

基于极弧系数组合的永磁直线电机齿槽力削弱方法^{*}

全磊, 范承志^{*}, 叶云岳

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 永磁电机由于齿槽效应造成的推力波动一直是影响其性能的一个重要因素。为了削弱永磁同步直线电机的齿槽转矩, 结合直线电机的结构特点, 利用能量法和傅立叶分解的解析分析方法, 推导出了齿槽转矩与极弧系数的数学关系表达式。由于边端力也会造成直线电机的推力波动, 而边端力与动子长度密切相关, 提出了一种基于不同极弧系数组合的齿槽转矩削弱方法以避免动子长度变化过大。有限元仿真及实验结果表明, 该方法可有效地减少齿槽力, 提高永磁同步直线电机的运动性能。

关键词: 永磁直线电机; 齿槽力; 极弧系数; 有限元; 稳态磁场

中图分类号: TH39; TM359.4

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2011)10-1209-04

Method for reducing cogging force by optimization of the pole arc in permanent magnet linear motors

QUAN Lei, FAN Cheng-zhi, YE Yun-yue

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Force ripple caused by cogging force is one of the main reasons which prevent permanent magnet motors from acquiring high performance. Aiming at reducing cogging force in permanent magnet linear motors, taking into account of the structural features of linear motors, an analytical method based on energy method and Fourier series was proposed to obtain the expression of cogging force which was related with pole-arc. End force, which was closely related with the length change of the secondary rod, can also cause force ripple, a method based on different combinations of pole-arc for reducing cogging torque was proposed to avoid excessive length change of the secondary rod. Simulation and experiment results show that the method can be effective to reduce cogging force and improve the motion performance of the permanent magnet synchronous linear motors.

Key words: permanent magnet linear motor; cogging force; pole-arc; finite element method; static magnetic field

0 引言

电机作为一种主要的机电能量转换设备, 在现代经济社会中扮演着举足轻重的角色。传统的旋转电机在带动系统运行时, 必须依靠齿轮、链条等中间设备, 系统总效率较低, 而直线电机可直接耦合或连接到从动负载上实现驱动, 使系统结构大大简化^[1], 从而提高了系统的运行效率, 因此其逐渐成为研究的热点。永磁直线同步电机兼具永磁电机和直线电机的双重优点, 其体积小、重量轻、精度高、响应快, 且结构简单、易

于维护, 具有广阔的应用前景, 新的应用领域和产品不断出现^[2-3]。但是, 由于永磁电机的初级铁心结构和永磁体之间相互作用, 产生齿槽转矩, 由此造成的推力波动大大影响了系统的运行性能。

为了削弱永磁电机的齿槽转矩, 不少文献作了相关分析与研究^[4-9], 但是其研究对象大多为旋转式永磁电机, 直线式永磁电机由于其结构特殊, 往往无法斜槽、斜极、开辅助槽, 而是采用极槽数配合、推力波动补偿、优化动子长度等方法来削弱齿槽转矩, 基于极弧系数组合的优化方法在直线电机上的应用尚未见诸文

收稿日期: 2011-03-15

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50607016); 浙江省教育厅资助项目(20051025)

作者简介: 全磊(1987-), 男, 湖南衡阳人, 主要从事永磁电机设计及驱动方面的研究. E-mail: quanlei1987@163.com

通信联系人: 范承志, 男, 副教授. E-mail: fanchengzhi@zju.edu.cn

献,文献[10]虽然也提出改变极弧系数以削弱齿槽转矩,但是只是在适当改变定子长度后同时改变极弧系数(各个极的极弧系数仍然相同),使得齿槽转矩进一步削弱。

本研究采用基于能量法和傅立叶分解的解析分析方法,结合直线电机的结构特点,阐明极弧系数变化对推力波动的影响,提出基于极弧系数组合的齿槽转矩削弱方法,使一对极内两个磁极的极弧系数不等,但是相隔两个极距的磁极结构完全一样,因此动子总长度就不会发生太大变化。最后通过有限元仿真和实验对其进行验证,证明该方法的有效性。

1 永磁同步直线电动机齿槽转矩的解析分析

本研究所讨论的直线电机为常规饼式,轴向磁钢结构,定子槽数为 108 槽,动子极数为 25 对,一对极下的二维拓扑结构如图 1 所示。

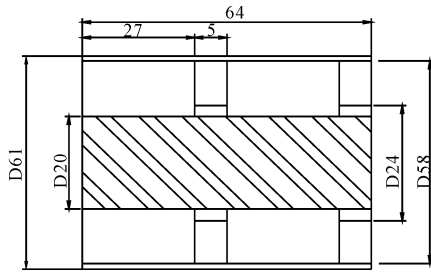


图 1 直线电机动子结构模型及相关参数(单位:mm)

根据文献[11]所述,电枢铁心的磁导率可视为无穷大,永磁材料的磁导率与空气相同,则电机内存储的能量近似为电机气隙和永磁体内的能量之和。本研究所讨论的直线电机,其永磁体夹在两侧磁钢之间,且外部有铜结构的动子套,永磁体内的能量在电机运行时基本上保持不变。齿槽转矩定义为电机不通电时的磁场能量 W 相对于位置角 α 的负导数^[11],即:

$$T_{\text{cog}} = - \frac{\partial W}{\partial \alpha} \quad (1)$$

由于永磁体内的能量在电机运行时基本上保持不变,只是气隙内的磁场能量变化产生而齿槽转矩,有:

$$W \approx W_{\text{airgap}} = \frac{1}{2\mu_0} \int_V B^2 dV \quad (2)$$

上式中,气隙磁密可近似表示为 $B(\theta, \alpha) = B_r(\theta)h_m(\theta)/(h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha))$,其中, $\theta=0$ 的位置设定在某一参考磁极的中心线上, α 表示定子齿的中心线和该永磁体磁极中心线之间的夹角,即定、转子间的相对位置角。 $B_r(\theta)$ 、 $\delta(\theta, \alpha)$ 、 $h_m(\theta)$ 分别为永磁体

剩磁、有效气隙长度、永磁体充磁方向的长度^[11]。因此有:

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \int_V B_r^2(\theta) \left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2 dV \quad (3)$$

文献[11]中将上式中有关参数进行傅里叶分解,

令 $B_r(\theta) = B_{r0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn} \cos 2np\theta$, $[h_m(\theta)/(h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha))]^2 = G_0 + \sum_{n=1}^{\infty} G_n \cos n\alpha$, 再对位置角 α 求导数,可得齿槽转矩的表达式为:

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{rn} \sin n\alpha \quad (4)$$

式中: L_a —电枢铁心的轴向长度; R_1 、 R_2 —电枢外半径和定子轭内半径; z —电枢槽数; n —使 $nz/2p$ 为整数的整数。虽然该齿槽转矩表达式是针对旋转电机而言的,而直线电机可看作是将旋转电机沿径向剖开,然后将电机的圆周展成直线^[12],因此两者齿槽转矩表达式类似。根据文献[10]所述,在忽略边端效应的情况下,当定子长度为 C 的直线电机直线运动 X 距离时,相当于旋转电机中偏转一个 $\alpha = 2\pi x/C$ 的角度,由此得到永磁同步直线电机的齿槽转矩的表达式为:

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = \frac{\pi^2 z D}{4\mu_0} \left(\frac{C}{\pi} \delta + \delta^2 \right) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{rn} \sin n\alpha \quad (5)$$

式中: D 、 C 、 δ —直线电机动子外直径,定子长度,气隙长度。

2 基于不同极弧系数组合的齿槽转矩削弱方法

由式(5)可知,只有 B_r 的 $nz/2p$ 次傅里叶分解系数才对齿槽转矩起作用,每一个电机的极槽数都是确定值,则影响齿槽转矩大小的 B_r 傅里叶分解系数也是确定的^[7]。又由于 $B_{rn} = 2k_p B_r^2 \sin(n\alpha_p \pi)/n\pi$, 选择合理的极弧系数,使得 $n\alpha_p$ 为一个正整数值,则 $\sin(n\alpha_p \pi) = 0$,理论上可以让齿槽转矩减少到一个非常低的水平。

极弧系数表示气隙磁密平均值与最大值之比,直线电机的本体结构是如何影响极弧系数的呢? 在轴向充磁结构的直线电机中,磁场线依次经过磁钢、气隙、定子齿部,然后再经气隙、磁钢回到永磁体,形成一个闭合回路。同一块磁钢与气隙的交界处,各个点上的磁密值可认为基本不变,因此轴向充磁结构直线电机的极弧系数可表示为磁钢轴向长度与极距之比,即 $\alpha_p = \tau_f/\tau = \tau_f/(\tau_f + \tau_m)$, 其中: τ_f 、 τ_m 、 τ 分别表示

磁钢轴向长度,永磁体宽度,极距。

在本研究所讨论的永磁同步直线电机中,由 a_p 的表达式可知,要想改变极弧系数以减少齿槽转矩,有两种做法:一是在极距不变的情况下同时改变磁钢和永磁体的轴向长度;二是磁钢或者永磁体之一的轴向长度不变,另一个发生变化。永磁体的轴向长度变化会对气隙磁密值产生很大的影响,利用这种方法减少齿槽转矩,齿槽转矩的改变有两方面的原因:一是极弧系数的变化;二是因为永磁体长度变化所导致的气隙磁密改变,并且气隙磁密改变会严重影响直线电机的正常推力大小,因此最好选择在永磁体的轴向长度不变的情况下改变磁钢的轴向长度来改变极弧系数。但是,对于磁极较多的永磁同步直线电机,用这种方法改变极弧系数会使得动子长度变化较大。

就本研究所讨论的永磁同步直线电机而言,定子槽数 $Z = 108$,永磁体对数 $2p = 50$,则 $nz/2p = 54$,则齿槽转矩只和 $B_r^2(\theta)$ 的 $54K$ (K 为正整数) 次傅里叶分解系数有关。由前面的分析可知,要减少齿槽转矩,可以使得 $54a_p$ 为一个正整数值,则 $a_p = m/54$, m 为 $1 \sim 54$ 之间的正整数。电机结构优化前磁钢和永磁体轴向长度分别为 $\tau_f = 27 \text{ mm}$, $\tau_m = 5 \text{ mm}$,因此原极弧系数 $a_p = 27/32 = 45.5625/54$,为了避免动子长度变化过大, m 取最接近 45.5625 的整数,即 46 ,使极弧系数变为 $a_p = 46/54$ 。在永磁体轴向长度不变的情况下,磁钢的轴向长度应由 27 mm 变为 28.75 mm ,动子总长度由原来的 $(27 + 5) \times 50 = 1600 \text{ mm}$ 变为: $(28.75 + 5) \times 50 = 1687.5 \text{ mm}$ 。由此可见,即使极弧系数变化最小以使得 $54a_p$ 为一个正整数值,动子长度还是增加了 87.5 mm 。

直线电机由于磁场开路引起的边端效应会产生较大的推力波动,由文献[13]可知,直线电机的动子两端在开路磁场中受到的边端力方向相反,同时存在一个取决于动子长度的相位差。因此,增加磁钢的轴向长度改变极弧系数,造成动子长度变化过大,有可能减少了齿槽力但却增加了边端力,使得总的推力波动减少得不明显。

综上所述,为了改变直线电机的极弧系数,永磁体的轴向长度不宜改变,同时又要避免动子长度变化过大,因此可以采用不同极弧系数组合的方法来削弱齿槽转矩。与原极弧系数相比,一对极内的两个磁极的极弧系数一个增大,另一个减少,但相距两个极距的两磁极结构相同。在永磁体尺寸不变的情况下,一对极内一个磁钢轴向长度增加,另一个减少,这样动子的总长度变化就不会太多。

采用不同极弧系数组合时,由文献[11]可知, $B_r^2(\theta)$ 的傅里叶分解如下:

$$B_r^2(\theta) = B_{r0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_m \cos n p \theta \quad (6)$$

$$B_m = \frac{B_r^2}{n\pi} \left[\sin \frac{\alpha_{p1}}{2} n\pi + (-1)^n \frac{\alpha_{p1}^2}{\alpha_{p2}^2} \sin \frac{\alpha_{p2}}{2} n\pi \right] \quad (7)$$

式中: α_{p1}, α_{p2} ——一对极内两个磁极的极弧系数。

B_m 形式改变了,将其代入式(5),得到采用不同极弧系数组合时直线电机的齿槽转矩表达式为:

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = \frac{\pi^2 z D}{4\mu_0} \left(\frac{C}{\pi} \delta + \delta^2 \right) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r\frac{nz}{p}} \sin n z \alpha \quad (8)$$

由式(8)可知,只有 $B_r^2(\theta)$ 的 nz/p 次傅里叶分解系数影响齿槽转矩的大小,对于本研究的永磁同步直线电机而言, $nz/p = 108$,为了减少齿槽转矩, $B_r^2(\theta)$ 的 $108K$ 次傅里叶分解系数越小越好,特别是其中的最低次 108 。本研究将 $n = 108$ 代入公式(7)使 B_{r108} 为零,有如下等式:

$$\sin 54\pi\alpha_{p1} + \frac{\alpha_{p1}^2}{\alpha_{p2}^2} \sin 54\pi\alpha_{p2} = 0 \quad (9)$$

由三角函数性质可知,当 $\alpha_{p1}, \alpha_{p2} = m/54$ (m 为 $1 \sim 54$ 之间的正整数) 时,上式成立。直线电机原极弧系数为 $27/(27 + 5) = 45.5625/54$,分别取 $\alpha_{p1} = 44/54$, $\alpha_{p2} = 47/54$,使 $B_{r108} = 0$,则可以有效地减少齿槽转矩。此时一对极内两块磁钢的轴向长度分别为 22 mm , 33.57 mm ,优化极弧系数组合后直线电机动子结构如图2所示。动子总长度变为 $(22 + 33.57 + 5 \times 2) \times 25 = 1639.25 \text{ mm}$,仅增加了 2.45% ,对边端力不会造成太大影响。

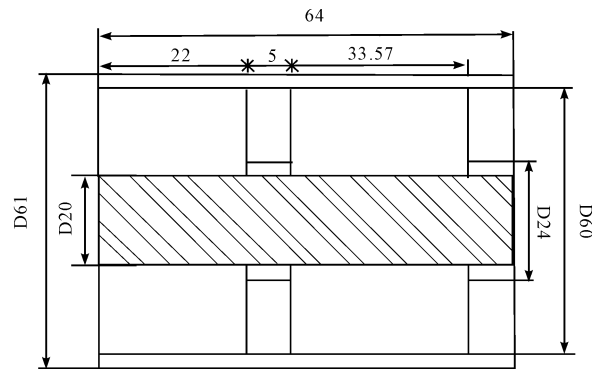


图2 优化后的电机动子结构模型及相关参数(单位:mm)

3 有限元分析及实验验证

为了验证上述采用不同极弧系数组合削弱齿槽转矩方法的有效性,本研究利用有限元分析软件 Maxwell 的二维稳态磁场模块建立模型进行仿真。为了求得初

级、次级在各个相对位置处的齿槽力,应采用二维参数化电磁场分析,让直线电机在 2 倍极距的运动范围内,每次线性运动一小段距离,求得这个相对位置的齿槽力,然后将各个点的受力连接起来,就可以得到如图 3 所示的齿槽力随初级、次级相对位置的变化曲线。

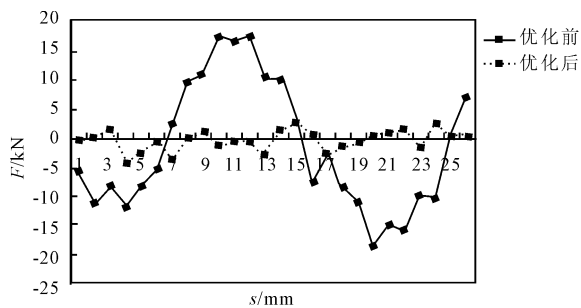


图 3 优化前后齿槽力变化曲线



图 4 永磁同步直线电机驱动的抽油机

齿槽力以齿距为周期进行变化,图 3 为动子运动 2 个齿距范围内,采用不同极弧系数组合削弱齿槽转矩前后的齿槽力曲线,优化后齿槽力峰值为 2.7 kN,是优化前峰值 18.57 kN 的 14.54%。

本课题组研制的改进后的抽油机装置如图 4 所示,采用永磁同步直线电机直接驱动。直线电机定子外径为 116 mm,内径 62 mm,齿宽为 4 mm,齿距为 11 mm,优化前、后动子结构如图 1、图 2 所示。为了验证本研究所提出的齿槽力削弱方法,将电机横置,不接通电源,测得改进前后的齿槽力大小。改变极弧系数前直线电机齿槽力最大值为 9.8 kN,采用不同极弧系数组合后齿槽力最大值为 1.28 kN,仅仅为改进前的 13%。

4 结束语

本研究根据直线电机的结构特点,参考旋转电机的齿槽转矩分析方法,推导出一种永磁同步直线电机

的齿槽转矩表达式,发现极弧系数对直线电机齿槽转矩的影响非常明显。考虑到引起直线电机推力波动有多方面的因素,在避免动子长度变化过大的前提下,提出一种基于极弧系数组合的齿槽转矩削弱方法。二维有限元分析软件仿真及实验表明,齿槽力可显著减少,证明该方法是有用的。

参考文献 (References):

- [1] 叶云岳. 现代直接驱动技术的研究与发展[C]// 2010 年全国直线电机现代驱动及系统学术年会. 焦作: [s. n.], 2010:1-6.
- [2] BOLDEA I, NASAR S A. Linear Motion Electromagnetic Device[M]. New York: Taylor & Francis Press, 2001.
- [3] JOHNSON D, PILLAY P, MALENGRET M. High speed PM motor with hybrid magnetic bearing for kinetic energy storage [C]// Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Chicago: [s. n.], 2001:51-63.
- [4] TAKEO I, GORDON R S. A method of reducing ripple torque in permanent magnet motors without skewing [J]. **IEEE Transactions on Magnetics**, 1993, 29 (2): 2028-2031.
- [5] HWANG S M, EOM J B, HWANG G B, et al. Cogging torque and acoustic noise reduction in permanent magnet motors by teeth pairing[J]. **IEEE Transactions on Magnetics**, 2000, 36(5): 3144-3146.
- [6] 卢琴芬, 范承志, 叶云岳. 新型抽油机用盘式永磁电机的磁场与力特性[J]. 浙江大学学报:工学版, 2008, 42(4): 651-655.
- [7] 王秀和, 杨玉波, 丁婷婷, 等. 基于极弧系数选择的实心转子永磁同步电动机齿槽转矩削弱方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 146-149.
- [8] 胡建辉, 邹继斌, 陈霞. 无刷直流电机的理想与非理想定位力矩及其综合抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(22): 153-157.
- [9] BRETON C, BARTOLOME J, BENITO J A, et al. Influence of machine symmetry on reduction of cogging torque in permanent-magnet brushless motors [J]. **IEEE Transactions on Magnetics**, 2000, 36(5): 3819-3823.
- [10] 陈卫宝, 范承志, 叶云岳. 低速大力矩圆筒永磁直线电机齿槽力分析[J]. 机电工程, 2010, 27(2): 86-88.
- [11] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [12] 叶云岳. 直线电机原理与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [13] 徐月同, 傅建中, 陈子辰. 永磁直线同步电机推力波动优化及实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 122-126.

[编辑: 李 辉]