doi:10.11887/j.cn.201606004 http://journal.nudt.edu.cn

分段供电六相圆筒式直线感应电动机数学模型*

黄垂兵,许 金,马伟明,郑欣良
(海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室,湖北 武汉 430033)

摘 要:为研究新型分段供电六相圆筒式直线感应电动机的运行规律,针对其不对称运行的特点,采用磁动势理论推导了气隙中与空间位置无关的脉振磁场的电感矩阵表达式,通过将其引入 *abc* 坐标系下对称的电机数学模型,从而构建描述六相圆筒式直线感应电机不对称的数学模型。在 Simulink 环境下,采用隐式梯形法构建该不对称模型的系统仿真模型。对样机进行仿真分析和实验验证,仿真结果与实验数据吻合良好,验证了模型的正确性。

关键词:圆筒式直线感应电机;分段供电;气隙脉振磁场;不对称运行
中图分类号:TN95 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-2486(2016)06-018-06

Mathematical model of six-phase block feeding cylindrical linear induction motor

HUANG Chuibing, XU Jin, MA Weiming, ZHENG Xinliang
(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: In order to investigate the law of asymmetric operation of six phase cylindrical linear induction motor and in the view of its characteristics of asymmetric operation, the magnetic motive force theory was used to deduce inductance matrix expression of pulsating magnetic field which is independent of the space position in the air gap,. The mathematical models of SCLIM in abc stationary and system simulation models which adopted the implicit trapezoidal rule were established under the Simulink environment. Simulation and experimental results of a SCLIM agree well with each other, which verifies the validity of the proposed model.

Key words: cylindrical linear induction motor; block feeding; pulsating magnetic field; asymmetric operation

近年来,直线感应电动机(Linear Induction Motor,LIM)在汽车加速碰撞试验、轨道交通、物流传输、电磁发射等场合的应用受到越来越多的关注[1-2]。从扁平直线电机到双边直线电机,文献[3]对不同结构的直线感应电机进行了研究。圆筒型直线电机凭借结构对称、初级绕组利用率高、无横向端部效应、能够克服单边磁拉力等优点,已在诸多领域进行应用。针对圆筒式直线感应电机的研究以短初级结构居多[4-6],文献[7-9]对其基本数学模型、次级涡流、电机结构、电磁推力等方面进行了研究。本文研究的电机行程较长,长初级全程通电既不经济,也无必要。因此电机初级采用多段串联结构,采用分段方式进行供电。分段供电圆筒式直线感应电机在结构上与线圈炮类似,但目前针对六相圆筒式直线感应电机的研究还不多见。

六相圆筒式直线感应电机(Six-phase Cylindrical Linear Induction Motor, SCLIM)采用分段供电,通电段初级的两端存在未通电初级的铁心,导致通电初级两端存在较大的边端杂散磁场,其强度远大于普通单段直线电机(两端是空气)的边端杂散磁场,该边端杂散磁场的存在导致了电机初级三相绕组阻抗明显的不对称。为了在电机模型中描述不对称规律,本文引入气隙磁场中脉振磁场对应的电感矩阵对其进行刻画。另外,该新型电机功率密度和推力密度较高,电机工作在大电流工况下,由于铁心尺寸较小,电机工作处于饱和状态。因此仿真时利用文献[10]中非线性磁路计算方法得到的饱和系数矩阵对其饱和特性进行描述。为了全面准确地分析研究 SCLIM 运行性能,须对该电机的数学模型进行研究,即对其不对称运行规律进行研究。在研究不对称的同时,须考虑饱和因素给其带来的影响,值得注意的是本文仿真和试验均

* **收稿日期**:2016-04-05
基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477178,51207162);国家863计划资助项目(2011AA040302)
作者简介:黄垂兵(1988—),男,湖南岳阳人,博士研究生,E-mail:hcbandxx@qq.com;
马伟明(通信作者),男,中国工程院院士,博士,博士生导师,ma601901@vip.163.com

考虑了其带来的影响,但未对其展开论述。

1　电机结构及工作原理

1.1　直线电机结构

圆筒型直线电机结构如图 1 所示。初级铁心硅钢片不同于常规电机沿轴向叠压方式,而是沿圆周方向叠压。初级绕组结构为六相饼式绕组。次级由一块实心钢管表面复合一层导电金属构成。初级长度大于次级长度,采用分段供电方案。

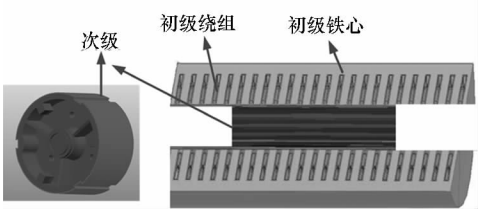


图 1　圆筒直线电机结构图

Fig. 1　Basic configuration of SCLIM

六相圆筒式直线感应电机绕组联结方式如图 2所示。六相绕组为半对称结构,三相绕组在空间互差 120°电角度,两套三相绕组之间互差 30°电角度。

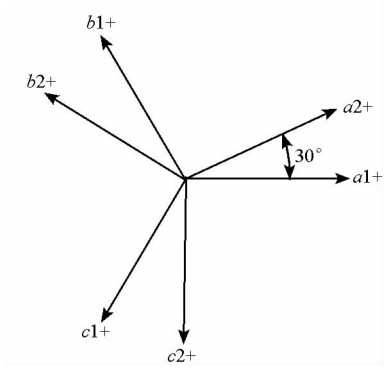


图 2　六相直线感应电动机绕组分布

Fig. 2　Structure diagram of SCLIM winding arrangement

1.2　工作原理

圆筒型直线感应电机在结构上可以理解为旋转电机的改进,并且其工作原理与旋转电机基本相同,只是运动方式不同。当初级绕组通六相对称电流时,气隙中将产生沿轴向运动的行波磁场,变化的磁场在次级导电层表面感应涡流,从而产生电磁力,使次级沿轴向运动。图 3 是直线感应电机初级供电示意图。为了提高直线电机效率,只有次级所处的若干段初级才会通电,通过位置检测传感器与相应控制电路以及分段供电开关,保证次级运动所覆盖的初级阶段通电,与次级耦合的通电段初级输出电磁力。

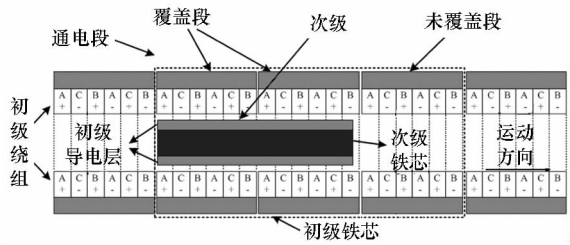


图 3　初级供电示意图

Fig. 3　Diagram of stator power supply

2　数学模型

2.1　*abc* 坐标系模型

进行直线感应电机模型研究时,作如下假设:

1)忽略空间谐波,假定直线电机的三相绕组对称分布,所产生的磁动势沿气隙周围按正弦规律分布;

2)忽略铁芯磁滞,忽略铁心损耗;

3)忽略频率和温度变化对绕组电阻的影响;

4)忽略次级集肤效应。

2.1.1　磁链方程

将次级等效为 *abc* 三相绕组,六相复合次级圆筒式直线电机的磁链方程如下:

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{\psi}_s\\ \boldsymbol{\psi}_r\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{L}_{ss} & \boldsymbol{L}_{sr}\\ \boldsymbol{L}_{rs} & \boldsymbol{L}_{rr}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_s\\ \boldsymbol{i}_r\end{bmatrix} \tag{1}$$

其中,初级磁链向量为:

$$\boldsymbol{\psi}_s=[\psi_{a1}\quad \psi_{b1}\quad \psi_{c1}\quad \psi_{a2}\quad \psi_{b2}\quad \psi_{c2}]^T \tag{2}$$

次级磁链向量为:

$$\boldsymbol{\psi}_r=[\psi_{ra1}\quad \psi_{rb1}\quad \psi_{rc1}]^T \tag{3}$$

初级电流向量为:

$$\boldsymbol{i}_s=[i_{a1}\quad i_{b1}\quad i_{c1}\quad i_{a2}\quad i_{b2}\quad i_{c2}]^T \tag{4}$$

次级电流向量为:

$$\boldsymbol{i}_r=[i_{ra1}\quad i_{rb1}\quad i_{rc1}]^T \tag{5}$$

其中,下标 a1,a2,ra1 分别表示初级 A1 相、初级 A2 相、次级 A 相绕组。

式(1)中,$\boldsymbol{L}_{ss}$为六相初级绕组之间的互感矩阵,$\boldsymbol{L}_{rr}$为次级等效绕组之间的互感矩阵,$\boldsymbol{L}_{sr}$为六相初级绕组与次级等效绕组之间的互感矩阵。

1)初级互感。六相初级绕组气隙磁场对应的主电感由两部分构成,分别为次级覆盖部分气隙磁场对应的激磁电感 $\boldsymbol{L}_{ssm}$,次级未覆盖部分气隙磁场对应的漏感 $\boldsymbol{L}_{ss_un}$。由于电机绕组为环形饼式绕组,与传统电机相比,电机没有端部漏感,只有槽漏感 $\boldsymbol{L}_{ss_slot}$、谐波漏感 $\boldsymbol{L}_{ss_ha}$ 和齿顶漏感 $\boldsymbol{L}_{ss_td}$,将这些漏感等效为初级漏感 $\boldsymbol{L}_{ss_sl}$,则初级互感矩阵为:

$$\boldsymbol{L}_{ss}=\boldsymbol{L}_{ssm}+\boldsymbol{L}_{ss_un}+\boldsymbol{L}_{ss_sl} \tag{6}$$

式中，

$$L_{\mathrm{ssm}}=\begin{bmatrix} L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{6} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{2} \\ -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{2} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{6} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{5\pi}{6} \\ -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & L_{\mathrm{mm1}} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{2} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{6} \\ L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{6} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{2} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} \\ L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{6} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{2} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} \\ L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{2} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{mm1}}\cos\frac{\pi}{6} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & L_{\mathrm{mm1}} \end{bmatrix} \tag{7}$$

$$\boldsymbol{L}_{\mathrm{ss_un}}=\begin{bmatrix} L_{\mathrm{ls_un1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{6} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{2} \\ -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & L_{\mathrm{ls_un1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{2} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{6} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{5\pi}{6} \\ -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & L_{\mathrm{ls_un1}} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{2} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{6} \\ L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{6} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{2} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{ls_un1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} \\ L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{6} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{2} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & L_{\mathrm{ls_un1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} \\ L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{2} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{5\pi}{6} & L_{\mathrm{ls_un1}}\cos\frac{\pi}{6} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{ls_un1}} & L_{\mathrm{ls_un1}} \end{bmatrix} \tag{8}$$

式(7)中 L_{mm1} 为次级覆盖段，初级两相轴线重合时，两者之间互感最大值。

式(8)中 $L_{\mathrm{ls_un1}}$ 为次级未覆盖段，初级两相轴线重合时，两者之间互感最大值。

$$\boldsymbol{L}_{\mathrm{ss_sl}}=\mathrm{diag}(L_{\mathrm{ss_sl}},L_{\mathrm{ss_sl}},L_{\mathrm{ss_sl}},L_{\mathrm{ss_sl}},L_{\mathrm{ss_sl}},L_{\mathrm{ss_sl}}) \tag{9}$$

其中 $L_{\mathrm{ss_sl}}$ 为初级每相等效漏感。

2)次级互感。次级由铁心和表面导电层构成，将其看作一个整体，并等效为一套三相绕组，其等效绕组间互感 $\boldsymbol{L}_{\mathrm{rr}}$ 见式(10)。其中 L_{mm1} 为等效绕组两相轴线重合时，两者互感最大值，L_{lr} 为次级每相等效绕组漏感。

3)初级与次级等效绕组间互感。初级绕组为两套半对称的三相绕组，次级绕组为一套等效三相绕组，设初级 a1 相绕组轴线与次级 a 相绕组轴线之间夹角为 θ_{r}，则初级与次级绕组之间互感 $\boldsymbol{L}_{\mathrm{sr}}$ 见式(11)。

$$\boldsymbol{L}_{\mathrm{rr}}=\begin{bmatrix} L_{\mathrm{mm1}}+L_{\mathrm{lr}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} \\ -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & L_{\mathrm{mm1}}+L_{\mathrm{lr}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} \\ -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & -\frac{1}{2}L_{\mathrm{mm1}} & L_{\mathrm{mm1}}+L_{\mathrm{lr}} \end{bmatrix} \tag{10}$$

$$\boldsymbol{L}_{\mathrm{sr}}=\begin{bmatrix} L_{\mathrm{mm1}}\cos\theta_{\mathrm{r}} & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{2\pi}{3}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{4\pi}{3}) \\ L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{4\pi}{3}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos\theta_{\mathrm{r}} & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{2\pi}{3}) \\ L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{2\pi}{3}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{4\pi}{3}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos\theta_{\mathrm{r}} \\ L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}-\frac{\pi}{6}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{2\pi}{3}-\frac{\pi}{6}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{4\pi}{3}-\frac{\pi}{6}) \\ L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{4\pi}{3}-\frac{\pi}{6}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}-\frac{\pi}{6}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{2\pi}{3}-\frac{\pi}{6}) \\ L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{2\pi}{3}-\frac{\pi}{6}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}+\frac{4\pi}{3}-\frac{\pi}{6}) & L_{\mathrm{mm1}}\cos(\theta_{\mathrm{r}}-\frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \tag{11}$$

2.1.2　电压方程

电压方程为:

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{U}_s\\ \boldsymbol{U}_r\end{bmatrix}=p\begin{bmatrix}\boldsymbol{\psi}_s\\ \boldsymbol{\psi}_r\end{bmatrix}+R\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_s\\ \boldsymbol{i}_r\end{bmatrix} \tag{12}$$

初级电压向量为:

$$\boldsymbol{U}_s=[u_{a1}\quad u_{b1}\quad u_{c1}\quad u_{a2}\quad u_{b2}\quad u_{c2}]^T \tag{13}$$

次级电压向量为:

$$\boldsymbol{U}_r=[u_{ra1}\quad u_{rb1}\quad u_{rc1}]^T \tag{14}$$

式中,p 为微分算子,$\boldsymbol{R}=\mathrm{diag}(R_s,R_s,R_s,R_s,R_s,R_s,R_{r1},R_{r1},R_{r1})$,$R_s$ 为每相初级电阻,R_{r1} 为次级每相等效电阻。

2.1.3　电磁力及运动方程

根据虚位移原理可以推得电磁力方程为:

$$\boldsymbol{F}_e=\frac{1}{2}\beta\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_s\\ \boldsymbol{i}_r\end{bmatrix}^T\begin{bmatrix}0 & \dfrac{\partial \boldsymbol{L}_{sr}}{\partial\theta_r}\\ \dfrac{\partial \boldsymbol{L}_{sr}^T}{\partial\theta_r} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_s\\ \boldsymbol{i}_r\end{bmatrix} \tag{15}$$

其中,θ_r 是次级位移为 x 时对应的电角度,即 $\theta_r=\beta x$,$\beta=\pi/\tau$ 为波长系数,τ 为电机极距。

根据牛顿第二定律,可得运动方程为:

$$\boldsymbol{F}_{em}=\boldsymbol{F}_L+(M+m)\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t}+Dv^2+\mu(M+m)g \tag{16}$$

式中,$\boldsymbol{F}_L$ 为负载阻力,m 为次级质量,v 为次级速度,M 为发射载荷质量,D 为风摩系数,μ 为滑动摩擦系数,g 为重力加速度。

2.2　考虑不对称因素

2.2.1　不对称原因

分段供电直线电机不对称原因有:①绕组空间结构上的不对称导致直线电机各相绕组互感不对称;②对于分段供电直线电机,通电段初级两端存在未通电初级,在气隙中产生附加的与空间位置无关的脉振磁场。直线电机固有的不对称特性无法消除,但由未通电段初级引起的不对称规律是可以定量分析的。研究发现,分段供电 LIM 端部不通电初级铁心的存在使得电机三相互感满足 $L_{ac}=L_{bc}=kL_{ab}$,其中 $k>1$,k 的值与端部铁心有较大关系。当电机两端部去掉一端铁心时,k 值从 6.25 下降到 2.69;当将电机端部铁心都去掉时,单段 LIM 的 k 值变为 1.57[11]。

2.2.2　端部铁心引起的空间脉振磁场分析

SCLIM 绕组采取单层、集中整距布置方式,通电段初级总的极对数为 P,极距为 τ,每槽导体数为 N_{s1}。

文献[12]针对双边扁平式直线感应电机如图 4 所示,基于经典的磁动势理论,将通电段初级及其两端未通电初级作为一个整体,推导出了单相绕组的气隙磁场分布。可知,A1 相绕组在电磁气隙中所产生的基波磁场表达式为:

$$B_{A1}=\frac{2}{\pi}\lambda N k_{N1}I_{A1m}\cos(\omega t+\varphi_{A1})\cos(\beta x-\theta_{A1})+\frac{1}{2}\lambda N\frac{l}{P\tau+l}I_{A1m}\cos(\omega t+\varphi_{A1}) \tag{17}$$

式中,$\lambda=\mu_0/\delta$(μ_0 为空气磁导率;δ 为电磁气隙的大小),$l=(l_1+l_2)/2$,N 为电机每个极相组的线圈匝数,k_{N1} 为基波绕组分布系数,I_{A1m} 为 A1 相电流幅值,φ_{A1} 为 A1 相绕组电流的初始相位,θ_{A1} 为 A1 相绕组轴线位置。

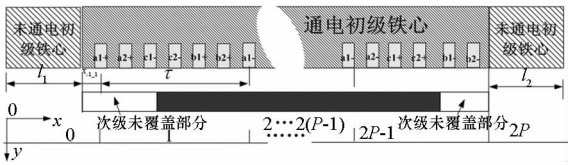


图 4　SCLIM 电磁场分析模型

Fig. 4　Electromagnetic field model of SCLIM with multi-segment primary

从式(17)中可以发现,对于分段供电直线电机,其单相绕组在电磁气隙中产生的磁动势,除了含有旋转电机电磁气隙中的空间基波脉振磁场外,还含有一个与空间位置无关的脉振磁场分量。

SCLIM 在结构上可以看作是单边 LIM 沿圆周方向卷成圆筒形,因此 SCLIM 在结构及磁路上均沿圆周方向对称。在电机圆周上取一小段微元 dl,如图 5 所示。

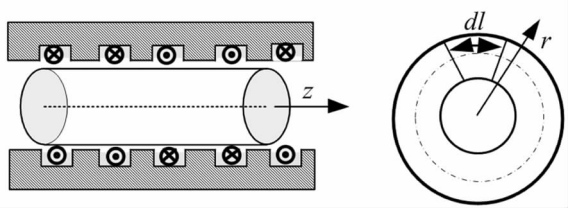


图 5　圆筒型直线感应磁场电机模型

Fig. 5　Electromagnetic field analysis model of SCLIM

下面推导微元 dl 对应单相绕组在电机整个轴向上的磁场分布。由图 5 易知,微元 dl 产生的磁场方向与圆周径向 r 方向相同。同扁平直线电机一样,SCLIM 的 A1 相绕组产生沿 z 轴方向正弦分布的空间脉振磁场。同时端部铁心的存在使得 A1 相绕组产生的气隙磁场存在一个沿 z 轴方向幅值不变的脉振磁场。同理可以得到 A1 相绕组所产生的与空间位置无关的脉振磁场表达式为:

$$\Delta B_{\mathrm{A1}}=\frac{1}{2}\lambda N\frac{l}{P\tau+l}I_{\mathrm{A1m}}\cos(\omega t+\varphi_{\mathrm{A1}}) \quad (18)$$

A1 相绕组所产生的脉振磁场 ΔB_{A1} 在 A1 相绕组中产生的磁链为：

$$\Delta\psi_{\mathrm{A1-A1}}=\pi\lambda N^2(r_1+\frac{\delta}{2})l_t\frac{l}{P\tau+l}I_{\mathrm{A1m}}\cos(\omega t+\varphi_{\mathrm{A1}}) \quad (19)$$

式中，r_1 为次级外半径，l_t 为次级长度。此处将电机从气隙中心线位置沿轴向剖开拉直，得到的表面积近似等效为磁通面积。

因此，A1 相绕组与 A1 相绕组脉振磁场对应的互感为：

$$\Delta L_{\mathrm{A1-A1}}=\frac{\Delta\psi_{\mathrm{A1-A1}}}{I_{\mathrm{A1}}}=\pi\lambda N^2(r_1+\frac{\delta}{2})l_t\frac{l}{P\tau+l} \quad (20)$$

根据绕组布置与进线关系，可知 Ak 相与 Aj 相（$k,j=1,2$）绕组的脉振磁场对应的互感、Ak 相与 Bj 相绕组的脉振磁场对应的互感、Bk 相与 Bj 相绕组的脉振磁场对应的互感、Ck 相与 Cj 相绕组的脉振磁场对应的互感均为与 ΔL_l 相等。其中，$\Delta L_l=\pi\lambda N^2(r_l+\delta/2)l_t\frac{l}{P\tau+l}$。

由于 Cj 相的进线方式与 Aj 或者 Bj 相不同，Ak 相与 Cj 相绕组的脉振磁场对应的互感、Bk 相与 Cj 相绕组的脉振磁场对应的互感均与 $-\Delta L_l$ 相等。

气隙磁场中叠加的与空间位置无关的脉振磁场对应的电感矩阵为：

$$\Delta\boldsymbol{L}_{\mathrm{s}}=\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{L}_{\mathrm{s_11}} & \Delta\boldsymbol{L}_{\mathrm{s_12}}\\ \Delta\boldsymbol{L}_{\mathrm{s_12}}^{\mathrm{T}} & \Delta\boldsymbol{L}_{\mathrm{s_22}}\end{bmatrix} \quad (21)$$

其中，

$$\Delta\boldsymbol{L}_{\mathrm{s_11}}=\Delta\boldsymbol{L}_{\mathrm{s_22}}=\Delta\boldsymbol{L}_{\mathrm{s_12}}=\begin{bmatrix}\Delta L_l & \Delta L_l & -\Delta L_l\\ \Delta L_l & \Delta L_l & -\Delta L_l\\ -\Delta L_l & -\Delta L_l & \Delta L_l\end{bmatrix} \quad (22)$$

3 仿真及实验分析

3.1 仿真模型及参数

为模拟真实电机特性，并考虑不对称及零序电感因素。参照 2.1 节 *abc* 参考坐标系模型，在 MATLAB/Simulink 中搭建六相圆筒式直线感应电机模型。仿真电机模型采用隐式梯形法离散化的 S-function 编写，模型中各参数见表 1。

表 1 电机仿真模型参数表

Tab. 1 Parameters of SCLIM simulation model

参数	数值	参数	数值
τ	150 mm	R_{s}	2.7 mΩ
L_{mml}	34 μH	R_{rl}	0.5 mΩ
$L_{\mathrm{ls_unl}}$	15 μH	x	1 mm
$L_{\mathrm{ss_sl}}$	66 μH	ν	10^{-3} m/s
L_{lr}	0.1 μH	ΔL_l	2 μH

3.2 仿真及实验结果

为验证电机模型的正确性，对课题组设计的 TSLIM 样机进行实验。采用一台六相五电平方波变频器给电机六相绕组供电，实验过程中将电机次级堵驻。使用拉力传感器测量电机次级推力，同时使用数据采集器记录电机六相电压和电流。

实验开始时，设定电机励磁电流和推力大小，然后通过间接矢量算法得到应施加到电机端口的电压大小，逆变器接收电压指令后通过调制算法运算，将给定大小的电压输送到电机绕组端口。实验过程中电机端口电压如图 6 所示，逆变器输出电压为五电平的脉宽调制（Pulse Width Modulation，PWM）波，电压幅值为 85 V。

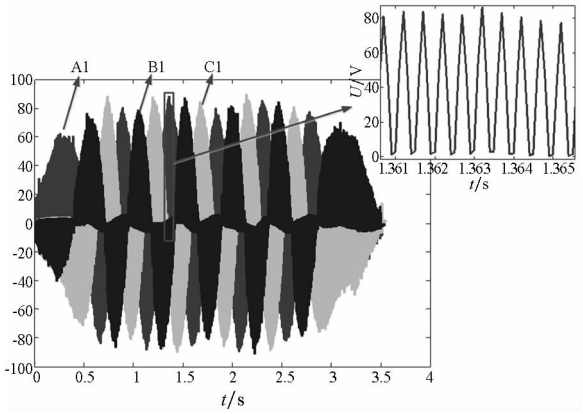


图 6 电机端口电压实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms of phase voltage

此时，电机绕组六相电流如图 7 所示，可以明显看到两套三相绕组间对应相电流存在不对称，同一套三相绕组间各相电流也不对称。

为了使仿真模型中的输入电压数据与实验保持一致，将图 6 所示的电压波形从数据采集器中导出，再将其导入到 MATLAB/Simulink 仿真模型中，并施加到电机模型端口，设置仿真步长与数据采集器采样周期一致。仿真得到电流波形与实验电流波形幅值及不对称规律吻合较好。

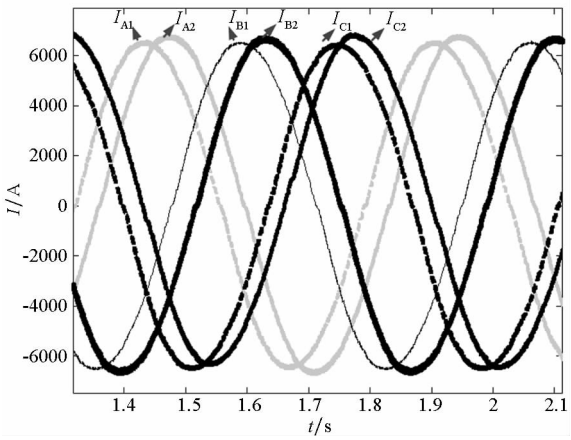


图 7　电机六相绕组电流实验波形

Fig. 7　Experimental waveforms of phase current

实测电机推力与仿真得到推力波形如图 8 所示,在力"恒定阶段"仿真和实验所得推力误差约为 5%。

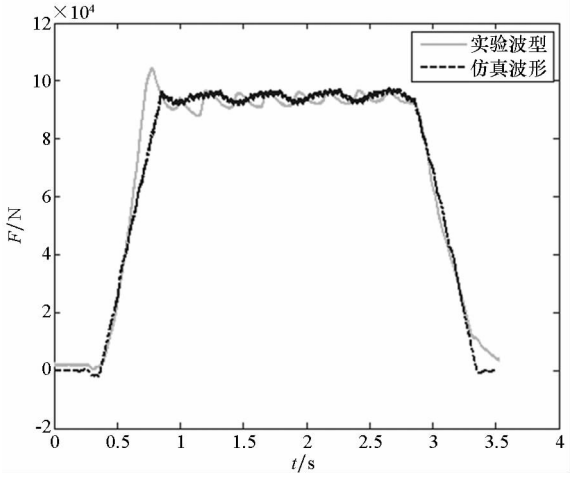


图 8　电机推力仿真与实验对比波形

Fig. 8　Motor thrust waveforms and experimental waveforms

4　结论

本文给出了 *abc* 坐标系下分段供电六相圆筒式直线感应电机的数学模型,推导了气隙中与空间位置无关的脉振磁场对应电感表达式,从而得到脉振电感矩阵,该矩阵是对称矩阵而非循环对称矩阵,因此可利用其描述 SCLIM 的不对称特性。最后,在 Simulink 中建立了 SCLIM 的仿真模型,利用样机实验数据作为仿真模型的输入,仿真得到电流波形与实验电流波形幅值及不对称规律吻合较好,仿真和实验所得推力误差约为 5%。此外,该模型具有一定的通用性,加以改进可应用于其他类型的直线感应电机。

参考文献(References)

[1] Doyle M R, Samuel D J, Conway T, et al. Electromagnetic aircraft launch system: EMALS[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1995, 31(2): 528 – 533.

[2] Andrew P J. High speed linear induction motor efficiency optimization [D]. Massachusetts, USA: Massachusetts Institute of Technology, 2005.

[3] 龙遐令. 直线感应电动机的理论和电磁设计方法[M]. 北京:科学出版社, 2006: 67 – 72.
LONG Xialing. Theory and electromagnetic design for linear induction motor[M]. Beijing: Science Press, 2006: 67 – 72. (in Chinese)

[4] Vadher V V, Smith I R. Performance of a segmented rotor tubular linear induction motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(6): 2941 – 2943.

[5] Fair H D. The science and technology of electric launch[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 37(1): 25 – 32.

[6] Musolino A, Raugi M, Rizzo R, et al. Optimal design of EMALS based on a double-sided tubular linear induction motor[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2015, 43(5): 1326 – 1331.

[7] Caruso M, Cipriani G, Di Dio V, et al. Performance comparison of tubular linear induction motors with different primary winding connections [C]//Proceedings of International Conference on Electrical Machines, 2014: 1370 – 1375.

[8] Patterson D, Monti A, Brice C W, et al. Design and simulation of a permanent-magnet electromagnetic aircraft launcher[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(2): 566 – 575.

[9] 吴明赞, 高凯, 吕洪斌. 圆筒直线感应电机研究综述[J]. 世界科技研究与发展, 2008, 4(30): 458 – 460.
WU Mingzan, GAO Kai, LYU Hongbin. Research summary of cylindrical linear induction motor[J]. World Sci-Tech R&D, 2008, 4(30): 458 – 460. (in Chinese)

[10] 许金, 马伟明, 鲁军勇, 等. 定子直线感应电机饱和特性和非线性计算[J]. 电工技术学报, 2008, 27(9): 183 – 190.
XU Jin, MA Weiming, LU Junyong, et al. Saturation characteristics analysis and nonlinear calculation methods of long-stator linear induction motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 27(9): 183 – 190. (in Chinese)

[11] 鲁军勇, 马伟明, 孙兆龙, 等. 多段初级直线感应电机静态纵向边端效应研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(33): 95 – 101.
LU Junyong, MA Weiming, SUN Zhaolong, et al. Research on static longitudinal end effect of linear induction motor with multi-segment primary[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(33): 95 – 101. (in Chinese)

[12] 许金, 马伟明, 鲁军勇, 等. 分段供电直线感应电机气隙磁场分布和互感不对称分析[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(15): 61 – 70.
XU Jin, MA Weiming, LU Junyong, et al. Analysis of air-gap magnetic field distribution and mutual inductance asymmetry of sectionally powered linear induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(15): 61 – 70. (in Chinese)