

U 型无铁心永磁同步直线电机磁场建模与分析*

李 争¹, 张家祯¹, 王群京²

(1. 河北科技大学 电气工程学院, 河北 石家庄 050018;

2. 安徽大学 高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室, 安徽 合肥 230601)

摘 要: 传统的铁心式直线电机由于铁心开断的影响, 造成了横向和纵向边端效应, 使推力输出波动较大; 无铁心永磁直线电机具有零齿槽效应的优点, 结构简单, 控制灵活。采用两种解析法求解无铁心永磁同步直线电机气隙磁场的问题, 即等效磁势法和等效磁化电流法, 同时采用有限元法对电机磁场进行有限元分析, 验证解析法磁场解析计算的准确性。最后分析电机主要尺寸对气隙磁场的影响。通过改变电机参数, 进行了优化设计, 为同类电机的设计与分析提供了参考。

关键词: 无铁心; 直线电机; 磁场分析; 解析法; 有限元法

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)02-0075-06

Magnetic Field Modeling and Analysis of U-Shaped Ironless Permanent Magnet Synchronous Linear Motor*

LI Zheng¹, ZHANG Jiazhen¹, WANG Qunjing²

(1. School of Electrical Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang 050018, China;

2. National Engineering Laboratory of Energy-saving Motor & Control Technique, Anhui University, Hefei 230601, China)

Abstract: Due to the influence of the core breaking, the traditional iron core linear motor had the end-effect of lateral and vertical side, which made the output of the thrust line fluctuate greatly. The ironless permanent magnet synchronous linear motor has the advantages of zero slot effect, simple structure and flexible control. Based on the analysis of air gap magnetic field ironless permanent magnet synchronous linear motor problems by using two kinds of analytical method, namely equivalent magnetic potential method and the equivalent magnetizing current method, and the finite element analysis of the magnetic field using the finite element method. The analytical method for magnetic field analysis was verified to be accurate. By changing the motor parameters, the optimization design was achieved, which provided the reference for the design and analysis of same kind of motors.

Key words: ironless; linear motor; magnetic field analysis; analytical method; finite element method

0 引 言

永磁同步直线电机把电能直接转换成直线推动力能的装置, 与传统的旋转电机相比, 直线电机不需要中间传动装置, 整个系统结构更简单、体积

更小、效率更高, 系统的精度、稳定性和响应速度等性能更加优越。齿槽效应和端部效应普遍存在于铁心式永磁同步直线电机中, 会造成电机动态性能差、振动噪声高、系统参数偏差等, 影响电机平稳性和定位精度^[1]; 而无铁心永磁同步直线电

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51577048, 51637001, 51107031); 河北省留学人员科技活动项目择优项目(C2015003044); 高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室开放课题基金项目(KFKT201601)

作者简介: 李 争(1980—), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为特种电机及其控制。

张家祯(1993—), 女, 硕士研究生, 研究方向为直线电机设计与控制技术。

王群京(1960—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制技术。

电机则不受这些影响,输出的推力波动小,更容易控制^[2-3]。

要达到电机的优化设计,需对电机气隙磁场进行求解和分析。本文采用两种解析算法对电机的气隙磁场进行求解,分别是等效磁势法和等效磁化电流法,并与有限元分析结果做比较。根据两种方法得到的结果,详细分析和研究电机气隙磁场受各部分尺寸的影响。

1 电机模型

本文研究的 U 型无铁心永磁同步直线电机的结构示意图,如图 1 所示。该电机分为初级和次级两个部分:初级为定子部分,由背铁和永磁体构成;次级为动子部分,主要安装线圈。整个电机类似一个 U 型结构,故称其为 U 型直线电机。该电机由于是双边型结构,故不存在法向力,电机运行时减少了动子产生的摩擦力,也降低了电机的安装要求。电机动子部分由无铁心式线圈构成,动子没有铁心,电机质量较轻,推力密度也相对较小^[4-5]。

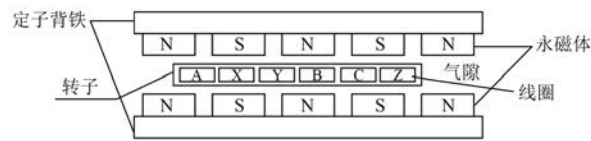


图 1 U 型无铁心永磁同步直线电机结构图

2 气隙磁场解析分析

对电机进行设计、性能分析和优化时,先通过解析法的计算,初步确定电机的尺寸,并在有限元软件中建立三维模型,进行分析和求解^[6]。实际上,三维电机模型求解较为复杂,计算繁琐。为简化电机的分析,将求解三维气隙磁场的问题转化为二维恒定磁场^[7],并作出如下假设:

- (1) 电机在 z 方向无限延长,即磁场在 z 方向恒定;
- (2) 电机在 x 方向无限延长;
- (3) 电机定子铁轭的磁导率假设为无穷大。

2.1 等效磁势法

等效磁势法是将永磁体的励磁作用等效为一个无线薄线圈产生的磁势。这样就可以把上下两面永磁体和中间气隙区域看成一体进行求解。引

入标量磁位描述磁场,根据其满足的拉普拉斯方程进行磁场的求解。用等效磁势法分析无铁心永磁同步直线电机的模型如图 2 所示。

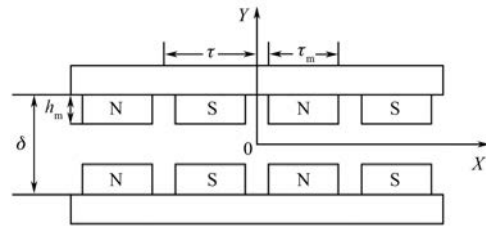


图 2 等效磁势法分析模型

由于电机的对称结构,故仅分析 y 轴正方向永磁体的磁势分布函数 $F(x)$,等效磁势法分布如图 3 所示。

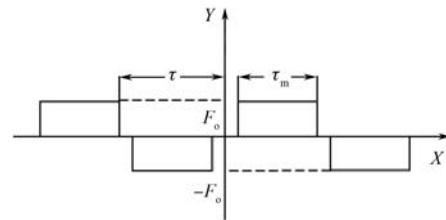


图 3 等效磁势空间分布

$$F(x) = \begin{cases} 0 & k\tau - \frac{\tau - \tau_m}{2} \leq x \leq k\tau + \frac{\tau - \tau_m}{2} \\ (-1)^k F_0 & k\tau + \frac{\tau - \tau_m}{2} \leq x \leq k\tau + \frac{\tau + \tau_m}{2} \end{cases} \quad (1)$$

$k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$

其中,

$$F_0 = \frac{B_r}{\mu_0} h_m \quad (2)$$

$F(x)$ 可以表示为

$$F(x) = \sum_{k=1}^{\infty} F_k \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{\tau} x \right] \quad (3)$$

$$F_k = (-1)^{k+1} \frac{4}{(2k-1)\pi} F_0 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi \tau_m}{2\tau} \right] \quad (4)$$

由于永磁体和中间气隙看成了一个整体,用拉普拉斯方程对气隙中的标量磁位进行求解:

$$\frac{\partial^2 \Omega}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Omega}{\partial y^2} = 0 \quad (5)$$

采用分离变量法对上述方程进行求解,得到方程的通解为

$$\Omega(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \cos m_k x + B_k \sin m_k x) (C_k \operatorname{sh} m_k y + D_k \operatorname{ch} m_k y) \quad (6)$$

根据之前的假设,解得

$$\Omega(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{F_k}{\operatorname{sh}\left(\frac{m_k \delta}{2}\right)} \sin m_k x \operatorname{sh} m_k y \quad (7)$$

对式(7)求偏导,即可得气隙磁密在不同区域的分量表达式:

$$B_x(x, y) = -\mu_0 \frac{\partial \Omega(x, y)}{\partial x} = -\mu_0 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{m_k F_k}{\operatorname{sh} \frac{m_k \delta}{2}} \cos m_k x \operatorname{sh} m_k y \quad (8)$$

$$B_y(x, y) = -\mu_0 \frac{\partial \Omega(x, y)}{\partial y} = -\mu_0 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{m_k F_k}{\operatorname{sh} \frac{m_k \delta}{2}} \sin m_k x \operatorname{ch} m_k y \quad (9)$$

2.2 等效磁化电流法

等效磁化电流法是把永磁体等效为面电流,引入向量磁位描述磁场,根据其满足的泊松方程进行磁场的求解。用等效磁化电流法分析无铁心永磁同步直线电机的模型如图4所示。

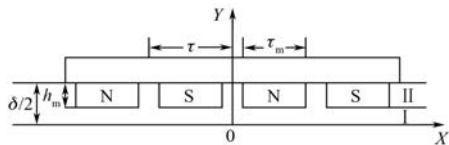


图4 等效磁化电流法分析模型

由于电机的对称结构,仅分析y轴正方向永磁体的等效磁化电流分布函数M(x),等效磁化电流法分布如图5所示。

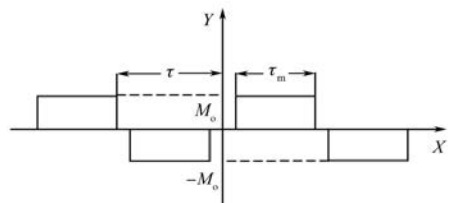


图5 等效磁化电流空间分布

$$M(x) = \sum_{k=1}^{\infty} M_k \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{\tau} x \right]$$

$$k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (10)$$

$$M_k = (-1)^{k+1} \frac{4}{(2k-1)\pi} M_0 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi \tau_m}{2\tau} \right] \quad (11)$$

$$M_0 = \frac{B_r}{\mu_0} \quad (12)$$

拉普拉斯方程应用于气隙区域I中向量磁位A_{z1}(x,y)的求解,泊松方程应用于磁极区域II中向量磁位A_{z2}(x,y)的求解:

$$\frac{\partial^2 A_{z1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{z1}}{\partial y^2} = 0 \quad (13)$$

$$\frac{\partial^2 A_{z2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{z2}}{\partial y^2} = -\mu_0 J_2(x) \quad (14)$$

电机满足如下边界条件:

在切向方向上磁场强度连续,即:

$$H_{x1}(x, y) = H_{x2}(x, y) \Big|_{y=\frac{\delta}{2}-h_m} \quad (15)$$

其中, $H_x = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial y}$

在法向方向上磁通密度连续,即:

$$B_{y1}(x, y) = B_{y2}(x, y) \Big|_{y=\frac{\delta}{2}-h_m} \quad (16)$$

其中, $B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x}$

根据假设(3),电机满足如下边界条件:

在切向方向上磁通密度的分量为零,即:

$$B_{x2}(x, y) \Big|_{y=\frac{\delta}{2}} = 0 \quad (17)$$

其中, $B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y}$

采用分离变量法求得矢量磁位表达式

$$A_{z1}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\mu_0 M_k}{m_k} \frac{\operatorname{sh}(m_k h_m)}{\operatorname{sh}\left(\frac{m_k \delta}{2}\right)} \cos m_k x \operatorname{ch} m_k y$$

$$A_{z2}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\mu_0 M_k}{m_k} \left\{ -\operatorname{sh} \left[m_k \left(h_m - \frac{\delta}{2} \right) \right] \operatorname{sh}(m_k y) + \operatorname{sh} \left[m_k \left(h_m - \frac{\delta}{2} \right) \right] \frac{\operatorname{ch}\left(\frac{m_k \delta}{2}\right)}{\operatorname{sh}\left(\frac{m_k \delta}{2}\right)} \operatorname{ch}(m_k y) + 1 \right\} \cos m_k x \quad (18)$$

其中, $m = \frac{(2k-1)\pi}{\tau}$

对式(18)求偏导,得各区域磁通密度法相分

量表达式

$$B_{z1}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\mu_0 M_k}{m_k} \frac{\text{sh}(m_k h_m)}{\text{sh}\left(\frac{m_k \delta}{2}\right)} \sin m_k x \text{ch} m_k y$$

$$B_{z2}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} \mu_0 M_k \left\{ -\text{sh}\left[m_k \left(h_m - \frac{\delta}{2}\right)\right] \text{sh}(m_k y) + \text{sh}\left[m_k \left(h_m - \frac{\delta}{2}\right)\right] \frac{\text{ch}\left(\frac{m_k \delta}{2}\right)}{\text{sh}\left(\frac{m_k \delta}{2}\right)} \text{ch}(m_k y) + 1 \right\} \sin m_k x \quad (19)$$

3 有限元分析验证

在三维有限元软件里对无铁心永磁同步直线电机建立模型进行仿真分析, 设定电机的参数为: 极距 $\tau = 15 \text{ mm}$ 、永磁体宽 $\tau_m = 13 \text{ mm}$ 、永磁体高 $h_m = 5 \text{ mm}$ 、气隙 $\delta = 19 \text{ mm}$ 。对电机建模并进行有限元分析, 得到电机气隙磁场磁力线分布图和磁通密度云分布图, 如图 6、图 7 所示。

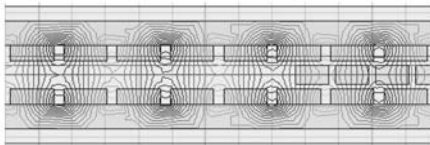


图 6 气隙磁场磁力线分布图

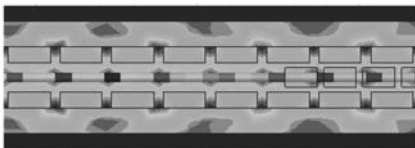


图 7 磁通密度云分布图

为验证两种解析算法的准确性, 分别用解析法和有限元法计算出对应不同 y 值时磁通密度 Y 方向的分量 B_y 的值, 分别取 $y=0$ 、 $y=2$ 和 $y=5$ 。3 种方法计算结果的对比曲线如图 8~图 10 所示。

由图 8 和图 9 可知, 在区域 I 中即 $y=0$ 和 $y=2$ 时, 有限元法和解析法的计算结果相差较小; 由图 10 可知, 在区域 II 中即 $y=5$ 时, 解析法的计算结果存在较大的误差。由图 8~图 10 可以看出, 在两种解析算法中, 与有限元的结果作对比, 等效磁势法存在较大误差, 而等效磁化电流法的计算结果较为相近。

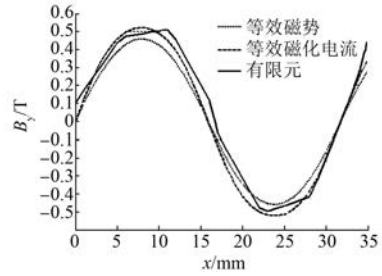


图 8 $y=0$ 处气隙磁密分布对比图

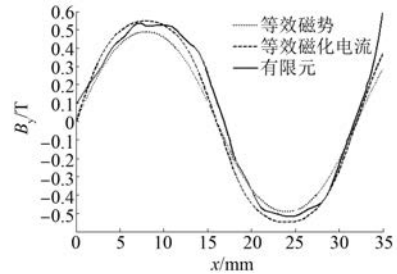


图 9 $y=2$ 处气隙磁密分布对比图

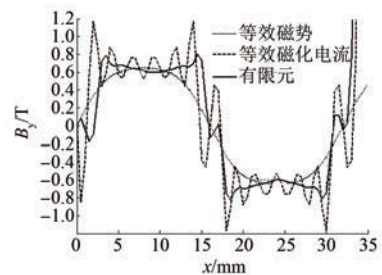


图 10 $y=5$ 处气隙磁密分布对比图

4 电机尺寸对气隙磁场的影响

由上述可知, 等效磁势法求解误差大, 因此以下分析建立在等效磁化电流法的求解上。将分析对象取为气隙中心处的磁场, 根据式 (19), 求得该处气隙磁密各谐波分量的幅值为

$$B_{yv} = \frac{4B_r}{v\pi} \frac{\sin \frac{v\pi\tau_m}{\tau} \text{sh} \frac{v\pi h_m}{\tau}}{\text{sh} \frac{v\pi\delta}{2\tau}} \quad (20)$$

$$v = 1, 3, 5, 7, \dots$$

分别定义 $\alpha_p = \tau_m / \tau$ 为极弧系数、 $\beta = h_m / \tau$ 为磁极高度系数和 $\gamma = \delta / \tau$ 为气隙高度系数, 分析永磁体宽度 τ_m 、永磁体高度 h_m 和气隙高度 δ 对磁场谐波分量的影响^[8]。

4.1 永磁体宽度对气隙磁场的影响

首先保持 β 和 γ 为恒定值,图 11 为 3、5、7 次谐波 B_{yv} 与 α_p 的关系。图 12 为各次谐波分量与基波幅值的比值 B_{yv}/B_{y1} 与极弧系数 α_p 之间的关系。图 13 是总谐波磁场与基波磁场的比值随 α_p 变化的曲线,反映了气隙磁场的正弦分布。

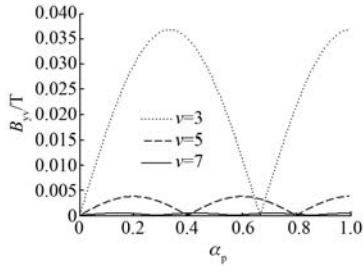


图 11 B_{yv} 与 α_p 的关系

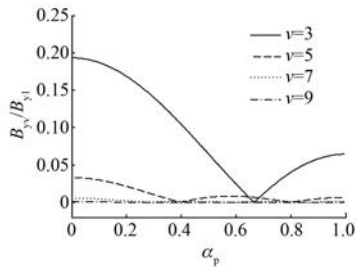


图 12 B_{yv}/B_{y1} 与 α_p 的关系

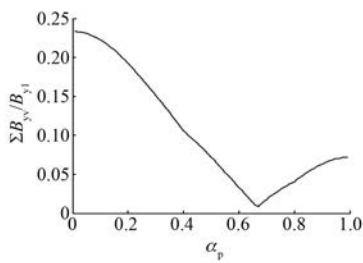


图 13 $\sum B_{yv}/B_{y1}$ 与 α_p 的关系

由图 11~图 13 可知,在极弧系数为 2/3 时,3 次谐波和总谐波磁场与基波磁场的比值最小,即气隙磁场谐波含量最小,在极弧系数为 0.4 或 0.8 时,5 次谐波达到最小。由以上结果可知,在电机设计时, α_p 一般取 0.6~0.8,此时可以使气隙磁场的谐波含量降低。

4.2 磁极高度对气隙磁场的影响

气隙磁场谐波含量 B_{yv} 与磁极高度 β 的关系曲线如图 14 所示, B_{yv} 随着 β 的增大而增大。但

从图 14 中可看出,当磁极高度增加到一定数值时,影响不再显著。总谐波磁场与基波磁场的比值 $\sum B_{yv}/B_{y1}$ 与 β 的关系曲线如图 15 所示。

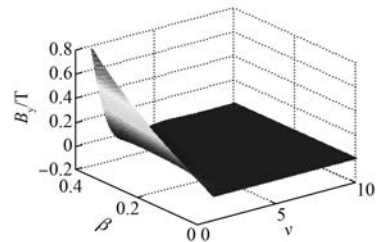


图 14 B_{yv} 与 β 的关系

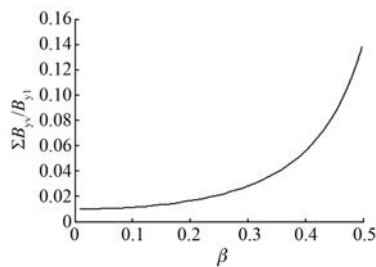


图 15 $\sum B_{yv}/B_{y1}$ 与 β 的关系

4.3 气隙高度对气隙磁场的影响

从式(20)中可以看出, B_{yv} 是关于气隙高度系数 γ 的单调递减函数,随着 γ 的增大,气隙磁场谐波含量减小。 B_{yv} 与 γ 的关系曲线如图 16 所示,总谐波磁场与基波磁场的比值 $\sum B_{yv}/B_{y1}$ 与 γ 的关系曲线如图 17 所示。

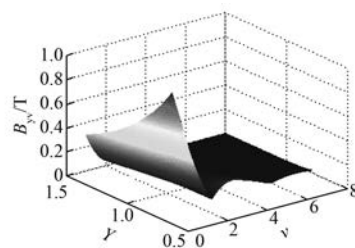


图 16 B_{yv} 与 γ 的关系

综上所述,气隙磁密的谐波含量主要受永磁体宽度的影响,而气隙磁密的大小则受永磁体高度和气隙高度的影响。因而,在设计电机时,为使气隙磁密较大,应主要考虑磁极高度系数和气隙高度系数,故增加永磁体高度和减少气隙高度都是有效的手段,同时要降低气隙磁场的谐波含量应通过优化极弧系数实现。

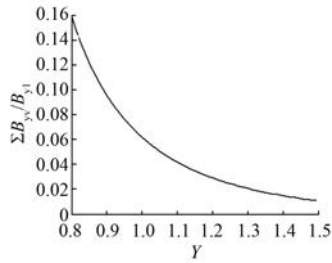


图 17 $\Sigma B_{y1}/B_{y1}$ 与 γ 的关系

5 试验分析

根据前面分析,设计制作了一台无铁心永磁同步直线电机的试验平台,如图 18 所示。样机的基本数据如表 1 所示。



图 18 U 型无铁心永磁同步直线电机样机

表 1 样机参数

参数名称	数值
极距/mm	16
永磁体宽度/mm	13
永磁体高度/mm	5
气隙高度/mm	19

通过使用高斯计测量样机气隙中心处的磁感应强度大小,将测量结果与等效磁化电流法和有限元仿真得到的结果进行对比,如图 19 所示。从结果可以看出,试验测试与有限元计算结果基本一致,验证了所建模型的合理性和有效性。

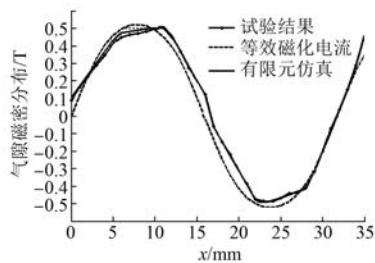


图 19 气隙中心磁密分布对比图

6 结 语

本文基于两种解析算法计算 U 型无铁心永磁同步直线电机的气隙磁场,并进行有限元的仿真计算,将两种计算方法与有限元分析结果进行比较,得出等效磁化电流法的计算精度更高。采用该方法对电机进行磁场和特性分析,得出永磁体高度和气隙高度主要影响气隙磁密的大小,而永磁体宽度对气隙磁密分布的正弦性影响较大。在设计中选取 $\alpha_p = 0.7$ 左右,可以有效地减少谐波含量。在此基础上制作了样机,并通过试验证明了所提方法的有效性、准确性和实用性。

【参考文献】

[1] ZHANG Z, SHI L, GE Q, et al. Characteristics analysis of single - sided ironless linear synchronous motor based on permanent magnet Halbach array [C] // International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2015: 275-278.

[2] XI J, DONG Z, LIU P, et al. Modeling and identification of iron - less PMLSM end effects for reducing ultra - low - velocity fluctuations of ultra - precision air bearing linear motion stage [J]. Precision Engineering, 2017 (49): 92-103.

[3] ZHANG L, KOU B, XING F, et al. Characteristic analysis of an ironless linear synchronous motor with novel halbach magnet array [C] // International Symposium on Electromagnetic Launch Technology, 2014: 1-5.

[4] NGUYEN T T, LAZAR M, BUTLER H. A computationally efficient commutation algorithm for parasitic forces and torques compensation in ironless linear motors [J]. Ifac Papersonline, 2016, 49 (21): 267-273.

[5] 刘晓,叶云岳,郑灼,等.永磁直线伺服电机的磁场分析及优化设计 [J].浙江大学学报(工学版), 2008, 42(11): 1962-1965.

[6] 马振琦.无铁芯永磁同步直线电机的研究 [D].南京:东南大学,2015.

[7] 刘晓,张玉秋,叶云岳,等.双边空心式永磁直线伺服电机的空载磁场分析 [J].电机与控制学报, 2010, 14(1): 56-60.

[8] 孙鹏,周惠兴.U型无铁心永磁同步直线电机气隙磁场有限元分析及实验研究 [J].微电机, 2009, 42(8): 9-12.

收稿日期: 2017 -04 -25