

# 基于非线性电感分析的 永磁直线同步电机电磁推力特性研究

刘成颖<sup>1</sup>, 王昊<sup>2</sup>, 张之敬<sup>2</sup>, 沈祥明<sup>1</sup>

(1. 清华大学精密仪器与机械学系, 北京市 海淀区 100084;

2. 北京理工大学机械与车辆工程学院, 北京市 海淀区 100081)

## Research on Thrust Characteristics in Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Based on Analysis of Nonlinear Inductance

LIU Chengying<sup>1</sup>, WANG Hao<sup>2</sup>, ZHANG Zhijing<sup>2</sup>, SHEN Xiangming<sup>1</sup>

(1. Department of Precision Instrument and Machinery, Tsinghua University, Haidian District, Beijing 100084, China;

2. School of Mechanical & Vehicular Engineering, Beijing Institute of Technology, Haidian District, Beijing 100081, China)

**ABSTRACT:** Analytical models of thrust characteristics in permanent magnet linear synchronous motor are generally presented with constant inductance. The effects of saturation and longitudinal end are neglected. In order to analyze the thrust characteristics with load, a new non-linear magnetic circuit analytic model was suggested. This analytic model which considered saturation phenomena and longitudinal end effect, not only could calculate steady-state inductance, but also calculated transient-state inductance. So the dynamic inductance was obtained as a function of magnet position and current. Meanwhile, it also present the fundamental reasons about the inequality of stable inductance of the three-phase winding. After  $d-q$  transforming and calculating, the electromagnetic thrust formula, which included all the influence form saturation phenomena, position and longitudinal end effect was obtained. According to this formula, the ripple caused by saturation phenomena was a major part of the thrust fluctuation. The amplitude of the fluctuation had a square relationship with current. It meant that thrust characteristics become worse when the load increases. Finally, a new shape of the teeth and a method to compensate current into the current loop was suggest, which could decrease the speed ripple about 70%.

**KEY WORDS:** permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); thrust characteristics; inductance

**摘要:** 传统的永磁直线同步电机的电磁推力特性分析, 一般采用恒定电感的分析模型, 忽略了饱和效应和纵向端部效应。为了分析带负载情况下永磁直线同步电机的电磁推力特点, 首先提出了一种考虑端部效应和饱和效应的非线性磁路模型。此模型不仅能计算稳态电感, 还能计算电感的瞬态值。通过分析电感随电流、位置的变化规律以及三相电感不相等的现象, 获得了基本的电感矩阵。经过  $dq$  变换和推力计算, 得到了考虑饱和效应、位置变化和纵向端部效应的电磁推力公式。进一步发现直线电机的推力波动主要来自于饱和效应, 并且波动的幅值与电流的 2 次方成正比。这意味着直线电机的推力特性随着负载的增加而恶化。最后采用齿形设计的方法, 有效减小推力波动; 采用电流环补偿的方法, 使速度波动减小了 70%。

**关键词:** 永磁直线同步电机; 电磁推力特性; 电感

## 0 引言

永磁直线同步电机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)构成的“零传动”进给系统, 是最有潜力的直线驱动系统。在精密和超精密加工领域中, 不仅仅要求直线电机空载运行时产生均衡一致的电磁推力, 还需要在载荷变化时保证推力的稳定输出<sup>[1-8]</sup>。

目前, 关于推力波动的研究很多, 一部分学者主要从电机设计的角度出发, 例如文献[9-11]认为直线电机的推力波动主要来自定位力(又叫磁阻力), 对电动机初级铁心长度优化的方法降低推力波动。但是定位力波动主要来自永磁体, 与电机的电流无

基金项目: “十一五”国家科技支撑计划重大项目 (2006BAF01B09-05)。

Key Project of the National Eleventh-Five Year Research Program of China (2006BAF01B09-05).

关,波动幅值一般为 30~100 N 之间的恒定值。因此当电机通电运行时不能确定定位力是推力波动的主要因素。同时,这些学者所设计的样机均为小推力,无法实验带负载、高速运行的工况。文献[12-15]对纵向端部效应进行了深入分析,通过对边齿的形状的改进,减小了端部力的波动,但是这也只是推力波动的一小部分。因此当前电机设计的方法没有将电机结构的设计与电机通电运行时的推力波动联系起来,无法评价哪些结构因素与推力波动有关。

另一方面有些学者采用基于控制的方法,减小推力波动。例如文献[16-18]主要采用恒定的电感模型及传统的旋转电机的矢量控制,通过加入补偿环节或者观测器以减小推力波动。这个过程中最主要的问题是忽略了磁场的饱和效应和直线电机特有的端部效应,使得电机模型不准确,特别是在不同载荷时电机模型变化非常明显,将会产生推力的波动。

因此,为了分析 PMLSM 在通电情况下的推力波动,本文将从电机设计的角度入手,提出非线性磁路的方法来计算电感参数,分析电感受到饱和效应、纵向端部效应影响下的变化规律,然后研究矢量控制方式下,电感变化对直线电机推力特性的影响。由于电感参数是结构和磁场共同影响的参数,也是控制模型中最能表现电机特点的参数,因此,本文不仅能得到具体结构尺寸与推力特性的关系,还得到了电机应用时推力波动与外部负载的关系。最后,从结构和控制 2 个方面提出了减小了推力波动的具体措施。

## 1 分析模型

### 1.1 电感分析的基本模型

根据电感计算公式  $L=N\Phi/i$ , 如果知道线圈匝数  $N$ 、线圈的磁通  $\Phi$  和电流  $i$  就可以得到电感值。磁通的计算是其中的关键。

本文分析的初级有限长的永磁直线同步电机,其结构模型如图 1 所示。图中  $d$  为永磁体轴线的方向;  $a$  为 A 相绕组的轴线方向;  $\theta$  为 2 个轴线的夹角;  $\theta_a$  为以  $a$  轴为参考的夹角;  $\theta_d$  为以  $d$  轴为参考的夹角,  $\theta_d=\theta_a-\theta$ 。

绕组磁通计算的等效磁路模型如图 2 所示。图中,  $F$  为磁势;  $R_g$  为空气间隙磁阻;  $R_{pm}$  为永磁体磁阻;  $R_t$  为齿部磁阻;  $R_y$  为轭部磁阻。模型包括了空气、永磁体以及齿部和轭部的磁阻<sup>[15]</sup>。

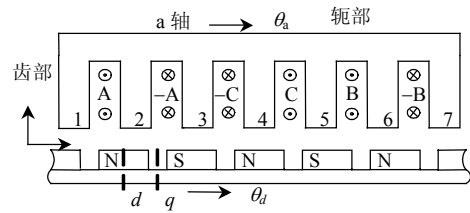


图 1 PMLSM 结构模型

Fig. 1 Structure illustration of PMLSM

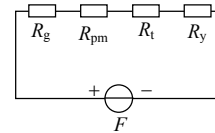


图 2 等效磁路模型

Fig. 2 Equivalent magnetic reluctance model of PMLSM

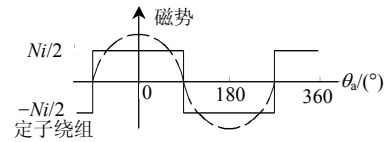


图 3 绕组电流产生的基波磁势

Fig. 3 Fundamental magnetic potential caused by winding currents

具有  $N$  匝线圈的绕组, 通以电流  $i$  时, 在气隙形成矩形磁势波, 其基波磁势<sup>[16]</sup>为

$$F_{ag} = \frac{4Ni}{\pi} \cos \theta_a \quad (1)$$

空气间隙的磁阻、永磁体的磁阻分别为

$$R_g = \frac{K_c h_g}{\mu_0 \alpha_l l_{Fe} (b_t + b_s)} \quad (2)$$

$$R_{pm} = \frac{h_{pm} / \mu_m}{\mu_0 l_{Fe} W_{pm}} \quad (3)$$

式中:  $h_g$  为空气间隙;  $h_{pm}$  为永磁体厚度;  $l_{Fe}$  为铁心叠片有效厚度;  $K_c$  为卡特系数;  $W_{pm}$  为永磁体宽度;  $b_t$  为齿宽;  $b_s$  为槽宽;  $\mu_0$  为真空磁导率;  $\mu_m$  为永磁体磁导率;  $\alpha_l$  为计算极弧系数。

铁心的齿部磁阻会随位置和电流的不同, 产生非线性的变化。磁阻非线性使得无法应用线性叠加原理, 不能分别计算永磁体磁势和绕组磁势作用下的磁通。为了解决这一问题, 本文采用预估计的方法, 大致计算齿部磁密, 得出非线性磁阻的具体值, 使得磁路在确定的位置和电流是线性的。首先计算绕组在气隙产生的磁密  $B_{ag}$  和永磁体在气隙产生的磁密  $B_{pm}$  为

$$B_{ag} = \frac{2\mu_0 N}{\pi(h_g + h_t)} i \cos \theta_a \quad (4)$$

$$B_{pm} = \frac{4\mu_0 H_c h_{pm} \sin(\pi/2\alpha_i)}{\pi(h_g + h_{pm})} \cos\theta_d \quad (5)$$

式中： $H_c$ 为矫顽力； $h_t$ 为齿的长度。

得到合成的气隙磁密为

$$B_g = B_{ag} + B_{pm} \quad (6)$$

相应地，齿部磁密为

$$B_t = \frac{b_t + b_s}{b_t} B_g \quad (7)$$

齿部磁阻根据铁心材料的不同而有所不同，如图 4 所示的 BH 曲线，拟合得到

$$H = -14 + 0.184 5e^{\frac{B}{0.1632}} \quad (8)$$

由此可得齿部的磁阻为

$$R_t = \frac{2h_t}{3b_t l_{Fc} B_t} (-14 + 0.184 5e^{\frac{B_t}{0.1632}}) \quad (9)$$

轭部磁阻的表达式<sup>[17]</sup>为

$$R_y = \frac{b_s}{h_y l_{Fc}} (150 + 15B_t^{10}) \quad (10)$$

式中  $h_y$  为轭的高度。

当绕组 A 通以电流  $i$  时，与所有的齿形成 6 条并联的磁路，如图 5 所示。值得注意的是铁心齿没有扩散效应，因此 2 号齿每次只有 1/6 的宽度与别的齿形成磁回路。此时，2 号齿的磁阻为其他齿磁阻的 6 倍。得到线圈中的磁通为

$$\phi_a = \sum_{i=1}^5 \frac{F_{ag}}{2R_g + 2R_{pm} + 7R_t + iR_y + R_y} \quad (11)$$

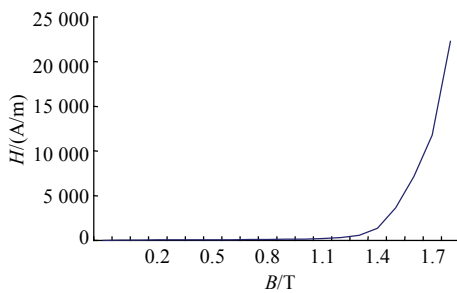


图 4 BH 曲线  
Fig. 4 BH curve

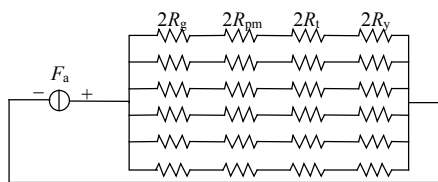


图 5 A 相绕组磁路

Fig. 5 Magnetic circuits of the winding A

得到 A 相绕组的电感为

$$L_a = \frac{2N^2}{\pi} \left[ \sum_{i=1}^5 \frac{\cos\theta_a}{2R_g + 2R_{pm} + 7R_t + iR_y} + \frac{\cos\theta_a}{2R_g + 2R_{pm} + 7R_t + R_y} \right]$$

同理，得到 B、C 两相绕组的电感分别为

$$L_b = \frac{2N^2}{\pi} \left[ \sum_{i=1}^5 \frac{\cos\theta_b}{2R_g + 2R_{pm} + 7R_t + iR_y} + \frac{\cos\theta_b}{2R_g + 2R_{pm} + 7R_t + R_y} \right]$$

$$L_c = \frac{2N^2}{\pi} \sum_{i=1}^3 \frac{\cos\theta_c}{2R_g + 2R_{pm} + 7R_t + 2iR_y} \quad (12)$$

式中： $\theta_b$  为以绕组 b 轴线为参考的夹角； $\theta_c$  为以绕组 c 轴线为参考的夹角。

图 5 所示的磁路考虑了直线电机比旋转电机多 1 个齿的特点。式(1)、(7)分别考虑了空间位置和磁场非线性因素，使得式(12)不仅能够计算稳态电感，也能够计算电感的变化情况。

### 1.2 直线电机电感参数的特点

直线电机数据见表 1(6 槽 8 极)，分析电感参数的特点<sup>[14]</sup>。该样机的额定电流为 30 A。

表 1 PMLSM 模型

Tab. 1 Parameters of the PMLSM

项目	尺寸/mm	项目	尺寸/mm
齿宽	13.4	永磁体宽度	20
槽宽	13.4	永磁体厚度	6
齿高	40.0	线圈匝数	100
轭部高	12.0	极距	23
气隙宽度	3.0	叠片厚度	140

A 相电感随着电流变化的曲线如图 6 所示。在  $\theta=0^\circ$  位置，正向的电流起到顺磁的作用。电流越大，磁饱和的现象越严重。当电流接近 2 倍的额定电流时，电感值减小了近 1/3。

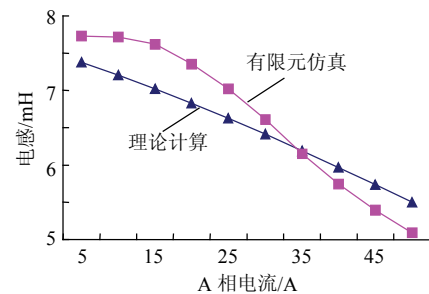


图 6 A 相电感随电流的变化

Fig. 6 Inductance of winding A as a function of currents

额定电流 30 A 情况下 A 相电感随位置的变化曲线如图 7 所示。当电机处于  $\theta=0^\circ$  位置时，A 相绕

组处于N极永磁体的正上方,通过线圈的磁通量最大,在齿部产生了磁饱和效应,这时A相电感最小。当电机处于 $\theta=180^\circ$ 位置时,A相绕组处于S极永磁体的正上方,但是A相绕组的电流大于0,产生同永磁体相反的磁通,起到退磁的作用,这时A相线圈中的电感最大。值得注意的是,实际运行中三相电流为正弦变化,在 $180^\circ$ 位置时通以负向的电流也会产生饱和效应,因此电感的变化周期为 $\pi$ 。

理论计算和仿真的结果趋势是相同的。两者之间的偏差,主要是磁路计算的方法没有考虑漏磁引起的。

比较 $L_a$ 与 $L_c$ ,发现由于并联支路的不同, $L_a$ 和 $L_c$ 并不相等,其差值 $\varepsilon$ 与 $N^2$ 成正比。实际的大推力PMLSM的 $N$ 一般为200~600匝,三相电感之间的差值占电感均值的5%~10%,如图8所示,当电机的匝数为400,实测所得均值电感差值为0.4 mH,达到自感的8%<sup>[20]</sup>。

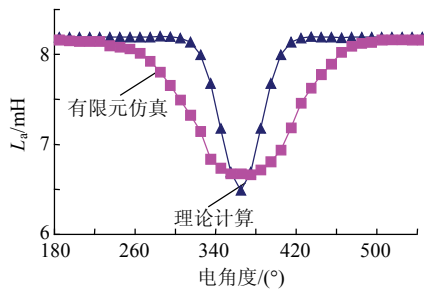


图7 A相电感 $L_a$ 随位置变化

Fig. 7 Inductance of winding A as a function of position

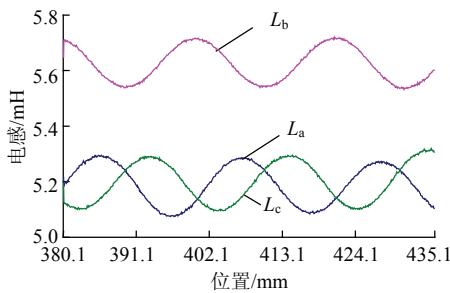


图8 样机电感-位置关系实测曲线

Fig. 8 Test results of the inductance as a function of position

## 2 PMLSM 推力特性分析

考虑到电感变化时,电流 $i$ 、位置角 $\theta$ 和三相电感差值 $\varepsilon$ 都是相互独立的变量,因此,可以分别讨论 $i$ 、 $\theta$ 和 $\varepsilon$ 对电磁推力的影响。

将图6的曲线拟合为 $L=L_0-k_L i$ ,令互感 $M=aL$ 。图7的曲线拟合为 $L=L_0+L_k \cos(\omega t+\theta)$ 。得到PMLSM

的电感矩阵为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_0 & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_0 & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_L i_a & 0 & 0 \\ 0 & -k_L i_b & 0 \\ 0 & 0 & -k_L i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_k \cos(\omega t + \theta_{da}) & 0 & 0 \\ 0 & L_k \cos(\omega t + \theta_{db}) & 0 \\ 0 & 0 & L_k \cos(\omega t + \theta_{dc}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon \end{bmatrix} = \mathbf{L}_1 + \mathbf{L}_2 + \mathbf{L}_3 + \mathbf{L}_4 \quad (13)$$

式中: $\theta_{di}$ ( $i=a, b, c$ )为每相绕组与 $d$ 轴的夹角; $\mathbf{L}_1$ 为一般电感矩阵,表示电感恒定不变的部分,这部分与传统的分析模型相同; $\mathbf{L}_2$ 为饱和矩阵,表示电感随电流变化; $\mathbf{L}_3$ 为电感波动矩阵,表示电感随位置变化; $\mathbf{L}_4$ 为电感不相等矩阵,表示C相电感与A相电感(或B相电感)的差值。

设直线电机三相绕组的电流为 $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ ,磁链为 $\varphi_a$ 、 $\varphi_b$ 、 $\varphi_c$ ,永磁体等效电流为 $i_f$ ,永磁体等效电感为 $M_{af}$ 、 $M_{bf}$ 、 $M_{cf}$ ,得到直线电机三相绕组的磁链方程为<sup>[13]</sup>

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \mathbf{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} i_f \quad (14)$$

abc坐标系与 $dq$ 坐标系的转换矩阵为

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{da} & \cos \theta_{db} & \cos \theta_{dc} \\ -\sin \theta_{da} & -\sin \theta_{db} & -\sin \theta_{dc} \end{bmatrix} \quad (15)$$

容易得到 $dq$ 坐标向abc坐标的转换矩阵为 $\mathbf{M}^T$ 。那么得到 $dq$ 坐标系下的磁通为

$$\varphi_{dq} = \mathbf{M}(\mathbf{L}_1 + \mathbf{L}_2 + \mathbf{L}_3 + \mathbf{L}_4)\mathbf{M}^T \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{M} \mathbf{L}_f i_f = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_4 & B_4 \\ C_4 & D_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ F \end{bmatrix} i_f \quad (16)$$

式中: $A_j$ 、 $B_j$ 、 $C_j$ 、 $D_j$ ( $j=1, 2, 3, 4$ )为 $2 \times 2$ 矩阵。

当三相绕组位置互差 $120^\circ$ 时, $\theta_{da}=0^\circ$ 、 $\theta_{db}=120^\circ$ 、 $\theta_{dc}=240^\circ$ ,得出一般电感矩阵 $\mathbf{L}_1$ 产生的磁通如式(17)。可以看出, $\mathbf{B}=\mathbf{C}=0$ ,三相相等的绕组电感可以完全解耦。

$$\begin{bmatrix} \varphi_{d1} \\ \varphi_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中 $L_d$ 、 $L_q$ 分别为直轴与交轴电感。

由于饱和矩阵 $\mathbf{L}_2$ 、电感波动矩阵 $\mathbf{L}_3$ 、电感不相等矩阵 $\mathbf{L}_4$ 不能够使 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 为0,如式(18)所示,使得 $dq$ 轴产生了耦合。

$$\begin{bmatrix} \varphi_{d2} \\ \varphi_{q2} \end{bmatrix} = -\frac{k_L}{4} \begin{bmatrix} 3i_d & (1-\sqrt{3})i_d/2 - \sqrt{3}i_q \\ (1-\sqrt{3})i_d/2 - \sqrt{3}i_q & -2i_d + \sqrt{3}i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{d3} \\ \varphi_{q3} \end{bmatrix} = -\frac{3}{4} \begin{bmatrix} L_k i_q \sin \omega t \\ 2i_q a L_0 - 2i_q L_0 + i_q L_k \cos \omega t \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{d4} \\ \varphi_{q4} \end{bmatrix} = -\frac{\varepsilon}{4} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3} \\ \sqrt{3} & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (18)$$

永磁直线同步电机电磁推力的一般表达式为

$$F = \frac{3\pi}{2\tau} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (19)$$

采用了磁场定向控制之后  $i_d=0$ ，将式(18)代入到式(19)，得到考虑饱和效应、位置波动和纵向端部效应的电磁推力为

$$F_{cm} = \frac{3}{2} K_E i_q + \frac{9\pi}{8\tau} (k_L i_q^3 - L_k i_q^2 \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{3} \varepsilon i_q^2) \quad (20)$$

式中  $K_E$  为反电势常数。

PMLSM 的电磁推力可以分为 4 部分，第 1 部分是与永磁体相互作用，产生的稳定推力，是电感无关项；第 2 部分是由于饱和效应，产生的与  $i_q$  呈 3 次方关系的推力；第 3 部分是电感随位置的波动，产生的推力波动；第 4 部分是三相电感均值不相等，产生的与  $i_q$  呈平方关系的阻力。

由于  $k_L$ 、 $L_k$  和  $\varepsilon$  的值不大，在电流值低时，对推力的影响很小。当电流很大时，忽略电枢对次级磁场的影响，第 2 部分和第 4 部分的综合效果是实际电磁推力大于理想值，并不产生推力波动。因此认为电感随电流的变化和电感均值不相等，与电磁推力的波动无关，对直线电机的应用影响很小。

电感随位置的变化是电磁推力波动的主要来源，其波动的幅值与电流有关。当电机空载运行时，即  $i_q$  的值很小、电磁推力的波动值很小，可以忽略。但是当电机负载运行时， $i_q$  与负载相适应，电磁推力随  $i_q$  呈现 1 次方的变化，电磁推力的波动随着  $i_q$  呈现 2 次方的变化。推力波动占推力均值的比重会急剧增加，严重影响了定位精度、加工质量等指标。

### 3 实验验证与电磁推力波动补偿

式(20)描述的电磁推力的特点为直线电机的电磁力波动随着负载的增加而增加。如果采用输入恒定  $q$  轴电流，测量输出力的方法，常常是需要测量稳态 2000 N，波动为 200 N 左右的输出力。由于力传感器的采样慢，常常造成实验精度低、重复性差。为了避免这种情况，本文采用恒定负载，测量 PMLSM 匀速运动下的  $q$  轴电流。 $q$  轴电流可以从控

制系统中直接读取出来，采样频率和精度都非常高。

测试平台如图 9 所示，通过磁粉制动器给 PMLSM 加上 1 个恒定的负载。负载的大小可以由磁粉制动器的输入电流来控制。

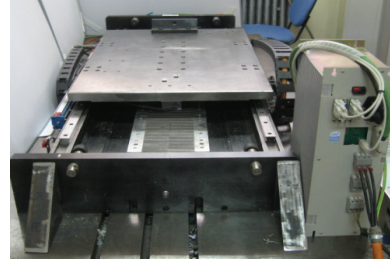


图 9 实际的测量平台

Fig. 9 PMLSM and measurement system

PMLSM 的电机推力不仅含有电磁推力，还包括了定位力。定位力是与电流无关，只与位置有关，当 PMLSM 匀速空载运行时， $i_q$  的变化曲线如图 10 所示。此时， $i_q$  的波动幅值约为 0.8 A，主要来自平衡定位力施加的电磁力。

当负载为 2800 N 时， $i_q$  的变化曲线如图 11 所示， $i_q$  的稳态值约为 42 A、波动幅值为 1.6 A，其中由负载增加而产生的  $i_q$  的波动为 0.8 A。根据推力系数 68 N/A，得出  $i_q$  的波动对应的推力波动为 54.4 N。按照式(20)和图 8 所示的电感参数， $L_k$  为 0.2 mH、 $i_q$  为 42 A、极距  $\tau$  为 23 mm，理论计算所得的电磁推力波动为 54.2 N。这与测试结果非常接近。

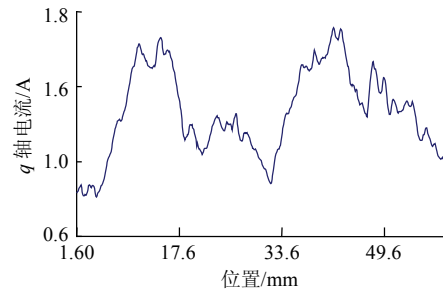


图 10 无负载时  $i_q$  的实测结果

Fig. 10 Test results of  $i_q$  without load

重复上述的方法，得到负载与电磁推力波动幅值之间的关系，如图 12 所示。当负载达到 3500 N 时，推力波动为额定推力的 3%。这说明 PMLSM 的推力特性随着负载的增大，性能逐渐变差。

从电机结构的角度来看，减小电磁推力波动的方法就是保持推力均值基本不变，减小  $L_k$ 。根据式(6)、(12)，电感非线性因素主要来自齿部磁阻和轭部磁阻。但是单纯增加齿部和轭部的磁阻，如减小齿宽  $b_t$ 、增加槽宽  $b_s$ ，虽然能减小  $L_k$ ，但是也减小了稳定推力。

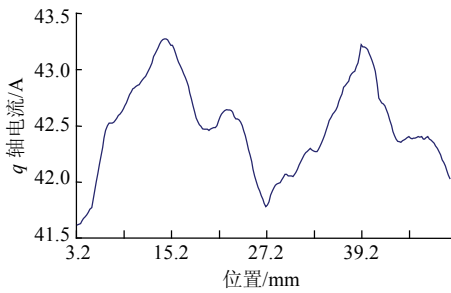


图 11 负载 2 800 N 时  $i_q$  的实测结果

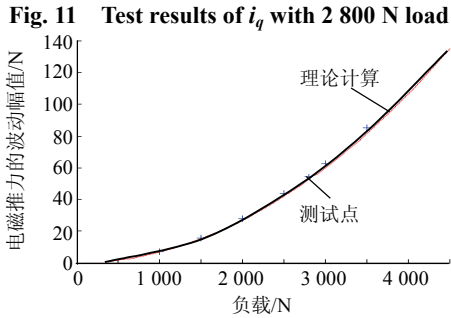


图 12 负载与电磁推力波动的关系

Fig. 12 Thrust ripple as a function of load

注意到在  $\theta=0^\circ$  位置时, 齿部磁密的一部分是由次级永磁体提供, 也就是式(6)中的  $B_{pm}$ , 这是齿部磁饱和的主要因素之一。因此, 减小  $B_{pm}$  可以有效地降低饱和程度。最直接的方法是减小永磁体的厚度。但是永磁体厚度  $h_{pm}$  的改变不仅仅与波动幅值  $L_k$  有关, 还使得电感的稳态值  $L_0$  增大, 如图 13 所示。电感稳态值的增大恶化了电气时间常数等动态性能。同样, 增大气隙长度和减小永磁体厚度的结果是相同的, 虽然能够降低饱和程度, 但是恶化了动态性能。

为了避免这种情况, 本文采用优化齿形, 如图 14 所示, 采用倒梯形的端部, 高 2 mm、倒角  $45^\circ$ 。这种设计的本质是减小齿端部的宽度, 增大齿部磁路中的磁阻, 利用齿部磁阻的非线性特点减弱绕组中的磁通变化对电流的敏感程度。优化之后, 电感的波动减小的非常明显, 如图 15 所示。

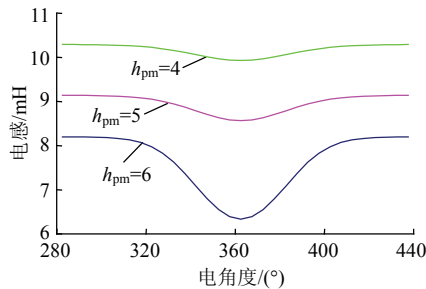


图 13 永磁体厚度对电感的影响

Fig. 13 Inductance as a function of the length of magnets

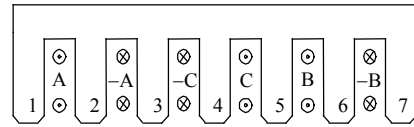


图 14 齿形特殊设计

Fig. 14 Special teeth design

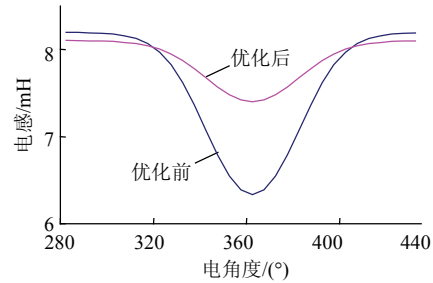


图 15 齿形与电感的关系

Fig. 15 Inductance by different teeth

从电机控制的角度来看, 将所有的波动都视为扰动, 只要能够简单方便地计算出扰动的大小, 就可以加以补偿。如在控制回路中加入对应电磁推力的补偿环节<sup>[21]</sup>, 如图 16 所示。电流环的输入可以实时地按照  $i_q$  的变化进行补偿。推力波动补偿值为

$$\Delta F_{em} = \frac{9\pi}{8\tau} L_k i_q^2 \quad (21)$$

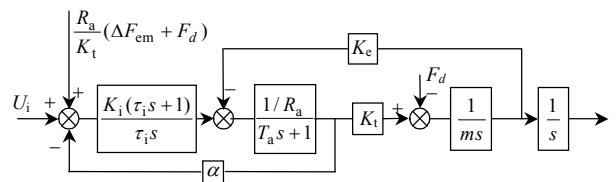


图 16 电磁推力波动的补偿原理(电流环)

Fig. 16 Thrust ripple compensation diagram (current loop)

当采用图 16 的补偿方法时, 可以根据负载的变化, 按照  $i_q$  参考值实时地补偿, 从而提高 PMLSM 的推力特性。补偿前后的速度波动情况如图 17 所示。补偿后速度的波动减小了约 70%。剩下的速度波动主要由于定位力和电感模型的误差, 以及摩擦力等原因。

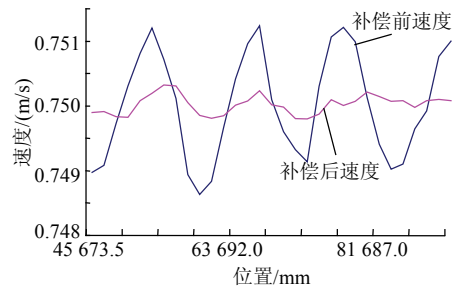


图 17 补偿前后的实测速度波形

Fig. 17 Test results of speed waveform before and after compensation

## 4 结论

1) 通过非线性磁路模型, 首次将饱和效应、纵向端部效应的影响引入到电磁推力的定量计算中, 为分析推力特性和研究推力波动提供了理论支持。

2) 根据电感参数的变化规律和电磁推力的计算, 详细分析了电磁推力波动的主要来源。当电机空载运行时, 定位力是推力波动的主要组成部分; 当电机负载运行时, 电感随位置的波动是造成推力波动的主要来源。波动的幅值与电流呈现 2 次方的关系。

3) 设计负载实验, 得出样机负载变化与推力波动之间的关系。其中负载为 2 800 N 时, 定位力与电感产生的波动幅值相等, 推力波动占推力比例的 1.9%; 负载为额定推力 3 500 N 时, 样机的推力波动达到推力的 3%。实验证明了推力波动幅值随负载变化的规律。

4) 从电机设计的角度, 分析了影响电感的关键尺寸, 提出一种特殊的齿形设计, 在保持电机稳态电感和动态性能不变化的情况下, 减小了电感波动幅值约 60%, 即减小了推力波动幅值的 60%。

5) 根据式(21)设计了电流环补偿环节, 通过补偿之后, 测量获得的速度波动量明显减少, 约为补偿前的 30%。

## 参考文献

- [1] 王先逵, 陈定积, 吴丹. 机床进给系统用直线电动机综述[J]. 制造技术与机床, 2001(8): 18-21.  
Wang Xiankui, Chen Dingji, Wu Dan, et al. Overview of linear motor used in machine tool feeding system[J]. Manufacturing Technology & Machine Tool, 2001(8): 18-21 (in Chinese).
- [2] 石忠东, 王先逵, 陈定积, 等. 永磁交流电动机直接驱动伺服控制技术[J]. 微特电机, 2002, 30(3): 8-9.  
Shi Zhongdong, Wang Xiankui, Chen Dingji, et al. Permanent magnet linear synchronous motors direct-drive servo control[J]. Small & Special Machines, 2002, 30(3): 8-9(in Chinese).
- [3] 李庆雷, 王先逵, 吴丹, 等. 永磁同步直线电机推力波动分析及改善措施[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2000, 40(5): 33-36.  
Li Qinglei, Wang Xiankui, Wu Dan, et al. Thrust fluctuation analysis and reduction of PMSLM[J]. Journal of Tsinghua University: Science & Technology, 2000, 40(5): 33-36 (in Chinese).
- [4] 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.  
Xu Yuetong, Fu Jianzhong, Chen Zichen. Thrust ripple optimization and experiment for PMLSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(12): 122-126 (in Chinese).
- [5] 陈定积. 电流高速进给系统用永磁直线同步电机的设计与性能分析[D]. 北京: 清华大学, 2003.  
Chen Dingji. Design and performance analysis of permanent magnet linear synchronous motors used in high-speed feeding systems[D]. Beijing: Tsinghua University, 2003(in Chinese).
- [6] 潘开林, 傅建中, 陈子辰. 永磁直线同步电机的磁阻力分析及其最小化研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 26(4): 116-119.  
Pan Kailin, Fu Jianzhong, Chen Zichen[J]. Detent force analysis and reduction of PMLSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 26(4): 116-119(in Chinese).
- [7] 郭庆鼎. 现代永磁电动机交流伺服系统[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006: 119-121.  
Guo Qingding. Modern permanent magnet AC servo motor system[M]. China Electric Power Press, 2006: 119-121 (in Chinese).
- [8] Youn S W, Lee J J, Yoon H S, et al. A new cogging-free permanent-magnet linear motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(7): 1785-1790.
- [9] Jang Seokmyeong, Lee Sungho, Yoon Inki, et al. Design criteria for detent force reduction of permanent magnet linear synchronous motor with Halbach array[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(5): 3261-3263.
- [10] Kim Y, Watada M, Dohmeki H. Reduction of the cogging force at the outlet edge of a stationary discontinuous primary linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(1): 40-45.
- [11] Zhu YW, Lee SG, Chung KS, et al. Investigation of auxiliary poles design criteria on reduction of end effect of detent force for PMLSM[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(6): 2863-2866.
- [12] Kim Yongjae, Masaya Watada, Hideo Dohmeki. Reduction of the cogging force at the outlet edge of a stationary discontinuous primary linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(1): 40-45.
- [13] 王昊, 张之敬, 刘成颖. 永磁直线同步电机纵向端部效应补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(36): 46-52.  
Wang Hao, Zhang Zhijing, Liu Chengying. Compensation methods of longitudinal end effects in permanent-magnet linear synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(36): 46-52(in Chinese).
- [14] Wang ShyhJier, Lin ShirKuan. Analytical prediction of the

- incremental inductance of the permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(4): 2044-2046.
- [15] 王昊, 张之敬, 刘成颖. 永磁同步直线电机定位力分析与实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 58-63  
Wang Hao, Zhang Zhijing, Liu Chengying. Detent force analysis and experiment for permanent magnet linear synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(15): 58-63 (in Chinese).
- [16] 林家春, 李伟, 赵彤, 等. 永磁直线同步电动机推力波动抑制策略[J]. 控制理论与应用, 2007(3): 449-452.  
Lin Jiachun, Li Wei, Zhao Tong, et al. Force ripple suppression strategy in permanent magnet linear synchronous motor[J]. Control Theory & Applications, 2007(3): 449-452(in Chinese).
- [17] Su W T, Liaw C M. Adaptive positioning control for a LPMSM drive based on adapted inverse model and robust disturbance observer[J]. Ieee Transactions on Power Electronics. 2006, 21(2): 505-517.
- [18] Zhu Yuwu, Jin Sangmin, Chung Koonseok. Control-based reduction of detent force for permanent magnet linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(6): 2827-2830.
- [19] Wang Hao, Zhang Zhijing, Liu Chengying. Analysis of inductance variation in permanent magnet linear synchronous motor[C]//2010 International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering. Wuhan, China: MACE, 2010: 6299-6302.
- [20] 李成武, 刘成颖. 永磁同步直线电动机电感测试方法[J]. 现代制造工程, 2009(6): 78-80.  
Li Chengwu, Liu Chengying. Armature inductance measurement of permanent magnet synchronous linear motor[J]. Modern Manufacturing Engineering, 2009(6): 78-80(in Chinese).
- [21] 刘成颖, 沈祥明, 王昊. 永磁直线电机非线性电感与推力波动补偿研究[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2010, 50(12): 1968-1973.  
Liu Chengying, Shen Xiangming, Wang Hao. Analyze and compensation of the nonlinear inductance and thrust ripple in PMLSM[J]. Journal of Tsinghua University: Science & Technology, 2010, 50(12): 1968-1973(in Chinese).



刘成颖

收稿日期: 2010-11-11。

作者简介:

刘成颖(1960), 女, 副教授, 研究方向为超精密加工工艺与装备、精密驱动与控制、CAD/CAM/ CAPP;

王昊(1982), 男, 博士研究生, 主要研究方向为直线电机理论及应用、控制工程、机电一体化, maugham@bit.edu.cn;

张之敬(1951), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事精密数控加工装备与工艺技术、微机械制造技术、控制与检测技术的研究。

(编辑 张磊)