

一种永磁直线电机的永磁体阵列设计

毛军红, 罗俊航, 姜强, 谢友柏

(西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对一种无铁心单边永磁直线电机的结构形式, 推导了工作气隙磁场的二维解析解, 用于电机阵列类型、永磁体厚度和永磁体占空比等结构参数的设计. 解析计算表明, 在该直线电机结构形式下, 永磁体阵列采用常规阵列就可以得到与分段 Halbach 阵列接近的磁场, 使电机的加工与装配得以简化, 这与 ANSYS 有限元计算结果一致. 该分析直线电机磁场的方法仅需修改边界条件, 就可用于铁心直线电机的设计. 基于文中的分析, 实现了一个直线电机驱动的单自由度工作台, 其行程为 27 mm, 移动件的质量为 1.4 kg, 最大加速度为 11.5 m/s^2 .

关键词: 直线电机; 永磁体阵列; 参数设计

中图分类号: TM359 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)03-0353-05

Design of Magnet Arrays for a Permanent Magnetic Linear Motor

Mao Junhong, Luo Junhang, Jiang Qiang, Xie Youbai

(School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: An iron-less single side permanent magnetic linear motor structure is presented, and two-dimensional analytical formulae for its magnet field are deduced to design the types of magnet arrays, thickness of permanent magnet, and duty ratio of magnet arrays, etc. With the certain design parameters, a conventional array comes into use instead of a piecewise Halbach arrays, and the machining and assemblage of the motor are greatly simplified. The calculation results are in accordance with that of ANSYS. The analytical formulae can be used in design of a cored linear motor by modifying boundary conditions. A linear motor driven bench with single degree of freedom is realized, where the travel reaches to 27 mm, mass of the moving parts 1.4 kg, and maximum acceleration 11.5 m/s^2 .

Keywords: linear motor; permanent magnet array; parameter design

与旋转电机驱动直线位移系统相比, 直线电机驱动方式取消了从电机到工作台之间的机械传动环节, 实现了结构简单、非线性环节少和动态响应性能好的直接驱动, 是一种实现高精度、高加速度和高可靠性的新技术^[1].

与旋转电机类似, 直线电机具有多种结构形式, 其中永磁同步直线电机的伺服性能最为理想^[2-3]. 图 1 是本文设计的直接驱动直线位移系统和直线电机结构示意图, 其中直线电机是一个单边无铁心永磁同步直线电机. 本文通过求解泊松方程计算了该直

线电机气隙磁场的二维矢量磁位, 得出磁感应强度的解析解, 讨论了永磁体阵列设计参数对电机磁场的影响, 并对比给出两种不同占空比的 Halbach 阵列和常规阵列计算结果, 其中常规阵列的一个算例已经被图 1 所示的实验装置采用并实现. 本文没有讨论线圈电流对磁场的影响(即电枢反应), 因为该电机没有铁心, 而且安匝数小(本应用中单个线圈的安匝数在 100 A 以下), 所以电枢反应很小, 可以忽略不计. 图 1b 中, 永磁体阵列为常规阵列, 线圈绕组为两相集中绕组, 两个相邻的线圈相差 90° 电角度.

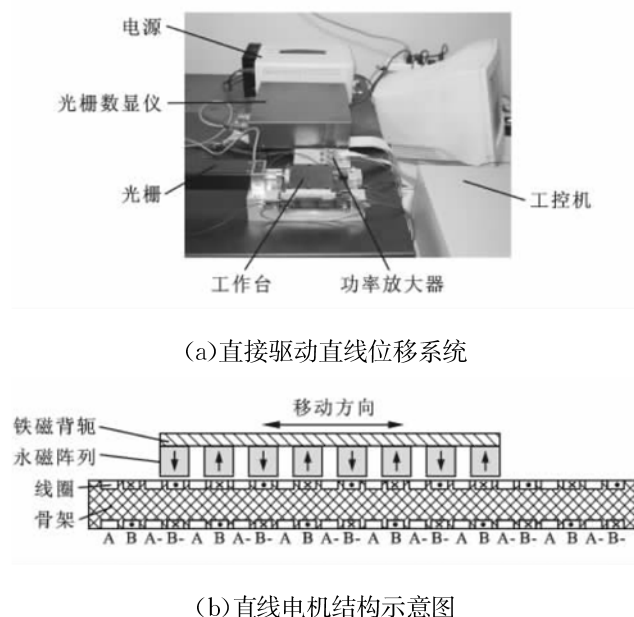


图1 单边无铁心永磁同步直线电机系统与结构

图1所示的直线电机具有如下特点:①没有铁心,电感小,闭环带宽高;②电机定子为电枢绕组,动子为永久磁铁,与工作台相连的动子与固定部分不需要电气连接,无线圈发热引起的热变形;③采用单边形式,简化了直线电机的结构;④没有垂直力,减小了导轨摩擦力;⑤没有齿槽力,减小了推力波动,提高了伺服性能;⑥没有电刷,减小了摩擦力的非线性,提高了可靠性和寿命;⑦无磁路饱和,加速度大。

1 永磁直线电机磁场的解析分析

当永磁体材料为钕铁硼永磁材料时,永磁体磁化方程可以近似描述为

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mu_0 \mathbf{M}_r = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{B}_r \quad (1)$$

式中: $\mathbf{B}$ 是永磁体中的磁感应强度,T; $\mathbf{H}$ 是永磁体中的磁场强度,A/m; $\mathbf{M}_r$ 是永磁体的剩余磁化强度,A/m; $\mathbf{B}_r$ 为永磁体的剩磁向量,T; μ_0 是真空磁导率,其值为 $4\pi \times 10^{-7}$ N/A²。

在含有永磁体的恒定电磁场中,麦克斯韦方程组为

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3)$$

式中: $\mathbf{J}$ 是电流密度,A/m²。对式(2)和式(3)积分,可以得到两种不同介质分界面上的边界条件

$$\mathbf{n} \times (\mathbf{H}^a - \mathbf{H}^b) = \mathbf{K}_t \quad (4)$$

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{B}^a - \mathbf{B}^b) = 0 \quad (5)$$

式中:上标a、b代表边界上不同的介质; $\mathbf{K}_t$ 为边界

上的面电流密度,A/m。

设 $\mathbf{A}$ 为矢量磁位,对于恒定磁场,采用库仑规范^[4] $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$,则

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{B} &= \nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \\ &\nabla^2 \mathbf{A} = -\nabla^2 \mathbf{A} \end{aligned} \quad (6)$$

再由式(1)和式(2)就得到泊松方程

$$\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu_0 (\mathbf{J}_t + \nabla \times \mathbf{M}_r) \quad (7)$$

式中: $\mathbf{J}_t$ 为区域中的电流密度,A/m²。加上边界条件式(4)和式(5),就可以解得 $\mathbf{A}$,求解 $\mathbf{A}$ 的旋度,就可以得到电机磁感应强度的解。

如果永磁体的磁化矢量按正弦变化,则磁化强度矢量为

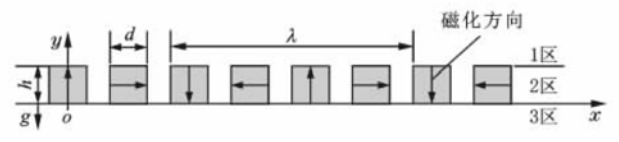
$$\mathbf{M} = \mathbf{i}_x M_r \sin kx + \mathbf{i}_y M_r \cos kx \quad (8)$$

式中: $k=2\pi/\lambda$ 为永磁体阵列角频率, λ 为永磁体阵列的节距,m; $\mathbf{M}$ 为永磁体磁化强度矢量,A/m; M_r 为永磁体的剩余磁化强度幅值,A/m。式(8)被称为理想 Halbach 阵列磁化强度矢量。显然,具有式(8)的永磁体无法实现。一个实用的方法是采用多块永磁体构成分段 Halbach 阵列^[5]。图2为 $N=4$ 的分段 Halbach 阵列,其中永磁体厚度为 h ,宽度为 d ,按照 x 轴正方向水平向右、 y 轴正方向竖直向上建立直角坐标系。图中:1区为背轭区(采用铁磁背轭时,1区的相对磁导率近似为无穷大,无背轭时相对磁导率近似为0);2区为永磁体区;3区为工作气隙区。应用傅里叶级数展开方法,可以得到分段 Halbach 阵列的磁化强度矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{M} = &\sum_{\gamma=0}^{\infty} M_r \frac{\sin(n\epsilon\pi N)}{n\pi N} [\mathbf{i}_x \sin n k x + \mathbf{i}_y \cos n k x] + \\ &\sum_{\gamma=0}^{\infty} M_r \frac{\sin(n'\epsilon\pi N)}{n'\pi N} [-\mathbf{i}_x \sin n' k x + \mathbf{i}_y \cos n' k x] \end{aligned} \quad (9)$$

式中: $n=\gamma N+1$ 和 $n'=(\gamma+1)N-1$ 为级数展开中的高阶谐波的阶次; $\epsilon=Nd/\lambda$ 称为永磁体阵列的占空比, d 为永磁体的宽度,m。由式(9)可以看出,分段 Halbach 阵列相当于理想 Halbach 阵列 M_m 和 $M_{m'}=-M_{m'}$ 磁场的叠加。

在永磁体阵列和线圈绕组在 x 方向及垂直于纸面的 z 方向无限延伸的假设条件下,电机磁场是一个二维 x - y 平面场,此时 $\mathbf{A}$ 就只有 z 方向分量

图2 分段 Halbach 阵列示意图($N=4$)

A_z , 而 $A_x=A_y=0$, 磁感应强度为

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y}; \quad B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x} \quad (10)$$

式中: B_x 、 B_y 分别代表磁感应强度矢量的 x 、 y 方向分量。

无铁磁背轭时, 理想 Halbach 阵列第 n 阶磁化强度矢量为

$$\mathbf{M} = \mathbf{i}_x M_{yn} \sin nkx + \mathbf{i}_y M_{xn} \cos nkx \quad (11)$$

其矢量磁位满足方程

$$\left. \begin{aligned} \nabla^2 A_{zn1} &= -\mu_0 \left(J_n + \frac{\partial M_{yn}}{\partial x} - \frac{\partial M_{xn}}{\partial y} \right) = 0 \\ \nabla^2 A_{zn2} &= -\mu_0 \left(J_n + \frac{\partial M_{yn}}{\partial x} - \frac{\partial M_{xn}}{\partial y} \right) = \\ &\quad \mu_0 nk M_{yn} \sin nkx \\ \nabla^2 A_{zn3} &= -\mu_0 \left(J_n + \frac{\partial M_{yn}}{\partial x} - \frac{\partial M_{xn}}{\partial y} \right) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

以及边界条件

$$\left. \begin{aligned} y=0, B_{y2} &= B_{y3}, H_{x2} = H_{x3} \\ y=h, B_{y1} &= B_{y2}, H_{x1} = H_{x2} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中: 下标 1~3 代表 1~3 区。

利用分离变量法^[6]解得 A_{zn} , 并根据式(10), 可以得到工作气隙(3区)的磁感应强度

$$\left. \begin{aligned} B_{zn3} &= -\frac{\mu_0}{2} (1 - e^{-nkh}) (M_{yn} + M_{xn}) e^{nky} \sin nkx \\ B_{yn3} &= \frac{\mu_0}{2} (1 - e^{-nkh}) (M_{yn} + M_{xn}) e^{nky} \cos nkx \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

由叠加原理, 无铁磁背轭时, 分段 Halbach 阵列气隙磁感应强度

$$\left. \begin{aligned} B_{x3} &= -\mu_0 M_r \sum_{\gamma=0}^{\infty} \frac{\sin(n\pi N)}{n\pi N} (1 - e^{-nkh}) e^{nky} \sin nkx \\ B_{y3} &= \mu_0 M_r \sum_{\gamma=0}^{\infty} \frac{\sin(n\pi N)}{n\pi N} (1 - e^{-nkh}) e^{nky} \cos nkx \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

从式(15)可以看出, 无铁磁背轭的分段 Halbach 阵列的气隙磁场是 $n=\gamma N+1$ 阶次的谐波的叠加, 各阶次谐波的 x 方向分量和 y 方向分量幅值相等, 相位相差 $\pi/2$ 。随着 n 的增大, 高阶谐波分量的幅值迅速减小。

修改边界条件式为

$$\left. \begin{aligned} y=0, B_{y2} &= B_{y3}, H_{x2} = H_{x3} \\ y=h, B_{y1} &= B_{y2}, H_{x2} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

求解式(12)就得到有铁磁背轭时的分段 Halbach 阵列气隙磁感应强度

$$\left. \begin{aligned} B_{x3} &= -\sum_{\gamma=0}^{\infty} \mu_0 M_r \frac{\sin(n\pi/N)}{n\pi/N} (1 - e^{-nkh}) e^{nky} \sin nkx - \\ &\quad \sum_{\gamma=0}^{\infty} \mu_0 M_r \frac{\sin(n'\pi/N)}{n'\pi/N} (1 - e^{-n'kh}) e^{n'ky} \sin n'kx \\ B_{y3} &= \sum_{\gamma=0}^{\infty} \mu_0 M_r \frac{\sin(n\pi/N)}{n\pi/N} (1 - e^{-nkh}) e^{nky} \cos nkx + \\ &\quad \sum_{\gamma=0}^{\infty} \mu_0 M_r \frac{\sin(n'\pi/N)}{n'\pi/N} [(1 - e^{-n'kh}) e^{n'ky} \cos n'kx] \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

与式(15)相比, 有铁磁背轭分段 Halbach 阵列的气隙磁场多出 $n'=(\gamma+1)N-1$ 阶次的谐波分量。

2 永磁体阵列的设计参数

2.1 阵列类型

永磁体阵列的类型是由参数 N 决定的。如果 $N=2$, 相邻两永磁体磁化方向相差 180° , 即构成常规阵列, 当其不采用铁磁背轭时, 式(15)化为

$$B_{y(N=2)} = \sum_{\gamma=0}^{\infty} \mu_0 M_r \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} (1 - e^{-nkh}) e^{-nky} \cos nkx \quad (18)$$

有铁磁背轭时, 式(17)化为

$$B_{y(N=2)} = \sum_{\gamma=0}^{\infty} \mu_0 M_r \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} (1 - e^{-2nkh}) e^{-nky} \cos nkx \quad (19)$$

比较两式可以发现, 有铁磁背轭时的气隙磁场, 相当于无铁磁背轭时永磁体阵列厚度增加一倍。此外, 铁磁背轭对磁场有良好的屏蔽作用。可见, 如果永磁体阵列采用常规阵列, 使用铁磁背轭对电机性能有明显的改善作用。在后面的计算比较中, 如未特别说明, 对于常规阵列仅考虑有铁磁背轭的情况。

当 $N>2$ 时, 无铁磁背轭和有铁磁背轭的气隙磁感应强度分别由式(15)和式(17)描述。随着 N 的增加, 永磁体的磁化强度矢量越来越接近于理想 Halbach 阵列, 但是永磁体阵列加工和装配的难度加大。如果 $N=4$, 则相邻永磁体间磁化方向旋转 90° , 可以采用充磁方向均垂直于表面的永磁体, 简化了永磁体的加工难度。另外, 如果永磁体的截面为正方形, 即 $h=d$, 则使用一种永磁体就可以获得 $N=4$ 的分段 Halbach 阵列, 式(20)和式(21)分别为无铁磁背轭和有铁磁背轭时的气隙磁场

$$B_{y(N=4)} = \sum_{\gamma=0}^{\infty} \mu_0 M_r \frac{\sin(n\pi/4)}{n\pi/4} (1 - e^{-nkh}) e^{-nky} \cos nkx \quad (20)$$

$$n = 4\gamma + 1$$

$$B_{y(N=4)} = \sum_{\gamma=0}^{\infty} \mu_0 M_r \frac{\sin(\gamma\pi/4)}{n\pi/4} (1 - e^{-\gamma h}) e^{-\gamma y} \cos \gamma kx +$$

$$\sum_{\gamma=0}^{\infty} \mu_0 M_r \frac{\sin(\gamma'\pi/4)}{n'\pi/4} (1 - e^{-\gamma' h}) e^{-\gamma' (y-h)} \cos \gamma' kx$$

$$n = 4\gamma + 1; n' = 4\gamma + 3 \quad (21)$$

从式(20)和式(21)可以看出,铁磁背轭不影响气隙磁场的基频分量,使用铁磁背轭时,气隙磁感应强度增加了一些高次谐波分量。

2.2 永磁体厚度

忽略所有高阶谐波分量,且设相邻永磁体之间无间隙,比较式(19)常规阵列和式(20)Halbach阵列零气隙处的磁场如图3所示。从图中可以看出:当 $h/d > 0.8$ 时, Halbach阵列的气隙磁场高于常规阵列的气隙磁场,并且随着永磁体厚度增大,两种阵列的气隙磁场差距越来越大;当 $h/d < 0.8$ 时,常规阵列的气隙磁场高于 Halbach阵列的气隙磁场;特别地,永磁体的截面为正方形($h/d=1$)时, Halbach阵列的气隙磁场与常规阵列的气隙磁场差别不大。

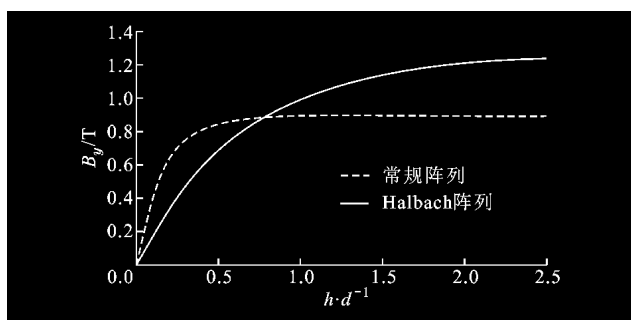
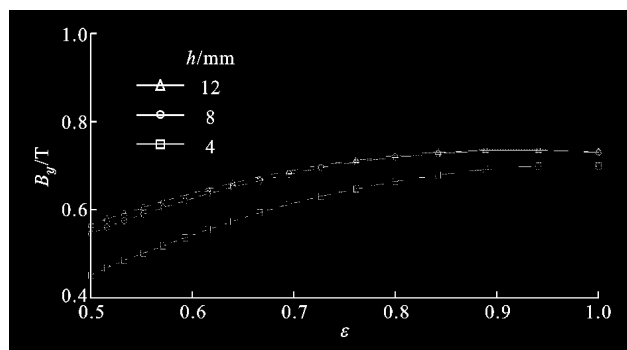


图3 常规阵列与 Halbach阵列气隙磁场随 h/d 的变化曲线

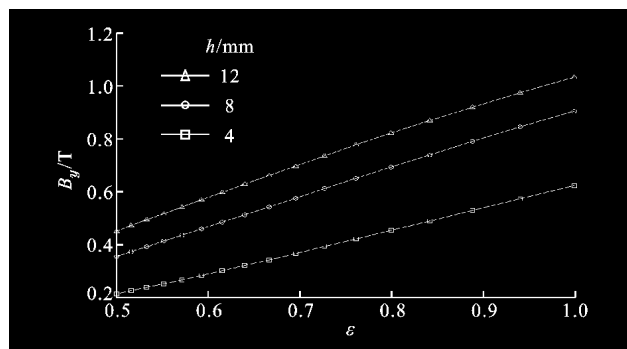
2.3 占空比

在实际中,由于安装和支撑的需要,永磁体之间总是要留出一定的间隙,用占空比 ϵ 表示。对于常规阵列和无铁磁背轭的 Halbach阵列,当 $\epsilon=1/(1+1/N)$ 时,能够消除磁场的第一个高次谐波,气隙磁场的正弦性较好。

图4是永磁体的截面形状为正方形时,常规阵列和 Halbach阵列($N=4$) $y=-0.5$ mm处的基频磁感应强度 y 轴分量。可以看出:随着 ϵ 的减小(即永磁体间距离的增加),常规阵列的磁感应强度值缓慢减小, Halbach阵列的磁感应强度值迅速减小;常规阵列磁场值随 h 的变化较小, Halbach阵列磁场幅值随 h 的增加而增加较多。可见,常规阵列对 ϵ 及 h 的变化不敏感,降低了对制造、加工和装配的要求。



(a)常规阵列



(b) Halbach阵列

图4 常规阵列与 Halbach阵列基频磁场幅值随 ϵ 和 h 的变化趋势

3 永磁体阵列设计例

永磁体阵列参数如表1所示。图5和图6分别是有铁磁背轭 Halbach阵列($N=4$)和常规阵列不同 ϵ 值时 $y=-0.5$ mm处的磁感应强度。为了验证本文推导的解析计算方法,图5和图6还给出了相应的通用有限元分析软件 ANSYS 的计算结果。在有限元计算中,采用 plane53 实体单元进行网格划分,用远场单元表示开域模型的外部条件,1区(铁磁背轭区)的相对磁导率取1500。

表1 永磁体阵列参数表

参数	数值
永磁体剩磁 B_r/T	1.4
永磁体长度 w/m	0.04
永磁体宽度 d/m	0.008
永磁体厚度 h/m	0.008

计算结果表明,常规阵列的磁场正弦性比 Halbach阵列的好,特别在永磁体间距较大时更加明显。当 $\epsilon=0.62$ 时,常规阵列与 Halbach阵列的磁感应强度幅值差别不大,但是常规阵列励磁的基频分量明显大于 Halbach励磁,因此采用常规阵列推力

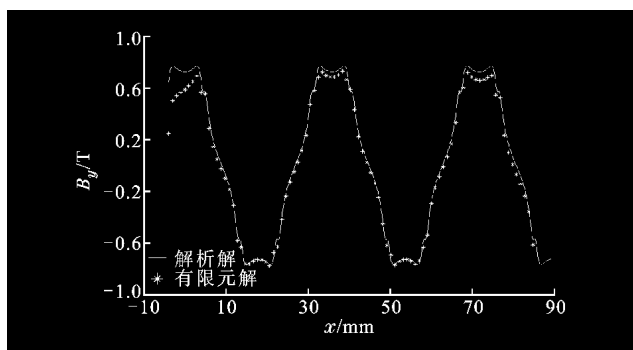
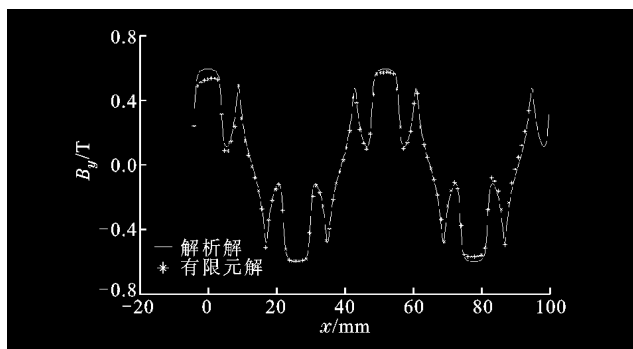
(a) $\epsilon=0.89$ (b) $\epsilon=0.62$

图5 Halbach阵列磁场的磁感应强度分布

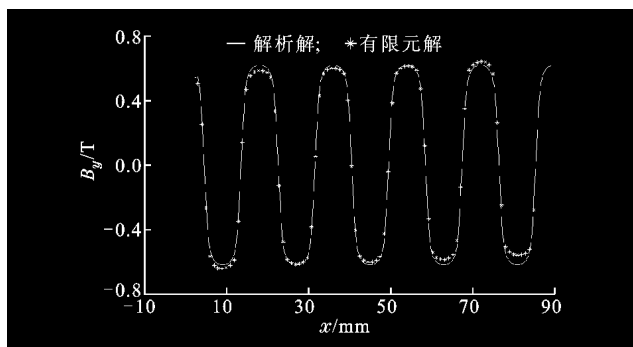
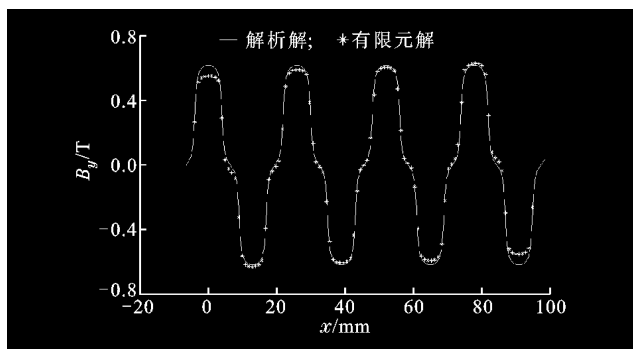
(a) $\epsilon=0.89$ (b) $\epsilon=0.62$

图6 常规阵列磁场的磁感应强度分布

波动小。当 $\epsilon=0.89$ 时,虽然 Halbach 阵列的磁感应强度的幅值大于常规阵列的,但是在实现方面的困难已经很突出。根据上述分析,选阵列类型 $N=2$

(常规阵列),永久磁铁 $h=d=8\text{ mm}$,间距为 5 mm ($\lambda=52\text{ mm}$, $\epsilon=0.62$)。图7是安装了永磁体的直线电机定子照片。



图7 直线电机定子

4 结 论

本文设计了一种无铁心单边永磁直线电机,推导了工作气隙磁场的二维解析解,比较了常规阵列和 Halbach 阵列的励磁效果,以及永磁体的几何参数和安装位置参数对励磁磁场的影响。分析表明,本文设计的直线电机,采用常规阵列就可以得到与分段 Halbach 励磁接近的磁场,简化了永磁直线电机的加工与装配。分析结果与 ANSYS 有限元计算得到的结果一致。本文分析直线电机磁场的方法,仅需修改边界条件,就可用于铁心直线电机的设计。基于本文的分析,实现了一个单自由度工作台。

参考文献:

- [1] 郭庆鼎. 直线交流伺服系统的精密控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2000.
- [2] Trumper D L, Williams M E, Nguyen T H. Magnet arrays for synchronous machines [C]// IAS Annual Meeting. New York:IEEE,1993: 9-18.
- [3] Trumper D L, Kim W J, Williams M E. Design and analysis framework for linear permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(2): 371-379.
- [4] 汤蕴璆. 电机内的电磁场[M]. 北京:科学出版社,1998:10-11.
- [5] Halbach K. Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material [J]. Nuclear Instruments and Methods, 1980, 169(1): 1-10.
- [6] 章名涛,肖如鸿. 电机的电磁场[M]. 北京:机械工业出版社,1988:82-85.

(编辑 荆树蓉)