

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*

段家珩^{1,2}, 张昆仑^{1,2}, 罗成^{1,2}, 黎松奇^{1,2}

(1. 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室, 四川 成都 610031;

2. 西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 610031)

摘要: 提出了一种新型的双边不对称梯形永磁空心直线电动机。首先使用等效磁荷法建立了梯形单块磁体的三维空间磁场解析模型, 再由叠加原理得到双边 Halbach 阵列空心电机的气隙磁密三维模型。在考虑线圈横向端部效应的基础上, 推导出电机运行过程中的反电动势与电磁推力的表达式。利用解析模型分析了梯形磁体阵列气隙磁密谐波分布的规律, 并对其进行优化; 三维有限元仿真结果表明所提解析模型具有较高的准确度, 同时采用经过优化的梯形阵列定子, 可以达到提高气隙磁密正弦性从而减小推力波动的目的。

关键词: 永磁空心直线同步电机; 三维解析模型; Halbach 阵列; 气隙磁密

中图分类号: TM 359.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)10-0059-07

Analytical Calculation and Optimization of Trapezoidal Permanent Magnet Halbach Array Air-Core Linear Synchronous Motor*

DUAN Jiaheng^{1,2}, ZHANG Kunlun^{1,2}, LUO Cheng^{1,2}, LI Songqi^{1,2}

(1. Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education, Chengdu 610031, China;

2. College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A novel topology of air-core permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) which has an asymmetrical double-side trapezoidal permanent magnet (PM) stator was proposed in this paper. Firstly, a 3-D magnetic field analytical model of one trapezoidal PM was established based on the theory of magnetic charge, and a 3-D model of the flux distribution in the air-gap of a double-side PMLSM could be obtained by the superposition principle. Expressions of the back electromotive force and the electromagnetic force are derived with considering the transverse end effect of the coil. The analytical model was used for evaluating and optimizing the distribution of air-gap flux density harmonics. Subsequently, the proposed model was verified by a 3-D finite element analytical model to demonstrate its accuracy.

Key words: air-core permanent magnet linear synchronous motor; three-dimensional analytical model; Halbach array; air-gap flux density

0 引言

动圈式空心直线电动机由于不使用铁心, 且无齿槽结构使得其拥有高定位精度、零定位力等

优点, 故广泛应用于超精密定位的直线驱动系统中^[1]。电机定子结构通常采用径向磁体排布或 Halbach 阵列排布两种形式, 其中 Halbach 永磁阵列有着可以将一侧磁场加强、另一侧磁场减弱的

* 基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金资助(2682017CX050)

作者简介: 段家珩(1991—), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁直线电动机结构分析与电磁场计算。

张昆仑(1964—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电磁悬浮与线性驱动。

罗成(1987—), 男, 博士研究生, 研究方向为磁浮系统结构优化设计。

特点^[2],对于提高电动机的推力密度,屏蔽定子漏磁有着天然的优势。

国内外对动圈式空心永磁同步直线电机有着较多的研究,尤其是定子采用双边结构可以在加强径向磁通的同时减小轴向磁通而备受关注。有团队^[3-4]围绕 Halbach 阵列形式定子永磁电机展开探索,并得到了一些成果。虽然采用 Halbach 阵列可以提高电机的气隙磁密,但会引入较高的磁密谐波,尤其是 5 次和 9 次谐波。针对该问题,文献[5-6]提出了梯形永磁体阵列结构,采用分层计算的方法得到了二维梯形阵列的空间磁密分布,梯形磁体阵列可在损失一定气隙基波的基础上降低总磁密的高次谐波含量,但其并未进一步研究梯形磁体构成的阵列强磁侧具体的谐波成分的分布规律。

本文在现有研究的基础上,发现采用梯形阵列时气隙磁密中高次谐波的一些变化规律,利用这些规律提出了双边不对称结构来抵消掉任意一次谐波,从而提高气隙磁密的正弦性。本文使用的双边长定子空心直线电动机模型如图 1 所示,其中定子部分包含铁轭和磁体;动子则采用整距排布的空心线圈。图 1(b)中,A、B、C 分别表示三相电流的输入端;X、Y、Z 则分别表示输出端。

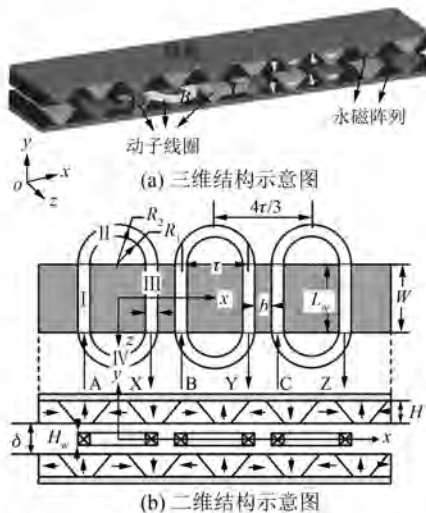


图 1 动圈式空心双边永磁直线电机模型

1 解析模型的建立

1.1 磁荷法解析梯形磁体的空间磁场

在永磁体三维磁场的计算中,磁荷法采用对

偶等效原理,将磁场概念映射到电场中进行分析。假设空间中任意一点的磁感应强度是由 1 块永磁体上的所有“磁荷”产生的效果叠加而成,且规定充磁方向指入的面为正磁荷面,指出的面为负磁荷面。以沿+y 方向充磁矩形磁体为例,矩形磁体的磁场解析模型如图 2 所示。

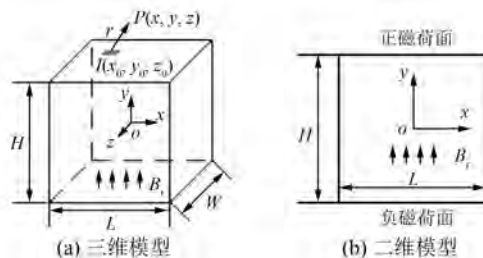


图 2 矩形磁体的磁场解析模型

在建立空心电机气隙三维磁场的解析模型之前,首先做如下假设:(1)电机定子无限长,动子线圈在运行时不会受到阵列端部的影响,且线圈内电流均匀;(2)铁轭区域磁导率 μ_{Fe} 为无穷大;(3)永磁体磁化均匀,剩磁为 B_r 。

首先以静电场方程形式列出磁荷方程:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = \rho_m \quad (1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = 0 \quad (2)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \quad (3)$$

式中: ρ_m ——磁荷面密度,其大小与磁体剩磁有关,即 $\rho_m = \pm B_r$,正负号分别代表正负磁荷面密度。

为了计算磁感应强度,引入标量磁位 φ ,有

$$\mathbf{H} = -\nabla \varphi \quad (4)$$

结合式(4)和式(1),可得:

$$\varphi_{\pm}(x, y, z) = \frac{\pm 1}{4\pi\mu_0} \int \frac{\rho_m}{r_{\pm}} d^3 r_{\pm} \quad (5)$$

其中:

$$\begin{cases} r_+ = \sqrt{(x - x_0)^2 + \left(y + \frac{H}{2}\right)^2 + (z - z_0)^2} \\ r_- = \sqrt{(x - x_0)^2 + \left(y - \frac{H}{2}\right)^2 + (z - z_0)^2} \end{cases} \quad (6)$$

式(6)为磁荷面上面积微元 $I(x_0, y_0, z_0)$ 到空间任意一点 $P(x, y, z)$ 的距离。

求解式(5)的标量磁位表达式并代入式(3)、式(4),可得图 2 所示的矩形磁体 y 方向磁密为

$$B_y^{\text{cube}}(x, y, z, x_0, z_0) = -\mu_0 \frac{\partial \varphi_+}{\partial y} - \mu_0 \frac{\partial \varphi_-}{\partial y} =$$

$$\frac{\rho_m}{4\pi} \left\{ \arctan \left[\frac{(z - z_0)(x - x_0)}{(y - y_0)r_-} \right] - \arctan \left[\frac{(z - z_0)(x - x_0)}{(y - y_0)r_+} \right] \right\} \quad (7)$$

由式(6)推出沿+y方向充磁的矩形磁体所产生的空间磁密表达式:

$$B^{\text{cube}}(x, y, z) = \sum_{m=1}^2 \sum_{n=1}^2 \left\{ (-1)^{m+n} B^{\text{cube}} \left[x, y, z, (-1)^m \frac{L}{2}, (-1)^n \frac{W}{2} \right] \right\} \quad (8)$$

梯形磁体的计算略有不同,这是由于在+y方向充磁的梯形磁体不仅有上(正)下(负)2个磁荷面,左右也有磁荷面,对于+y方向充磁的磁体左右面为正磁荷斜面;相反-y方向充磁的磁体左右面则为负磁荷斜面。梯形磁体的磁场解析模型如图3所示。

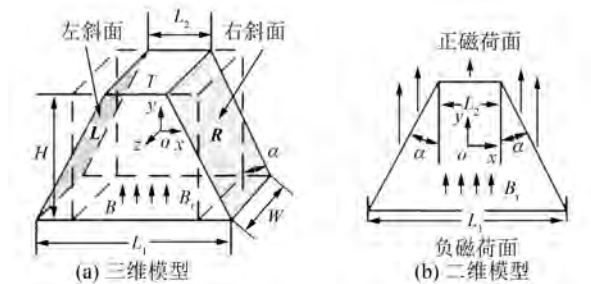


图3 梯形磁体的磁场解析模型

上下磁荷平面产生的空间磁场计算过程与矩形相同,不再赘述。

以右斜面 R 为例(图3中阴影面),斜面 R 的表达式为

$$x = ky + b \quad (9)$$

其中: $k = -\tan \alpha$, $b = (L_1 + L_2)/2$ 。

将斜面倾角 α 假设为变量,并认为图3中梯形磁体为图2中矩形磁体改变左右斜面角度得到($\alpha = 0^\circ$ 时为矩形),则有:

$$\begin{cases} L_1 = L + H \tan \alpha \\ L_2 = L - H \tan \alpha \end{cases} \quad (10)$$

将式(9)代入式(5)可得标量磁位表达式,再代入式(4)和式(3)即可得到磁荷斜面空间磁场的不定积分表达式为

$$B_y^R(x, y, z, y_0, z_0, \alpha) =$$

$$\frac{\rho'_m}{4\pi} \iint \frac{(y - y_0) dx_0 dz_0}{[\sqrt{(x - ky_0 - b)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2}]^3} =$$

$$\frac{k\rho'_m}{4\pi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1+k^2}} \ln \left[\frac{R' - (z - z_0)}{\sqrt{R'^2 - (z - z_0)^2}} \right] - \frac{y}{\sqrt{d}} \arctan \left[\frac{(\sqrt{1+k^2}y_0 + c)(z - z_0)}{R' \sqrt{d}} \right] - \frac{c}{\sqrt{(1+k^2)d}} \arctan \left[\frac{(\sqrt{1+k^2}y_0 + c)(z - z_0)}{R' \sqrt{d}} \right] \right\} \quad (11)$$

其中:

$$\begin{cases} \rho'_m = \rho_m \sin \alpha \\ c = \frac{k(b-x) - y}{\sqrt{1+k^2}}, d = -\frac{[k(b-x) - y]^2}{1+k^2} + (b-x)^2 + y^2 \\ R' = \sqrt{(\sqrt{1+k^2}y_0 + c)^2 + (z - z_0)^2 + d} \end{cases} \quad (12)$$

代入 y_0, z_0 的积分上下限即可得斜面 R 所产生空间磁场的定积分表达式为

$$B^R(x, y, z, \alpha) = \sum_{m=1}^2 \sum_{n=1}^2 \left\{ (-1)^{m+n} B^R \left[x, y, z, (-1)^m \frac{H}{2}, (-1)^n \frac{W}{2}, \alpha \right] \right\} \quad (13)$$

对于左斜面的计算与右斜面完全相同,只需替换式(9)中的斜面表达式:

$$x = -ky - b \quad (14)$$

最后将每个磁荷面产生的空间磁场叠加,可得单块+y方向充磁的梯形磁体所产生的磁场表达式为

$$B^{\text{Trap}}(x, y, z, \alpha) = \sum_{l=R, L, U, D} B^l(x, y, z, \alpha) \quad (15)$$

其中,上标 L, U, D 分别代表左、上、下磁荷面,上、下平面产生的磁密表达式借助式(8)坐标变换可得。

对于沿 x 方向充磁的磁体单块计算则与前面相同,只需令式(12)中的 $\rho'_m = \rho_m \cos \alpha$ 即可求出左右斜面磁荷产生的空间磁密,同时上下面为零磁荷面。

1.2 铁轭对气隙磁场的影响

前文中得到的磁场解析表达式仅当磁体处在

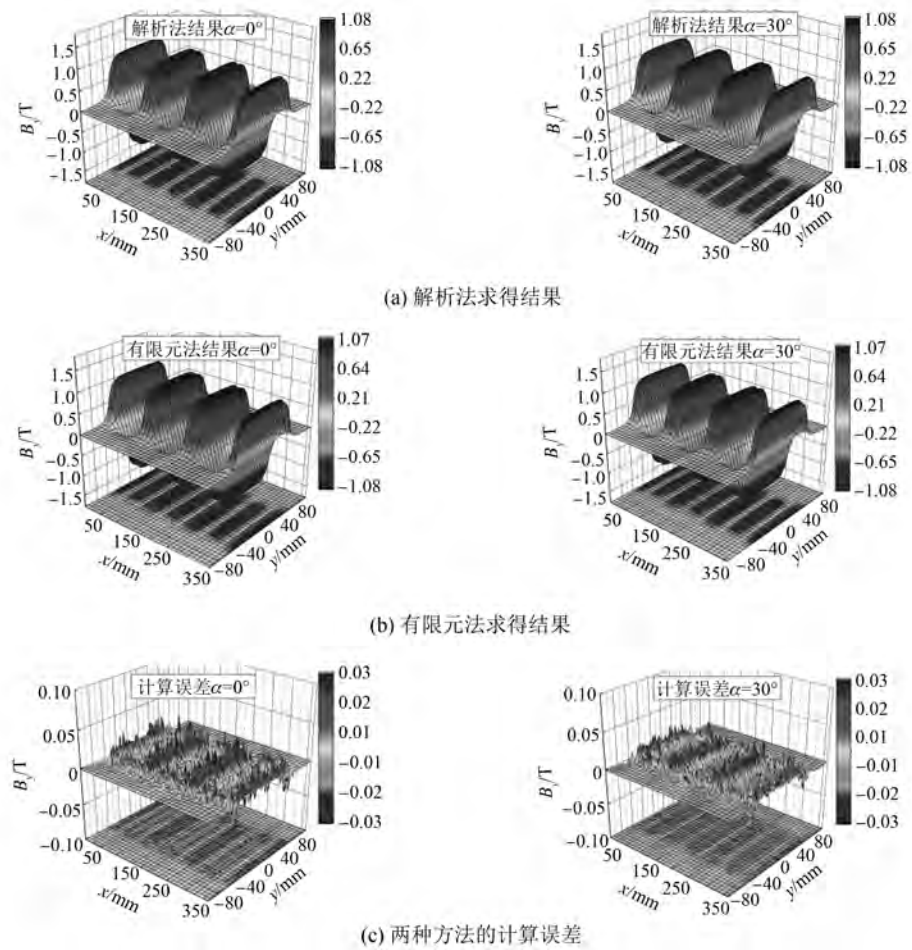


图5 气隙中心平面磁密 B_z 的值

利用三维有限元软件建立有限元模型,采用参数如表1、表2所示。由图5(c)可看出,使用磁荷法解析模型进行计算具有相当高的精确度,对比与有限元算法平均误差不超过2%;并且解析法中不涉及任何不定积分表达式^[8],计算速度快。

表1 双边空心电机仿真使用的参数(永磁定子)

参数名称	参数值
矩形磁体长度 L/mm	30
矩形磁体宽度 W/mm	100
矩形磁体高度 H/mm	20
永磁体剩磁 B_r/T	1.25
电机极距 τ/mm	60

表2 双边空心电机仿真使用的参数(线圈动子)

参数名称	参数值
线圈端部内径 R_1/mm	22.5
线圈端部外径 R_2/mm	37.5
线圈内宽度 L_w/mm	100
相邻线圈距离 b/mm	5
线圈匝数 N	80
线圈高度 H_w/mm	60
上下磁体表面距离 δ/mm	10

2.2 气隙磁场谐波含量随角度 α 的变化规律

利用前文中得到的气隙磁密解析模型,分别计算出梯形磁体 Halbach 阵列(以倾斜角 $\alpha=30^\circ$ 为例)所构成的双边直线电机的上下定子的气隙中心线产生的磁密及其总和,并分别进行傅里叶分析,可得磁密的波形与谐波分布的情况,如图6所示。

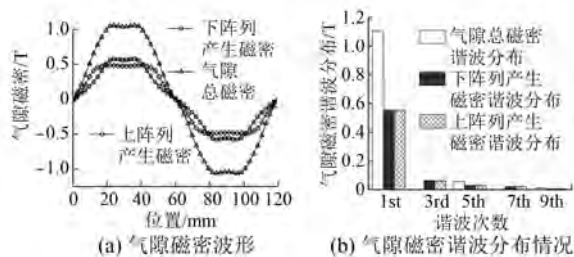
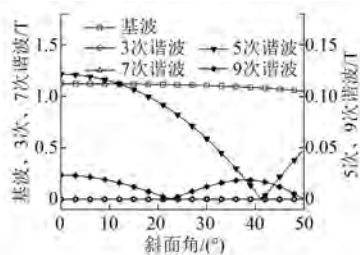


图6 磁密波形与谐波分布情况

由图6可看出,单边梯形阵列结构的气隙磁密中不仅含有5次和9次谐波,还有3次和7次谐波,故采用单边梯形阵列作为定子不合适;如果采用图1所示的双边不对称结构时,气隙中心将不存在3次和7次谐波,再次获得与矩形阵列相似的特性,这是由于上下阵列分别产生的3次和7次谐波相互抵消。

将斜面角 α 作为变量,尝试对比不同斜面角下的气隙磁密波形,可以发现气隙中心的磁密基波、5次和9次谐波幅值随斜面角的变化而变化,变化情况如图7所示。

图7 α 变化时各次谐波幅值的变化情况

由图7可看出,当矩形双边阵列中存在斜面而变为梯形双边阵列时,基波的幅值一定会减小,且减小量随斜面角 α 的增大而增大;另外,随着 α 的增大,9次和5次谐波幅值各自会在某一个角度处取得最小值,且取得最小值的角度分别为 $\alpha=22^\circ$ 以及 $\alpha=42^\circ$ 。

2.3 空载反电动势的计算验证

根据图7所得结论,当 $\alpha=22^\circ$ 及 42° 时分别取得气隙磁密的9次和5次谐波最小。以此为依据分别设计3种双边的直线电机的定子。由于定子线圈采用了整距设计,故反电动势波形中的谐波含量可以体现气隙磁密的谐波含量。当定子线圈以速度 $v=1\text{ m/s}$ 运行时,将解析模型求得的A

相感应电动势波形以及谐波含量与有限元模型的仿真结果进行对比,结果如图8所示。

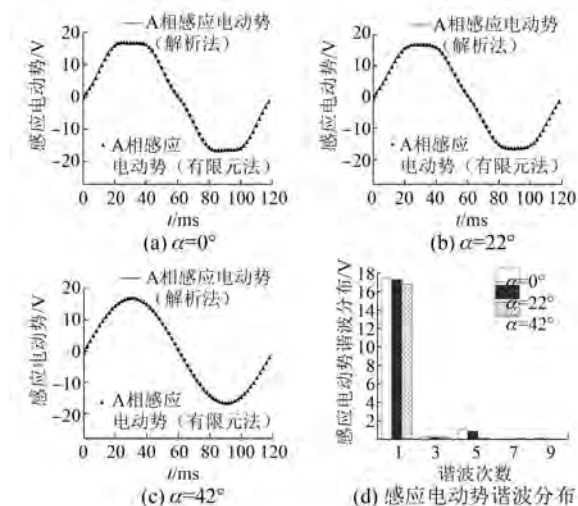


图8 感应电动势波形与谐波分布情况

2.4 电磁推力的计算验证

电磁推力的验证分为2个部分:静态电磁推力验证和动态推力波动验证。

对于静态电磁推力,将三相绕组A相开路,B、C相通入直流,使动子处于最大推力位置,改变电流的大小即可得到静态电磁推力-电流的关系曲线,将解析模型结果与有限元模型结果对比,如图9(a)所示。

对于电机的动态推力情况验证,采用了有限元瞬态仿真进行对比。对电机定子线圈施加三相电流:

$$\begin{cases} I_A = I \sin(\pi v t / \tau) \\ I_B = I \sin(\pi v t / \tau - 2\pi/3) \\ I_C = I \sin(\pi v t / \tau + 2\pi/3) \end{cases} \quad (25)$$

式中: v ——电机的运动速度。

设 v 为 1 m/s ,三相电流峰值 $I=5\text{ A}$ 、运行功角设为 90° 时,使电机稳定处于最大出力的运行状态^[9-10],将式(25)代入式(24)可求出电机稳态运行时推力的波动情况,如图9(b)所示。

图9(a)显示,所建立的数学模型可以精确地计算出电机静态推力;且随着 α 的增大,磁密的基波会有一定的损失,对比矩形定子与 $\alpha=42^\circ$ 时的梯形定子,相同电流下静态推力会减小约6%。

图9(b)显示,不同的定子结构设计对最终的动态电磁推力波动有着较大的影响,采用梯形阵

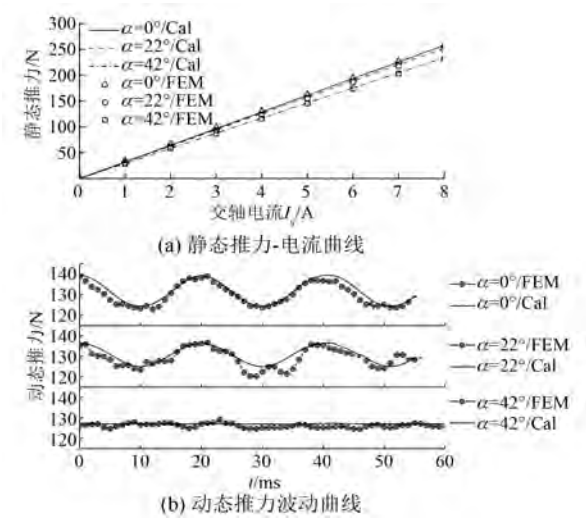


图9 静态推力与动态推力波动曲线

列的定子,选取合适斜面角,可以减小电机稳定出力时的推力波动,具体的结果如表3所示。

表3 不同 α 下电机的推力波动情况

$\alpha/(^\circ)$	平均推力/N		推力波动/N		波动百分比/%	
	FEM	Cal	FEM	Cal	FEM	Cal
0	130.43	131.81	16.09	15.21	12.34	11.54
22	129.60	130.94	16.40	11.58	12.65	8.85
42	126.17	127.10	3.39	0.45	2.68	0.35

由表3可看出,解析法求得平均推力准确度较高,相比于有限元法最大误差不超过1%;解析算法求出的推力波动为周期性,且其周期波动几乎与有限元的计算结果相吻合,说明推力的解析算法基本可以反映电机的运行情况;但是当波动较小时,推力波动与其占平均推力的百分比误差较大,这是由于解析模型中忽略了一些条件,如绕组电流分布均匀等,同时有限元法得到的波动大小与计算步长取值也有一定关系。

3 结 语

(1) 本文利用磁荷法分别计算了磁体平面与斜面在空间中产生的磁密,以此构建双边矩形和梯形 Halbach 阵列的气隙磁密三维解析模型,并分析了铁轭对气隙磁场的影响,通过基于三维的解析法与有限元法的对比,证明了文中推导的磁密解析模型、感应电动势解析模型与推力解析模型的准确性。

(2) 观察梯形永磁体构成定子的直线电机气隙谐波分布特点,发现单边的梯形阵列的气隙谐波中会存在矩形阵列中没有的3次和7次谐波,说明了梯形阵列不适合在单边直线电机中应用;而对于不对称双边梯形阵列构成的定子结构,气隙谐波成分会随着梯形斜面角的变化而变化,当角度取得合适时,可将某一次特定的高次谐波(5次或9次)完全抵消。

(3) 由梯形磁体构成的空心永磁同步直线电机,以斜面角为变量对气隙磁密进行优化,可以达到在牺牲少量推力的基础上(6%),减小推力的波动(减小至不到1%)。这一特点在一些对推力要求不高的高精度直线运动机构中有一定的优势。

【参考文献】

[1] LI L, PAN D, LIU J, et al. Analysis and modeling of air-core monopole linear motor for nanopositioning system[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(7): 3977-3980.

[2] HALBACH K. Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material[J]. Nuclear Instruments and Methods, 1980, 169(1): 1-10.

[3] KAMPER M J. Comparison of linear permanent magnet machine with overlapping and non-overlapping air-cored stator windings[C] // Power Electronics, Machines and Drives, 4th IET Conference on, IET, 2008: 767-771.

[4] LI L, PAN D, HUANG X. Analysis and optimization of ironless permanent-magnet linear motor for improving thrust[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2013, 41(5): 1188-1192.

[5] MEESSEN K J, GYSEN B L J, PAULIDES J J H, et al. Halbach permanent magnet shape selection for slotless tubular actuators[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(11): 4305-4308.

[6] LEE M G, GWEON D G. Optimal design of a double-sided linear motor with a multi-segmented trapezoidal magnet array for a high precision positioning system[J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2004, 281(2/3): 336-346.

[7] 宋玉晶, 张鸣, 朱煜, 等. 基于伪周期的 Halbach 永磁阵列三维磁场端部效应建模研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 162-170.

(下转第72页)

进一步分析发现,在线辨识结果会由于电流采样存在增益误差和偏置误差而导致偏离真实值,并且程序中参与计算的电压值是通过占空比计算而来,并不是直接测量的相电压,而引入了逆变器带来的误差。下一步将设计相关算法对增益及偏置进行补偿,进一步提高参数在线辨识准确度。

【参考文献】

- [1] 刘计龙,肖飞,沈洋.永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J].电工技术学报,2017,32(16): 76-88.
- [2] 王高林,张国强.永磁同步电机无位置传感器混合控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(24): 103-109.
- [3] 王子辉,叶云岳.反电势算法的永磁同步电机无位置传感器自启动过程[J].电机与控制学报,2011,15(10): 36-42.
- [4] 刘颖,周波.基于脉振高频电流注入 SPMSM 低速无位置传感器控制[J].电工技术学报,2012,27(7): 139-145.
- [5] 张兴华,唐其太.考虑参数和负载不确定性的内置式永磁同步电机自适应反步控制[J].控制与决策,2016,31(8): 1509-1512.
- [6] 刘朝华,章兢,李小花,等.免疫协同微粒群进化算法的永磁同步电机多参数辨识模型方法[J].自动化学报,2012,38(10): 1698-1708.
- [7] PIIPPO A, HINKKANEN M, LUOMI J. Analysis of an adaptive observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(2): 570-576.
- [8] ZHAO L, HUANG J, CHEN J, et al. A parallel speed and rotor time constant identification scheme for indirect field oriented induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6494-6503.
- [9] 张今朝,刘国海,潘天红.基于新型转子磁链辨识方法的多电机系统同步控制[J].控制与决策,2010,25(12): 1804-1809.
- [10] WANG Z, LU K, BLAABJERG F. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3817-3825.
- [11] 刘金海,陈为.表贴式永磁同步电机准稳态多参数在线辨识[J].电工技术学报,2016,31(17): 55-60.
- [12] 荀倩,王培良,李祖新,等.基于递推最小二乘法的永磁伺服系统参数辨识[J].电工技术学报,2016,31(17): 151-157.
- [13] DENG W, XIA C, YAN Y. Online multi-parameter identification of surface-mounted PMSM considering inverter disturbance voltage[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 32(1): 1-6.
- [14] INOUE Y, YAMADA K, MORIMOTO S, et al. Effectiveness of voltage error compensation and parameter identification for model-based sensorless control of IPMSM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 213-221.
- [15] MOHAMED A R I. Design and implementation of a robust current-control scheme for a PMSM vector drive with a simple adaptive disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1981-1988.
- [16] 王莉娜,杨宗军. SIMULINK 中 PMSM 模型的改进及在参数辨识中的应用 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(7): 77-85.
- [17] HOLTZ J, QUAN J. Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless control ed induction motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1052-1060.

收稿日期: 2018-05-31

(上接第 65 页)

- [8] PAUL S, BOBBA D, PAUDEL N, et al. Source field modeling in air using magnetic charge sheets [J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2012, 48(11): 3879-3882.
- [9] 黄学良,张前,周赣.一种无铁 Halbach 型永磁直线电机[J].电工技术学报,2010,25(6): 1-6.
- [10] 张鲁,寇宝泉,赵斌超,等.新型 Halbach 次级结构永磁同步直线电机[J].电工技术学报,2013,28(7): 39-45.

收稿日期: 2018-05-31