

文章编号:0253-9993(2006)06-0819-05

永磁直线同步电机暂态建模及起动过程仿真

司纪凯^{1,2}, 汪旭东¹, 焦留成³, 袁世鹰¹

(1. 河南理工大学 电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003; 2. 中国矿业大学 信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008; 3. 河南师范大学, 河南 新乡 453000)

摘要: 提出一种建立永磁直线同步电机(PMLSM)暂态数学模型的方法; 采用电机绕组函数理论导出PMLSM三相绕组函数; 基于对电机暂态过程气隙磁力线形状的假设, 提出初、次级复合气隙磁导系数函数和瞬时电感表达式, 建立了PMLSM的暂态数学模型, 并对电机的起动过程进行了仿真. 该模型较好地考虑了开槽效应、电感参数随电机转子位移及初始位置的变化、端部半填槽等因素. 对凸极式永磁直线同步电机及其它电机同样适用.

关键词: 永磁直线同步电机; 暂态数学模型; 绕组函数; 气隙磁导系数

中图分类号: TM359.4 **文献标识码:** A

Transient mathematic model and starting simulation of the permanent magnet linear synchronous motor

SI Ji-kai^{1,2}, WANG Xu-dong¹, JIAO Liu-cheng³, YUAN Shi-ying¹

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China; 2. School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China; 3. Henan Normal University, Xinxiang 453000, China)

Abstract: Presented a method to establish a transient mathematics model of permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM). Three-phase winding function of PMLSM can be attained by motor's winding function theory. On the basis of hypothesis for the transient process of the motor for the shape of magnetic line, primary-secondary air-gap permeance coefficient function and instantaneous inductance expressions were proposed, and then transient mathematic model of PMLSM was established and the motor starting-up duration was simulated, which considered perfectly many factors such as slotting effect, movement of primary-secondary, half-filled slots etc., and fits to the salient permanent magnet linear synchronous motor and others motor.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor; transient mathematics model; winding function; air-gap permeance coefficient

永磁直线同步电机是一种新型节能电机, 具有推力强度大、损耗低、时间常数小、响应快、控制较容易等一系列优点, 在工业中得到广泛应用^[1,2]. PMLSM在运行过程中, 经常出现起动、停车、负载增减等过渡过程, 这些过程虽然很短暂, 但对电机本身和系统将造成危害^[3~5], 因此对PMLSM的瞬态特性研究是十分必要的. 文献[1~5]采用时步有限元法分析了直线感应电机(LIM)的瞬态场, 通过数值计算求出此电机的推力和速度. 文献[2~6]通过仿真和实验对LIM的暂态性能进行了比较分析. 文献[6]运

收稿日期: 2006-03-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60474043, 60374034); 河南省杰出青年科学基金资助项目(0412002200); 河南省高等学校
创新人才培养工程资助项目(2005126-23); 河南省重点科技攻关项目(0223025300)

作者简介: 司纪凯(1973-), 男, 河南周口人, 博士研究生. Tel: 0391-3980039, E-mail: sijikai@hpu.edu.cn

用复频法，通过傅里叶变换分析了一台双边平面型 LIM 的瞬态场。文献 [7] 采用等效磁网络法研究了 PMLSM 暂态性能，但没有考虑齿槽、端部半填槽及边端效应的影响。文献 [8] 等效磁网络中反映出边端效应，但在求解过程中又忽略了边端效应。T. A. Nondahl 等从“路”的角度出发借助绕组函数工具，利用逐级法 (pole-by-pole) 对平面型复合次级 LIM 的每一级建立 $d-q$ 耦合回路方程，并进行了瞬态性能计算^[9]。文献 [10] 研究的样机为圆筒鼠笼式 LIM，此文采用了变形的等效电路法即 pole-by-pole 法，采用“极-极” $\alpha-\beta$ 分析模型研究 PMLSM 的暂态特性，计算量相当大，电路复杂。本文应用绕组函数理论，提出了初、次级复合气隙磁导系数函数和瞬时电感表达式，从“路”的角度建立了 PMLSM 的暂态数学模型，并对电机的起动过程进行了仿真。该模型较好地考虑了开槽效应、电感参数随电机定子位移及初始位置的变化、端部半填槽等因素的影响。

1 PMLSM 的瞬时电感的计算

1.1 利用绕组函数分析 PMLSM 的初级磁势

单边隐极式的 PMLSM 物理模型如图 1 所示。绕组函数是电机绕组通入单位电流产生的磁势随空间的变化规律^[9]。绕组函数只在电机槽中发生变化，在齿部不变。文献 [11] 假定绕组集中在槽的中线上，槽的影响采用卡氏系数来补偿，绕组函数如图 2 (b) 所示。采用卡氏系数的这种处理方法并不能精确地反映绕组函数的实际空间分布，因此本文采用 PMLSM 绕组函数的实际分布来分析磁势。图 2 (a) 为电机的绕线分布，a, b, c 三相绕组在空间相差 120°。在此只分析 a 相绕组的情况，由图 2 (c) 可得 PMLSM 绕组函数解析式的傅里叶级数展开式，即

$$N_a(x) = \frac{4N_s}{\pi\theta} \sum_{n=1,3,\dots} \frac{\sin(n\theta)}{n^2} \sin(nx), \quad (1)$$

式中， N_s 为绕组线圈的匝数； $\theta = d\pi/\tau$ ，其中 τ 为电机的极距； d 为初级槽宽的一半。

1.2 气隙磁导系数的计算

1.2.1 气隙中磁力线的假设

旋转电机的气隙与 PMLSM 的气隙相比小得多，因此可认为旋转电机的磁力线在气隙中的路径是径向的，齿槽的影响用卡氏系数计，而对于 PMLSM 工作在大气隙下，必须切实考虑气隙磁力线的实际路径。由 PMLSM 的工作原理可知，给电机的初级绕组提供三相对称电压，产生气隙磁场。当三相电流按正弦规律变化时，气隙磁场为一运动的行波磁场，则气隙磁场与次级永磁体产生的磁场相互作用，产生电磁力，拉着次级运动。结合初级所产生磁场的等效情形及次级永磁体产生磁场的仿真，本文假设气隙中磁力线是拉直的“斜线”，如图 3 所示，其中 b_s 、 t_s 分别为电机初级的齿距与齿宽； g 为电机的气隙； h_m 、 L_m 分别为永磁体的磁化高度与纵向宽度。图 4 为气隙中的几何关系。由图 4 可求出有效气隙长度为

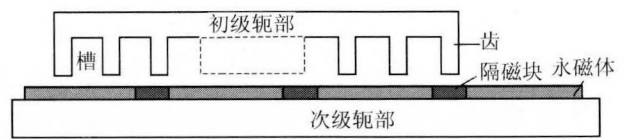


图 1 永磁直线同步电机的物理模型 (隐极结构)

Fig. 1 Physical model of surface permanent magnet linear synchronous motor

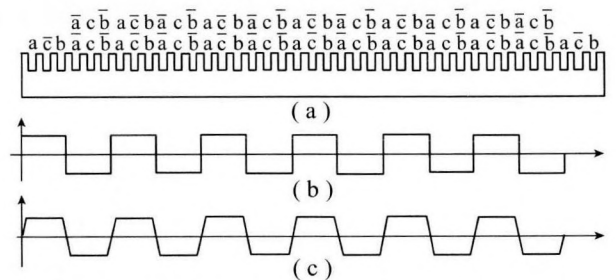


图 2 初级绕组分布

Fig. 2 Distribution of the primary windings

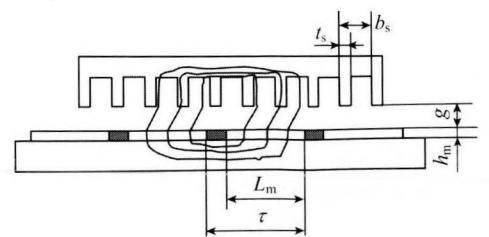


图 3 磁通路径

Fig. 3 Magnetic flux path

$$|AC| = l = \sqrt{g^2 + (x_s - x'' + x_0 - [x_0/\tau]\tau)^2}, \quad (2)$$

式中, x'' , x_s 分别为电机动子的位移和气隙磁场行波的位移; x_0 为电机动子的初始位置; $[x_0/\tau]$ 为取整函数, 目的是考虑次级的初始位置.

1.2.2 气隙磁导系数的计算

单位面积的磁导, 称为气隙磁导系数, 本文用函数 $\lambda(x)$ 表示. 气隙磁导是影响 PMLSM 的电感系数的重要因素. 气隙磁导与气隙磁阻成倒数关系. PMLSM 的气隙磁阻是随时间和次级位置变化的量, 初级齿槽的存在、次级永磁体的磁导率与空气不完全相同及电机在稳态和暂态过程中发生突变等因素都能改变气隙的磁阻. 因此对 PMLSM 的气隙磁导系数的精确计算也是很困难的, 在此进行理想化的假设, 如图 3 所示.

电机初级槽是矩形槽, 可认为气隙磁阻为一矩形波. 次级的永磁体的磁导率与永磁体的磁化高度 (隐极型) 决定着次级对气隙磁阻的大小. 把电机初级与次级对气隙磁阻二者结合起来, 可得气隙总的磁阻 (图 5). 对气隙磁导进行分解, 气隙磁导由一恒定气隙的磁导加上永磁体的气隙磁导与槽气隙磁导的调制 (乘积)^[12,13], 如图 6 所示.

由图 6 可知, 气隙磁导系数的表达式为

$$\lambda(x, x') = \lambda_0(x) + \lambda_m(x') \lambda_{sl}(x), \quad (3)$$

式中, $\lambda(x, x')$ 为电机总气隙磁导系数; $\lambda_0(x)$ 为机械气隙磁导系数; $\lambda_{sl}(x)$ 为初级齿槽对气隙的影响; $\lambda_m(x')$ 为次级永磁体与隔磁块对气隙的影响.

图 6 (b) 为假设电机次级光滑, 电机初级开槽时的气隙磁导系数, 易得其在区间 $(0, \tau)$ 的解析式的傅里叶展开式为

$$\lambda_{sl}(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_n a_n \cos \frac{\pi n}{\tau} \frac{Z}{p} x, \quad (4)$$

式中, $n = 1, 2, \dots$; Z 为电机初级的槽数; x 为电机初级的坐标系变量; p 为电机的极对数^[14].

图 6 (c) 为假设初级表面光滑没有开槽时考虑永磁体的磁导率与空气的磁导率不相等时的气隙磁导系数, 对其在周期 τ 内进行傅里叶分析, 即

$$\lambda_m(x') = \frac{L_m \mu_r \mu_0}{\tau h_m} - \sum \frac{2}{\pi} \frac{\mu_r \mu_0}{h_m} \frac{1}{v} \sin v \left(\frac{\tau - L_m}{\tau} \right) \pi \cos \frac{2\pi}{\tau} x x', \quad (5)$$

式中, x' 为次级坐标系的变量; μ_r 为相对磁导率; μ_0 为真空磁导率. $x'o'y'$ 为固定于次级的运动坐标系, 它以速度 v 向 x 轴正方向运动; xoy 为固定于初级的静止坐标系, 两者的初始位移为 x_0 .

电机初级与次级的坐标系之间的关系为

$$x = x' + \int_0^t v dt - x_0. \quad (6)$$

1.3 瞬时电感的计算

本文采用绕组函数理论求解 PMLSM 的瞬时电感. 由绕组函数理论可知

$$L_{12} = w \int_0^{2p\tau} N_1(x) N_2(x) \lambda(x) dx, \quad (7)$$

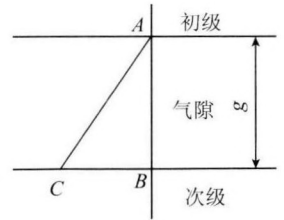


图 4 气隙中磁力线
Fig. 4 Air-gap magnetic-curve

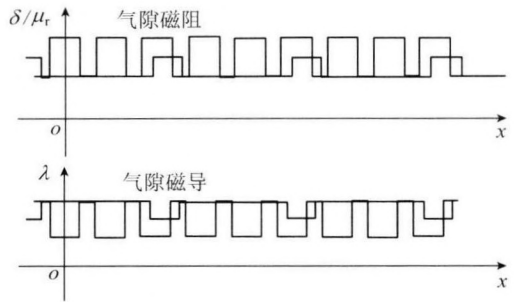


图 5 电机的气隙磁阻及磁导

Fig. 5 Magnet reluctance and permanent of air-gap

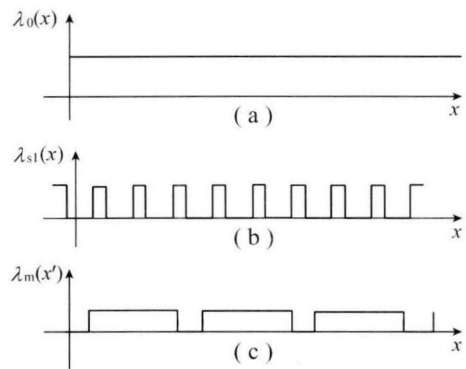


图 6 气隙磁导函数的分解

Fig. 6 Decomposition of the air-gap permeance function

式中, w 为电机 z 轴向上的宽度; $N_1(x)$, $N_2(x)$ 为考虑绕组的绕组函数.

瞬时电感式导入到电机的磁链方程联合电机电压、运动及功率方程即 PMLSM 的暂态数学模型, 具体公式见参考文献 [15].

2 PMLSM 的起动过程仿真

实验样机的电源线电压 35 V, 频率 4 Hz, 负载 5 kg. PMLSM 作为运输系统和垂直提升系统的核心, 其起动及牵入同步暂态过程是十分重要的, 因而广泛被人们所关注^[16]. PMLSM 常带较重的负载起动, 起动性能的好坏往往直接决定 PMLSM 设计的成败, 因此本文利用 Matlab 的 Simlink 工具对 PMLSM 的起动过程进行仿真, 并对仿真结果进行分析, 研究了 PMLSM 在起动过程中的暂态性能. 仿真结果如图 7, 8 所示.

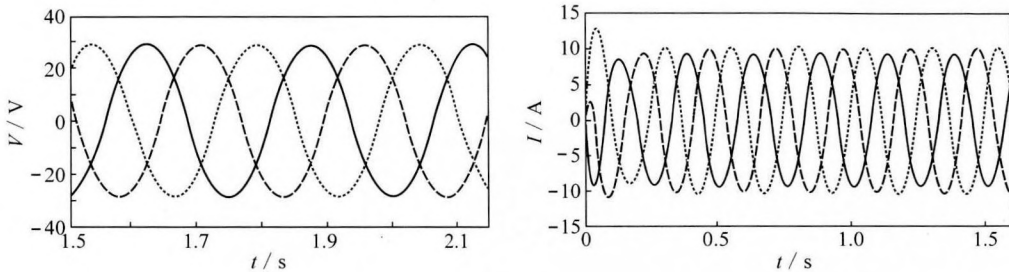


图 7 电机的电压及三相电流仿真曲线

Fig. 7 Voltage and three-phase current simulation curves

由图 7 可知, PMLSM 的三相电压是对称的, 而三相电流不对称, 这是因为 PMLSM 的两端开端、铁心不连续等因素造成了电机的磁路在空间不对称, 磁路的不对称引起了电机初级三相互感不相等, 因此在电机正常运行 (稳态运行) 时, 三相电流的幅值仍然不同; 采用 SPWM 电压型变频器给电机提供电源, 因此电机的三相电压是对称的; 在电机起动的瞬间, 三相电流发生了波动, 暂态电流的最大值是稳态电流最大值的 1.25 倍, 较同等容量的普通旋转电机波动振幅要小, 说明此种电机进入稳定的能力较强.

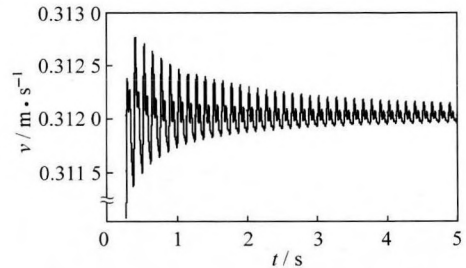


图 8 电机起动时的速度仿真曲线

Fig. 8 Velocity simulation curve of motor starting

由图 8 可知, 在历时 0.28 s 后, 电机运行在同步速度附近, 瞬时速度变化的幅值逐渐减小, 最后基本上接近同步速度 0.312 0 m/s, 但是永远不能恒等于同步速度, 只在同步速度附近作小范围波动, 此仿真考虑了外界的阻尼干扰的影响, 但是由于电机的初级齿槽磁导率不同次级永磁体与隔磁块 (凸铁) 磁导率的差别对等效气隙的影响, 造成电机即使运行在稳态情况下, 电机的瞬时速度也不等于同步速度.

3 结 论

该模型较好地考虑了开槽效应、电感参数随电机定子位移及初始位置的变化、绕组不对称等因素; 在搭建模型的过程中, 考虑到初级齿槽的磁导率的实际情形、次级永磁体与隔磁块 (凸铁) 的磁导率的工业情形; 利用绕组理论分析电机磁势时考虑到电机端部半填槽的影响; 在积分求瞬时电感的过程中, 考虑到次级 (动子) 的位置因素对模型的影响等. 此模型对凸极式 PMLSM 及其它电机同样适用.

由于凸极式 PMLSM 的永磁体的放置不同, 把隔磁块换成凸铁即可, 在模型的搭建过程中, 把隔磁块的磁导率换成凸铁的, 凸极式 PMLSM 和其它电机只要存在齿槽, 都可以采用搭建模型中的初级齿槽的处理方法.

参考文献:

- [1] Polinder H, Sloopweg J G, Hoesjmakers M J, et al. Modelling of a linear PM machine include magnetic saturation and end effects: maximum force to current ratio [J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2003, 39 (6): 1 681 ~ 1 688.
- [2] Profumo F, Tenconi A, Gianolio G. Parameters and forces of a PM linear synchronous motor with magnetic guides for industrial applications computed and experimental results [J]. IEEE, 2000 (1): 15 ~ 20.
- [3] Kurihara K, Rahman M A. Transient performance analysis for permanent magnet hysteresis synchronous motor [J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2004, 40 (1): 135 ~ 142.
- [4] Ihara, Yukitoshi, Dynamic performance of machine tools with different position feedback method [A]. Proceedings of the IASTED International Conference on Circuits, Signals and Systems [C]. Mexico: Cancun, 2003. 11 ~ 16.
- [5] Wang Yong, Chau K T, Chan C C, et al, Transient analysis of a new outer-rotor permanent-magnet brushless DC drive using circuit-field-torque coupled time-stepping finite-element method [J]. Magnetics, IEEE Transactions on, 2002, 38 (2): Part 1, 1 297 ~ 1 300.
- [6] Stankovic Aleksandar M, Sanders Seth R, Aydin Timur. Dynamic phasors in modeling and analysis of unbalanced polyphase AC machines [J]. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 2002, 17 (1): 107 ~ 113.
- [7] Hur Jin, Toliyat Hamid A, Hong Jung-Pyo. 3-D time-stepping analysis of induction motor by new equivalent magnetic circuit network method [J]. Magnetics, IEEE Transactions on, 2001, 37 (5): Part 1, 3 225 ~ 3 228.
- [8] David L Trumper, Won-jong Kim, Mark E Williams. Design and analysis framework for linear permanent-magnet machines [J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1996, 32 (2): 371 ~ 378.
- [9] Lipo T A, Nondahl T A. Pole-by-pole d - q model of a linear induction machine [J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1979 (2): 629 ~ 642.
- [10] 刘元江. 圆筒型直线感应电动机稳态、瞬态特性和动态温度场的研究 [D]. 西安: 西安交通大学, 1998.
- [11] Sakutro Nonaka. Analysis of single - sides induction motor by simplified Fourier transform method [A]. ICEM [C]. 2000 Proceedings, HUT, Helsinki, FINLAND, 2000. 556 ~ 561.
- [12] Qu Ronghai. General closed-form analytical expressions of air-gap inductance for surface-mounted permanent magnet and induction machines [A]. International Electric Machine and Drives Conference [C]. IEMDC. University of Wisconsin, Madison, IEEE International, 2003, 1: 443 ~ 448.
- [13] Bonet-Madurga J, Díez-González A. Derivation of a model with spatial harmonics for the permanent magnet synchronous motor [A]. ICEM 2000 Proceedings, HUT, Helsinki, FINLAND, 2000. 1 490 ~ 1 494.
- [14] 高景德, 王祥珩, 李发海. 交流电机及其系统的分析 (第二版) [M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [15] Wang Xudong, Yuan Shiyong, Jiao Liucheng. Dynamic mathematical model of a permanent magnet linear synchronous motor [A]. ICEM 2000 Proceedings [C]. HUT, Helsinki, FINLAND, 2000. 90 ~ 93.
- [16] Moshchinskij Yu A, Petrov A P. A mathematical model of an asynchronous capacitance motor using the method of symmetrical components in the simulink environment of the Matlab software package [J]. Elektrichestvo, 2001 (7): 43 ~ 48.