接线相位差对直线电机牵引性能的影响

张敏, 罗世辉, 马卫华*

西南交通大学牵引动力国家重点实验室, 成都 610031

* E-mail: mwh@swjtu.edu.cn

收稿日期: 2018-12-28; 接受日期: 2019-04-08; 网络版发表日期: 2019-06-27

国家自然科学基金(批准号: 51875483)、四川省重点研发项目(编号: 2018GZ0054)和西南交通大学博士研究生创新基金(编号: D-CX201813)资助项目

摘要 相邻短初级直线感应电机串联运行时, 初级电流相位差对电机牵引性能的影响较大, 值得深入研究. 本文基于单台电机纵向边端效应分析理论, 建立相邻串联电机的纵向边端效应计算模型, 对电流相位差与电机复量功率和推力之间的数学关系进行推导; 然后利用数学模型对电机电磁特性随接线相位差的变化情况进行详细的分析; 最后提出不同间距下电机最佳接线相位差的计算方式. 结果表明: 电流接线相位差的不同将改变相邻串联电机的纵向边端效应影响系数, 随着速度的增大影响越来越明显, 且对第二台电机的影响大于第一台电机(按行进的方向), 不同的接线相位差使电机牵引力最大有约1 kN的差值. 利用本文提出的计算方法可为相邻电机选择合理的接线方式, 研究结果可为实际工程提供技术指导, 通过简便的操作使车辆的牵引性能得到有效的提高.

关键词 直线电机, 初级电流, 相位差, 边端效应系数, 牵引性能

1 引言

直线感应电机结构简单、散热条件好且具有较好的经济性, 在交通运输、建筑及数控加工等领域得到广泛应用. 在轨道交通领域, 部分地铁车辆和中低速磁浮列车采用单边短定子直线电机进行牵引, 优势明显的同时也凸显一些不足, 由于边端效应等因素的影响导致效率较低, 牵引能力有限. 为了提高直线电机的牵引性能, 国内外学者在直线电机优化设计、边端效应削弱以及法向力控制等方面做过很多相关研究.

Bazghaleh等人^[1]引入一个新的因子 K_{lee} 用来量化直线感应电机的边端效应. Faiz和Jagari^[2]采用基于等

效电路的一维二维分析方法来预测单边直线感应电机的运行性能. Im等人^[3]使用有限元法和序列无约束最小化技术来对直线电机的各设计变量进行优化. Lee等人^[4]提出了直线电机的等效电路模型并计算了等效参数. Shiri和Shoulaie^[5]采用考虑单边直线感应电机存在的所有问题的邓肯式等效电路模型, 分析得到对应的电机效率、功率因数、法向力和推力. Xu等人^[6]提出一种新的等效电路模型并分析了其不同的动态和稳态性能. 吕刚等人^[7]对导磁层和导电层的横向边缘效应, 分别给出了相应的修正系数. 徐伟等人^[8]由绕组函数理论计算出电感、运动电势系数, 建立了电压和磁链方程. Ooi和White^[9]利用麦克斯韦磁应力张量对电

引用格式: 张敏, 罗世辉, 马卫华. 接线相位差对直线电机牵引性能的影响. 中国科学: 技术科学, Zhang M, Luo S H, Ma W H. Influence of connection phase difference on the traction performance of linear induction motor (in Chinese). Sci Sin Tech, doi: 10.1360/N092018-00443

机牵引力和法向力进行了计算。

Shi等人^[10]提出一种基于间接通量导向的牵引力和法向力解耦控制策略。Yoshida等人^[11]提出一种磁浮车单边直线感应电机推力和法向力的解耦控制方法。吕刚等人^[12]建立了完整3D模型来考虑纵/横向边缘效应、初级绕组端部与次级伸出缘等参数。刘希军等人^[13]在考虑直线电机边端效应影响下, 计算推导了电磁推力、法向力与滑差频率的数值关系。邓江明等人^[14]提出一种针对单边直线感应电机的基于非线性负载扰动观测器的预测电流补偿控制策略。任晋旗等人^[15]对励磁电流分量进行动态补偿, 获得了较快的动态响应速度。

上述研究提出了很多具有借鉴意义的理论和方法, 但均针对单台电机, 且与实际工程应用有一定的差距。直线电机在中低速磁浮的应用中, 同侧电机共用一根次级轨、距离较小且相互串联, 两台电机之间的接线相位差势必会改变初级行波电流层的分布情况, 其对牵引性能的影响尚未有相关研究。本文将单台电机纵向边端效应的计算模型为基础, 建立相邻两台串联电机的分析模型和边界条件, 对两台电机的纵向动态边端效应影响系数进行重新推导, 分析电流接线相位差对电机特性的影响。针对不同的电机间距, 提出最佳接线方式的选择方法, 为工程应用提供参考。

2 初级电流接线相位差

如图1所示为直线电机在中低速磁浮列车上的应用, 电机安装于悬浮架中部, 可以看到电机间距较小, 且同侧电机共用一根次级轨。单节车同侧相邻电机一般串联后再与另一侧进行并联最后接入牵引逆变器, 当直线电机通入三相交流电, 电机的初级会产生行波电流层, 若以第一台电机(按车辆行进方向)的端部为坐标原点, 则相邻两台电机的初级行波电流层存在一

图1 (网络版彩图)同一侧的串联直线电机

定的相位差, 如图2所示。该相位差由两部分组分: 一部分为电机之间的间距带来的相位差; 另一部分为接线方式引起的相位差。

当悬浮架及电机结构已经确定, 即间距一定时, 为了得到更好的牵引性能, 只能从接线方式入手。相邻电机之间的接线相位差是指两台电机接入的三相电流相位排布不一致, 比如第一台电机的相位排布为 $A \rightarrow -C \rightarrow B \rightarrow -A \rightarrow C \rightarrow -B$, 而第二台电机可能与之有 120° 的相位差, 排布方式为 $C \rightarrow -B \rightarrow A \rightarrow -C \rightarrow B \rightarrow -A$, 两台相邻电机的接线相位差一般有6种, 即 0° , 60° , 120° , 180° , 240° 和 300° , 而最好实施的有3种, 为 0° , 120° 和 240° 。

3 理论推导

适用于直线电机电磁计算^[16,17]的基本电磁场方程式表达如下:

$$\begin{aligned} \nabla \times H &= j_1 + j_2, \quad \nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}, \\ \nabla \cdot B &= 0, \quad B = \mu_0 H, \\ j_2 &= \sigma(E + v \times B), \end{aligned} \quad (1)$$

式中, H 为磁场强度, j_1 , j_2 分别为电机初级和次级电流层密度, B 为磁通量密度; E 为电场强度; μ_0 为真空磁导率; σ 为次极板电导率; v 为初级行波磁场速度。

引入矢量磁位的概念, 矢量磁位的旋度为磁通量密度, 其对时间导数为电场强度:

$$\nabla \times \mathbf{A} = B, \quad -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = E, \quad (2)$$

由式(1)和(2)可计算矢量磁位表达式如下:

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \mu_0 \sigma' \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \mu_0 \sigma' (v \times (\nabla \times \mathbf{A})) = -\mu_0 j_1, \quad (3)$$

式中, $\sigma' = \sigma d / \delta_e$ 为次级等效电导率, d 为次级板厚度, δ_e 为等效电磁气隙, $\mathbf{A}$ 为矢量磁位。

图2 相邻串联电机的初级电流层

如图3所示为两台串联电机一维分析模型, 共用次级轨的相邻串联电机主要是纵向边端效应影响程度的变化, 所以横向边端效应的影响系数假设与单台电机相同. 模型中, 电机初级运动方向沿 x 负方向, 区域2和4分别为两台电机的有效区间, 区域1, 3, 5为无初级行波电流区间, 区域6为初级铁心, 区域7为次级钢板. 各区域的复矢量磁位幅值表达如下:

$$\frac{\partial^2 A_{m1}}{\partial x^2} - j\mu_0 \sigma' \omega A_{m1} - \mu_0 \sigma' v \frac{\partial A_{m1}}{\partial x} = 0, \quad (4)$$

$$\frac{\partial^2 A_{m2}}{\partial x^2} - j\mu_0 \sigma' \omega A_{m2} - \mu_0 \sigma' v \frac{\partial A_{m2}}{\partial x} = -\mu_0 J_{1m} e^{-jkx}, \quad (5)$$

$$\frac{\partial^2 A_{m3}}{\partial x^2} - j\mu_0 \sigma' \omega A_{m3} - \mu_0 \sigma' v \frac{\partial A_{m3}}{\partial x} = 0, \quad (6)$$

$$\frac{\partial^2 A_{m4}}{\partial x^2} - j\mu_0 \sigma' \omega A_{m4} - \mu_0 \sigma' v \frac{\partial A_{m4}}{\partial x} = -\mu_0 J_{1m} e^{j\theta} e^{-jkx}, \quad (7)$$

$$\frac{\partial^2 A_{m5}}{\partial x^2} - j\mu_0 \sigma' \omega A_{m5} - \mu_0 \sigma' v \frac{\partial A_{m5}}{\partial x} = 0, \quad (8)$$

式中, ω 为初级电流变化角速度, $A_{m1}, A_{m2}, A_{m3}, A_{m4}, A_{m5}$ 分别为区域1~5的复矢量磁位幅值. 求解二阶微分方程, 式(5)的特解和通解分别为

$$\begin{aligned} A_{\delta 2} &= C_A e^{-jkx}, \\ A_{g2} &= C_{21} e^{(\lambda+\eta)kx} + C_{22} e^{-(\lambda-\eta)kx}. \end{aligned} \quad (9)$$

式(7)的特解和通解分别为

$$\begin{aligned} A_{\delta 4} &= C_A e^{-jkx+j\theta}, \\ A_{g4} &= C_{41} e^{(\lambda+\eta)kx} + C_{42} e^{-(\lambda-\eta)kx}, \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $\eta = G(1-s)/2$; $\lambda = \sqrt{\eta^2 + jG}$; $k = \pi/\tau$; τ 为电机极距,

$C_{21}, C_{22}, C_{41}, C_{42}$ 为待定系数; $C_A = \frac{\mu_0 J_{1m}}{k^2(1+jsG)}$; J_{1m} 为初级电流层幅值; 品质因数 $G = \frac{2\mu_0 f \tau^2 \sigma d}{\pi \delta_e}$; 滑差率 $s = (v_s - v_x)/v_s$, v_s 为行波磁场速度, v_x 为初级运行速度;

图3 分析模型

$\theta = 2p\pi + d_l \times k + \text{phase}$, $2p$ 为电机极数, d_l 为电机间距, phase 为接线相位差.

区域1矢量磁位在 $-\infty$ 时为0, 区域5矢量磁位在 $+\infty$ 时为0.

模型的其他边界条件:

(1) $x=0$ 时, 磁场和电场的切向分量相等, 即: $H_{1z} = H_{2z}, E_{1y} = E_{2y}$.

(2) $x=2p\tau$ 时, 磁场和电场的切向分量相等, 即: $H_{2z} = H_{3z}, E_{2y} = E_{3y}$.

(3) $x=2p\tau+d$ 时, 磁场和电场的切向分量相等, 即: $H_{3z} = H_{4z}, E_{3y} = E_{4y}$.

(4) $x=4p\tau+d$ 时, 磁场和电场的切向分量相等, 即: $H_{4z} = H_{5z}, E_{4y} = E_{5y}$.

磁场和电场由矢量磁位表示为

$$H_z = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_m}{\partial x}; E_z = -\frac{\partial A_m}{\partial t} = -j\omega A_m.$$

所以依次求得待定常数的值, 表达式分别如下:

$$C_{22} = -C_A \frac{\lambda + \eta + j}{2\lambda}, \quad (11)$$

$$\begin{aligned} C_{42} &= C_A \frac{\lambda + \eta + j}{2\lambda} \\ &\times [-e^{-(2p\tau+d)(\lambda-\eta)k+j\theta} + e^{2p\pi(\lambda-\eta-j)} - 1], \end{aligned} \quad (12)$$

$$C_{41} = -C_A \frac{\lambda - \eta - j}{2\lambda} e^{-(4p\tau+d)(\lambda+\eta+j)k+j\theta}, \quad (13)$$

$$\begin{aligned} C_{21} &= C_A \frac{\lambda - \eta - j}{2\lambda} [-e^{-(4p\tau+d)(\lambda+\eta+j)k+j\theta} \\ &+ e^{-(2p\tau+d)(\lambda+\eta+j)k+j\theta} - e^{-2p\pi(\lambda+\eta+j)}]. \end{aligned} \quad (14)$$

区域2, 3, 4的气隙磁场表达式如下:

$$\begin{aligned} B_{m2} &= kC_A \left[-je^{-jkx} + \frac{(\lambda+\eta)(\lambda-\eta-j)}{2\lambda} \right. \\ &\times (-e^{-(4p\tau+d)(\lambda+\eta+j)k+j\theta} + e^{-(2p\tau+d)(\lambda+\eta+j)k+j\theta} \\ &- e^{-2p\pi(\lambda+\eta+j)}) e^{(\lambda+\eta)kx} \\ &\left. + \frac{(\lambda-\eta)(\lambda+\eta+j)}{2\lambda} e^{-(\lambda-\eta)kx} \right], \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} B_{m3} &= kC_A \left[\frac{(\lambda+\eta)(\lambda-\eta-j)}{2\lambda} (-e^{-(4p\tau+d)(\lambda+\eta+j)k+j\theta} \right. \\ &+ e^{-(2p\tau+d)(\lambda+\eta+j)k+j\theta}) e^{(\lambda+\eta)kx} \\ &\left. - \frac{(\lambda-\eta)(\lambda+\eta+j)}{2\lambda} (e^{2p\pi(\lambda-\eta-j)} - 1) e^{-(\lambda-\eta)kx} \right], \end{aligned} \quad (16)$$

$$B_{m4} = kC_A \left[-j e^{j\theta} e^{-jkx} - \frac{(\lambda + \eta)(\lambda - \eta - j)}{2\lambda} \right. \\ \times e^{-(4p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta} e^{(\lambda + \eta)kx} \\ \left. - \frac{(\lambda - \eta)(\lambda + \eta + j)}{2\lambda} (-1 + e^{2p\pi(\lambda - \eta - j)}) \right. \\ \left. - e^{(2p\tau + d)(\lambda - \eta - j)k + j\theta} e^{-(\lambda - \eta)kx} \right]. \quad (17)$$

所以区域2, 3, 4的电场表示如下:

$$E_{m2} = -j\omega C_A \left\{ e^{-jkx} + \frac{\lambda - \eta - j}{2\lambda} [-e^{-(4p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta} \right. \\ \left. + e^{-(2p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta} - e^{-2p\pi(\lambda + \eta + j)}] e^{(\lambda + \eta)kx} \right. \\ \left. - \frac{\lambda + \eta + j}{2\lambda} e^{-(\lambda - \eta)kx} \right\}, \quad (18)$$

$$E_{m3} = -j\omega A_{m3} \\ = -j\omega C_A \left\{ \frac{\lambda - \eta - j}{2\lambda} [-e^{-(4p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta} \right. \\ \left. + e^{-(2p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta}] e^{(\lambda + \eta)kx} \right. \\ \left. + \frac{\lambda + \eta + j}{2\lambda} [e^{2p\pi(\lambda - \eta - j)} - 1] e^{-(\lambda - \eta)kx} \right\}, \quad (19)$$

$$E_{m4} = -j\omega C_A \left\{ e^{j\theta} e^{-jkx} \right. \\ \left. - \frac{\lambda - \eta - j}{2\lambda} e^{-(4p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta} e^{(\lambda + \eta)kx} \right. \\ \left. + \frac{\lambda + \eta + j}{2\lambda} [-e^{(2p\tau + d)(\lambda - \eta - j)k + j\theta} \right. \\ \left. + e^{2p\pi(\lambda - \eta - j)} - 1] e^{-(\lambda - \eta)kx} \right\}. \quad (20)$$

串联电路中考虑纵向动态端部效应时第一台电机的复量功率表示为

$$S_{e2} = \int_0^{2p\tau} \int_0^{2a} \int_0^{\delta_e} \frac{1}{2} j\omega \\ \times [C_A e^{-jkx} + C_{21} e^{(\lambda + \eta)kx} + C_{22} e^{-(\lambda - \eta)kx}] \\ \times J_{1m} e^{jkx} dx dy dz. \quad (21)$$

复量功率中每一项具体展开如下:

$$S_{e2_1} = m I_1^2 \left[\frac{8\mu_0 f \tau a m (w k_w)^2}{\pi \delta_e p} \right] \frac{j}{1 + jG_s} \\ = m I_1^2 x_m \frac{j}{1 + jG_s} = m I_1^2 z_{e0}, \quad (22)$$

$$S_{e2_2} = m I_1^2 z_{e0} \frac{(\lambda - \eta - j)}{4p\pi\lambda(\lambda + \eta + j)} \\ \times [e^{-(4p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta} - 2e^{-(2p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta} \\ + e^{-(\lambda + \eta + j)kd + j\theta} + e^{-2p\pi(\lambda + \eta + j)} - 1], \quad (23)$$

$$S_{e2_3} = m I_1^2 z_{e0} \frac{(\lambda + \eta + j)}{4p\pi\lambda(\lambda - \eta - j)} \\ \times [e^{-(\lambda + \eta + j)2p\pi} - 1], \quad (24)$$

$$S_{e2} = S_{e2_1} + S_{e2_2} + S_{e2_3} \\ = m I_1^2 (z_{e0} + z_{e1}). \quad (25)$$

第一项为不受纵向边端效应影响时的复量功率, 第二项为出端边端效应引起的复量功率, 第三项为入端边端效应引起的复量功率.

第二台电机的复量功率表示为

$$S_{e4} = \int_{2p\tau + d}^{4p\tau + d} \int_0^{2a} \int_0^{\delta_e} \frac{1}{2} j\omega [C_A e^{j\theta} e^{-jkx} + C_{41} e^{(\lambda + \eta)kx} \\ + C_{42} e^{-(\lambda - \eta)kx}] J_{1m} e^{-j\theta} e^{jkx} dx dy dz, \quad (26)$$

$$S_{e4_1} = m I_1^2 x_m \frac{j}{1 + jG_s} = m I_1^2 z_{e0}, \quad (27)$$

$$S_{e4_2} = m I_1^2 z_{e0} \frac{(\lambda - \eta - j)}{4p\pi\lambda(\lambda + \eta + j)} \\ \times (e^{-2p\pi(\lambda + \eta + j)} - 1), \quad (28)$$

$$S_{e4_3} = m I_1^2 z_{e0} \frac{(\lambda + \eta + j)}{4p\pi\lambda(\lambda - \eta - j)} \\ \times [e^{-2p\pi(\lambda - \eta - j)} + e^{-(\lambda - \eta - j)kd - j\theta} \\ - 2e^{-(2p\tau + d)(\lambda - \eta - j)k - j\theta} \\ + e^{-(4p\tau + d)(\lambda - \eta - j)k - j\theta} - 1], \quad (29)$$

$$S_{e4} = S_{e4_1} + S_{e4_2} + S_{e4_3} \\ = m I_1^2 (z_{e0} + z_{e12}). \quad (30)$$

考虑第二类横向边缘效应时, 电机的复电磁功率表达如下, 限于篇幅且不是本文重点研究内容, 所以直接示出:

$$S_{ew} = m I_1^2 z_{e0} [1 + jsG(M + jN)] \\ = m I_1^2 (z_{e0} + z_{ew}), \quad (31)$$

式中,

$$M = \text{real} \left[\frac{(2/2a\lambda)\tanh(a\lambda)}{1 + (\lambda/k)\tanh(ck)\tanh(a\lambda)} \right], \\ N = \text{imag} \left[\frac{(2/2a\lambda)\tanh(a\lambda)}{1 + (\lambda/k)\tanh(ck)\tanh(a\lambda)} \right],$$

$2a$ 为初级叠片厚度, $\lambda^2 = k^2(1 + jsG)$, $2c$ 为次级板超出初级的宽度.

两台电机的电磁推力分别表示为

$$F_2 = - \int_0^{2p\tau} \int_0^{2a} \int_0^{\delta_e} \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \left[-jkC_A e^{-jkx} + (\lambda + \eta)kC_{21} e^{(\lambda + \eta)kx} - (\lambda - \eta)kC_{22} e^{-(\lambda - \eta)kx} \right] J_{1m} e^{jkx} \right\} dx dy dz, \quad (32)$$

$$F_2 = \frac{m I_1^2}{v_s} \operatorname{Re} \left\{ z_{e0} \left\{ 1 - \frac{(\lambda + \eta)(\lambda - \eta - j)}{j4p\pi\lambda(\lambda + \eta + j)} \times [e^{-(4p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta} - 2e^{-(2p\tau + d)(\lambda + \eta + j)k + j\theta} + e^{-(\lambda + \eta + j)kd + j\theta} + e^{-2p\pi(\lambda + \eta + j)} - 1] + \frac{(\lambda - \eta)(\lambda + \eta + j)}{j4p\pi\lambda(\lambda - \eta - j)} (e^{-(\lambda - \eta - j)2p\pi} - 1) \right\} \right\} \\ = \frac{m I_1^2}{v_s} \operatorname{Re}(z_{ef1}), \quad (33)$$

$$F_4 = - \int_0^{2p\tau} \int_0^{2a} \int_0^{\delta_e} \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \left[-jkC_A e^{j\theta} e^{-jkx} + (\lambda + \eta)kC_{41} e^{(\lambda + \eta)kx} - (\lambda - \eta)kC_{42} e^{-(\lambda - \eta)kx} \right] \times J_{1m} e^{-j\theta} e^{jkx} \right\} dx dy dz, \quad (34)$$

$$F_4 = \frac{m I_1^2}{v_s} \operatorname{Re} \left\{ Z_{e0} \left\{ 1 - \frac{(\lambda + \eta)(\lambda - \eta - j)}{j4p\pi\lambda(\lambda + \eta + j)} \times (e^{-2p\pi(\lambda + \eta + j)} - 1) + \frac{(\lambda - \eta)(\lambda + \eta + j)}{j4p\pi\lambda(\lambda - \eta - j)} \times [e^{-2p\pi(\lambda - \eta - j)} + e^{-(\lambda - \eta - j)kd - j\theta} - 2e^{-(2p\tau + d)(\lambda - \eta - j)k - j\theta} + e^{-(4p\tau + d)(\lambda - \eta - j)k - j\theta} - 1] \right\} \right\} \\ = \frac{m I_1^2}{v_s} \operatorname{Re}(Z_{ef2}). \quad (35)$$

根据“场路”复量功率相等的原则, 相邻两台串联电机第二类纵向边端效应的影响系数分别可由各自的复量功率表达得到。当两台串联电机间距较小且共用一根次级轨时, 相邻端部会相互干涉, 电机复量功率表达式直观地诠释了这种影响。对于第一台电机, 由于其出端与第二台电机相邻, 所以初级电流层相位差改变其出端边端效应所引起的复量功率; 对于第二台电机, 其入端与第一台电机相邻, 所以初级电流层相位差改变其入端边端效应所引起的复量功率。

根据边端效应影响系数的计算结果, 可利用等值电路对电机特性参数进行计算。在计算电机的特性时, 如果不需要直接计算磁化电流, 采用串联等值电路往往比并联等值电路更简单方便^[17], 所以本文采用串联等效电路进行分析。两台电机串联等值电路如图4所示。

图4 两台电机串联等值电路

示, 其中, 初级电阻、初级漏抗以及横向边端效应的影响2倍考虑, 认为上述特性不受电机串联方式的影响, 两台电机纵向边端效应的影响在电路中分别表示。如图4所示, r_1 为初级电阻, x_1 为初级漏抗, r_{e0} 和 x_{e0} 分别为不考虑边端效应影响的等效电阻和电抗, r_{el1} , r_{el2} 和 x_{el1} , x_{el2} 分别为两台电机第二类纵向边端效应折算的电阻和电抗, r_{ew} 和 x_{ew} 分别为电机第二类横向边端效应折算的电阻和电抗。

等值电路中次级等效阻抗为

$$z_e = 2z_{e0} + z_{el1} + z_{el2} + 2z_{ew}, \quad (36)$$

式中, $z_{e0} = r_{e0} + jx_{e0}$; $z_{el1} = r_{el1} + jx_{el1}$; $z_{el2} = r_{el2} + jx_{el2}$; $z_{ew} = r_{ew} + jx_{ew}$ 。

功率因数:

$$\cos\varphi = \frac{\operatorname{Re}(z_0)}{\sqrt{\operatorname{Re}^2(z_0) + \operatorname{Im}^2(z_0)}}, \quad (37)$$

式中, $z_0 = 2z_1 + z_e$; $z_1 = r_1 + jx_1$ 。

相电流值:

$$I_1 = \frac{U_1}{\sqrt{\operatorname{Re}^2(z_0) + \operatorname{Im}^2(z_0)}}, \quad (38)$$

式中, U_1 为相电压。

电机输出功率:

$$P_1 = m I_1^2 \operatorname{Re}(z_{ef1}), \\ P_2 = m I_1^2 \operatorname{Re}(z_{ef2}), \quad (39)$$

式中, m_1 为初级绕组相数。

电机输入功率为

$$P_0 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi. \quad (40)$$

效率为

$$\eta_2 = \frac{P_1 + P_2}{P_0}. \quad (41)$$

利用等值电路电机牵引力表达式为

$$\begin{aligned} F_1 &= P_1 / v_x, \\ F_2 &= P_2 / v_x. \end{aligned} \quad (42)$$

4 特性分析

电机参数如表1所示, 利用前述公式对串联电路的功率因数和效率进行计算, 如图5(a)所示为功率因数在不同速度下随电机初级电流接线相位差的变化情况, 图5(b)为效率的变化情况. 随着速度的增大, 电源频率提高, 电路的电抗增大幅度较电阻大, 所以功率因数随着速度的增大而减小; 而次级等效电阻随着滑差率的减小越来越大, 所以效率会随着速度的提高增大. 图5可见功率因数受接线相位差影响较大, 且随着速度的增大影响幅度越来越大; 接线相位差对效率的影响较小. 因为速度越大, 电机的纵向边端效应就越严重, 考虑边端效应影响的次级等效阻抗 z_e 受接线相位差的影响较大, 所以功率因数随接线相位差波动较大. 如式(41)表达, 效率是由两台电机的输出功率之和除以输入功率, 而两台电机的输入功率变化与分母中的功率因数的变化相互抵消, 所以呈现出效率受接线相位差影响较小.

如图6所示为不同速度下两台电机功率随接线相位差的变化情况, 可以看到电机达到最大功率的速度

为100 km/h, 该速度点称为电机的恒功点. 电机采用恒滑差频率控制, 到达恒功点前采用恒压频比控制, 电流恒为最大, 电压稳步提升; 当电压达到最大值后为了使速度继续提高, 采用弱磁控制, 电压不变, 电流减小, 电源频率持续增加. 第一台电机在未达到恒功点前功率大小不受接线相位差的影响, 到达恒功点后, 电机功率随接线相位差呈周期性变化, 且恒功点后电机功率随着速度的提高越来越小; 第二台电机的功率在速度较低时受接线相位差的影响较小, 随着速度的增大影响越来越大. 从输出功率等效阻抗 z_{e1} , z_{e2} 的计算表达式来看, 接线相位差影响第一台电机输出功率等效阻抗中出端边端效应对应的的影响系数, 影响第二台电机入端边端效应对应的的影响系数, 而出端边端效应引起的是衰减的逆向行波, 相比入端边端效应引起的衰减的正向行波的影响要小得多. 计算结果显示, z_{e1} 的值受接线相位差的影响非常小, 甚至可以视为无变化, 而 z_{e2} 受接线相位差影响较明显. 在恒功点以前电流始终保持不变, 根据式(39), 所以第一台电机的输出功率在恒功点前保持不变; 在恒功点以后, 电路总电压一定, z_{e1} 不变, 但 z_{e2} 受接线相位差的影响会发生变化, 继而影响整个电路的电流, 所以恒功点以后, 第一台电机的输出功率也随着一起变化. z_{e2} 受接线相位差的影响随着速度的提高由小到大, 所以第二台电机的输出功率随着速度的提高波动越来越大.

电机牵引力在不同速度下随接线相位差的变化情况如图7所示. 在速度到达恒功点前, 第一台电机的牵引力不受接线相位差的影响, 恒功点后, 随接线相位差变化 360° 变化一个周期. 第二台电机从起步开始牵引力就受接线相位差的影响, 且随着速度的提高影响幅度越来越大. 由式(42)可知, v_x 为电机的速度, 不受接

表1 电机参数

名称	大小	名称	大小
电机长度 (mm)	2850	电机容量 (kV A)	248
电机宽度 (mm)	220	额定相电压 (V)	212
极数	12	额定相电流 (A)	390
极距 (mm)	220	气隙 (mm)	9
相数	3	滑差频率 (Hz)	12
电机间距 (mm)	30	单相有效串联匝数	72
次级板电阻率 ($\Omega \cdot \text{m}$)	2.83×10^{-8}	次级板厚 (mm)	4

图5 串联电路功效特性. (a) 功率因数; (b) 效率

图6 电机功率变化情况. (a) 第一台电机; (b) 第二台电机

图7 两台电机牵引力变化情况. (a) 第一台电机; (b) 第二台电机

线相位差的影响, 所以两台电机牵引力随接线相位差变化情况的原因阐述与图6的阐述相同.

在实际工程应用中, 通常为几台同侧直线电机进行串联, 且计算发现接线相位差对入端边端效应的影响更大, 对出端边端效应影响系数的改变较小, 所以

对于整个车辆来说, 应重点分析第二台电机牵引力的变化. 如图8所示分别为间距30, 400, 800, 1200, 1600 mm下第二台电机牵引力随接线相位差在不同速度的变化情况. 可以看到, 随着电机间距的增大, 相同速度下牵引力随接线相位差的变化幅度减小; 牵引力

图 8 不同间距下第二台电机牵引力的变化。(a) $v=40$ km/h; (b) $v=80$ km/h; (c) $v=120$ km/h; (d) $v=160$ km/h

最大值对应的最佳接线相位差值在不同的间距下不同。总之,随着间距的增大,接线相位差对电机牵引力的影响越来越小。因为间距越小,两台电机靠得更近,气隙磁场及次级感应电流的干涉情况就更严重,电机之间产生的相互影响就越大;间距越大,电机离得越远,上述干涉情况就越小,接线相位差对电机牵引性能的影响首先是基于间距的选择,间距定了,接线相位差能给电机带来影响的幅值就定了。

经过不同间距结果的计算,总结如下:当电机安装间距一定时,最佳接线相位差表达如下: $\varphi=(1.8n+1.86-1)\pi-d\times k$, 式中 $k=\pi/\tau$, d 为间距, n 为 ≥ 0 的整数, φ 的计算结果为 $0\sim 2\pi$ 即为最佳接线相位差。上述 φ 的计算公式针对极数为奇数或两端为半填充槽的偶数极直线电机。若电机极数为偶数,最佳相位差的表达如下: $\varphi=(1.8n+1.86)\pi-d\times k$ 。计算所得的最佳接线相位差为一个理想值,实际可实现的接线相位差为 0° , 60° , 120° , 180° , 240° , 300° , 最易实施的为 0° , 120° , 240° , 需综合考虑车辆牵引性能需求和操作便利性选择与最佳相位

差接近的接线方式。

5 仿真

为了对理论计算结果进行核验,利用 ANSYS 二维仿真对两台串联电机进行分析。模型参数如表 1 所示,某个工况下的气隙磁场分布及次级感应电流情况如图 9 和 10 所示。

间距 30 mm, 速度为 80 km/h, 第二台电机牵引力

图 9 (网络版彩图)气隙磁场分布情况

图 10 (网络版彩图)次级感应电流分布情况

随接线相位差变化的理论计算和仿真结果对比情况如图11所示。仿真对可实施的6种接线相位差的电机牵引力进行计算, 第一台电机的牵引力变化较小, 第二台电机牵引力结果如图11所示, 仿真比理论考虑的因素要多一些, 所以值总体偏小一点, 但变化趋势较为一致。

6 结论

(1) 接线相位差的变化将影响相邻串联直线电机的电磁特性, 改变第一台电机出端边端效应引起的复量功率的大小以及第二台电机入端边端效应引起的复量功率的大小, 但对第一台电机的影响较小, 对第二台电机的影响较大;

(2) 初级电流相位差对前一台电机的阻抗几乎没有影响, 对第二台电机的阻抗影响较大, 所以第一台

图 11 第二台电机牵引力理论与仿真结果对比

电机牵引力恒功点后的波动是由第二台电机阻抗随接线相位差的波动引起分配到第一台电机的电压不同导致的, 第二台电机牵引力的变化是由自身阻抗的改变引起的;

(3) 在不同的电机间距下, 奇数极直线电机最佳接线相位差的计算表达式为 $\varphi=(1.8n+1.86-1)\pi-d\times k$, 极数为偶数时最佳接线相位差的表达式为 $\varphi=(1.8n+1.86)\pi-d\times k$, 实际工程应用需综合考虑牵引需求和操作便利性选择与计算角度接近的接线方式。

参考文献

- 1 Bazghaleh A Z, Naghashan M R, Meshkatoddini M R. Optimum design of single-sided linear induction motors for improved motor performance. *IEEE Trans Magn*, 2010, 46: 3939–3947
- 2 Faiz J, Jagari H. Accurate modeling of single-sided linear induction motor considers end effect and equivalent thickness. *IEEE Trans Magn*, 2000, 36: 3785–3790
- 3 Im D H, Park S C, Im J W. Design of single-sided linear induction motor using the finite element method and SUMT. *IEEE Trans Magn*, 1993, 29: 1762–1766
- 4 Lee B J, Koo D H, Cho Y H. Investigation of linear induction motor according to secondary conductor structure. *IEEE Trans Magn*, 2009, 45: 2839–2842
- 5 Shiri A, Shoulaie A. Investigation of frequency effects on the performance of single-sided linear induction motor. *Appl Comput Electromagn Soc J*, 2012, 27: 497–504
- 6 Xu W, Sun G, Wen G, et al. Equivalent circuit derivation and performance analysis of a single-sided linear induction motor based on the winding function theory. *IEEE Trans Veh Technol*, 2012, 61: 1515–1525
- 7 吕刚, 范瑜, 马云双, 等. 直线感应电机推力和法向力的解析计算与分析. *电机与控制学报*, 2010, 14: 77–82
- 8 徐伟, 李耀华, 孙广生, 等. 基于绕组函数法的大功率单边直线感应电机牵引特性研究. *中国电机工程学报*, 2008, 28: 54–60
- 9 Ooi B, White D. Traction and normal forces in the linear induction motor. *IEEE Trans Power Apparatus Syst*, 1970, PAS-89: 638–645
- 10 Shi L M, He J W, Wang K, et al. Combined control of levitation and propulsion for linear induction motor based on IFO method. *Electric Mach Control*, 2009, 13: 179–183

- 11 Yoshida K, Shi L, Yoshida T. A proposal of decoupled-control of attractive-normal and thrust forces in a SLIM for maglev vehicle. In: Proceedings of the 6th International Conference ELECTRIMACS, Vol. 3, 1999. 221–226
- 12 吕刚, 曾迪晖, 周桐, 等. 初级横向偏移时直线感应电机磁场与推力的有限元分析. 电机与控制学报, 2016, 20: 64–68
- 13 刘希军, 张昆仑, 陈殷. 单边直线感应电机最优滑差频率控制研究. 系统仿真学报, 2015, 27: 859–865
- 14 邓江明, 陈特放, 唐建湘, 等. 考虑动态端部效应与负载扰动的单边直线感应电机预测电流补偿控制. 中国电机工程学报, 2015, 35: 3956–3963
- 15 任晋旗, 李耀华, 王珂. 动态边端效应补偿的直线感应电机磁场定向控制. 电工技术学报, 2007, 22: 61–65
- 16 龙退令. 直线感应电动机的理论和电磁设计方法. 北京: 科学出版社, 2006
- 17 上海工业大学, 上海电机厂, 编. 直线异步电动机. 北京: 机械工业出版社, 1979

Influence of connection phase difference on the traction performance of linear induction motor

ZHANG Min, LUO ShiHui & MA WeiHua

State Key Laboratory of Traction Power, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China

When two adjacent linear induction motor (LIM) with short primary run in series connection, the primary current phase difference has a great influence on the traction performance of the LIM and is worthy of in-depth study. Based on the theory of longitudinal end effect analysis for a single LIM, the calculation model of the longitudinal end effect for two adjacent series LIMs was established. The mathematical relationship between the connection phase difference and the LIM's complex power and traction was derived. Then the electromagnetic characteristics of the LIMs with the change of the connection phase difference were analyzed. Finally, the calculation formulas of the optimal connection phase difference for different LIM spacing were proposed. The results show that different connection phase difference will change the influence coefficient of the longitudinal end effect of the adjacent series LIMs, which becomes more and more obvious with the increase of the speed, and the influence on the second LIM is greater than that of the first LIM. The maximum difference of the motor traction caused by the connection phase difference is about 1 kN. Using the calculation method proposed in this paper, a reasonable connection mode can be selected for the adjacent LIMs. The results can provide technical guidance for the actual project, and the traction performance of the vehicle can be effectively improved by simple operation.

linear induction motor, primary current, phase difference, longitudinal end effect, traction performance

doi: [10.1360/N092018-00443](https://doi.org/10.1360/N092018-00443)