

文章编号: 1001- 2486(2007) 05- 0117- 05

永磁无刷直流直线电机齿槽力补偿控制研究*

罗宏浩, 周波, 吴峻, 常文森

(国防科技大学 机电工程与自动化学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 永磁无刷直流直线电机的齿槽定位力对其低速性能影响很大, 而单纯的设计方法不可能完全消除齿槽力的影响, 为此, 必须在控制系统中对齿槽力进行补偿。针对包含齿槽力模型的理想电机控制系统进行了理论分析, 指出通过引入位置反馈环节可以消除齿槽力的不良影响。利用有限元分析方法计算了电机的推力和齿槽力波形, 验证了低速条件下推力波动主要由齿槽力引起, 并说明可以通过位置反馈来补偿推力波动。最后, 提出将一个齿槽力周期分为多个区间, 然后分段进行线性补偿的简易控制方法。该方法无需高精度的定位装置和复杂的控制算法即可实现对电机齿槽力的补偿, 实验结果表明, 所提方法能够有效抑制电机的推力波动。

关键词: 永磁无刷直流直线电机; 齿槽定位力; 反馈控制; 有限元方法

中图分类号: TM351; TM359.4 **文献标识码:** A

Study on Compensation Control of Cogging Force in PMBLDCLM

LUO Hong-hao, ZHOU Bo, WU Jun, CHANG Wen-sen

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Cogging force is a main factor that affects the performance of permanent magnetic brushless DC linear motors (PMBLDCLM) at low speed. Since the cogging force cannot be eliminated thoroughly by design method, compensation must be introduced in the control system. Theoretical analysis of an ideal motor control system with cogging force being considered shows that cogging force can be diminished through a position feedback loop. The finite element analysis (FEA) results prove that the thrust fluctuation of the motor at low speed is mainly caused by cogging force and can be compensated for through position feedback control algorithm. A method of dividing a fundamental circle of the cogging force into sections and performing linear compensation at each section is proposed. Since this method does not need any high precision locating equipments and complicated algorithms, it is easy to be implemented. Experiment results show that the motor thrust fluctuation can be diminished effectively with the method proposed.

Key words: permanent magnet brushless direct current linear motor; cogging force; feedback control; finite element method; harmonic analysis

永磁直线电机具有结构简单、效率高、推力密度大等显著优点, 已经广泛应用于工业自动化和传送系统^[1-3]。随着舰载机电磁弹射系统和磁悬浮辅助发射概念的提出, 各国学者展开了对大推力永磁直线电机的研究。目前, 这些研究主要集中在动磁式永磁直线电机方面^[4-6]。然而, 永磁电机的自身特点决定了它必然存在推力波动, 可以说这是其应用方面的主要缺陷之一^[1-3]。因为推力波动是电机振动与噪音产生的原因, 特别是在低速运行(小电流)时, 还可能引起共振, 从而恶化其伺服运行特性(如定位精度)。所以永磁直线电机的推力波动分析与抑制是其研究的主要内容之一。

降低推力波动可以从电机设计和电机控制两方面着手, 文献[1-3]从磁极和定子的形状、尺寸等多个方面对永磁直线电机的设计方法进行了研究, 得出很多具有理论和实践意义的结果。但由于永磁电机自身特点决定了其推力波纹和齿槽定位力(以下简称齿槽力)不可能通过设计方法完全消除, 为进一步降低电机推力波动, 必须在控制系统中对齿槽力进行补偿。文献[7]提出一种基于神经网络的前馈控制器对电机的推力波动进行辨识和补偿; 文献[8]把齿槽力和摩擦力作为外部扰动, 采用自适应鲁棒

* 收稿日期: 2007- 04- 02

作者简介: 罗宏浩(1975—), 男, 博士生。

控制器进行补偿;文献[9]提出对电机推力进行谐波分析,进而调整电流波形,以补偿推力波动的方法;文献[10]利用李雅普诺夫直接方法构建磁通观测器,然后再采用内模原理和自适应前馈方法抑制电机的推力波动。

上述文献针对 PMLSM 的推力波动提出了多种控制补偿方法,但一般都具有两个前提条件:一是以高精度的位置检测电路为基础;二是控制算法相当复杂,需要性能很高的控制器。对 PMBLDC 而言,由于其控制系统相对简单,无需精确的位置检测电路,因而要完成对它的补偿比较困难。文献[11]提出了一种基于霍尔传感器和光电开关相结合的测速定位方法,在此基础上,本文提出了一种简易的永磁无刷直流直线电机齿槽力补偿控制方法,取得了较好的效果。

1 电机模型

凸极(表贴型)永磁电机的推力波动可以分解为两种分量,一是由气隙磁场畸变产生的推力波纹,二是永磁体与定子齿槽相互作用产生的齿槽力^[7-8]。第一种分量与供电电流大小有关系,而第二种分量仅和电机动子、定子的相对位置有关。因此,电机处于低速、小电流运行状态时,齿槽力是推力波动的主要原因。

为便于分析,做如下假定:电枢绕组分布均匀且完全对称;不考虑摩擦和空气阻力。则电机的电路平衡方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-m & 0 & 0 \\ 0 & L-m & 0 \\ 0 & 0 & L-m \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)中, u 、 i 和 e 分别为绕组的相电压、相电流及相反电动势,其下标代表所属相。 L 为相电感, m 代表任意两相间的互感,而 r 为相电阻。

电机推力可以表示为

$$F = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / v \quad (2)$$

其中, v 是电机动子的速度。当电机的相反电动势 e 的波形为梯形波时,采用三相对称、互差 120° 的方波电流供电,电机推力将是一个和电流大小成正比的常数,即

$$F = 2ei/v \quad (3)$$

但实际上,以下因素导致了电机定位力的产生:在一个换相周期内齿槽引起定子磁阻变化,引起气隙磁通密度函数产生相应的变化;有限的磁极长度使磁极边端的磁通密度函数发生畸变。由于齿槽力的影响,电机推力往往会产生较大波动^[1-3]。

2 理论分析

一个电机速度闭环的控制原理框图如图1所示。其中, R 代表输入的速度参考值, ε 为误差, C 代表控制器, U/I 为输入电压/电流, P 代表电机模型, Y 为输出速度。又由于一般的控制器都带有电流内环控制,为方便,不妨把电流作为控制器输出。若电机为理想模型,其推力与电流成正比,则传递函数可表示为

$$Y(s) = \frac{K_M}{ms} I(s) \quad (4)$$

式中, m 为动子质量, K_M 代表电机的推力系数,是一个常值。假设控制器采用 PI 控制算法,即控制器的传递函数为

$$I(s) = (K_p + \frac{K_i}{s}) \varepsilon(s) \quad (5)$$

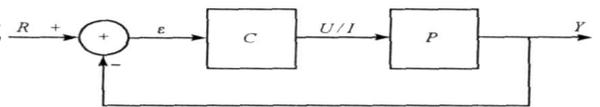


图1 电机控制系统框图

Fig. 1 Diagram of motor control system

其中, K_p 、 K_i 分别为控制系统的比例和积分因子。整个系统的传递函数为

$$Y(s) = \frac{K_M K_p s + K_M K_i}{ms^2 + K_M K_p s + K_M K_i} R(s) \quad (6)$$

由该式可见,系统是一个典型的二阶环节。由于一般 $K_p > K_i$, 所以该系统的阻尼因数大于 1, 阶跃响应没有超调。但实际上, 由于电机齿槽力的影响, 电机本身的传递函数(4)式应该修正为

$$Y(s) = \frac{K_M I(s) + \theta \left[\frac{Y(s)}{s} \right]}{ms} \quad (7)$$

式中, θ 代表电机的齿槽力函数, 它随位置周期变化。把 θ 在任一平衡点进行线性化后, 并设该点为起始位置, 上式可以简化为

$$Y(s) = \frac{K_M s}{ms^2 - K_l} I(s) \quad (8)$$

其中, K_l 为 θ 泰勒展开后的一阶系数。由此, 修正后的系统传递函数为

$$Y(s) = \frac{K_M K_p s + K_M K_i}{ms^2 + K_M K_p s + K_M K_i - K_l} R(s) \quad (9)$$

修正后的系统仍然是一个二阶环节, 但由于 K_l 的影响, 系统可能存在阻尼振荡, 如果 K_l 非常大, 系统甚至还会不稳定。为了消除齿槽力的不良影响, 可以再引入一个位置闭环反馈, 其原理框图如图 2 所示。

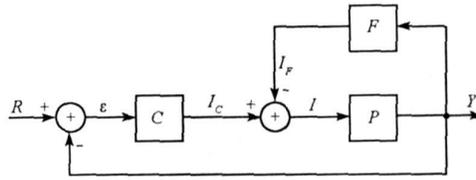


图 2 带位置反馈环节的电机控制系统

Fig. 2 Motor control system with position feedback

图中, I_c 为 PI 控制器输出, F 为新增的位置反馈环节(位置信号通过对 Y 积分得到), 其输出 I_f 用于对电机的齿槽力进行补偿, I_f 的传递函数为

$$I_f(s) = \frac{1}{K_M} \theta \left[\frac{Y(s)}{s} \right] \quad (10)$$

同样, 把 θ 在平衡点线性化后, 上式可化简为

$$I_f(s) = \frac{K_l}{K_M s} Y(s) \quad (11)$$

根据图 2 的结构可以算得最终系统的传递函数又成为式(6), 即消除了 K_l 的影响。引入位置反馈环节后, 相当于在控制系统中建立了电机齿槽力的模型, 并通过负反馈与实际齿槽力抵消。

3 有限元计算与实验验证

有限元方法对不规则边界问题的处理非常方便, 而且计算精度高, 目前已广泛应用于电气工程的各个领域。本文也采用有限元方法对电机模型进行分析和计算, 图 3 是用于有限元分析的电机模型。为了克服永磁体和定子铁心间的吸引力(一般为推力的 3~8 倍)对动子的影响, 采用了对称的双边结构^[17]。电机采用三相供电方式, 两极对应一个整距三相绕组, 定子采用集中绕组的形式以便绕线, 基本设计尺寸如表 1 所示。

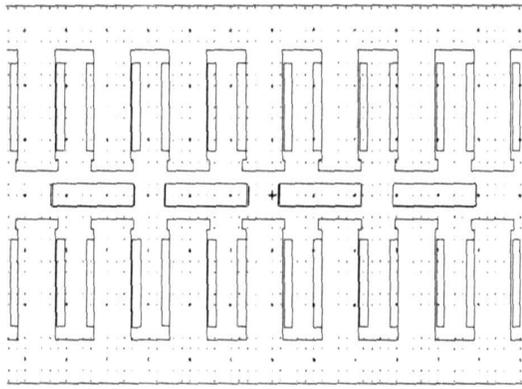


图3 电机有限元分析模型

Fig. 3 FEA model of the motor

表1 电机定子设计尺寸

Tab. 1 Dimension of the stator

	名称	取值
定子	极数	4
	极距	72mm
	永磁体厚度	10mm
	永磁体宽度	50mm
定子	相数	3
	槽距	48mm
	气隙长度	6mm
	额定电流	10A
	额定推力	250N

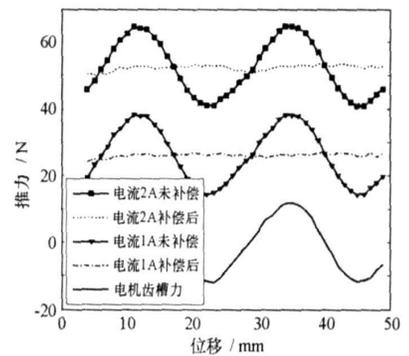


图4 有限元计算结果

Fig. 4 Results of FEA

图4是用有限元方法计算的一个槽距上电机齿槽力, 电流分别为1A、2A时电机推力及推力与齿槽力相减后的波形。由图可见, 在没有电流的情况下, 电机齿槽力幅值约为15N; 在相电流分别为1A、2A时, 其波形近似为齿槽力在垂直方向的平移。计算结果表明:

(1) 在理想情况下(电机三相对称, 电流平滑且没有出现饱和), 电机的齿槽力是动子位置的周期函数, 而与电流大小无关。

(2) 在小电流的情况下, 电机的齿槽力对推力有很大影响。

(3) 可以通过按位置补偿的方法消除齿槽力的影响。

根据理论分析和计算结果可知, 为了完全消除齿槽力的影响, 必须对电机动子的位置进行精确检测, 然后根据其运行位置做相应补偿。这不但需要增加高精度的位置检测电路, 而且对控制器的实时性也提出了很高的要求。

为提高永磁无刷直流直线电机的测速定位精度, 文献[11]提出了一种基于霍尔元件和光电开关编码的简易方法, 把电机的定位精度提高到6mm。在此基础上, 可以把电机的每个齿槽力周期(24mm)分为4段, 然后分段按照匀速或匀加速方案进行补偿。

为进一步简化控制算法, 本文采用了线性的齿槽力补偿模型, 即认为齿槽力在每段是线性变化的。若按照匀速运动的补偿方案, 则每一段的系数 K_l 为常数, 根据式(11), 此时的补偿电流 I_F 将会是一个三角波形, 把补偿电流与PI控制器的输出相加, 即得到最终的电流设定值。由于位置编码器的输出与动子的位置一一对应, 可以根据编码器输出的位置和速度信息来预测每一段(6mm)的齿槽力变化情况, 并通过(11)式计算相应的补偿电流。

根据上述原理和方法, 对电机的静态推力进行了齿槽力补偿控制实验。由表1中的数据可知电机

的推力系数 K_M 等于 25N/A , 而齿槽力的幅值为 15N , 因此补偿电流的幅值设为 0.6A 。图 5 是对电机的静态推力进行测量时采用的两种电流设定值的波形: 未补偿时, 设定值的大小不随动子的位置变化, 始终保持 1A ; 采用补偿控制后, 电流设定值大小随动子的位置而变化, 其最大值为 1.6A , 最小值为 0.4A , 但整个过程的平均值仍然等于 1A 。

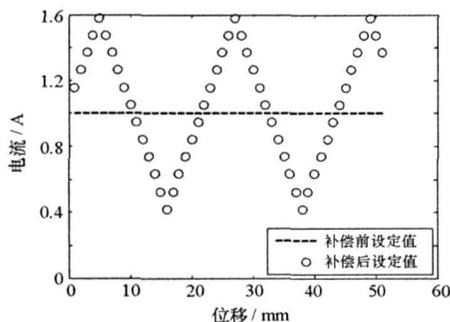


图 5 电流设定值波形

Fig. 5 Waveform of the setting current

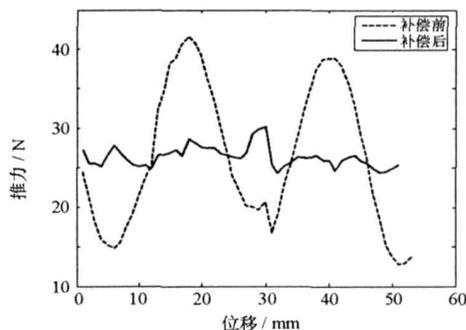


图 6 实验结果

Fig. 6 Experiment result

图 6 是采用补偿控制方法前后的电机静态推力实测结果。由图可见, 除了在换相点附近存在较大波动外, 该补偿方法对电机的推力波动具有显著的抑制效果。

4 结论

在理论分析的基础上提出了基于位置闭环反馈的齿槽力补偿控制器, 并通过有限元分析计算进行了验证。针对永磁无刷直流直线电机提出了一种简易的分段补偿方案, 无需高精度的位置检测系统和复杂的算法。实验结果显示, 所提出的方法能够大大降低电机在低速、小电流情况下的推力波动。

参考文献:

- [1] Lim K C, Woo J K. Detent Force Minimization Techniques in Permanent Magnet Linear Synchronous Motors [J]. IEEE Trans. Magn. 2002, 38 (2): 1157- 1160.
- [2] Bianchi N, Bolognani S, Cappelletti A D F. Back EMF Improvement and Force Ripple Reduction in PM Linear Motor Drives [C]//Aachen, Germany: 35th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, 2004, 5: 3372- 3377.
- [3] 罗宏浩, 吴峻, 常文森. 永磁式永磁无刷直流直线电机的齿槽力最小化[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(6): 12- 16.
- [4] Doyle M R, Samuel D J, Conway T, et al. Electromagnetic Aircraft Launch System —EMALS[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1995, 31(1): 528- 533.
- [5] Patterson D, Monti A, Brice C, et al. Design and Simulation of an Electromagnetic Aircraft Launch System[C]//Pittsburg USA: 37th Annual Industry Applications Conference, 2002, 3: 1950- 1957.
- [6] 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.
- [7] Otten G, Vries T, Van Amerongen J, et al. Linear Motor Motion Control Using a Learning Feedforward Controller[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 1997, 2(3): 179- 187.
- [8] Xu L, Yao B. Adaptive Robust Precision Motion Control of Linear Motors with Ripple Force Compensations: Theory and Experiments[C]//Anchorage, USA: Proceedings of the 2000 IEEE Conference on Control Applications, 2000: 373- 378.
- [9] Ehrig C, Jochheim A. Motion Control of Linear Synchronous Motors with Force Ripple Compensation using Current Shaping[C]//Barcelona, Spanien: Proceedings of the 15th IFAC World Congress on Automatic Control, 2002.
- [10] Gracar B, Cafuta P, Stumberger G, et al. Control-based Reduction of Pulsating Torque for PMAC[J]. Machines IEEE Transactions on Energy Conversion, 2002, 17(2): 169- 175.
- [11] 周波, 罗宏浩, 吴峻. 一种永磁无刷直流直线电机定子定位测速方法[J]. 微特电机, 2006, 34(9): 6- 8.