

基于等效次级的直线感应电机的 电磁分析与参数辨识

邸 琚 范 瑜 刘亚静

(北京交通大学电气工程学院 北京 100044)

摘要 提出一种基于等效次级的直线感应电机空载试验的方法：采用软磁铁氧体材料模拟次级背铁，达到电机次级电流为零、但励磁电感保持不变的空载试验要求。建立电磁场二维模型，解析计算次级材料相对磁导率对励磁电感的影响；在励磁电感不变的前提下，根据次级背板相对磁导率和励磁电感的解析式，设计等效次级的几何参数，通过有限元计算与试验测量进行验证。该文在数学上对励磁电感的表达式做了适当化简，使其能够适用于直线感应电机的控制。

关键词：直线感应电机 参数辨识 空载试验 励磁电感

中图分类号：TM359.4

Electromagnetic Analysis and Parameter Estimation for the Linear Induction Motor Based on Equivalent Secondary

Di Jun Fan Yu Liu Yajing

(School of Electrical Engineering Beijing Jiaotong University Beijing 100044 China)

Abstract This paper proposes a method of no-load test for the LIM based on equivalent secondary: back soft ferrite substitutes for back iron to eliminate secondary eddy current while the magnetizing inductance keeps constant. A two-dimensional model of electromagnetic field has been established so as to derive the impact of relative permeability on magnetizing inductance. Keeping the magnetizing inductance constant, the equivalent secondary is designed according to the equation between the relative permeability of the back plate and the magnetizing inductance. The proposed method has been validated via finite element calculation and experiments. Moreover, the equation of magnetizing inductance has been simplified to some extend in mathematics which can fit the control strategy of the LIM.

Keywords: Linear induction motor (LIM), parameter estimation, no-load test, magnetizing inductance

0 引言

近年来直线感应电机(Linear Induction Motor, LIM)的应用越来越广泛，对直线感应电机的理论探究也愈发深入和精细。其中，越来越多的研究将建立一个精准且便于控制的直线感应电机等效电路作为其目标，对直线感应电机的电磁参数进行进一步地分析与探讨^[1,2]。与此同时，参数辨识在各类电机的研究中也愈发重要^[3-8]。

空载试验的目的是测量电机的励磁参数。在T型

等效电路中，如图1所示，传统空载试验测量电机励磁电感时，要求电机次级电流为零(理想空载试验)或近似为零(滑差率接近0)。但由于直线感应电机气隙较大，运行速度难以接近同步速度，无论离线参数辨识还是在线参数辨识，要进行传统空载试验，就需要通过辅助装置将电机拖动到同步速度^[9,10]。对于磁悬浮列车或轮轨交通车辆的直线牵引电机，由于其安装在转向架上，还带有变频器和控制设备，既无法实现理想的空载运行，也难以用其他车辆将其拖动到同步速度。即使是机床等所用的直线电机，尽管可能得到接近空载的条件，由于其往复运动的特点，实际上处于不断的暂态过程中，也难以用传统方法获得其稳态等效电路参数。

国家自然科学基金(51077003)和中央高校基本科研业务费(2016YJS143)资助项目。

收稿日期 2016-07-21 改稿日期 2016-10-20

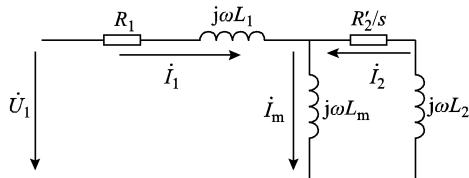


图1 直线感应电机T型等效电路

Fig. 1 T-type equivalent circuit of LIM

由于传统空载试验不易进行，替代传统空载试验的参数辨识方法成为直线感应电机理论研究中的热点问题之一，并有文献对此问题进行了相应探讨：文献[11]提出了基于 PWM 变频器输出量的离线计算方法，通过最小二乘法间接计算获得电机初级和次级电阻、初级和次级漏感等参数；文献[12]提出的扩充域模型参数辨识方法同样采用了最小二乘法进行数据处理，通过电机输入输出数据反代得到电机参数；文献[13]提出了基于 Park 变换的双边直线感应电机参数计算方法，显然双边直线感应电机不需要考虑次级背铁的作用；文献[14]建立了 dq 坐标系下的电机模型，通过有限元计算对直线感应电机的等效电路进行了研究；文献[15-17]采用绕组分析的方法，考虑直线感应电机的端部效应，进行了参数计算。

上述文献中的参数计算方法主要基于电机的绕组分析，将电机的电磁场简化为电路。由电机学理论可知，电路的分析方法适用于气隙较小、磁场分布均匀的旋转电机，而直线感应电机气隙较大，气隙磁场沿法向分布不均匀，需要对直线感应电机的电磁场进行分析。文献[18,19]研究了非磁性次级感应电机的磁场和特性。文献[20]详细地给出了经典的单边直线感应电机电磁场分析。文献[21]通过一维电磁场建模导出了直线感应电机等效电路。文献[22,23]认为次级背板的相对磁导率无穷大且厚度可忽略，这样就忽略了次级背板对气隙磁场和励磁电感的影响。文献[22-24]主要通过仿真软件计算并对比不同次级下的电机特性，未给出次级参数对电机性能影响的完整解析方法。

本文从电磁场出发，提出了一种基于等效次级的直线感应电机参数测量方法：用导磁性好但电导率低的软磁铁氧体模拟直线电机的背铁，建立直线感应电机电磁场的二维模型，解析计算空载试验时次级材料对气隙磁场的影响，并得到次级材料与励磁电感的解析表达式；基于由次级背板相对磁导率表示的励磁电感的表达式，在保持励磁电感不变的前提下，根据替代前后的相对磁导率，折算等效次级的几何尺寸，进行等效次级参数测量试验。试验结果表明，该方法简单有效，有助于对电机电磁场的深入理解与运用，并

适用于电机控制系统的设计。

1 LIM 电磁场模型

1.1 电磁场数学模型

直线感应电机的随体坐标系如图 2 所示。本文认为电机次级固定，初级沿 x 轴正向平动，以初级几何中线为 y 轴，原点在次级导电板上表面，建立二维电磁场模型。根据相对磁导率，将直线感应电机分成 F_1, F_2, F_3 区域，分别表示气隙和次级导电板、次级背板、外界空气。

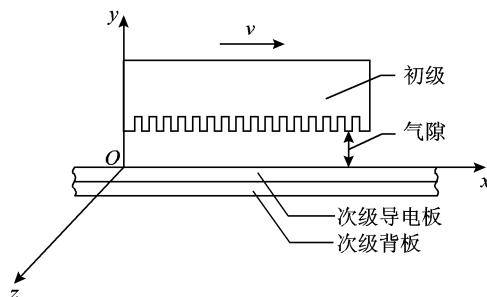


图2 直线感应电机随体坐标系

Fig. 2 The body-fixed coordinate system of LIM

对于 $F_i (i = 1, 2, 3)$ 区域，标其上、下边界（即对应的 y 轴坐标）分别为 y_{i-1} 和 y_i ，则气隙高度为 y_0 ，次级导电板（铝板）厚度为 $-y_1$ ，次级背板厚度 $d_{2a} = y_1 - y_2 (a = 1, 2)$ ； d_{21} 表示背铁， d_{22} 表示铁氧体背板；特别地， F_3 区域下界为无穷远点。根据直线感应电机的结构特点，首先做出以下假设以便化简：

1) 认为磁场仅存在于初级对应区域，设初级长度 $[-X, X]$ ，初级宽度 $[-Z, Z]$ 。

2) 忽略初级齿槽，用行波电流层替代初级磁动势，并只考虑基波分量。定义 $\beta = \pi/\tau$ (τ 为极距，单位为 m)，认为三相对称，行波电流层表示为

$$\mathbf{k}_s = \mathbf{e}_z \operatorname{Re} K_s e^{j(\beta x - \omega t)}$$

3) 各层物理参数均匀，是各向同性的。

由于频率较低，可认为行波电流层形成准静态电场，则麦克斯韦方程组中的位移电流可以忽略。根据麦克斯韦方程组，对于无电流区域，有

$$\begin{cases} \mu_i \nabla \cdot \mathbf{H}_i = 0 \\ \nabla \times \mathbf{H}_i = 0 \end{cases} \quad (1)$$

其通解表达式为

$$\mathbf{H}_i = \mathbf{e}_x H_{ix} + \mathbf{e}_y H_{iy} \quad (2)$$

其中

$$\begin{cases} H_{ix} = \operatorname{Re} [(P_i \sinh(\beta y) + Q_i \cosh(\beta y)) e^{j(\beta x - \omega t)}] \\ H_{iy} = \operatorname{Re} [-j(P_i \cosh(\beta y) + Q_i \sinh(\beta y)) e^{j(\beta x - \omega t)}] \end{cases} \quad (3)$$

式中, 参数 P_i, Q_i 为待定复数, 需在边界 y_{i-1} 和 y_i 上取合适的边界条件进行求解。

1.2 端部效应的修正

由于直线感应电机的铁心开断, 在分析其电磁场时需对电机的端部效应进行考虑, 特别是第二类纵向端部效应。第二类纵向端部效应由直线感应电机的运动和磁场开断引起, 是直线感应电机的本质特征, 因此, 通过数学方法对电机运动方向上的电磁场进行解析即可得出其表达式。这里, 对理想空载条件下的直线感应电机进行一维电磁场分析, 从而获得端部效应对电磁场的影响。

理想空载条件下, 次级的运行速度与同步速度相等, 因此, 在电机中取贯穿气隙 - 次级的窄小矩形, 根据麦克斯韦方程组, 有

$$\nabla \times \mathbf{H} = \begin{cases} \frac{\mathbf{k}_s + \mathbf{k}_r}{y_0} & x \in [-X_1, X_1] \\ \frac{\mathbf{K}_2}{y_0} & x \in (-\infty, -X_1) \cup (X_1, +\infty) \end{cases} \quad (4)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad \mathbf{k}_r = \sigma \mathbf{E}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{ix} = \operatorname{Re} \left[-j(P_i \cosh(\beta y) + Q_i \sinh(\beta y)) \left(e^{j\beta x} - \frac{\beta \sinh[(A_2 - \beta)X]}{A_1 \sinh(2A_1 X)} e^{jA_1 x} - \frac{\beta \sinh[(A_1 - \beta)X]}{A_2 \sinh(2A_1 X)} e^{jA_2 x} \right) e^{-j\omega t} \right] \\ H_{iy} = \operatorname{Re} \left[(P_i \cosh(\beta y) + Q_i \sinh(\beta y)) \left(e^{j\beta x} - \frac{\sinh[(A_2 - \beta)X]}{\sinh(2A_1 X)} e^{jA_1 x} - \frac{\sinh[(A_1 - \beta)X]}{\sinh(2A_1 X)} e^{jA_2 x} \right) e^{-j\omega t} \right] \end{array} \right. \quad (7)$$

1.3 分层区域传递矩阵

空载试验时, 次级不存在感应电流, 因此除 F_i 区域的上边界 y_0 , 其余待求区域均为无电流区, 满足式(1)。边界 y_1, y_2 是介质的分界面, 根据分界面衔接条件有

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{ix} = H_{i-1,x} \\ B_{iy} = B_{iy} \Rightarrow H_{iy} = \frac{\mu_{i-1,r}}{\mu_{ir}} H_{i-1,y} \end{array} \right. \quad (8)$$

$$A_{i+1}^i = \begin{pmatrix} \frac{\mu_{i+1,r}}{\mu_{ir}} \cosh^2(\beta y_i) - \sinh^2(\beta y_i) & -\cosh(\beta y_i) \sinh(\beta y_i) \left(1 - \frac{\mu_{i+1,r}}{\mu_{ir}} \right) \\ \cosh(\beta y_i) \sinh(\beta y_i) \left(1 - \frac{\mu_{i+1,r}}{\mu_{ir}} \right) & \cosh^2(\beta y_i) - \frac{\mu_{i+1,r}}{\mu_{ir}} \sinh^2(\beta y_i) \end{pmatrix} \quad (11)$$

式中, \mathbf{k}_r 为次级的感应涡流。边界条件为

$$\mathbf{H} \Big|_{x=\pm X} = 0$$

不妨设磁场强度的通解表达式为

$$\mathbf{H} = \mathbf{e}_y \operatorname{Re} H e^{-j\omega t}$$

将其代入式(4), 并结合行波电流层的表达式, 解二阶常微分方程可得 \mathbf{H} 在初级长度 $[-X, X]$ 范围内的分布为

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{H} = \mathbf{e}_y \operatorname{Re} \left[\frac{\beta K_n}{y_0(\beta - A_1)(\beta - A_2)} H(x) e^{-j\omega t} \right] \\ H(x) = e^{j\beta x} - \frac{\sinh[(A_2 - \beta)X]}{\sinh(2A_1 X)} e^{jA_1 x} - \frac{\sinh[(A_1 - \beta)X]}{\sinh(2A_1 X)} e^{jA_2 x} \end{array} \right. \quad (5)$$

式中, 参数 A_1, A_2 为复数, 可表示为

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = \gamma + j\gamma, A_2 = -A_1 \\ \gamma = \frac{\omega \mu_0 \sigma}{\sqrt{2} y_0} \end{array} \right. \quad (6)$$

将式(6)表达的端部效应表达式代入式(3)中进行修正, 可得理想空载条件下计及端部效应的磁场强度表达式为

不妨设 F_i 区域的参数矩阵为

$$\mathbf{R}_i = (P_i \quad Q_i)^T \quad (9)$$

传递矩阵 \mathbf{A}_{i+1}^i 表示 F_i 区域参数由 F_{i+1} 区域参数表达的关系矩阵, 即

$$\mathbf{R}_i = \mathbf{A}_{i+1}^i \mathbf{R}_{i+1} \quad (10)$$

设 F_i 区域的相对磁导率为 μ_{ir} , 则 $\mu_{1r} = \mu_{3r} = 1$ 。整理式(7)~式(10), 解得相邻两区域传递矩阵为

相应地，有

$$\mathbf{R}_{i+1} = \mathbf{A}_i^{i+1} \mathbf{R}_i = (\mathbf{A}_{i+1}^i)^{-1} \mathbf{R}_i \quad (12)$$

$$\mathbf{R}_i = \mathbf{A}_{i+n}^i \mathbf{R}_{i+n} = \mathbf{A}_{i+1}^i \mathbf{A}_{i+2}^{i+1} \cdots \mathbf{A}_{i+n}^{i+n-1} \mathbf{R}_{i+n} \quad (13)$$

显然，传递矩阵为反对称矩阵。

1.4 边界条件及求解

在 F_1 区域的上边界 y_0 处，依据全电流定律，有第一类边界条件，解得

$$P_1 \sinh(\beta y_0) + Q_1 \cosh(\beta y_0) = K_s$$

在 F_3 区域的下边界处，磁力线为零，满足第一类

$$\left\{ \begin{array}{l} P_1 = \frac{\cosh[\beta(y_1 - y_2)] e^{-\beta y_1} + \sinh[\beta(y_1 - y_2)] \left(\mu_{2r} \cosh(\beta y_1) - \frac{1}{\mu_{2r}} \sinh(\beta y_1) \right)}{\cosh[\beta(y_1 - y_2)] e^{\beta(y_0 - y_1)} + \sinh[\beta(y_1 - y_2)] \left\{ \mu_{2r} \sinh[\beta(y_0 - y_1)] + \frac{1}{\mu_{2r}} \cosh[\beta(y_0 - y_1)] \right\}} K_s \\ Q_1 = \frac{\cosh[\beta(y_1 - y_2)] e^{-\beta y_1} + \sinh[\beta(y_1 - y_2)] \left(\frac{1}{\mu_{2r}} \cosh(\beta y_1) - \mu_{2r} \sinh(\beta y_1) \right)}{\cosh[\beta(y_1 - y_2)] e^{\beta(y_0 - y_1)} + \sinh[\beta(y_1 - y_2)] \left\{ \mu_{2r} \sinh[\beta(y_0 - y_1)] + \frac{1}{\mu_{2r}} \cosh[\beta(y_0 - y_1)] \right\}} K_s \end{array} \right. \quad (14)$$

另经反向迭代，可由传递矩阵求解 F_2 、 F_3 区域参数，为

$$\begin{cases} \mathbf{R}_2 = (P_2 \quad Q_2)^T = \mathbf{A}_1^2 \mathbf{R}_1 \\ \mathbf{R}_3 = (P_3 \quad Q_3)^T = \mathbf{A}_1^3 \mathbf{R}_1 \end{cases}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_1 \sinh(\beta y) + Q_1 \cosh(\beta y) = K_s \frac{\cosh[\beta(y_1 - y_2)] e^{\beta(y-y_1)} + \mu_{2r} \sinh[\beta(y_1 - y_2)] \sinh[\beta(y - y_1)]}{\cosh[\beta(y_1 - y_2)] e^{\beta(y_0 - y_1)} + \mu_{2r} \sinh[\beta(y_1 - y_2)] \sinh[\beta(y_0 - y_1)]} \\ P_1 \cosh(\beta y) + Q_1 \sinh(\beta y) = K_s \frac{\cosh[\beta(y_1 - y_2)] e^{\beta(y-y_1)} + \mu_{2r} \sinh[\beta(y_1 - y_2)] \cosh[\beta(y - y_1)]}{\cosh[\beta(y_1 - y_2)] e^{\beta(y_0 - y_1)} + \mu_{2r} \sinh[\beta(y_1 - y_2)] \sinh[\beta(y_0 - y_1)]} \end{array} \right. \quad (15)$$

由上述分析可以看出，在主磁场中，磁场强度在 x 方向和 y 方向耦合，并且与背板的相对磁导率和厚度均有关。若要主磁场的磁场强度严格处处保持不变，则需改变 y_2 使得式(15)中两个表达式的值恒定，但实质上自变量维数低于待求量维数，大部分情况下无解。另外待求解的方程组为超越方程组，即使有解析解，但形式复杂不便应用于工程中，因此需要通过其他方式保证励磁电感不变。

1.5 磁场储能及电感参数

在 F_i 区域中，磁场储存的能量可表示为

$$W_i = \frac{1}{2} L_i I^2 = \frac{1}{2} \int_v \mathbf{B}_i \mathbf{H}_i dv = \frac{\mu_i}{2} \int_{v_i} \mathbf{H}_i^2 dv \quad (16)$$

根据空载试验方法，不难得知，在初级与输入电压不变的前提下，要使得励磁参数不变，需要保证采

边界条件，即

$$\begin{cases} H_{3x} \Big|_{y=-\infty} = (P_3 - Q_3) e^{-\beta y} \cos(\beta x - \omega t) = 0 \\ H_{3y} \Big|_{y=-\infty} = (P_3 - Q_3) e^{-\beta y} \sin(\beta x - \omega t) = 0 \end{cases}$$

解得

$$P_3 = Q_3$$

由式(10)、式(11)、式(13)，从 F_3 区域依次向上迭代，解得在 F_1 区域，参数 P_1 、 Q_1 分别为

将式(14)代入式(7)，并考虑到背板材料，无论是铁还是软磁铁氧体，相对磁导率 $\mu_{2r} \gg 1$ ，则 y 方向参数可化简为

用等效次级时电机主磁路的磁场储能与传统直线感应电机主磁路的磁场储能相等。

因为 $\mu_{2r} \gg 1$ ，背板中的能量可忽略不计，所以电机主磁路的能量集中于气隙-导电板(F_1 区域)，该区域所得到的能量即励磁电感储存的能量。在 F_1 区域，磁场强度沿 x 轴的积分如式(17)所示。

$$\int_{-X}^X (H_{1x}^2 + H_{1y}^2) dx = [X + P(\text{Re}\gamma, X)] [(P_1 \sinh(\beta y) + Q_1 \cosh(\beta y))^2 + (P_1 \cosh(\beta y) + Q_1 \sinh(\beta y))^2] - \frac{\sin(2\beta X) \cos(2\omega t)}{2\beta} \quad (17)$$

式中，函数 $P(\text{Re}\gamma, X)$ 表示对端部效应谐波中 x 分量的积分。式(17)中，前一部分不含时间 t ，为稳态分

量, 后一部分与时间 t 有关, 为暂态分量。然而根据 β 的定义, $\sin(2\beta X)=0$, 暂态分量为零。因此, 在本文的电磁场分析模型中, 励磁参数与时间无关。定义背板的表征函数 $f(\mu_{2r}, y_2)$, 表示背板材料与几何参数对励磁

$$f(\mu_{2r}, y_2) =$$

$$\cosh^2[\beta(y_1 - y_2)] + \frac{1}{2}\mu_{2r}^2 \sinh^2[\beta(y_1 - y_2)][e^{-2\beta(y_0 - y_1)} - 1]$$

$$\cosh[\beta(y_1 - y_2)]\{\cosh[\beta(y_1 - y_2)] + \mu_{2r} \sinh[\beta(y_1 - y_2)]\}[e^{2\beta(y_0 - y_1)} - 1] + \frac{1}{2}\mu_{2r}^2 \sinh^2[\beta(y_1 - y_2)] \sinh[2\beta(y_0 - y_1)]$$
(19)

考虑电机的几何尺寸, 由于 $\beta(y_1 - y_2) \rightarrow 0$, 对式(19)进行二阶泰勒展开, 并代入到式(18), 可得

$$L_m = 2\mu_0 Z[X + P(\text{Re}\gamma, X)] \cdot$$

$$\left[\frac{1}{\beta} + \mu_{2r}(y_1 - y_2)e^{-2\beta(y_0 - y_1)} \right] \left[1 - e^{-2\beta(y_0 - y_1)} \right]$$
(20)

记背铁相对磁导率为 μ_{21} , 下边界 y 轴坐标为 y_{21} ; 等效背板的相对磁导率为 μ_{22} , 下边界 y 轴坐标为 y_{22} 。替换前、后次级相对磁导率发生变化时, 要保证电机励磁电感不变, 根据式(20), 解得 y_{22} 如式(21)所示。

$$y_{22} = \left(1 - \frac{\mu_{21}}{\mu_{22}} \right) y_1 + \frac{\mu_{21}}{\mu_{22}} y_{21}$$
(21)

式(20)、式(21)表明, 虽然直线感应电机的励磁电感受端部效应的影响, 但等效背板的厚度与端部效应无关。式(21)给出了在次级背板的相对磁导率发生变化时保持电机励磁电感不变的等效次级厚度。在等效次级的求解过程中, 即使气隙中主磁场的磁场分布不一定与原分布处处相等, 但等效前、后主磁场的磁场储能维持不变, 意味着直线感应电机在等效前、后励磁电感保持不变, 表明通过等效次级可以测量直线感应电机空载参数。

2 有限元计算

2.1 计算对象和参数设置

本文采用有限元计算, 以常见的短初级单边直线感应电机(Single-sided Linear Induction Motor, SLIM)为例, 对直线感应电机电磁场的理论分析与解析计算表达式进行验证。这里本文保持替换前、后两种背板的几何尺寸不变, 而改变材料的相对磁导率和电导率(替换前、后材料分别为背铁、软磁铁氧体)。

有限元计算的两个对象分别为采用传统次级和采用等效次级的 SLIM, 因为仿真过程需考虑电机的运

电感的影响, 由上述分析, 励磁电感可表示为

$$L_m = 2\mu_0 Z[X + P(\text{Re}\gamma, X)]f(\mu_{2r}, y_2) \quad (18)$$

其中, 表征函数 $f(\mu_{2r}, y_2)$ 的表达式如式(19)所示。在励磁电感一定时, 要求背板的表征函数恒定。

动, 故选择瞬态磁场对二者分别求解。在几何结构上, 二者参数设置相同: 气隙 5 mm, 次级导电板 2 mm, 次级背板 1 mm, 各区域边界的 y 轴坐标依次为 $y_0 = 0$, $y_1 = -7$ mm, $y_2 = -8$ mm。此外, 电机初级条件相同: 采用矩形槽, 绕组匝数 100 匝, 单层整距绕组, 激励为三相对称工频电流源。但二者的次级材料有所差别, 其对比见表 1, 其中 σ 、 μ_r 分别为材料电导率和相对磁导率。

表 1 有限元计算 SLIM 材料参数

Tab. 1 Materials of SLIMs in finite element calculation

名称	材 料		参 数	
	传统次级	等效次级	普通次级	等效次级
初级铁心	硅钢片 D23_50	硅钢片 D23_50	$B-H$ 曲线 $\sigma = 0$	$B-H$ 曲线 $\sigma = 0$
初级绕组	铜	铜	$\mu_r = 0.999\ 991$ $\sigma = 5.8 \times 10^7$	$\mu_r = 0.999\ 991$ $\sigma = 5.8 \times 10^7$
气隙	空气	空气	$\mu_r = 1.000\ 004$ $\sigma = 0$	$\mu_r = 1.000\ 004$ $\sigma = 0$
导电板	铝	无(空气)	$\mu_r = 1.000\ 021$ $\sigma = 3.8 \times 10^7$	$\mu_r = 1.000\ 004$ $\sigma = 0$
背板	铁	软磁 铁氧体	$\mu_r = 4\ 000$ $\sigma = 1.03 \times 10^7$	$\mu_r = 2\ 000$ $\sigma = 0$

可以看到, 除了电机次级(次级导电板、次级背板)材料的参数, 电机的其他参数均相同。通过仿真对材料相对磁导率与磁场强度分布的表达式进行验证。

2.2 计算结果

对传统次级 SLIM 进行空载试验, 即: SLIM 运行至同步速 7.15 m/s; 对于等效次级 SLIM, 由于次级不导电, 初级和次级间无相对运动, 运动设置中的速度为 0。要注意的是, 在软件计算中, 空载试验容易实现, 而在实际测量中, 特别是在城市轨道交通车辆领域, 由于直线感应电机初级安装在车体上, 难以达到真正的空载状态。除此之外, 直线感应电机位置重复性差、辅助拖动设备消耗较大, 导致实际的空载试验几乎不可能进行。

图3为气隙中的磁场强度 H 的场量云图, 可以看出, 二者的磁场强度 H 分布规律大致相同, 但具体数值有所区别。

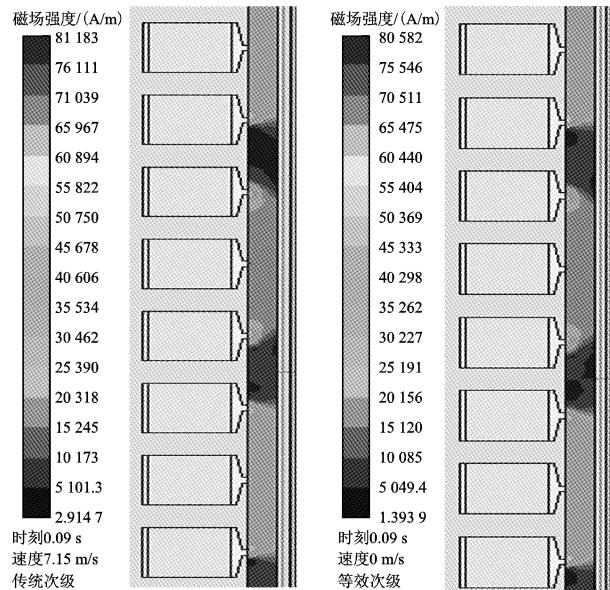


图3 SLIM 传统空载试验和等效次级空载试验中的气隙磁场强度云图

Fig. 3 The field figure of SLIM in traditional no-load test and the one with the equivalent secondary

不失一般性, 选择气隙中 $y = -2.5 \text{ mm}$ 处平行于 x 轴的一条直线, 计算沿这条直线的切向磁场强度 H_x 和法向磁场强度 H_y 。替换前、后的磁场强度分量对比曲线如图4、图5所示。图中, H_x 和 H_y 均呈周期性变化, 容易看出其变化周期为 2τ , 这与理论公式中 x 方向参数相符。需要注意的是, 仿真中初级齿槽的影响在理论分析的前提中不予考虑, 因此图4、图5中出现了理论中未出现的奇次谐波(显然曲线未发生相移, 因此认为不含有偶次谐波)。

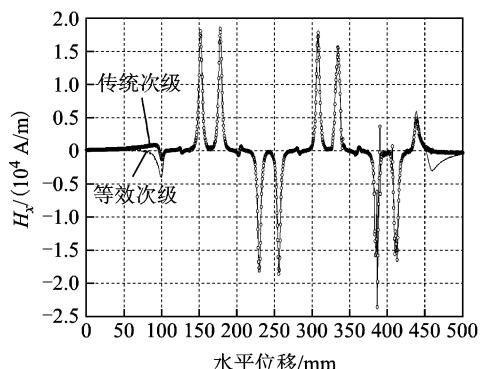


图4 气隙中 H_x 沿 x 轴分布

Fig. 4 The distribution of H_x in air gap along x -axis

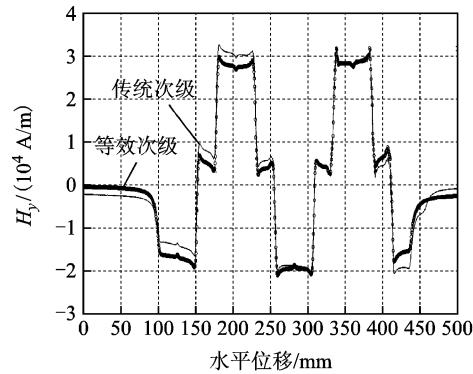
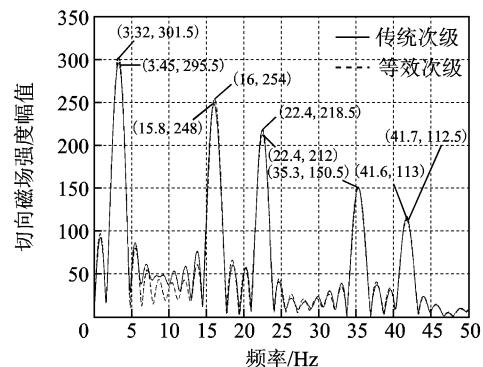


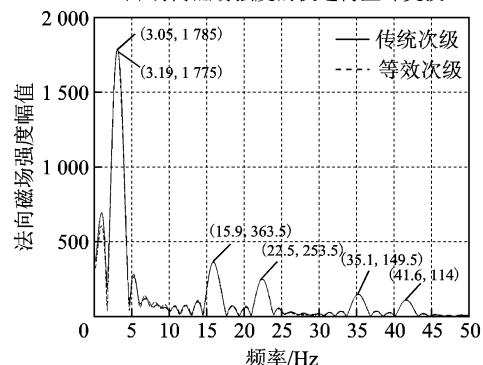
图5 气隙中 H_y 沿 x 轴分布

Fig. 5 The distribution of H_y in air gap along x -axis

图6中, 对 H_x 和 H_y 分别进行快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transformation, FFT), 可以看出, 切向分量和法向分量的基波分别为 3.235 Hz 、 3.052 Hz , 理论计算出 x 方向参数的频率 $f_x = 1/2\tau = 3.03 \text{ Hz}$, 相对误差分别为 6.8% 和 0.73% , 在误差允许范围内。针对基波分量进行分析, 可以看出, 在次级替代前、后, H_y 的变化较大; 同时, 在表示 y 方向参数的式(14)中, 由于 $\beta(\gamma_0 - \gamma_1) \rightarrow 0$, 因此 $\cosh[\beta(\gamma_0 - \gamma_1)] > \sinh[\beta(\gamma_0 - \gamma_1)]$, 与 H_x 相比, μ_{2r} 对 H_y 的影响相对较大。有限元计算结果与理论分析公式能够互相证明, 表明直线感应电机磁场的二维模型满足自洽性。



(a) 切向磁场强度的快速傅里叶变换



(b) 法向磁场强度的快速傅里叶变换

图6 磁场强度分量快速傅里叶变换结果

Fig. 6 The FFT curves of H -components

3 试验平台

本文重点针对直线感应电机大气隙的特点,已证明端部效应对等效背板的厚度无影响。并且,将直线感应电机拖动到空载条件需要额外的原动机以及相当大的占地,试验不易进行;即使采用小型电机(如同步速度4.5 m/s),受场地和时间限制,实验精度也难以保证。为此,试验平台以异步旋转电机(Rotary Induction Motor, RIM)作为测试对象进行空载试验测量。待测电机采用YS5614型电机的定子,转子分别为实心铁转子和软磁铁氧体转子,转子直径均为49 mm,使得电机的气隙增大2 mm,符合直线感应电机大气隙的特点,具体试验测量电路如图7所示。

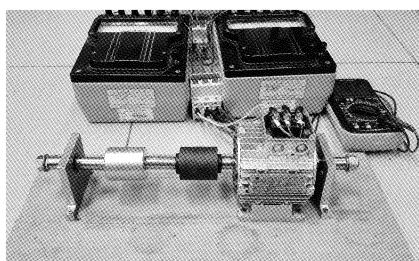


图7 空载试验测量电路

Fig. 7 The circuit of no-load test

由于电机气隙远大于YS5614型电机标准气隙,空载试验时初级电流将显著增加,为避免绕组过热产生温升过大甚至烧坏线圈等问题,本文采用曲线拟合的方法进行数据处理:输入电压最高加至额定电压0.8倍左右,并迅速读数,数据处理采用拟合的方法计算出额定点的电磁参数。铁转子和软磁铁氧体转子的空载试验数据见表2、表3,其中, U_1 、 I_0 、 P_{01} 、 P_{02} 、 P_0 分别为初级电压、空载电流、第一、二台功率表的示数、空载功率。

表2 铁转子空载试验测量数据

Tab. 2 Measured data of no-load test with iron rotor

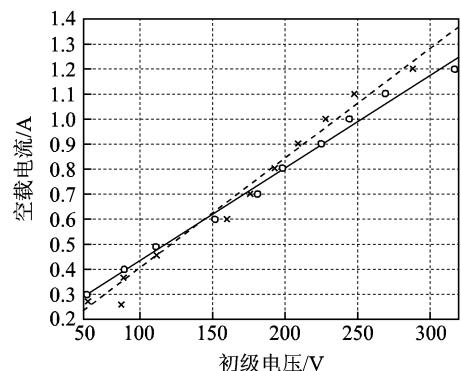
次数	U_1/V	I_0/A	P_{01}/W	P_{02}/W	P_0/W
1	63.5	0.2975	1.25	15	16.25
2	89.2	0.4	5	28.75	33.75
3	111.1	0.49	6.25	45	51.25
4	151.8	0.6	15	90	115
5	181	0.7	20	115	135
6	198	0.8	27.5	132.5	160
7	225	0.9	40	170	210
8	244	1.0	50	210	260
9	269	1.1	60	280	340
10	317	1.2	80	310	390

表3 软磁铁氧体转子空载试验测量数据

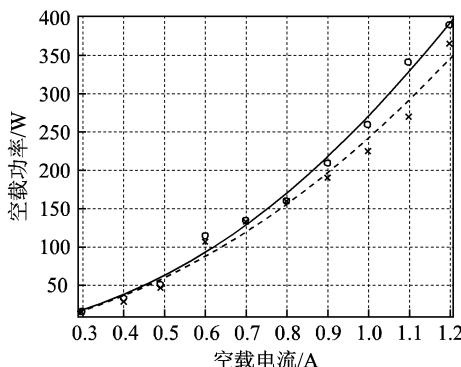
Tab. 3 Measured data of no-load test with soft-ferrite rotor

次数	U_1/V	I_0/A	P_{01}/W	P_{02}/W	P_0/W
1	63.8	0.27	2.5	12.5	15
2	88.7	0.365	3.75	25	28.75
3	111.3	0.455	7.5	40	47.5
4	160	0.6	17.5	90	107.5
5	176	0.7	22.5	110	132.5
6	193	0.8	25	135	160
7	209	0.9	30	160	190
8	228	1.0	30	195	225
9	248	1.1	40	230	270
10	288	1.2	75	290	365

根据表2、表3,通过Matlab拟合可得图8曲线。根据图8可以推知,额定电压下,铁转子电机空载电流为1.47 A,空载功率为589.14 W;软磁铁氧体转子空载电流为1.63 A,空载功率为615.73 W。经过空载试验参数计算,铁转子电机和软磁铁氧体转子电机的励磁电抗分别为 $X_{m1}=63.25 \Omega$, $X_{m2}=55.12 \Omega$,因此二者之比 $X_{m1}/X_{m2}=1.147$ 。



(a) 空载电流-初级电压拟合曲线



(b) 空载功率-空载电流拟合曲线

× 等效次级测量数据 --- 等效次级拟合曲线
○ 传统次级测量数据 —— 传统次级拟合曲线

图8 空载试验拟合曲线

Fig. 8 The fitting curves in no-load test

表4为空载试验励磁电抗的数据对比。为保证数据有效性,用于理论计算的直线感应电机与YS5614型电机(定子为4极,内径54 mm)具有相同的结构参数。

表4 空载试验励磁电抗

Tab. 4 Magnetizing reactance measured in no-load test

电机	铁 X_{m1}/Ω	软磁铁氧体 X_{m2}/Ω	比值 X_{m1}/X_{m2}
RIM 实验测量	63.25	55.12	1.147
LIM 传统理论计算	54.88	54.88	1
LIM 等效次级理论计算	55.39	48.47	1.141

第二行数据采用电机设计中传统的磁路计算方法^[25],由于传统方法认为背板材料相对磁导率无穷大,因此其铁转子电机励磁电抗 $X_{m1}=54.88 \Omega$ 准确有效,而软磁铁氧体励磁电抗 X_{m2} 、励磁电抗比值 X_{m1}/X_{m2} 均不准确,在数据对比中不具有参考价值。

第三行数据采用本文提出的等效次级计算方法:根据前文理论计算,在式(15)中, y_0-y_1 为待测电机的气隙, y_1-y_2 为将转子沿径向剖开、拉直后的等效厚度,采用线性化之后的式(20),求得铁转子电机励磁电抗 $X_{m1}=55.39 \Omega$,软磁铁氧体转子电机励磁电抗 $X_{m2}=48.47 \Omega$,二者之比 $X_{m1}/X_{m2}=1.141$ 。

与传统的磁路计算方法相比,等效次级理论计算的 X_{m1} 相对误差为0.93%,因此可认为式(20)真实有效。同时,对于励磁电抗之比,等效次级理论计算结果与试验台测量结果相对误差为0.5%,可以说明,等效次级的折算与端部效应的相关性很小,证明式(21)真实有效。

由于试验台采用的电机在等效到直线电机后,与直线感应电机相比, x 、 y 方向上的几何尺寸差距不明显,在采用式(20)时条件 $\beta(y_1-y_2)\rightarrow 0$ 、 $\beta(y_0-y_1)\rightarrow 0$ 不够严格,并且具有端部效应带来的误差,因此励磁电抗测量值和传统磁路计算值有差距,这符合直线感应电机的基本理论。由于此项对比与等效次级无关,因此不会对试验结果造成影响。

理论计算与试验测量相对比,并综合有限元分析,表明在直线感应电机中采用二维电磁场模型进行理论计算是合理的,可以据此进行直线感应电机的等效空载试验。同时,试验测量表明,在采用式(20)和式(21)时,要对充分条件 $\beta(y_1-y_2)\rightarrow 0$ 、 $\beta(y_0-y_1)\rightarrow 0$ 进行判定,不过一般地,在直线感应电机中,由于其结构特点,这个条件是普遍成立的。

4 结论

针对直线感应电机气隙大、背铁中感应电流不为

零,且电机本体无法与转向架分离的特点,本文提出了一种基于等效次级的直线感应电机空载试验的方法,采用软磁铁氧体材料代替背铁,达到电机次级电流为零的要求,并给出了详细的分析过程:

1)建立了直线感应电机的电磁场二维模型,对直线感应电机大气隙下的磁场进行了理论分析,根据此模型得到励磁电感的解析表达式,计算了次级材料相对磁导率对励磁电感的影响。

2)依据直线感应电机的几何结构特点,数学上适当化简,使励磁电感的表达式同时适用于直线感应电机的控制。

3)根据次级材料相对磁导率与励磁电感的解析表达式,在励磁电感不变的前提下,计算等效次级的几何参数,通过有限元计算与试验测量验证,理论计算结果与测量结果误差较小,表明电磁场二维模型真实有效,基于等效次级的空载试验方法的理论满足自洽性,为获得准确的直线感应电机等效电路参数提供了有效方法。

参考文献

- [1] 宫金林,王秀和. 基于多目标有效全局优化算法的直线感应电动机优化设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 32-37.
Gong Jinlin, Wang Xiuhe. Optimal design of a linear induction motor using multi-objective efficient global optimization [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(24): 32-37.
- [2] 陈特放,邓江明,唐建湘,等. 磁浮直线感应电机的PI自适应电流可变转差频率鲁棒控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(7): 154-162.
Chen Tefang, Deng Jiangming, Tang Jianxiang, et al. Variant current variable slip-frequency robust adaptive control for single-sided linear induction motors used in maglev transportation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(7): 154-162.
- [3] 姜杰,王学斌,殷家敏,等. 基于感应电动机复数简化模型的参数辨识研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(19): 87-92.
Jiang Jie, Wang Xuebin, Yin Jiamin, et al. Research on identification of induction motor based on its simplified complex quantity models [J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(19): 87-92.
- [4] 孙昊,王茂海,齐霞. 基于PMU实测数据的同步发电机参数在线辨识方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(3): 31-36.

- Sun Hao, Wang Maohai, Qi Xia. Synchronous generator parameters identification based on PMU data [J]. Power System Protection and Control, 2014, 42 (3): 31-36.
- [5] 张宇辉, 陈峰, 李慧敏, 等. 基于小波变换和矩阵束算法的同步电机参数辨识[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(9): 87-92.
- Zhang Yuhui, Chen Feng, Li Huimin, et al. Parameter identification of synchronous machine based on wavelet transform and matrix pencil algorithm[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(9): 87-92.
- [6] 王红, 梁俊霞, 胡佳琳. 基于 $\alpha\beta$ 坐标系模型的双馈风力发电机参数辨识[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(20): 81-85.
- Wang Hong, Liang Junxia, Hu Jialin. Doubly-fed wind power generator parameter identification based on the $\alpha\beta$ coordinate model[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(20): 81-85.
- [7] 邓歆, 张广明, 王德明, 等. 基于全阶模型的异步电机磁链观测收敛性分析与对策[J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 61-71.
- Deng Xin, Zhang Guangming, Wang Deming, et al. Convergence analysis and corresponding strategy of full model based induction motor flux observation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 61-71.
- [8] 黄子果, 王善铭, 倪守辉. 三维分段分层法用于光滑实心转子异步电机参数计算与性能分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 15-21.
- Huang Zigu, Wang Shanming, Ni Shouhui. Parameter calculation and performance analysis of solid rotor induction machines Using 3D subsectional and multi-layer method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(23): 15-21.
- [9] 徐伟, 孙广生, 李耀华, 等. 一种新型的直线异步电机参数测量方案[J]. 电工技术学报, 2007, 22 (6): 54-58.
- Xu Wei, Sun Guangsheng, Li Yaohua, et al. A new parameter measurement scheme for single linear induction motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(6): 54-58.
- [10] 任晋旗, 李耀华, 徐伟, 等. 直线感应电机在线参数辨识[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (24): 113-117.
- Ren Jinqi, Li Yaohua, Xu Wei, et al. Online parameter estimation of linear induction motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(24): 113-117.
- [11] 何晋伟, 史黎明. 一种基于静态特性的直线感应电机参数辨识方法[J]. 电工电能新技术, 2009, 28 (4): 50-53.
- He Jinwei, Shi Liming. An identification method for linear induction motor parameter based on static characteristics [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2009, 28(4): 50-53.
- [12] Alonge F, Cirrincione M, D' Ippolito F, et al. Parameter identification of linear induction motor model in extended range of operation by means of input-output data[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2): 959-972.
- [13] Sun Zhaolong, Ma Weiming, Liu Dezhi, et al. Modeling and parameter measurement scheme for double primaries coupling linear induction motors [C]//2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), Rome, 2010: 1-5.
- [14] Kim D K, Kwon B I. A novel equivalent circuit model of linear induction motor based on finite element analysis and its coupling with external circuits [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2003, 42(10): 3407-3409.
- [15] Shiri A, Shoulaie A. Design optimization and analysis of single-sided linear induction motor, considering all phenomena[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(2): 516-525.
- [16] Xu Wei, Sun Guangyong, Wen Guilin, et al. Equivalent circuit derivation and performance analysis of a single-sided linear induction motor based on the winding function theory[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(4): 1515-1525.
- [17] 张志华, 史黎明, 李耀华. 栅格次级双边直线感应电机特性[J]. 电工技术学报, 2014, 29 (3): 103-110.
- Zhang Zhihua, Shi Liming, Li Yaohua. Characteristics of double sided linear induction motors with ladder-slit type secondary[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 103-110.
- [18] 秦伟, 范瑜, 吕刚, 等. 非磁性次级感应悬浮电机磁场和力特性研究[J]. 电机与控制学报, 2011, 15 (8): 1-6.
- Qin Wei, Fan Yu, Lü Gang, et al. Characteristic and magnetic field analysis of a non-magnetic secondary induction Maglev motor[J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(8): 1-6.
- [19] 李硕, 范瑜, 吕刚, 等. 非磁性次级直线感应电机特性及涡流损耗分析[J]. 电机与控制学报,

- 2014, 18(4): 1-5.
- Li Shuo, Fan Yu, Lü Gang, et al. Force characteristic and eddy loss analysis of a nonmagnetic secondary linear induction motor [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(4): 1-5.
- [20] Ooi B T, White D C. Traction and normal forces in the linear induction motor[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1970, PAS-89(4): 638-645.
- [21] Xu Wei, Zhu Jianguo, Zhang Yongchang, et al. An improved equivalent circuit model of a single-sided linear induction motor [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(5): 2277-2289.
- [22] 刘斌, 方进, 曹君慈, 等. 次级结构参数对高温超导直线感应电机电磁特性的影响[J]. 低温与超导, 2014, 42(5): 46-50.
Liu Bin, Fang Jin, Cao Junci, et al. Effect of secondary structural parameters on HTS LIM electromagnetic properties[J]. Cryogenics and Superconductivity, 2014, 42(5): 46-50.
- [23] 彭威, 李伟力, 程树康, 等. 次级对直线感应电动机性能的影响[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(1): 47-51.
- Peng Wei, Li Weili, Cheng Shukang, et al. Influence of secondary on linear induction motor performance[J]. Electric Machines and Control, 2008, 12(1): 47-51.
- [24] Li Dong, Li Weili, Cao Junci, et al. Influence of material electromagnetic properties on HTS Linear Induction Motor used in rail transit[C]//2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS), Aachen, Germany, 2015: 1-7.
- [25] 上海工业大学, 上海电机厂. 直线异步电动机[M]. 北京: 机械工业出版社, 1979.

作者简介

邱 琪 女, 1992 年生, 博士研究生, 研究方向为特种电机及其控制。

E-mail: 14117385@bjtu.edu.cn

范 瑜 男, 1954 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为特种电机及其控制。

E-mail: yfan@bjtu.edu.cn(通信作者)

(编辑 于玲玲)