

定子磁钢轨道拼接错位对动圈式永磁直线电机性能的影响*

吴峻, 宋蕾, 周文武, 黄胜军

(国防科技大学智能科学学院, 湖南长沙 410073)

摘要:陆基车载无人机电磁弹射器是一种新型的弹射起飞装置。为了实现高机动性,提出双边动圈式永磁直流直线电机和定子磁钢轨道分段拼接结构方案。为了评估定子磁钢轨道拼接可能对电机性能的影响,建立了永磁直线电机模型。利用有限元分析软件,分析研究了轨道分段拼接上下错位、左右错位以及倾斜错位可能造成的影响,根据分析结果给出了磁钢轨道拼接错位所允许的偏移范围大小。

关键词:电磁弹射器;永磁直线电机;动圈式;磁钢轨道;拼接错位;有限元分析

中图分类号:TM359.4 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2018)01-138-07

Influence of stator magnet track splice dislocation on performance of moving-coil permanent magnet linear motor

WU Jun, SONG Lei, ZHOU Wenwu, HUANG Shengjun

(College of Artificial Intelligence, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The land-based vehicle electromagnetic launcher for unmanned aerial vehicle is a new kind of take-off device. In order to realize the high maneuverability, a bilateral moving-coil permanent magnet direct current linear motor with the stator magnet track section splicing structure scheme was presented. In order to evaluate the influence of stator magnet track splice on the performance of the motor, the permanent magnet linear motor model was established. The influence of the up and down dislocation, the left and right dislocation and the tilting dislocation of the segmented splice were analyzed by using the finite element analysis software. Based on the analysis, the allowable magnet track splicing offset range was given.

Key words: electromagnetic launcher; permanent magnet linear motor; moving-coil; magnet track; splice dislocation; finite element method

无人机电磁弹射器是利用直线电机产生的电磁力将无人机在短距离内加速推进至起飞速度的装置^[1]。常用的长初级双边直线电机作为无人机弹射用电机,结构笨重、材料用量大,功率密度较低^[2-6],不能满足陆基车载机动性的要求,特别是在山间丛林等空间受限的战场环境应用时,造成整体运输难度大、转移撤退缓慢,影响电磁弹射器的使用效果。为了提高电磁弹射器的机动性,以便于运输、转移以及扩充容量,将直线电机设计为可拼接组装模块的形式是一种有效的办法。

随着超高速加工、电磁弹射的应用需求的牵引,永磁直线电机作为一种新型电机开始逐渐被广泛研究。只是超高速加工要求的永磁直线电机定位精度高,电机运行行程短,而电磁弹射要求的永磁直线电机输出推力大、功率容量大、运行行程长,直线电机分段拼接的需求主要来自于电磁弹射^[7-8]。目前,电机分段拼接方式主要分为初级铁心分段拼接和次级磁钢分段拼接两种。对于动

磁式永磁直线电机,长初级为铁心结构,采用铁心分段拼接方式;对于动圈式永磁直线电机,则采用长磁钢轨道形式,采用磁钢分段拼接方式。针对电机初级铁心分段拼接的研究目前主要从减少电机长行程运行带来的初级绕组利用率不高、连续供电造成能量浪费等角度展开^[5-6],以及对于由拼接带来的电机部分电气参数不对称、产生转矩波动等情况进行分析^[9-11]。文献[12-13]仅从永磁旋转电机永磁体安装角度入手研究,讨论了安装误差会产生额外的转矩谐波,并造成齿槽转矩加剧等情况。目前针对动圈式永磁直线电机的研究偏少,特别是针对弹射用电机磁钢的分段拼接的研究几乎处于空白状态。因此,本文提出了一种双边动圈式永磁直流直线电机与定子磁钢轨道分段拼接结构的方案,以解决电磁弹射器功率密度低、机动性差等问题。在弹射用动圈式永磁直线电机和定子磁钢轨道分段拼接方案的基础上,主要分析了分段拼接错位偏差对电机性能的

* 收稿日期:2016-11-15

基金项目:国家科技支撑计划资助项目(2012BAG07B01)

作者简介:吴峻(1973—),男,江西玉山人,研究员,博士,博士生导师,E-mail:wujun2008@nudt.edu.cn

影响,为实现具体的拼接要求和措施打下基础。

1 弹射用永磁直线电机拼接结构

如图 1 所示,无人机电磁弹射器采用短初级长次级的双边动圈式永磁直流直线电机结构,这种结构能够实现重量轻、推力大、功率密度高的要求,是无人机电磁弹射器的一种可行方案。其中,动子为短初级的电机铁心,无人机搭载在动子上实现加速起飞,磁钢轨道采用分段拼接的方式,目前分为四段,如图 2 所示,永磁体嵌装在铝型框架中,分段结构通过楔形槽安装拼接。

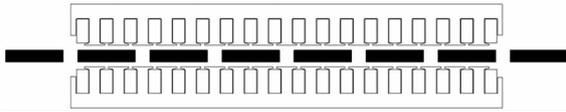


图 1 电磁弹射用动圈式永磁直流直线电机

Fig.1 Moving-coil permanent magnet linear motor for electromagnetic launcher

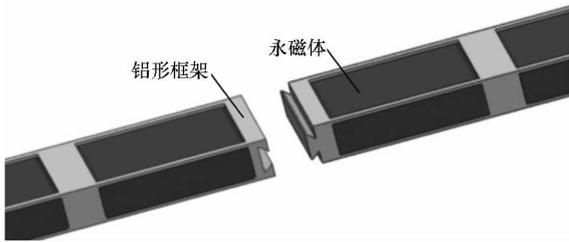


图 2 磁钢轨道分段拼接结构

Fig.2 Structure of splice permanent magnet track

2 电机主要性能分析

2.1 电机磁场分析

电流与磁场的基本关系表明,任何磁场都可以认为是由分布电流产生的^[14]。根据安培分子环流假说,当永磁体均匀磁化时,永磁体内部的等效体电流密度为零,对外不显磁性。由于永磁体与其以外区域的交界面上的 M_r 出现不连续, M_r 的旋度不再为零,所以在平行于 M_r 的永磁体交接面上存在一层等效面电流,如图 3 所示。等效面电流可以用面电流密度 J_s 来表示。

$$J_s = \frac{M_r n}{\mu_r} \quad (1)$$

式中, n 为永磁体侧面外法向矢量, M_r 为单位向量剩余磁化强度, μ_r 为相对回复磁导率。

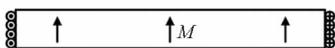


图 3 永磁体的面电流模型

Fig.3 Permanent magnet surface current model

对于永磁直线电机,假设永磁体长度为无限长,并将电机磁场作为二维磁场进行分析。图 4 是一段由无限长电流元组成的单个面电流磁场计算模型。

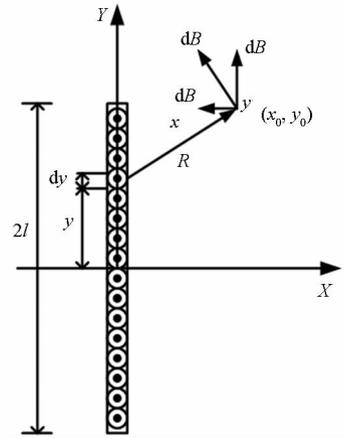


图 4 面电流磁场计算模型

Fig.4 Surface current field calculation model

根据安培环路定律,计算电流元 dy 在坐标 (x_0, y_0) 处产生的磁场 dB 。

$$\int_c \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_s \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} = I \quad (2)$$

式中, \mathbf{H} 为磁场强度矢量, \mathbf{J} 为电流密度, I 为路径 C 所包围的总电流。如图 4 所示,取半径为 R 的圆为闭合回路,根据右手定则, dB 方向为沿圆周切线方向。通过式(2)计算得

$$H = \frac{I}{2\pi R} \quad (3)$$

$$dB = \frac{\mu_0}{2\pi R} \cdot \frac{I dy}{2l} = \frac{\mu_0}{2\pi R} J_s dy \quad (4)$$

则该磁场 dB 沿 x 轴和 y 轴的分量为:

$$\begin{cases} dB_x = -\frac{\mu_0 I}{4\pi l} \cdot \frac{y_0 - y}{x_0^2 + (y_0 - y)^2} dy \\ dB_y = \frac{\mu_0 I}{4\pi l} \cdot \frac{x_0}{x_0^2 + (y_0 - y)^2} dy \end{cases} \quad (5)$$

面电流产生的磁场是所有电流元磁场的积分,通过求解,电流密度为 J_s 的面电流模型在面电流在点 (x_0, y_0) 处产生的磁场为:

$$\begin{cases} B_x = \frac{\mu_0 H_c}{8\pi} \cdot \ln \frac{x_0^2 + (y_0 - l)^2}{x_0^2 + (y_0 + l)^2} \\ B_y = \frac{\mu_0 H_c}{4\pi} \cdot \left(\arctan \frac{y_0 + l}{x_0} - \arctan \frac{y_0 - l}{x_0} \right) \end{cases} \quad (6)$$

其中, H_c 为磁体的矫顽力。

图 5 所示的单块永磁体磁场可以等效看作由 4 组面电流共同作用产生。由此,建立全局坐标系 $\{S\}$, 以及等效电流面定义局部坐标系 $\{S_i\}$ ($i=1,2,3,4$)。

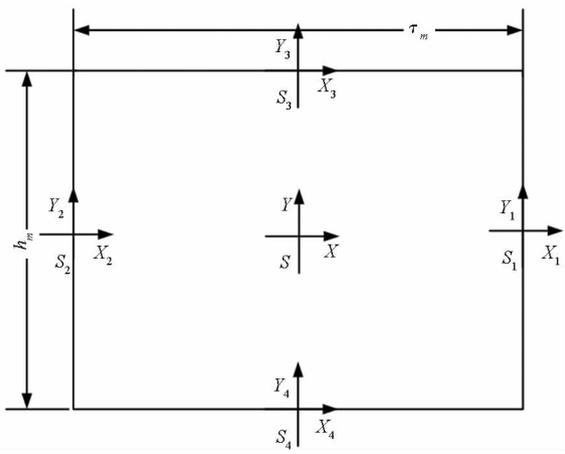


图 5 单块永磁体坐标系

Fig. 5 Coordinate system single permanent magnet coordinate

$$T_1 = \begin{bmatrix} R_1 & \frac{\tau_m}{2} \\ \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad T_2 = \begin{bmatrix} R_2 & \frac{\tau_m}{2} \\ \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_3 = \begin{bmatrix} R_3 & 0 \\ \dots & \frac{h_m}{2} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad T_4 = \begin{bmatrix} R_4 & 0 \\ \dots & -\frac{h_m}{2} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad R_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad R_4 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

平面内任意一点可以同时在全局坐标系和局部坐标系下表示。设在 $\{S\}$ 中有 (x, y) ，其在 $\{S_i\}$ 中表示为 (x_i, y_i) ，可以得到：

$$\begin{bmatrix} x & y & 1 \end{bmatrix}^T = T_i \begin{bmatrix} x_i & y_i & 1 \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

则整个永磁体在点 (x, y) 产生的平面磁场在坐标系 $\{S\}$ 下的分布为：

$$\begin{bmatrix} B_x \\ B_y \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^4 R_i \cdot \begin{bmatrix} B_{xi} \\ B_{yi} \end{bmatrix} \quad (8)$$

因此，充磁角度为 α ，宽度为 τ_m ，高度为 h_m 的永磁体块在坐标系内任意一点 (x, y) 处产生的磁场为：

$$B_x = f_x(x, y, \alpha) = \frac{\mu_0 H_c \cos \alpha}{4\pi} \cdot \ln \left[\frac{\left(x + \frac{\tau_m}{2}\right)^2 + \left(y - \frac{h_m}{2}\right)^2}{\left(x + \frac{\tau_m}{2}\right)^2 + \left(y + \frac{h_m}{2}\right)^2} \cdot \frac{\left(x - \frac{\tau_m}{2}\right)^2 + \left(y + \frac{h_m}{2}\right)^2}{\left(x - \frac{\tau_m}{2}\right)^2 + \left(y - \frac{h_m}{2}\right)^2} \right] + \frac{\mu_0 H_c \sin \alpha}{2\pi}$$

$$\left(\arctan \frac{x + \frac{\tau_m}{2}}{y + \frac{h_m}{2}} + \arctan \frac{x - \frac{\tau_m}{2}}{y - \frac{h_m}{2}} - \arctan \frac{x + \frac{\tau_m}{2}}{y - \frac{h_m}{2}} - \arctan \frac{x - \frac{\tau_m}{2}}{y + \frac{h_m}{2}} \right) \quad (9)$$

$$B_y = f_y(x, y, \alpha) = \frac{\mu_0 H_c \sin \alpha}{4\pi} \cdot \ln \left[\frac{\left(x + \frac{\tau_m}{2}\right)^2 + \left(y - \frac{h_m}{2}\right)^2}{\left(x - \frac{\tau_m}{2}\right)^2 + \left(y - \frac{h_m}{2}\right)^2} \cdot \frac{\left(x - \frac{\tau_m}{2}\right)^2 + \left(y + \frac{h_m}{2}\right)^2}{\left(x + \frac{\tau_m}{2}\right)^2 + \left(y + \frac{h_m}{2}\right)^2} \right] + \frac{\mu_0 H_c \cos \alpha}{2\pi} \cdot \left(\arctan \frac{y + \frac{h_m}{2}}{x + \frac{\tau_m}{2}} + \arctan \frac{y - \frac{h_m}{2}}{x - \frac{\tau_m}{2}} - \arctan \frac{y - \frac{h_m}{2}}{x + \frac{\tau_m}{2}} - \arctan \frac{y + \frac{h_m}{2}}{x - \frac{\tau_m}{2}} \right) \quad (10)$$

如图 6 所示，通过面电流等效，得到永磁体表面电流分布情况，图中 τ 为极距， τ_m 为磁极宽度。

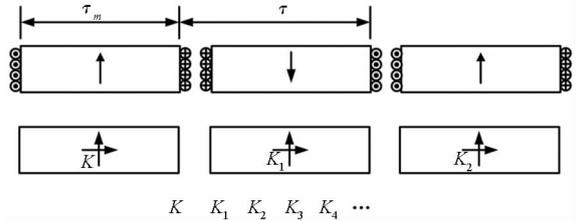


图 6 永磁体阵列排列方式以及等效电流分布

Fig. 6 Permanent magnet array arrangement and equivalent current distribution

同样，在永磁体阵列中，选择一点定义全局坐标系 $\{K\}$ ，在各个永磁体处定义局部坐标系 $\{K_n\}$ ($n = 1, 2, 3, \dots$)。则坐标变换矩阵为：

$$T_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 & n\tau \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

通过坐标变换，将各个永磁体的磁场在全局坐标系中表示，最终得到永磁体阵列在平面内的磁场分布。

$$\begin{cases} B_x = \sum_{n=1}^k f_x(x - n\tau, y, \alpha) \\ B_y = \sum_{n=1}^k f_y(x - n\tau, y, \alpha) \end{cases} \quad (12)$$

2.2 电磁推力与法向吸力分析

按照麦克斯韦方程组,计算电磁场对电流元的洛仑兹力。

$$F = J \cdot B \quad (13)$$

永磁直流直线电机的电磁推力为:

$$F_x = \int Idl \cdot B_y \quad (14)$$

永磁直流直线电机的法向吸力为:

$$F_y = \int Idl \cdot B_x \quad (15)$$

当动圈式永磁直线电机磁钢轨道拼接出现错位时,电机的极距、气隙、磁钢与铁心之间相对位置等也将发生改变,电机铁心线圈所处的平面磁场将发生变化。根据式(14)和式(15)可知,这也将影响电机的电磁推力和法向吸力。

3 拼接错位对电机性能的影响

通常磁钢轨道在拼接过程中可能会出现上下错位、左右错位和倾斜错位这三种情况。结合ansoft有限元仿真软件,建立二维直线电机模型,对上述情况进行分析。图7为电机的二维有限元网格剖分图。

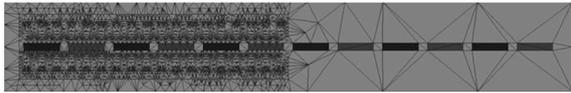


图7 电机网格剖分图

Fig.7 Electrical grid mesh of motor

3.1 拼接上下错位

图8为电机磁钢轨道分段拼接的上下错位示意图。假设动子在电磁推力的作用下沿着水平方向由左向右移动,将磁钢段从左到右分别标记为磁钢段1、磁钢段2和拼接处。可以看出,右侧磁钢段2相对原始位置向上偏移,磁钢两侧气隙不一致,一侧气隙大,另一侧气隙小。动子未进入磁钢段2,仅在磁钢段1处,定义为第一种状态;随着动子的运行,它通过拼接处,且并未全部进入磁钢段2,此阶段为过渡段,定义为第二种状态;当动子全部进入磁钢2所处区域,定义为第三种状态。

图9所示为磁钢段2向上错位1mm时电机推力变化情况。图9中所标注的磁钢段1代表的是第一种状态,过渡段代表的是第二种状态,磁钢段2代表的是第三种状态,后续图中相应的定义与此相同。除去由于永磁电机固有的齿槽定位力和换相波动力影响之外,可以看出,当动子通过磁钢拼接处开始进入第二种状态时,电机推力峰值

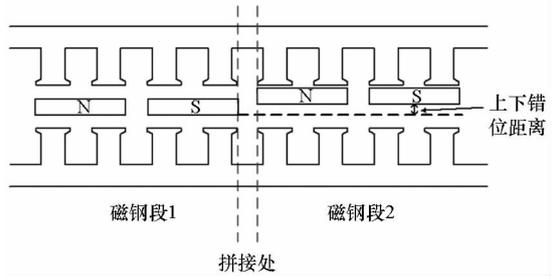


图8 定子磁钢轨道拼接上下错位

Fig.8 Magnet track splice up or down dislocation

随动子逐渐覆盖磁钢段2而不断增大,且波动幅度也在增大;当动子进入第三种状态时,推力变化趋于平稳。

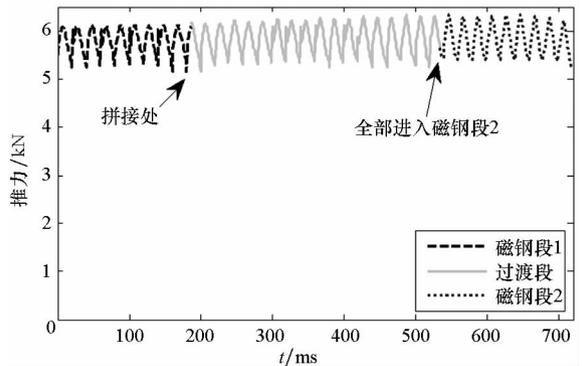


图9 向上错位1mm推力变化情况

Fig.9 Thrust waveform when upward dislocation 1 mm

图10所示为磁钢段错位不同距离与推力峰值变化的情况。可以看出,推力波动幅度与推力峰值大小与磁钢段2错位距离成正比,同时推力波动幅度也在增大。

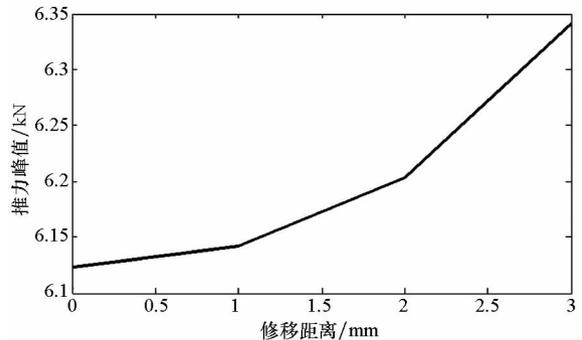


图10 向上错位不同距离推力峰值变化情况

Fig.10 Thrust peak when upward dislocation at different distances

图11所示为磁钢段2向上错位1mm时,电机动子沿磁钢轨道移动时法向吸力的变化情况。可以看出,当动子开始通过分段拼接处进入第二种状态时,随着动子逐渐覆盖磁钢段2,法向吸力逐渐增大,且波动幅度也在变大;当动子全部进入第三种状态时,法向吸力趋于稳定,不再继续增

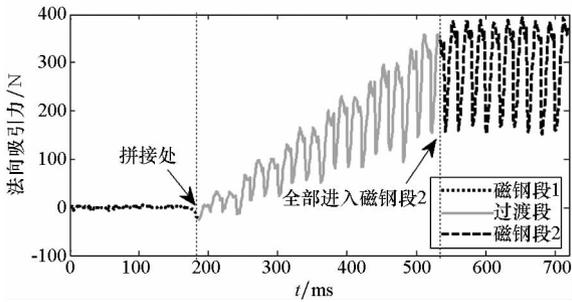


图 11 向上错位 1 mm 法向吸力变化情况

Fig. 11 Normal attraction waveform when upward dislocation 1 mm

大。由于磁钢两侧气隙不一致,使得双边动子所受法向吸力不一致,合成吸力不再为零。

如图 12 所示,随着磁钢段 2 向上错位距离的不断增大,法向吸力不断增大。当磁钢段错位距离不到 2 mm 时,法向吸力就超过推力的 10%。法向吸力增加导致摩擦阻力增加,阻碍电机运行,降低电机的有效载荷,也使永磁体的安装难度加大,对安装工艺有了更高的要求。

根据以上分析,综合导轨结构强度及摩擦系数等因素,在安装过程中应保证电机磁钢轨道拼接段上下错位距离不超过 1 mm,以控制电机推力波动在 5% 范围内,法向吸力不超过推力的 10%。

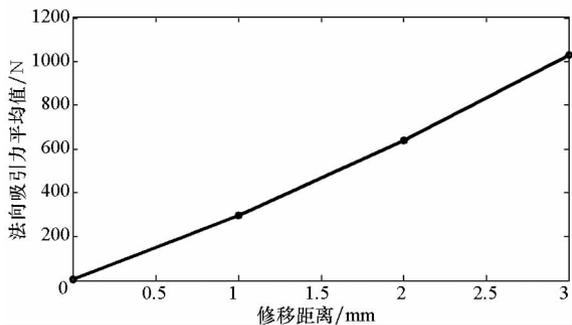


图 12 向上错位不同距离时法向吸力变化情况

Fig. 12 Normal attraction when upward dislocation at different distances

3.2 拼接左右错位

图 13 所示为电机定子磁钢分段拼接左右错位示意图。若磁钢段 2 向右偏移一定距离,造成拼接处的电机极距比电机原极距大,则电机的推力和法向吸力均会发生变化。

图 14 和图 15 为分析结果,磁钢轨道与动子之间的相对状态如同 3.1 定义,也分为同样的三种状态。当动子开始进入第二种状态,并未全部进入磁钢段 2 时,电机处在变极距状态,推力波动开始加剧;在全部进入磁钢段 2 后,推力波动达到最大。此种变换发散扩大的变化是由于磁钢段 2

仅向右错位一定距离时,相应的换相点位置并未改变,不准确的换相引起推力波动^[15],随着磁钢段错位距离的增大,这种推力波动变化更明显。

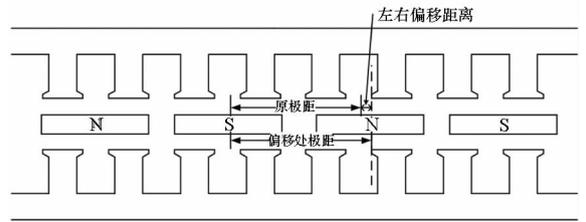


图 13 定子磁钢轨道拼接左右错位

Fig. 13 Magnet track splice left or right dislocation

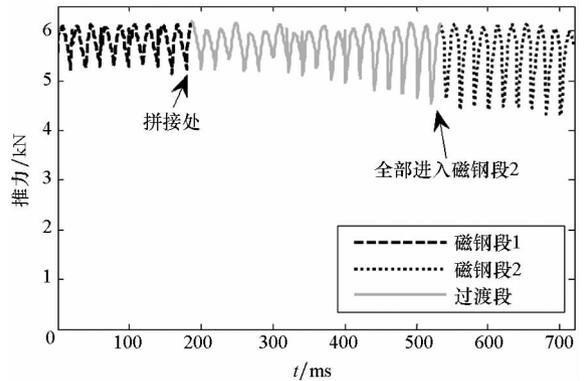


图 14 向右错位推力变化情况

Fig. 14 Thrust waveform when right dislocation

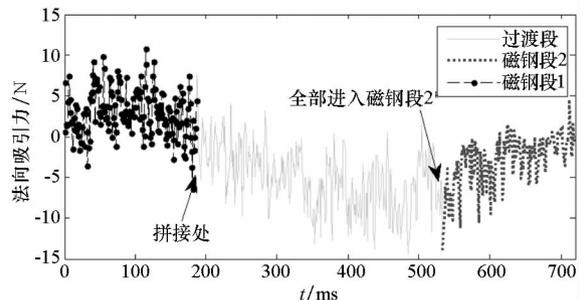


图 15 向右错位法向吸力变化情况

Fig. 15 Normal attraction when right dislocation

图 15 为磁钢段向右错位时电机法向吸力变化情况。当动子处于第二种状态,逐渐进入过渡段时,法向吸力随着动子与磁钢段 2 接触面积逐渐增大而变大;当动子全部进入磁钢段 2 之后法向吸力幅值逐渐减小,最后恢复稳定趋于零。根据仿真分析,法向吸力大小与磁钢段左右错位距离无关,错位不同距离时法向吸力变化不大。

根据前面分析,电机磁钢段拼接左右错位对电机推力和吸力性能的影响不如拼接上下错位情况对电机性能的影响大。因此,可以允许拼接时,磁钢段的左右错位偏差放宽至 2 mm。

3.3 拼接倾斜错位

图 16 所示为电机定子磁钢分段拼接倾斜错位示意图,右侧磁钢段 2 以拼接处为轴向上倾斜一定角度。

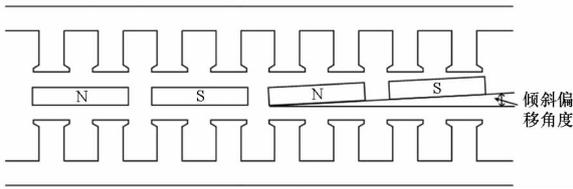


图 16 定子磁钢轨道拼接倾斜错位

Fig. 16 Magnet track splice tilting dislocation

定子磁钢段拼接处倾斜错位与上下错位基本相似,均造成磁钢双边气隙不一致;但倾斜错位情况更为复杂,不仅磁钢段 2 两侧气隙不一致,同一侧的气隙大小也各不相同。磁钢轨道与动子之间的相对状态如同 3.1 定义,也分为同样的三种状态。随着电机进入第二种状态,动子逐渐进入过渡段,磁钢与动子铁心之间的气隙开始改变,磁钢两侧距永磁体同一高度位置上的气隙磁通密度也在变化。图 17 表示了这种变化,电机的上侧气隙位置距铁心表面较近,由于齿槽效应与电枢反应的影响,气隙磁密法向分量 B_y 的波形有部分凸起,且磁钢距离铁心越近凸起越明显;相反,下侧气隙相对距离铁心较远,气隙磁密法向分量 B_y 的波形越来越平滑。

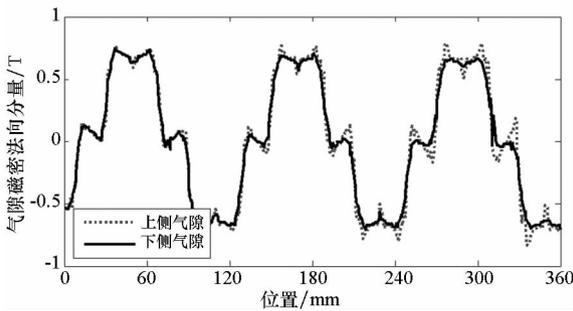


图 17 倾斜错位双边气隙磁密法向分量分布

Fig. 17 Bilateral air gap flux density normal distribution when tilting dislocation

图 18 所示为磁钢段 2 向上倾斜错位时电机推力波动变化情况。由于磁钢段 2 倾斜,其两侧气隙不均匀,气隙的变化使处于磁钢两侧的动子所受推力不一致,电机推力波动较倾斜前增大。

如图 19 所示,随着动子进入磁钢倾斜部分,电机受到的法向吸力不断增大,且波动幅度也越来越大。运动距离越远,磁钢两侧不均匀程度越大,法向吸力幅值不断增大。当磁钢段倾

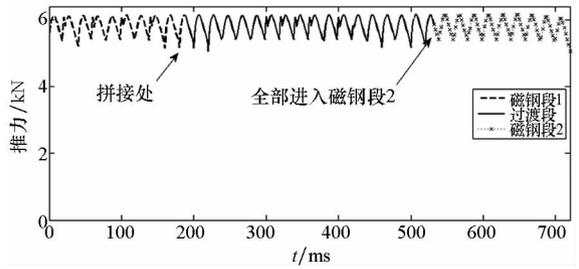


图 18 倾斜错位时推力波动变化情况

Fig. 18 Thrust fluctuation waveform when tilting

斜程度较大时,会有电机动子铁心碰撞到磁钢轨道的情况发生,将对电机产生不可逆的破坏性影响。

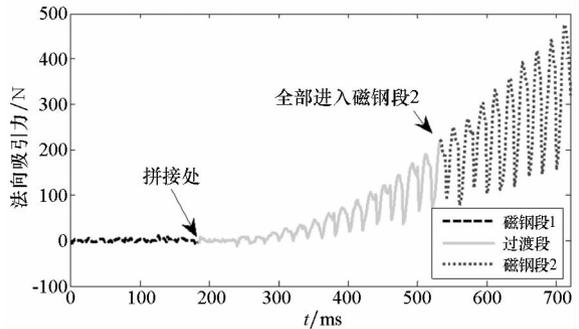


图 19 倾斜错位对法向吸力变化情况

Fig. 19 Normal attraction when tilting dislocation

4 结论

为满足车载无人机电磁弹射器机动性所需的电机重量轻、体积小的要求,在一种双边动圈式永磁直流直线电机与定子磁钢轨道分段拼接结构的方案基础上,主要针对磁钢轨道拼接过程中可能出现的错位情况展开了分析,得出如下结论:

1) 电机定子磁钢轨道分段拼接若不准确,容易造成推力波动加剧、法向吸力增大和气隙磁通密度不一致等情况,不利于电机系统正常运行。

2) 仿真结果表明,为满足电机的安全运行,在电机安装生产过程中应保证定子磁钢轨道拼接段上下错位距离不超过 1 mm,定子磁钢轨道拼接段左右错位距离不超过 2 mm。

3) 分段拼接时一定要检查拼接面的水平度,应尽量避免磁钢段倾斜错位情况的发生,以减小电机法向吸力对电机性能的影响。

上述系统方案的实际应用将在下一步的研究工作中落实,重点研究实际操作过程中避免分段拼接错位的有效措施。

参考文献 (References)

- [1] 罗宏浩, 吴峻, 常文森. 新型电磁弹射器的动态性能仿真[J]. 系统仿真学报, 2006, 18(8): 2285-2288.
LUO Honghao, WU Jun, CHANG Wensen. Dynamic performance simulation of a novel electromagnetic launcher[J]. Journal of System Simulation, 2006, 18(8): 2285-2288. (in Chinese)
- [2] 王江波, 李耀华, 严陆光. 长初级双边直线电机高性能控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 126-131.
WANG Jiangbo, LI Yaohua, YAN Luguang. High performance control strategy for long primary double sided linear motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 126-131. (in Chinese)
- [3] 吴峻, 杨宇, 赵宏涛, 等. 无人机电磁弹射器的综合制动方法研究[J]. 国防科技大学学报, 2015, 37(5): 61-66.
WU Jun, YANG Yu, ZHAO Hongtao, et al. Hybrid brake method for electromagnetic launcher of unmanned aerial vehicle [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2015, 37(5): 61-66. (in Chinese)
- [4] 吴峻, 赵宏涛, 罗宏浩. 电磁弹射过程中涡流引入阻力的分析[J]. 国防科技大学学报, 2011, 33(5): 69-72, 96.
WU Jun, ZHAO Hongtao, LUO Honghao. Analysis of eddy current force in electromagnetic aircraft launch system[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2011, 33(5): 69-72, 96. (in Chinese)
- [5] 上官璇峰, 励庆孚, 袁世鹰. 多段初级永磁直线同步电机驱动的垂直提升系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(18): 7-12.
SHANGGUAN Xuanfeng, LI Qingfu, YUAN Shiyong. The vertical hoist system driven by PMLSM with multi-segment primary[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(18): 7-12. (in Chinese)
- [6] 洪俊杰, 李立毅. 基于电流误差矢量的绕组分段永磁直线同步电机电流预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(30): 77-84.
HONG Junjie, LI Liyi. Current error vector based prediction control of currents in segment winding permanent magnet linear synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(30): 77-84. (in Chinese)
- [7] Lu J Y, Zhang X, Tan S, et al. Research on a linear permanent magnet brushless DC motor for electromagnetic catapult[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2015, 43(6): 2088-2094.
- [8] Mirzaei M, Abdollahi S E, Lesani H. A large linear interior permanent magnet motor for electromagnetic launcher [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39(6): 1566-1570.
- [9] 王淑红, 熊光煜. 分段式永磁直线同步电动机的磁阻力[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(10): 56-60.
WANG Shuhong, XIONG Guangyu. Detent force of segmental-primary permanent magnet linear synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(10): 56-60. (in Chinese)
- [10] Zhu Z Q, Chen J T, Wu L J, et al. Influence of stator asymmetry on cogging torque of permanent magnet brushless machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(11): 3851-3854.
- [11] Zhu Z Q, Azar Z, Ombach G. Influence of additional air gaps between stator segments on cogging torque of permanent-magnet machines having modular stators [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(6): 2049-2055.
- [12] Gasparin L, Cernigoj A, Markic S, et al. Additional cogging torque components in permanent-magnet motors due to manufacturing imperfections [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(3): 1210-1213.
- [13] Heins G, Brown T, Thiele M. Statistical analysis of the effect of magnet placement on cogging torque in fractional pitch permanent magnet motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(8): 2142-2148.
- [14] 刘艳. 基于阵列的盘式无铁心永磁同步电动机分析与计算[D]. 天津: 天津大学, 2004.
LIU Yan. Analysis and calculation of disc coreless PMSM based on HALBACH array[D]. Tianjin: Tianjin University, 2004. (in Chinese)
- [15] 赵宏涛, 吴峻. 一种消除直线永磁无刷直流电机边端效应对换相时机影响的方法[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(4): 126-130.
ZHAO Hongtao, WU Jun. A method to eliminate the influence on phase change points caused by the end effect of the linear PM BLDC motor[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2010, 32(4): 126-130. (in Chinese)