

基于改进等效面电流法的梯形 Halbach 永磁直线同步电机气隙磁场特性研究

李 博^{1*}, 李辉杰², 赵晓龙³, 李雪梅², 李 瑞², 李艳芳²

(1. 山西机电职业技术学院 机械工程系, 山西 长治 046011;

2. 西安工商学院 机电工程学院, 陕西 西安 710200;

3. 西安工业大学 机电工程学院, 陕西 西安 710021)

Research on Air Gap Magnetic Field Characteristics of Trapezoidal Halbach Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Based on Improved Equivalent Surface Current Method

LI Bo^{1*}, LI Huijie², ZHAO Xiaolong³, LI Xuemei², LI Rui², LI Yanfang²

(1. Mechanical Engineering Department, Shanxi Institute of Mechanical & Electrical Engineering, Changzhi 046011, China;

2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Xi'an Technology and Business College, Xi'an, 710200, China;

3. School of Mechatronic Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an, 710021, China)

Abstract: [Objective] Accurate analysis of the air gap magnetic field is the focus of research in the field of precision permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM). [Methods] Two-dimensional air gap magnetic field of a secondary trapezoidal Halbach permanent magnet array coreless PMLSM was taken as the research object at the paper. On the basis of the equivalent surface current method, an improved equivalent analytical algorithm with a trapezoidal side length unit was proposed. The equivalent analytical model of the magnetic induction vector of the two-dimensional air gap was established. [Results] And the air gap magnetic field of the trapezoidal Halbach array coreless PMLSM was calculated. The results showed that α and α_w have a significant influence on the B_{peak} and THD_B of the central magnetic field air gap. With the synergy of α and α_w ,

identified the flux convergence effect, which makes the maximum range of B_{peak} $\alpha > 90^\circ$ and $\alpha_w < 0.5$. And the equilateral effect, which causes the minimum region of THD_B to change linearly. [Conclusion] The calculation results of the established improved equivalent surface current analytical model in this paper agree with those verified by the finite element method. The calculation is convenient, and the accuracy of the result is high. This research provides a new method for analyzing the air gap magnetic field of a permanent magnet with a nonrectangular cross-section, and also provides a reference for optimizing the PMLSM pole model.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor; equivalent surface current method; air gap magnetic field; total harmonic distortion

基金项目: 国家自然科学基金(51705390);西安工商学院大学生创新训练计划项目(202413682001);2024 年度西安工商学院教学改革研究项目(24YJZ03)

National Natural Science Foundation of China (51705390); 2024 Innovation Training Program for College Students at Xi'an Technology and Business College (202413682001); Teaching Reform Research Project of Xi'an Technology and Business College in 2024 (24YJZ03)

摘 要: 【目的】气隙磁场精确解析是精密永磁直线同步电机(PMLSM)研究的热点。【方法】本文以梯形 Halbach 永磁阵列无铁心直线同步电机次级的二维气隙磁场为研究对象,基于等效面电流法,提出了以梯形边长为单元的改进等效解析算法;建立了二维气隙磁感应矢量的等效解析模型。【结果】计算出梯形 Halbach 阵列无铁心 PMLSM 的气隙磁场。研究结果表明: α 和 α_w 对气隙中心磁场的 B_{peak} 和 THD_B 影响较大;在 α 和 α_w 的协同作用下,聚磁效应使 B_{peak} 的极大值区域为 $\alpha > 90^\circ$ & $\alpha_w < 0.5$;等

边效应使 THD_B 的极小值区域呈直线型变化。【结论】本文建立的改进等效面电流解析模型计算结果和有限元验证结果一致性较好, 计算方便, 结果精度高。本研究为非矩形截面永磁体气隙磁场解析提供了新方法, 同时也为 PMLSM 磁极模型优化提供了参考。

关键词: 永磁直线同步电动机; 等效面电流法; 气隙磁场; 总谐波畸变率

0 引言

永磁直线同步电机 (Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM) 具有结构简单、推力密度比大、效率高和定位精确等优点, 在精密与超精密伺服传动系统中应用越来越广泛^[1-5]。无铁心 PMLSM 由于没有铁心齿槽和初级铁心端部结构影响, 其具有零齿槽效应、零定位力和运动平稳等特点。由于无铁心 PMLSM 的特殊结构, 电机推力较低, 目前成熟的方法是采用 Halbach 阵列来提升电机推力。永磁体形状和排列方式对无铁心 PMLSM 的气隙磁场影响较大, 气隙磁场的分布对电机推力波动的强弱起到了重要的决定性作用^[6-7]。因此, 精确解析无铁心 PMLSM 的气隙磁场, 研究 Halbach 阵列永磁体结构气隙中心磁场的幅值变化和总谐波畸变率 (Total Harmonic Distortion, THD) 是 PMLSM 研究的热点问题之一。

目前, 以有限元法为代表的数值法主要针对复杂边界、多种媒介以及非线性等问题进行计算, 但是, 其前处理和计算过程耗时较长, 一般常用于各项尺寸参数确定后的电磁性能验证。部分学者采用等效磁化强度法、磁路法、磁网络法和面电流法等解析方法对气隙磁场进行了研究。Hu 等人^[8-9]采用等效磁化强度法计算了 PMLSM 空载气隙磁场, 通过优化永磁体形状和尺寸, 改善了电机空载气隙磁场分布的正弦性。该方法只适用于边界与坐标轴平行的规则磁铁形状电磁场求解, 且要求介质均匀, 还需满足充磁方向与坐标系方向完全平行的约束条件。Sheikh 等人^[10-13]采用等效磁路法首先将待求解的磁场划分为多个独立的单元, 计算了各单元的磁导, 然后通过节点相连形成磁网络模型进行磁路计算, 并将计算结果与有限元法进行对比。该方法对细小的结构难以处理, 例如在电机磁场建模时, 需考虑初级与次级相对位置变化引起

的磁网络结构微小改变。Du 等人^[14]将电机分为多个介质均匀、几何形状较规则的独立单元磁场进行等效计算, 依据电网络相似性特征, 采用节点法计算了磁网络, 得到了气隙磁密分布。该方法对相邻节点的磁导求解困难, 节点移动前后数据计算量大, 且计算模型缺乏通用性。

上述多种方法对于研究揭示无铁心 PMLSM 气隙磁场的变化规律以及永磁阵列结构参数的优化设计具有实际指导意义。但遗憾的是, 上述多种解析法均是通过建立矢量磁位 A 和标量磁位 φ_m 来求解电机磁场, 这两个量都是以微分形式来定义的, 这就限制了其应用范围。在规则 and 均匀媒质中, 磁场的各个场量 (B, H, A, φ_m) 满足场量对空间一阶导数连续的条件, 因而微分形式的表达式 $B = \nabla \times A$ 和 $B = -\mu_0 \nabla \psi_m$ 成立。而在媒质的参数发生突变处, 例如在电流区域和媒质区域的交界面处, 场量 A 要发生突变, 这将导致微分形式的表达失去意义。但积分形式的毕奥-萨伐尔定律依然成立。在均匀媒质中应用 A 和 φ_m 是很方便的, 两者所不同的是 A 不论在有电流区域还是在无电流区域总存在, 而 φ_m 仅存在于无电流分布的单连域内, 并且在有电流分布的区域内 φ_m 无定义^[13-14]。由此可见, 通过毕奥-萨伐尔定律求解不规则非矩形剖面永磁体构成的永磁阵列和电枢绕组构成气隙磁场, 比通过矢量磁位 A 或标量磁位 φ_m 计算磁场的适用范围广。

等效面电流法是计算永磁体磁场的有效方法之一, 该方法视永磁体内部为真空, 将永磁体产生的磁场等效为其表面电流层产生的磁场。该方法不考虑磁铁内部复杂的计算, 而是将复杂形状磁铁转化到其对应表面的电流层磁场计算, 有效的提高了计算精度。Liu 等人^[15-17]采用等效面电流法对梯形 Halbach 永磁体阵列的 PMLSM 的气隙磁场进行了解析计算, 并得到了使电机推力达到最大的梯形底角。Xue 等人^[18-19]将等效面电流法与子区域模型以及磁场叠加原理相结合, 将永磁电机分为两个子域模型对其磁场进行解析计算, 但永磁体等效处理过程计算量大, 导致气隙磁场解析精度偏低。Zhou 等人^[20-21]也采用等效面电流法对永磁体进行等效处理。

部分学者针对矩形永磁体结构的 PMLSM 进行了研究。Boduroglu 等人^[22-23]提出了三种新型矩

形永磁体排列的无铁心 PMLSM,对电机的反电动势、气隙磁密以及谐波畸变率进行了分析,并对电机推力及推力波动进行了试验验证。Ma 等人^[24-28]提出了一种单层同心的电枢绕组结构,并对电机中矩形永磁体构成的次级磁场进行了分析与验证。分析可知:大部分研究结果以矩形永磁体为研究对象,梯形永磁体的设计方案改变了传统矩形永磁体的直角结构,导致在气隙磁场计算中需要重新考虑梯形底角的影响,而目前对底角不等于 90°的永磁体阵列气隙中心磁场幅值和谐波畸变率的影响研究还亟待补充。此外,气隙磁场解析计算方法受永磁体几何形状影响很大,当永磁体的几何形状不规则、磁化方向复杂旋转的情况下,采用传统等效面电流法计算气隙磁场的难度和偏差表现的尤为明显,不能反映真实气隙磁场的内部特性。

综上所述,为了精确计算梯形 Halbach PMLSM 气隙磁场,揭示梯形底角 α 对气隙中心磁场的幅值 B_{peak} 变化和谐波畸变率 THD_B 的影响,本文基于等效面电流法原理,建立了以梯形边长为单元的改进等效解析算法,研究梯形永磁体底角 α 与等效宽度系数 α_w 、磁极高度系数 α_h 、气隙高度系数 α_g 对气隙中心磁场幅值和总谐波畸变率 THD_B 的影响。

1 梯形 Halbach 永磁体阵列模型

本文研究的梯形 Halbach 阵列无铁心 PMLSM 电机模型如图 1 所示。图 1(a)中,初级为电枢绕组,次级为梯形永磁体阵列,其安装在背轭上,电机的双边次级结构对称并且整齐排列,其中,相邻永

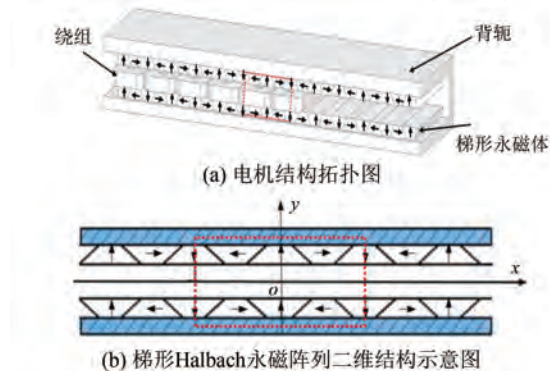


图 1 梯形 Halbach 永磁体阵列无铁心 PMLSM 模型
 Fig. 1 Model of coreless PMLSM for trapezoidal Halbach permanent magnet array

磁体磁化方向相差 90°。图 1(b)为梯形 Halbach 阵列无铁心 PMLSM 电机模型二维结构示意图。取一个对称的 Halbach 阵列周期,如图 1(b)中红色方框区域,梯形 Halbach 永磁体在一个周期内沿垂直向上充磁的永磁体中心对称,假设垂直充磁的梯形永磁体为主磁极,平行充磁的梯形永磁体为辅助磁极。为了便于建立模型,后续推导以主磁极的几何中心建立绝对坐标系 xoy 。

2 改进等效面电流法建模及计算

对电机气隙二维磁场作如下假设:

- (1) 电机次级阵列沿 z 轴无限长;
- (2) 电机次级的磁化是均匀的;
- (3) 电机背轭采用铝。计算时,取空气、铝和磁铁内部的磁导率为真空磁导率。

2.1 改进等效面电流法

面电流密度是指二维磁场(面)内电流 I 垂直穿过一个微小线段 $d\mathbf{l}$ 的状态描述, $\mathbf{J}_s(Q)$ 是面电流密度垂直穿过 $d\mathbf{l}$ 的分量,面电流密度 $\mathbf{J}_s(Q)$ 为

$$\mathbf{J}_s(Q) = \frac{I}{d\mathbf{l}} \mathbf{e}_\varphi (A/m) \quad (1)$$

面电流密度是由均匀磁介质表面束缚电流假说从分子环流的宏观磁性角度提出,而对于由面电流等效的不规则非矩形剖面永磁体形成的磁场而言,磁化强度是描述宏观磁体磁性强弱程度的物理量。因此对于面电流密度与磁化强度的关系可表示为

$$\mathbf{J}_s(Q) = \mathbf{M} \times \mathbf{e}_n (A/m); \mathbf{J} = M \sin \theta \quad (2)$$

式中: θ 为磁化强度 $\mathbf{M}$ 与表面轮廓法线方向单位矢量 $\mathbf{e}_n$ 的夹角, $0 \leq \theta \leq \pi$ 。

基于毕奥-萨伐尔定律,均匀磁介质表面束缚电流假说以及面电流密度与磁化强度的关系可知,通过单独计算永磁体每个外表面的电流在 $p(x, y)$ 点所激发的磁场,然后将每个计算结果叠加,就可以得到不规则非矩形剖面永磁体在 $p(x, y)$ 点激发的磁场。

结合磁场存在性原理可知:当电流分布在表面上时,如果表面是光滑的,并且表面电流密度是有界的,则当场点 p 在表面 S 之外时存在磁感应强度,当其在表面 S 上时反之亦然。因此依据式(1),三维空间中磁感应强度 $\mathbf{B}$ 与面电流密度的表达式如式(3)所示:

$$\mathbf{B}(P) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_s \frac{\mathbf{J}_s(Q) \times \mathbf{e}_r}{r^2} dS(Q); dS = dl \cdot dn \quad (3)$$

式中: $\mathbf{e}_r$ 为单位矢量; $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 为真空磁导率; $\mathbf{r}$ 为从源点 (即 I 上的任意一点) 指向场点 $p(x, y)$ 的矢径。

在图 1 建立的主坐标系的基础上, 以水平向左充磁的磁极为例, 建立一个 Halbach 永磁阵列周期中向左充磁的磁极每条边的相对坐标系 $x_i o_i y_i$, 如图 2(a) 所示。基本规则为: 边长的中心

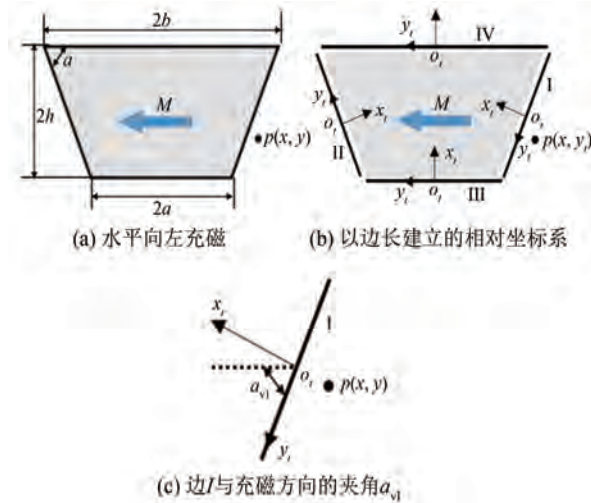


图 2 以梯形边长为单元的改进等效解析算法建模示意图

Fig. 2 Schematic diagram of improved equivalent analytic algorithm modeling with trapezoidal side length as a unit

$$\begin{aligned} B_{ix_i}(x, y, x_{0i}, y_{0i}, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) &= \text{sign}(I) \frac{M\mu_0 \cos \alpha_{vi}}{4\pi} \times \\ &\ln \frac{[-(x - x_{0i}) \sin \alpha_i + (y - y_{0i}) \cos \alpha_i + L_i/2]^2 + [(x - x_{0i}) \cos \alpha_i + (y - y_{0i}) \sin \alpha_i]^2}{[-(x - x_{0i}) \sin \alpha_i + (y - y_{0i}) \cos \alpha_i - L_i/2]^2 + [(x - x_{0i}) \cos \alpha_i + (y - y_{0i}) \sin \alpha_i]^2} \\ B_{iy_i}(x, y, x_{0i}, y_{0i}, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) &= \text{sign}(I) \frac{M\mu_0 \cos \alpha_{vi}}{2\pi} \times \\ &\left[\arctan \frac{(y - y_{0i}) \cos \alpha_i - L_i - (x - x_{0i}) \sin \alpha_i}{(x - x_{0i}) \cos \alpha_i + (y - y_{0i}) \sin \alpha_i} - \arctan \frac{(y - y_{0i}) \cos \alpha_i + L_i - (x - x_{0i}) \sin \alpha_i}{(x - x_{0i}) \cos \alpha_i + (y - y_{0i}) \sin \alpha_i} \right] \quad (6) \end{aligned}$$

式中: α_i 为相对坐标与绝对坐标的夹角; (x_{0i}, y_{0i}) 为迁移坐标系的原点坐标; L_i 为计算面电流的边长。

将式(6)代入到式(5)中, 可以得到绝对坐标系中第 i 条等效电流边在 $p(x, y)$ 的磁感应矢量, 如式(7)所示:

$$\begin{aligned} B_{ix}(x, y, x_i, y_i, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) &= B_{ix_i}(x, y, x_i, y_i, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) \cos \alpha_i - B_{iy_i}(x, y, x_i, y_i, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) \sin \alpha_i \\ B_{iy}(x, y, x_i, y_i, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) &= B_{ix_i}(x, y, x_i, y_i, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) \sin \alpha_i + B_{iy_i}(x, y, x_i, y_i, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) \cos \alpha_i \end{aligned} \quad (7)$$

式(5)~式(7)仅计算磁极单个边长产生的磁场。

为 $o_i; y_i$ 与边长重合, 与 $\mathbf{M}$ 夹角为锐角 α_{vi} ; x_i 与边长垂直, 如图 2(b) 所示。由于该磁极的充磁方向水平向左, 所以其表面电流由四条边 (I, II, III, IV) 构成, IV 等效为电流流进, 其余三条边等效为电流流出。图 2(c) 所示为边长 L 与充磁方向的夹角 α_{vi} 。

在图 2(b) 中的任意一条边相对坐标系 $x_i o_i y_i$ 建立之后, 由式(4)和图 2(c) 可得气隙磁场中面电流边 I 对气隙磁场中任意一点 $p(x_i, y_i)$ 产生的磁场, 如式(4)所示:

$$\begin{aligned} B_{ix_i}(x_i, y_i, \alpha_{vi}, L) &= \\ \text{sign}(I) \frac{M\mu_0 \cos \alpha_{vi}}{4\pi} \ln \frac{(y_i + L_i/2)^2 + x_i^2}{(y_i - L_i/2)^2 + x_i^2} \\ B_{iy_i}(x_i, y_i, \alpha_{vi}, L) &= \\ \text{sign}(I) \frac{M\mu_0 \cos \alpha_{vi}}{2\pi} \left[\arctan \left(\frac{y_i - L_i/2}{x_i} \right) - \arctan \left(\frac{y_i + h/2}{x_i} \right) \right] \quad (4) \end{aligned}$$

式中: $\text{sign}(I)$ 为符号函数; 面电流 I 流出纸面为 +1, 否则为 -1; i 为电流边的序号。

根据坐标变换原理, 在绝对坐标系 xoy 中有:

$$\begin{cases} x_i = (x - x_{0i}) \cos \alpha + (y - y_{0i}) \sin \alpha \\ y_i = -(x - x_{0i}) \sin \alpha + (y - y_{0i}) \cos \alpha \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)代入式(4), 得到绝对坐标中以边长为单元计算磁场的基本数学模型, 如式(6)所示:

假定以靠近气隙中心一侧的边与梯形腰线的夹角为底角, 对于梯形 Halbach 永磁体阵列, 文中

将梯形底角分为 $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$ 和 $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ 两种情况进行分析,如图 3(a)和 3(b)所示。图 3 中, y 轴为对称的主磁极中心; x 轴为气隙中心线; h 为永磁体高度; g 为气隙高度; τ 为磁极极距长度; w 为主磁极腰线宽度。

为了使研究方法具有普遍性,对模型参数进行无量纲处理,引入特征长度 $\tau=1$,可得 3 个无量纲磁极结构系数:梯形磁铁等效宽度系数 α_w ($\alpha_w=w/\tau$);梯形磁铁高度系数 α_h ($\alpha_h=h/\tau$);气隙高度系数 α_g ($\alpha_g=g/\tau$)。

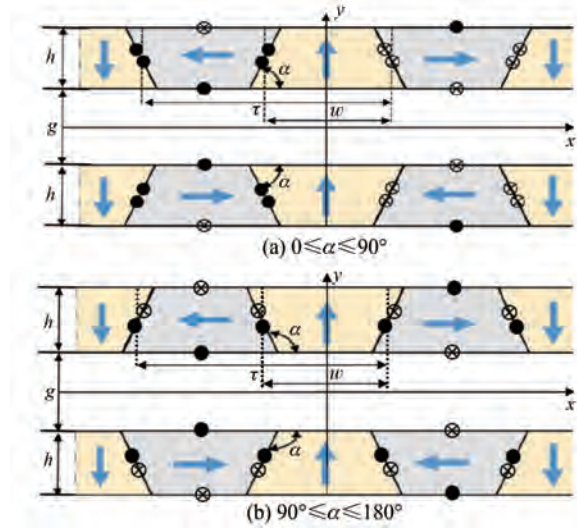


图 3 梯形 Halbach 永磁体阵列改进等效面电流法解析模型

Fig.3 Analytical model of the modified equivalent surface current method for trapezoidal Halbach permanent magnet array

由图 3 可知,单个周期的双边 Halbach 阵列共有 24 条边。因此,依据式(7)和各电流边中点坐标 (x_i, y_i) 、 α_{vi} 、 L_i 和 α_i 的关系,可得梯形 Halbach 永磁体阵列对气隙磁场中 $p(x, y)$ 产生的磁感应矢量为

$$\begin{aligned} B_x(x, y) &= \sum_{i=1}^{24} B_{ix}(x, y, x_i, y_i, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) \\ B_y(x, y) &= \sum_{i=1}^{24} B_{iy}(x, y, x_i, y_i, \alpha_{vi}, L_i, \alpha_i) \end{aligned} \quad (8)$$

由图 3 和式(8)可知: x_i 、 y_i 、 α_{vi} 、 L_i 和 α_i 可用 α 、 α_w 、 α_h 和 α_g 来代替,如式(9)所示。例如: x_i 仅仅是 $\{\pm(\tau-0.5\alpha_w), \pm\tau, \pm0.5\alpha_w\}$ 集合中以 α_w 为变量的某个元素。

$$\begin{cases} x_i(\alpha_w) \in \left\{ \pm\left(\tau - \frac{1}{2}\alpha_w\right), \pm\tau, \pm\frac{1}{2}\alpha_w \right\}; \\ x_{i,j} = \{x_i \pm 2j\tau\}; \\ y_i(\alpha_g, \alpha_h) \in \left\{ \pm\frac{1}{2}\alpha_g, \pm\frac{1}{2}(\alpha_g + \alpha_h), \pm\left(\frac{1}{2}\alpha_g + \alpha_h\right) \right\}; \\ L_i(\alpha_w, \alpha_h, \alpha) \in \left\{ \tau - \alpha_w \pm \frac{\alpha_h}{\tan \alpha}, \alpha_h \sqrt{1 + (2/\tan \alpha)^2} \right\}; \\ \alpha_i(\alpha) \in \left\{ \pm\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right), \pm\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right), \pm\frac{\pi}{2} \right\}; \\ \left(0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}\right) \\ \alpha_{vi}(\alpha) \in \left\{ 0, \alpha, \frac{\pi}{2} - \alpha \right\}; \\ i = 1, 2, \dots, 24, \quad j = 1, 2, \dots, \infty \end{cases} \quad (9)$$

综上所述,本文依据式(7)提出的改进等效面电流法,首先对梯形 Halbach 永磁体阵列中的每块梯形永磁体的边进行等效计算,然后再利用局部坐标系与全局坐标系的转化关系以及叠加原理对所有面电流产生的磁场进行叠加,最终得到完整和精确的气隙磁场分布。

2.2 THD 计算

本文以气隙中心磁感应矢量的 $\text{THD}_B^{[29-30]}$ 作为其波形正弦性的特征量,如式(10)所示:

$$\text{THD}_B = \frac{1}{B_1} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} B_{2n+1}^2} \quad (10)$$

式中: B_{2n+1} 为气隙中心磁感应矢量各奇次谐波的幅值; B_1 为气隙中心磁感应矢量基波的幅值,可通过离散周期的傅立叶变换进行计算。

2.3 计算结果与验证

为验证改进等效面电流法的正确性,本文以图 3 建立的梯形 Halbach 永磁体阵列模型为算例,应用式(7)~式(9)对梯形 Halbach 永磁体阵列模型中底角 α 分别等于 70° 和 110° 的气隙中心磁密 B_y 进行解析计算,同时用有限元法对计算结果进行验证。梯形 Halbach 永磁体阵列参数如表 1 所示,结果如图 4 所示。

图 4 中,当 $\alpha = 70^\circ$ 时, $B_y = 0.716 \ 2 \text{ T}$; 当 $\alpha = 110^\circ$ 时, $B_y = 0.736 \ 7 \text{ T}$ 。本文建立的改进等效面电流法与有限元法对气隙磁场的计算结果

一致,气隙磁密的波形均呈现正弦特性,两种方法计算结果只是在波形的局部存在微小偏差,以仿真结果作为基准,最大相对误差为 0.031%。

表 1 梯形 Halbach 永磁体阵列参数

Tab. 1 Array parameters of trapezoidal Halbach permanent

参数名称	参数值
永磁体等效宽度 w/mm	4.8、10.2
永磁体高度 h/mm	9
极距 τ/mm	15
气隙高度 g/mm	9
永磁体磁化强度 $M/(\text{A}\cdot\text{m}^{-1})$	1.05×10^6
真空磁导率 $\mu_0/(\text{T}\cdot\text{m}\cdot\text{A}^{-1})$	$4\pi\times10^{-7}$
梯形磁铁底边角度 $\alpha/(\text{^\circ})$	70、110

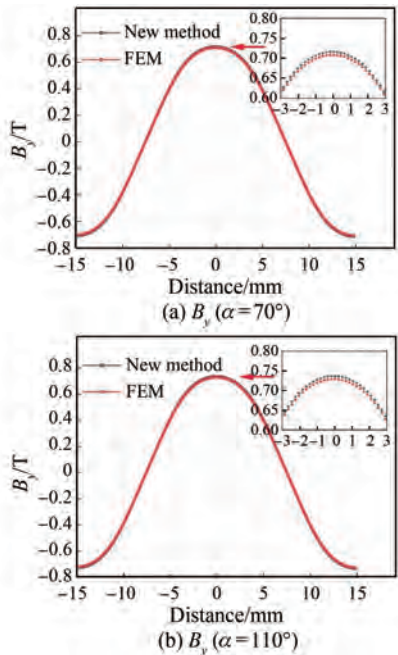


图 4 改进等效面电流法与有限元单周期气隙中心磁场计算结果对比

Fig. 4 Comparison of the improved equivalent surface current method and the finite element method results for the single-period air gap's center magnetic field

3 梯形底角 α 和 α_w 、 α_h 、 α_g 对气隙磁场影响分析

依据图 2、图 3 和式(7)~式(9),本节对梯形 Halbach 永磁体阵列模型中底角 α 和 α_w 、 α_h 和 α_g

分别变化对气隙磁场的影响进行分析,重点探索各因素对气隙中心磁场 B_{peak} 获得极大值和 THD_B 获得极小值的影响规律。为了保证计算结果更具有普遍性,选取计算参数: $\tau=1$ 、 $60^\circ\leq\alpha\leq120^\circ$ 、 $0.3\leq\alpha_w\leq0.7$ 、 $0.3\leq\alpha_h\leq0.7$ 和 $0.3\leq\alpha_g\leq0.7$,详细计算分析方案如表 2 所示。

表 2 目标函数与计算参数分析方案

Tab. 2 Analysis scheme of the objective function and calculation parameters

目标函数	计算参数	
$B_{\text{peak}}(\alpha, \alpha_w)$	$\alpha_g=0.5$	$\alpha_h=0.5$
	$\alpha_g=0.5$	$\alpha_h=0.3$
$\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$	$\alpha_h=0.5$	$\alpha_g=0.3$
	$\alpha_h=0.5$	$\alpha_g=0.7$

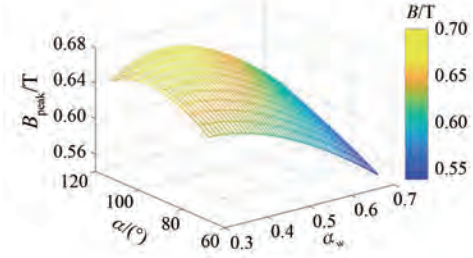
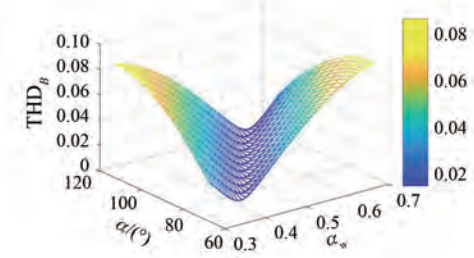
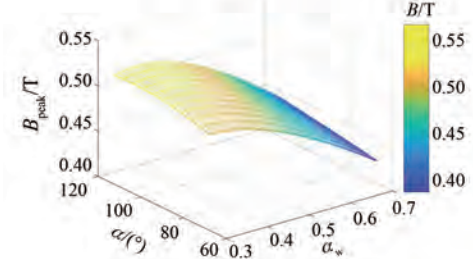
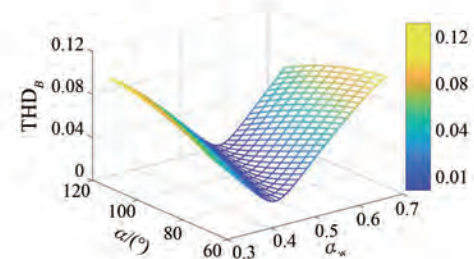
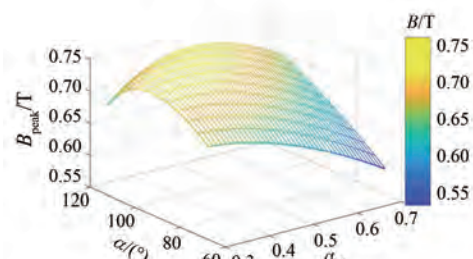
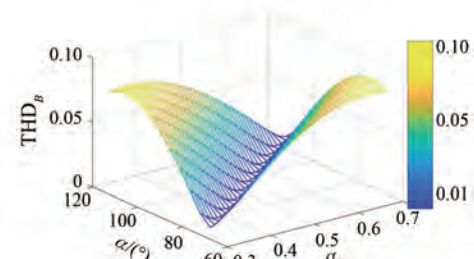
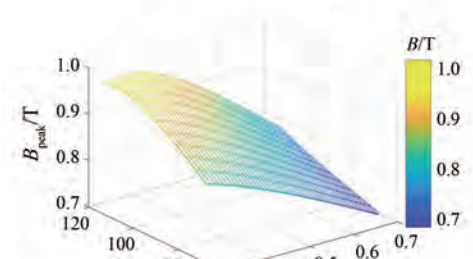
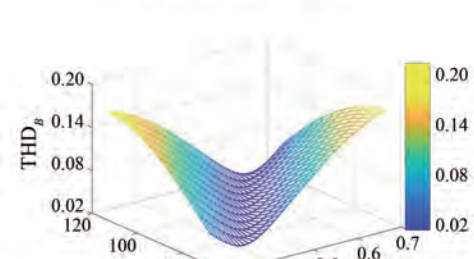
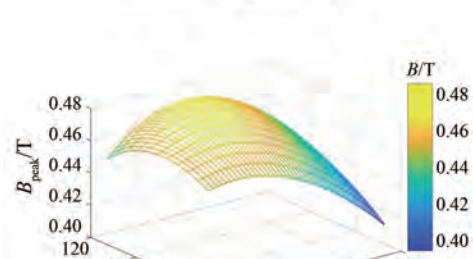
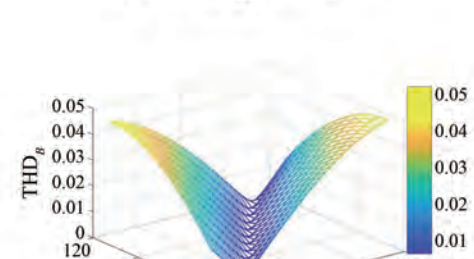
3.1 α 与 α_w 对气隙中心磁场 $B_{\text{peak}}(\alpha, \alpha_w)$ 和 $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ 的影响

α 、 α_w 为变量,以不同的 α_h 、 α_g 为参数,计算得到 $B_{\text{peak}}(\alpha, \alpha_w)$ 与 $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ 的变化规律如表 3 所示。在计算区域内, $B_{\text{peak}}(\alpha, \alpha_w)$ 在 $\alpha>90^\circ$ & $\alpha_w<0.5$ 区域存在一个极大值点, $B_{\text{peak}}(\alpha, \alpha_w)$ 的相对变化率约为 2%,且在最大值附近的变化率更小; $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ 有多个极小值点,其极小值点的分布随着 α 与 α_w 呈现为直线型变化。由表 3 可知,增加或降低磁铁 α_w 对 $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ 极小值的分布影响很大; α_h 影响 $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ 极小值点的分布走向,不改变 $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ 分布图的形貌; α_g 不影响 $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ 极小值点的分布的走向,改变 $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ 分布图的形貌。

在 PMLSM 设计中,一般要求推力大、波动小,即 B_{peak} 获得极大值和 THD_B 获得极小值。由表 3 分析可知:在梯形磁铁底角 α 和 3 个磁极结构参数 α_w 、 α_h 、 α_g 耦合作用下, α_w 对 B_{peak} 和 THD_B 的影响最强, α_h 、 α_g 对 B_{peak} 和 THD_B 仅是单调影响。 α_h 越大,气隙磁场强度越大,但当 $\alpha_h>0.75$ 时,气隙磁场强度的增强明显减缓; α_g 越小,气隙磁场强度越大,但 α_g 的减小范围受初级线圈的厚度制约; α_h 、 α_g 对 THD_B 影响不大。准确分析 α 与 α_w 对气隙中心磁场 B_{peak} 和 THD_B 影响机理是正确选取梯形磁铁结构参数的基础。

表 3 α 与 α_w 对气隙中心磁场 $B_{\text{peak}}(\alpha, \alpha_w)$ 和 $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ 的影响

Tab. 3 Analysis of the influence rule of α and α_w on $B_{\text{peak}}(\alpha, \alpha_w)$ and $\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$ of the central magnetic field of the air gap

计算参数	$B_{\text{peak}}(\alpha, \alpha_w)/\text{T}$	$\text{THD}_B(\alpha, \alpha_w)$
$\alpha_h = 0.5, \alpha_g = 0.5$ 基本型 (B_{peak} 存在最大值区域, THD_B 的最小值区域是直线型)		
$\alpha_h = 0.3, \alpha_g = 0.5$		
$\alpha_h = 0.7, \alpha_g = 0.5$ (不同 α_h 影响 B_{peak} 和 THD_B 极小值的走向)		
$\alpha_h = 0.5, \alpha_g = 0.3$		
$\alpha_h = 0.5, \alpha_g = 0.7$ (不同 α_g 影响 B_{peak} 和 THD_B 极小值的陡峭)		

3.2 α 与 α_w 对气隙中心磁场 B_{peak} 和 THD_B 影响机理分析

由表 3 分析可知, α_w 是 3 个磁极结构参数中对 B_{peak} 和 THD_B 影响最大的因素, B_{peak} 极大值位于 $\alpha > 90^\circ$ & $\alpha_w < 0.5$ 的区域, THD_B 极小值区域呈直线变化。本节分别以 $\alpha = 75^\circ$ 、 90° 和 105° 作为计算观测点, 取 $\alpha_w = 0.4$ 、 $\alpha_h = 0.55$ 、 $\alpha_g = 0.5$ 、 $\tau = 15 \text{ mm}$, 采用改进等效面电流法计算分析气隙-磁铁-背轭区域内的磁场分布状态, 分析 α 、 α_w 对气隙中心磁场 B_{peak} 和 THD_B 影响机理。计算结果分别如图 5~图 7 所示, 其中: 图 5(a)~图 7(a) 为一个周期内磁感应矢量 $\mathbf{B}$ 的分布图, 图 5(b)~图 7(b) 为磁感应矢量 $\mathbf{B}$ 局部矢量放大图。

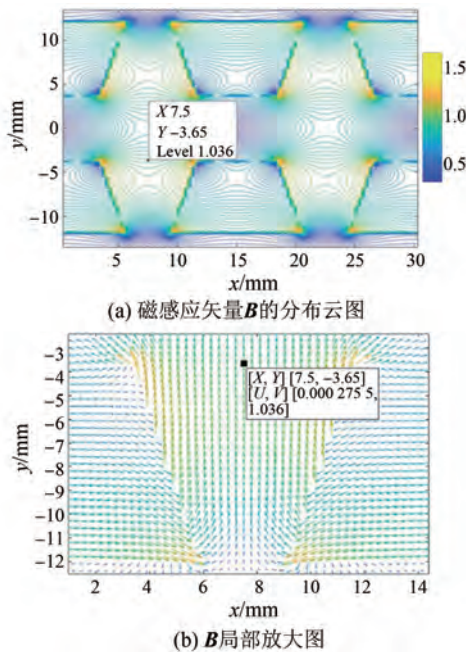


图 5 气隙磁场分布图 ($\alpha = 75^\circ$)

Fig. 5 Distribution diagram of air gap magnetic field ($\alpha = 75^\circ$)

对比图 5~图 7 可知: 若副磁极横向充磁, 则磁感应矢量的作用方向为主磁极的侧面, 从而加强了主磁极内的磁场强度, 产生了主磁极内部磁场强度大于副磁极内部磁场强度的效果; 当 $\alpha_w < 0.5$ 时, 比较图 5(a)~7(a) 中主、副磁极内部的磁感应矢量, 发现主磁极内部磁场强度显著高于副磁极内部磁场强度, 这就是磁感应矢量汇聚的效应, 简称聚磁效应; 在 α_w 不变的情况下, $\alpha > 90^\circ$ 有利于主磁极中的磁感应矢量进入气隙磁场, 在几何结构上形成聚磁效应, 比较图 5(b)~图 7(b)

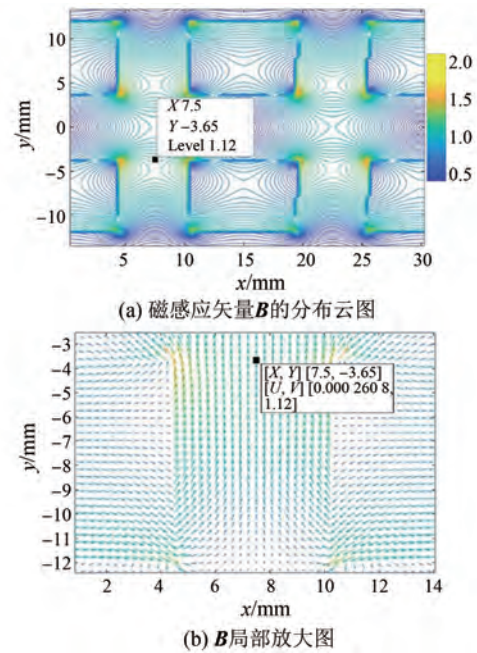


图 6 气隙磁场分布图 ($\alpha = 90^\circ$)

Fig. 6 Distribution diagram of air gap magnetic field ($\alpha = 90^\circ$)

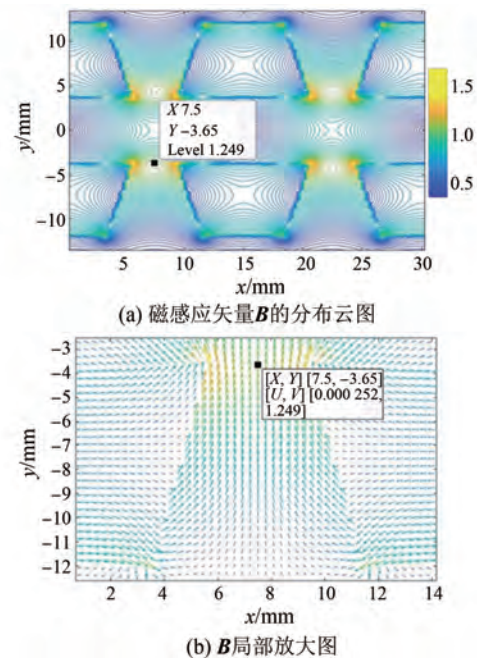


图 7 气隙磁场分布图 ($\alpha = 105^\circ$)

Fig. 7 Distribution diagram of air gap magnetic field ($\alpha = 105^\circ$)

中标处的观测点, 发现进一步增强了主磁极的磁感应矢量。

图 5~图 7 中, 气隙中心线上的 $|\mathbf{B}|$ 值随其邻近的磁极产生周期性变化, 在主磁极中心位置, $\mathbf{B}$

取得极大或极小值,在副磁极中心位置 $|B|$ 等于0。由谐波的周期性特征可知:主副磁极邻近气隙的边长取值基本相等会使 THD_B 较小,简称等边效应,从而实现标准正弦波形。表3说明, α_h 的变化导致主副磁极邻近气隙的边长比在1附近变化, THD_B 取得极小值时,主副磁极邻近气隙的边长并不严格相等。

气隙中心磁场 B_{peak} 和 THD_B 计算结果如表4所示。当 $\alpha=105^\circ$ 时,主磁极中的磁感应矢量进入气隙磁场时在几何结构上形成聚磁效应,主磁极的磁感应矢量最大。当 $\alpha=75^\circ$ 时,主副磁极靠近气隙的边长最接近,等边效应明显,则 THD_B 最小。

表4 气隙中心磁场 B_{peak} 和 THD_B 计算结果
 Tab.4 Calculation results of the B_{peak} and THD_B of the central magnetic field in the air gap

$\alpha/(^\circ)$	B_{peak}/T	THD_B
75	0.875 4	0.013 6
90	0.902 7	0.047 5
105	0.920 5	0.068 7

4 结语

本文基于改进等效面电流法对梯形 Halbach 阵列无铁心 PMLSM 气隙磁场特性进行研究,得出的主要结论如下。

(1) 本文提出了一种以多边形边长为单元计算二维 Halbach 阵列无铁心 PMLSM 气隙磁场的改进等效面电流解析算法。该算法可以充分反映真实气隙磁场的内部特性,与有限元计算结果完全一致,有效证明了新方法的正确性。

(2) 在梯形磁铁底角 α 和3个磁极结构参数 α_w 、 α_h 、 α_g 耦合作用下, α_w 为3个磁极结构参数中对 B_{peak} 和 THD_B 影响最大的因素, α_h 、 α_g 对 B_{peak} 和 THD_B 仅是单调影响。气隙中心磁场的 B_{peak} 极大值位于 $\alpha>90^\circ$ & $\alpha_w<0.5$ 的区域,气隙中心磁场 THD_B 的极小值区域呈直线型变化。

(3) 磁极阵列的 Halbach 布局中,产生的聚磁效应和等边效应是影响 B_{peak} 极大值的区域和 THD_B 的极小值区域的主要原因。

(4) 本文的研究内容也进一步表明了,新型改进等效面电流解析算法对于不规则非矩形剖面

永磁体构成的无铁心 PMLSM 磁场的分析与优化具有解析精度高、计算速度快和适应性强等特点,也为无铁心 PMLSM 在增强磁场正弦性和抑制推力波动方面提供了较强的理论依据。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

李博与赵晓龙进行了方案设计、内容总结与论文撰写,李瑞与李雪梅进行了试验研究,李艳芳与李辉杰参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary and paper writing were carried out by Li Bo and Zhao Xiaolong. The experiment was conducted by Li Rui and Li Xuemei. The manuscript was revised by Li Yanfang and Li Huijie. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] CHEN S, LIU Y, ZHANG Q. Analysis and suppression of thrust ripple in a permanent magnet linear synchronous motor-a review [J]. Energies, 2025, 18(4): 863.
- [2] 颌浩浩, 吴杞康, 鲍久圣, 等. 新能源汽车驱动电机技术现状及混合励磁研究进展[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(1): 36-51.
JIE H H, WU Q K, BAO J S, et al. Current status of new energy vehicle drive motor technology and research progress on hybrid excitation [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(1): 36-51.
- [3] QING X Z, JUN G C, WEN S X, et al. Effect analysis of demagnetization of permanent magnet synchronous motor for electric drilling tool on air-gap flux density [J]. Journal of Physics: Conference Series, 2023, 2594(1): 012041.
- [4] WEI H A, WANG X D. Effect of opening auxiliary slots in the primary of permanent magnet synchronous

- linear motors on magnetic resistance [J]. *Journal of Physics: Conference Series*, 2025, 2936 (1): 012003.
- [5] HU Y D, MU Y, XIE M X. Magnetic-solid coupling nonlinear vibration of an axially moving thin plate under air-gap magnetic field [J]. *International Journal of Structural Stability and Dynamics*, 2023, 23(15): 2350177.
- [6] 周云红, 陈泽楠, 李汉杰, 等. 结构优化与直接瞬时转矩控制下的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(10): 76-87.
- ZHOU Y H, CHEN Z N, LI H J, et al. Torque ripple suppression in switched reluctance motors under structural optimization and direct instantaneous torque control [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(10): 76-87.
- [7] EIHINDI M, ABDALLA M, LIU D. Investigating the impact of magnetic air gap variations on short circuit characteristics of partially high temperature superconducting generator [J]. *Physica C: Superconductivity and its Applications*, 2024, 623: 1354550.
- [8] 初秋, 车爽, 李春艳. 少稀土组合磁极 Halbach 永磁同步电机优化设计[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(3): 22-28.
- CHU Q, CHE S, LI C Y. Optimization design of less-rare-earth Halbach permanent magnet synchronous motor with module poles [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(3): 22-28.
- [9] HU G Y, PAN T L, HUANG W T, et al. A novel sliding mode speed control-based strategy for permanent magnet linear synchronous motors with a model predictive current control loop [J]. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2024, 46(15): 3028-3039.
- [10] LEE J H, SONG J Y, KIM D W. Particle swarm optimization algorithm with intelligent particle number control for optimal design of electric machines [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(2): 1791-1798.
- [11] SONG J C, DONG F, ZHAO J W, et al. An efficient multi-objective design optimization method for PMSLM based on extreme learning machine [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(2): 1001-1011.
- [12] 马祖阳, 王晓璨, 林晓刚, 等. 直驱式永磁同步电机改进型无差拍直接转矩控制研究[J]. *电机与控制应用*, 2022, 49(8): 14-20.
- MA Z Y, WANG X C, LIN X G, et al. Research on improved deadbeat direct torque control of direct-drive permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2022, 49(8): 14-20.
- [13] SHEIKH B, VAEZ-ZADEH S, HASSANPOUI A. An improved magnetic equivalent circuit model for iron-core linear permanent-magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, 46(1): 112-120.
- [14] 杜恂, 程明, 邹国棠. 初级永磁型游标直线电机设计与静态特性分析[J]. *电工技术学报*, 2012, 27(11): 22-30.
- DU Y, CHENG M, ZOU G T. Design and analysis of a new linear primary permanent magnet vernier machine [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(11): 22-30.
- [15] LIU G H, JIANG S, ZHAO W X. Modular reluctance network simulation of a linear permanent-magnet vernier machine using new mesh generation methods [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(7): 5323-5332.
- [16] ASFIRANE S, HLIQUI S, AMARA Y, et al. Global quantities computation using mesh-based generated reluctance networks [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018, 54(11): 7002304.
- [17] BOFF B H B, FLORES J V, ECKERY P R. Multi-loop resonant control applied to linear permanent magnet synchronous motors for periodic position tracking [J]. *Mechatronics*, 2024, 99(10): 3163.
- [18] XUE Z Q, LI H S, ZHOU Y, et al. Analytical prediction and optimization of cogging torque in surface-mounted permanent magnet machines with modified particle swarm optimization [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(12): 9795-9805.
- [19] MA C G, ZHANG J J, WANG J F, et al. Analytical model of open-circuit air-gap field distribution in interior permanent magnet machines based on magnetic equivalent circuit method and boundary conditions of macroscopic equations [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2021, 57(3): 8104209.
- [20] ZHOU Y, LI H S, MENG G W. Analytical calculation of magnetic field and cogging torque in

- surface-mounted permanent magnet machines accounting for any eccentric rotor shape [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6): 3438-3447.
- [21] WU L J, YIN H, WANG D, et al. A nonlinear subdomain and magnetic circuit hybrid model for open-circuit field prediction in surface-mounted PM machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion. 2019, 34(3): 1485-1495.
- [22] BODUROGLU A, DEMIR A, CUMHUR B, et al. Novel track structure of double-sided linear PM synchronous Motor for low cost and high force density applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 8201305.
- [23] 武晓冬, 温婉宁, 王正, 等. 基于自抗扰的直驱风电机组强迫振荡抑制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(8): 39-49.
- WU X D, WEN W N, WANG Z, et al. Study on forced oscillation suppression of direct-drive wind turbines based on active disturbance rejection control [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(8): 39-49.
- [24] MA W H, XI L, ZHANG Y K, et al. Design and comparison of linear induction motor and superconducting linear synchronous motor for electromagnetic launch [C] // International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Wuhan, 2021.
- [25] NOWAK L, KNYPIŃSKI Ł, JEDRYCZKA C, et al. Decomposition of the compromise objective function in the permanent magnet synchronous motor optimization [J]. The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2015, 34(2): 496-504.
- [26] 温建民, 罗成. 两种双边 Halbach 阵列永磁涡流制动特性对比研究[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(2): 36-40+55.
- WEN J M, LUO C. Comparison research on characteristics of two double-sided Halbach arrays permanent magnet eddy current braking [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(2): 36-40+55.
- [27] 段家珩, 张昆仑, 罗成, 等. 梯形 Halbach 永磁阵列空心直线同步电动机特性的解析计算与优化[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(10): 59-65+72.
- DUAN J H, ZHANG K L, LUO C, et al. Analytical calculation and optimization of the characteristics of trapezoidal permanent magnet Halbach array air-core linear synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(10): 59-65+72.
- [28] 冀相, 许金, 黄垂兵, 等. 永磁直线同步电机推力脉动削弱方法综述[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(1): 70-74.
- JI X, XU J, HUANG C B, et al. Review of methods for reducing thrust ripple of permanent magnet linear synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(1): 70-74.
- [29] 刘鑫, 王丽梅. 基于摩擦和扰动补偿的永磁直线同步电机滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(4): 10-15.
- LIU X, WANG L M. Sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor based on friction and disturbance compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(4): 10-15.
- [30] 王健, 蓝益鹏. 基于参数局部最优化理论的电励磁直线同步电机自适应速度控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(4): 1-9.
- WANG J, LAN Y P. Adaptive speed control of electrically excited linear synchronous motor based on parametric local optimization theory [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(4): 1-9.

收稿日期:2025-03-05

收到修改稿日期:2025-03-31

作者简介:

李 博(1985-),男,博士,副教授,研究方向为直线电机、新型特种电机及其驱动系统设计,libo_xatu@163.com;

*通信作者:李 博(1985-),男,博士,副教授,研究方向为直线电机、新型特种电机及其驱动系统设计,libo_xatu@163.com。