \frac{p\pi}{Q} \cos \left(p\omega t + \frac{p\pi}{Q} \right) dr \end{aligned} \quad (30)$$

式中

$$B_n|_{n=1} = \frac{4B_r}{\pi} \cdot$$

$$\left\{ \sin \frac{\pi \alpha_r}{2} - \cos \frac{\pi \alpha_r}{2} \left[\coth \frac{ph_m}{r} (e^{-ph_m/r} - 1) + e^{-ph_m/r} \right] \right\} / \left(\mu_r \coth \frac{ph_m}{r} \sinh \frac{pg}{r} + \cosh \frac{pg}{r} \right) \quad (31)$$

A_1 线圈的反电动势可以表示为

$$E_{A1} = 2\omega N_c \int_{R_i}^{R_o} B_n|_{n=1} \sin \frac{p\pi}{Q} \sin \left(p\omega t + \frac{p\pi}{Q} \right) dr \quad (32)$$

为了最大化电机的电磁转矩, 从式(27)和式(29)可以看出, 需要最大化每个线圈的反电动势基波幅值, 也就是说

$$\frac{\partial \left(\int_{R_i}^{R_o} B_n|_{n=1} dr \right)}{\partial \alpha_r} = 0 \quad (33)$$

由于 $B_n|_{n=1}$ 为关于 r 的复杂函数, 很难通过解析方法计算其定积分, 因此, 本文采用复化梯形求积

方法计算 $B_n|_{n=1}$ 定积分,求积区间被分为 k 个子空间,步长为 $h=(R_o-R_i)/k$ 。求解得到的使电磁转矩最大化的最优轴向充磁系数可表示为

$$\alpha_r^* = -\frac{2}{\pi} \arctan \frac{f_b(R_i) + 2 \sum_{j=1}^{k-1} f_b(R_i + jh) + f_b(R_o)}{f_a(R_i) + 2 \sum_{j=1}^{k-1} f_a(R_i + jh) + f_a(R_o)}$$

(34)

式中: f_a 和 f_b 为可变参数,计算公式为

$$f_a(r) = \left[\coth \frac{ph_m}{r} (e^{-ph_m/r} - 1) + e^{-ph_m/r} \right] / \left(\mu_r \coth \frac{ph_m}{r} \sinh \frac{pg}{r} + \cosh \frac{pg}{r} \right)$$

(35)

$$f_b(r) = \left(\mu_r \coth \frac{ph_m}{r} \sinh \frac{pg}{r} + \cosh \frac{pg}{r} \right)^{-1}$$

(36)

4 有限元方法验证

为了验证轴向磁通永磁电机的磁场和电磁性能的解析计算,采用有限元方法分析了一个 10 极 12 槽的轴向磁通电机,其永磁体(材料为 SmCo5)为两段式 Halbach 阵列,电机的主要参数如表 1 所示。图 4 给出了电机 3D 有限元分析模型,以及电机空载时定子铁心中间截面的磁密分布。

表 1 轴向磁通永磁电机的主要参数

参数	数值
极对数 p	5
定子铁心数 Q	12
电机外径 D_o/mm	204
电机内径 D_i/mm	132
永磁体剩磁 B_r/T	1.0
相对磁导率 μ_r	1.04
永磁体厚度 h_m/mm	10
气隙宽度 g/mm	2
转子轭厚度 h_{ry}/mm	10
定子极靴厚度 h_{ss}/mm	5
定子铁心长度 h_{sc}/mm	30
绕组电流密度 $J/(\text{A} \cdot \text{mm}^{-2})$	6
线圈匝数 N_c	30
电机转速 $n/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	3 000

图 5 为电机在半径 $r=84\text{ mm}$ 的气隙中心处一个磁极下的轴向和周向空载气隙磁密波形。可以看到解析计算的气隙磁密波形和有限元分析的气隙磁密波形吻合得较好。轴向磁通电机的反电动势的有

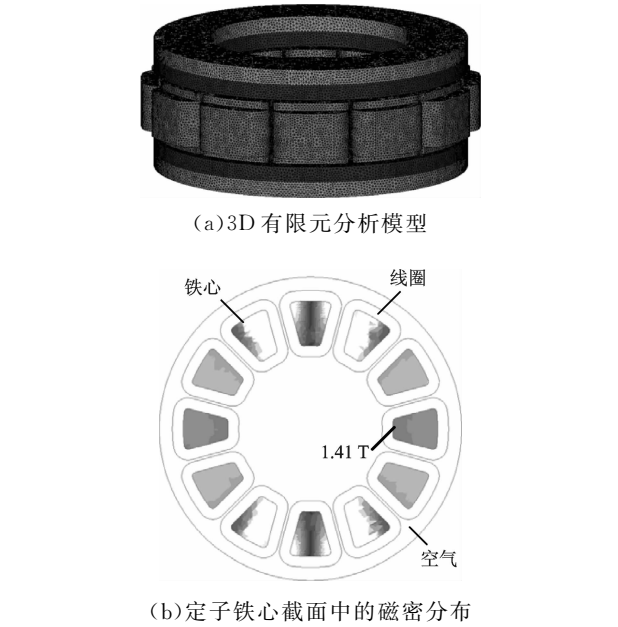


图 4 轴向磁通永磁电机的 3D 有限元分析模型及定子铁心磁密分布

限元分析结果和解析计算结果如图 6 所示。图 7 为一个电周期内轴向磁通电机的电磁转矩波形,可以看出,有限元分析的电磁转矩略小于解析计算的结果,这是因为解析计算忽略了电机转子铁心和定子铁心的磁阻,也忽略了轴向电机的端部漏磁。

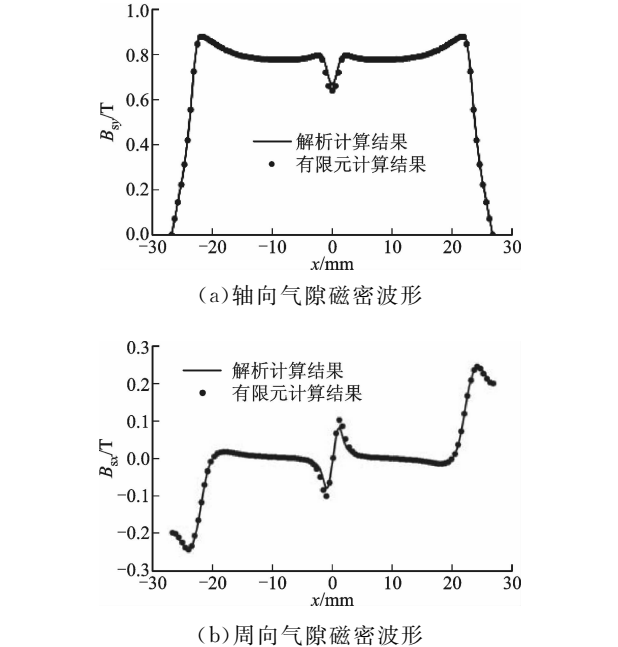


图 5 气隙中心处的空载气隙磁密波形

为了简化推导过程, Halbach 阵列永磁体的解析优化忽略了定子槽影响和气隙磁场的高次谐波。本文采用有限元分析得到了 Halbach 阵列不同轴向充磁系数时轴向磁通电机的电磁转矩,并基于第

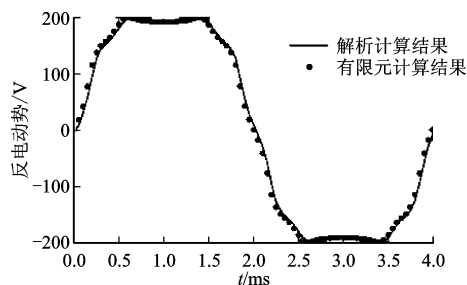


图6 轴向磁通电机反电动势的有限元分析和解析计算结果

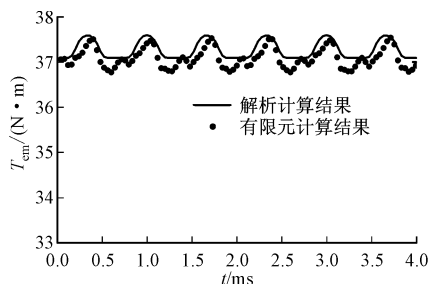


图7 轴向磁通电机电磁转矩的有限元分析和解析计算波形

1、2 节磁场和电磁性能的解析方法计算了不同轴向充磁系数时轴向磁通电机的电磁转矩,如图 8 所示。可以看到有限元分析得到的电磁转矩与解析方法计算的电磁转矩十分接近,当轴向充磁系数为 0.82 时,有限元分析得到的电磁转矩和解析方法计算的电磁转矩均达到最大值,这与解析优化推导的结果完全一致,也验证了本文 Halbach 阵列的解析优化结果。

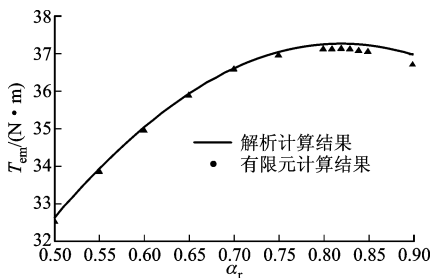


图8 轴向磁通电机电磁转矩随 Halbach 阵列轴向充磁系数的变化

对于本文中的轴向磁通永磁电机,从式(34)~(36)可以看出,当极对数 p 不变时,Halbach 阵列的最优轴向充磁系数还将取决于永磁体的厚度、电机内外径和气隙宽度。图 9 为不同永磁体厚度时,轴向磁通电机的最优轴向充磁系数及最优电磁转矩 T_{em}^* 。可以看到,随着永磁体厚度的增加,最优轴向充磁系数变小,并且永磁体厚度的增加也会提高最优电磁转矩。轴向磁通永磁电机的平均半径 $0.5(R_o + R_i)$ 可用于表示轴向磁通永磁电机的径向

尺寸。轴向磁通永磁电机不同径向尺寸对应的最优轴向充磁系数如图 10 所示,可以看出,随着电机径向尺寸的增加,最优轴向充磁系数 α_r^* 也明显增加。图 11 为轴向磁通永磁电机不同气隙宽度时的最优轴向充磁系数。可以看到,气隙宽度对最优轴向充磁系数的影响并不大,可以忽略不计。

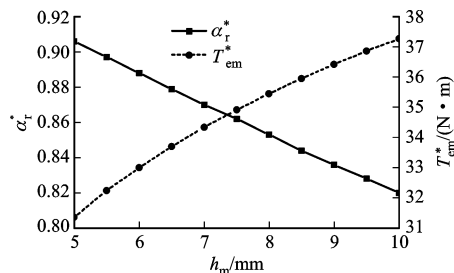


图9 不同永磁体厚度时最优轴向充磁系数及其相应的最优电磁转矩

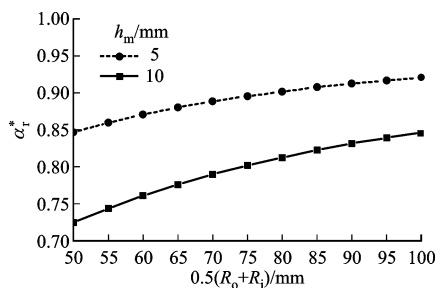


图10 不同径向尺寸对应的最优轴向充磁系数

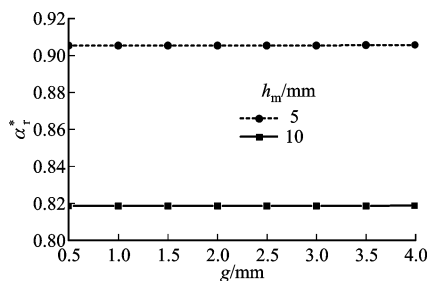


图11 不同气隙宽度时的最优轴向充磁系数

5 结论

为了实现解析计算,本文将轴向磁通永磁电机简化并等效为不同半径处一系列直线永磁电机的叠加,推导得到了无槽和有槽轴向磁通电机 2D 等效模型的磁场解析解,并且根据轴向磁通电机的结构参数快速计算得到其性能参数。

为了最大化轴向磁通电机的电磁转矩,推导出了 Halbach 阵列最优轴向充磁系数的解析表达式。对于本文中的轴向磁通电机,当轴向充磁系数为 0.82 时,电磁转矩达到最大。有限元分析结果验证了轴向磁通电机磁场和电磁性能计算,也证明了最

优轴向充磁系数的推导结果的准确性。

参考文献:

- [1] CAPPONI F G, DE DONATO G, CARICCHI F. Recent advances in axial-flux permanent-magnet machine technology [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, 48(6): 2190-2205.
- [2] 刘向东, 马同凯, 赵静. 定子无铁心轴向磁通永磁同步电机研究进展综述 [J]. *中国电机工程学报*, 2020 (1): 257-273.
LIU Xiangdong, MA Tongkai, ZHAO Jing. An overview on research progress of coreless stator axial flux permanent magnet synchronous motor [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020(1): 257-273.
- [3] DWIVEDI A, KUMAR SINGH S, SRIVASTAVA R K. Analysis and performance evaluation of axial flux permanent magnet motors [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 54(2): 1765-1772.
- [4] LIU Guangwei, QIU Guohua, SHI Jin, et al. Study on counter-rotating dual-rotor permanent magnet motor for underwater vehicle propulsion [J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2018, 28 (3): 1-5.
- [5] WOOLMER T J, MCCULLOCH M D. Analysis of the yokeless and segmented armature machine [C]// 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 704-708.
- [6] 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): 923-930.
ZHU Longfei, ZHU Jianguo, TONG Wenming, et al. Analytical method of no-load iron losses of axial flux amorphous alloy permanent magnet motor [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(3): 923-930.
- [7] KIM C W, JANG G H, KIM J M, et al. Comparison of axial flux permanent magnet synchronous machines with electrical steel core and soft magnetic composite core [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2017, 53 (11): 1-4.
- [8] ZHANG B, SEIDLER T, DIERKEN R, et al. Development of a yokeless and segmented armature axial flux machine [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 63(4): 2062-2071.
- [9] TAKAHASHI T, TAKEMOTO M, OGASAWARA S, et al. Size and weight reduction of an in-wheel axial-gap motor using ferrite permanent magnets for electric commuter cars [J]. *IEEE Transactions on Indus-*
try Applications, 2017, 53(4): 3927-3935.
- [10] XU Longjiang, XU Yanliang, GONG Jinlin. Analysis and optimization of cogging torque in yokeless and segmented armature axial-flux permanent-magnet machine with soft magnetic composite core [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018, 54(11): 1-5.
- [11] MUN J M, PARK G J, SEO S H, et al. Design characteristics of IPMSM with wide constant power speed range for EV traction [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2017, 53(6): 1-4.
- [12] SONG J Y, LEE J H, KIM Y J, et al. Computational method of effective remanence flux density to consider PM overhang effect for spoke-type PM motor with 2-D analysis using magnetic energy [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, 52(3): 1-4.
- [13] GULEC M, AYDIN M. Implementation of different 2D finite element modelling approaches in axial flux permanent magnet disc machines [J]. *IET Electric Power Applications*, 2017, 12(2): 195-202.
- [14] PARK H J, JUNG H K, JUNG S Y, et al. Field reconstruction method in axial flux permanent magnet motor with overhang structure [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2017, 53(6): 1-4.
- [15] MALOBERTI O, FIGUEREDO R, MARCHAND C, et al. 3-D—2-D dynamic magnetic modeling of an axial flux permanent magnet motor with soft magnetic composites for hybrid electric vehicles [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2014, 50(6): 1-11.
- [16] SHEN Yang, ZHU Ziqiang. General analytical model for calculating electromagnetic performance of permanent magnet brushless machines having segmented Halbach array [J]. *IET Electrical Systems in Transportation*, 2013, 3(3): 57-66.
- [17] ZHU Ziqiang, XIA Zhenping, HOWE D. Comparison of Halbach magnetized brushless machines based on discrete magnet segments or a single ring magnet [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2002, 38(5): 2997-2999.
- [18] ZARKO D, BAN D, LIPO T A. Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006, 42(7): 1828-1837.
- [19] ZHU Ziqiang, HOWE D. Instantaneous magnetic field distribution in permanent magnet brushless DC motors; IV Magnetic field on load [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1993, 29(1): 152-158.

(编辑 亢列梅)