

一种关于双边永磁直线电机电感参数计算方法

娄一川*, 何梓榕, 刘 壮, 华 实, 翁 萍

(中车株洲电机有限公司, 湖南 株洲 412000)

A Method for Inductance Parameter Calculation in Bilateral Permanent Magnet Linear Motors

LOU Yichuan*, HE Zirong, LIU Zhuang, HUA Shi, WENG Ping

(CRRC Zhuzhou Electric Co., Ltd., Zhuzhou 412000, China)

Abstract: [Objective] During the operation of bilateral permanent magnet linear motor, only a small portion of the terminal voltage is allocated to the resistive voltage drop and back electromotive force across the motor windings, while the majority is applied to the inductance voltage drop across the motor windings. Thus, the accuracy of inductance parameters directly affects the rationality of the converter system capacity design. Significant deviations in inductance calculations may result in either capacity redundancy, leading to unnecessary cost wastage, or insufficient capacity, preventing the motor from achieving its specified output performance. Consequently, precise calculation holds significant engineering importance. Therefore, this paper proposes an inductance parameter calculation method. [Methods] Firstly, based on electromagnetic field theory, an analytical mathematical model for bilateral permanent magnet linear motor was established. Secondly, the expressions for the air gap magnetic flux density of a single current-carrying conductor and a single-phase excited winding of bilateral permanent magnet linear motor were derived, as well as the expressions for the self-inductance and mutual inductance of the windings. Finally, the results obtained from the analytical method were compared with the finite element simulation results to verify the effectiveness of the proposed method. [Results] The error between the calculated and simulated values of the air gap magnetic flux density was 1%, and the error between the calculated and simulated inductance was less than 2%, verifying the accuracy of the proposed method. Furthermore, operational experiments spanning light-load to

heavy-load conditions were conducted on a dynamic experimental platform. The measured inductance values obtained from experiments exhibited an error of 4.6% when compared to the analytical calculation values. Additionally, the terminal voltage values derived from the inductance calculations were found to be essentially consistent with the measured terminal voltage values, thereby further validating the effectiveness and engineering applicability of the proposed inductance parameter calculation method. [Conclusion] This research provides a reliable theoretical basis and technical support for parameter optimization design and power supply system configuration of bilateral permanent magnet linear motors.

Key words: bilateral permanent magnet linear motor; inductance calculation; analytical method; finite element simulation; parameter optimization; power supply system configuration

摘 要:【目的】在双边永磁直线电机运行过程中,仅有小部分端电压分配给电机绕组的电阻压降与反电动势,而大部分作用于电机绕组的电感压降,因此电感参数的准确性直接影响变流器系统容量设计的合理性。电感计算偏差过大既可能导致容量冗余而造成不必要的成本浪费,也可能导致容量不足而使电机无法达到既定输出性能,对其精确计算具有重要的工程意义。因此本文提出了一种电感参数计算方法。【方法】首先,基于电磁场理论,建立双边永磁直线电机的解析数学模型;然后,分别推导出双边永磁直线电机单个载流导体和单相通电绕组的气隙磁密表达式以及绕组自感、互感表达式;最后,将解析法计算结果与有限元仿真结果进行对比,以验证所提方法的有效性。【结果】气隙磁密的计算值与仿真值的误差为 1%,电感的计算值与仿真值的误差小于 2%,验证了所提方法的准确性。进一步地,在动态试验平台上开展了从轻载到重载工况的运行试验,通过实测数据获取

基金项目: 中国中车原创技术培育专项计划项目 (2024CGY014)

China Railway Rolling Stock Corporation Original Technology Cultivation Special Project (2024CGY014)

的电感试验值,与解析法计算值相比误差为 4.6%。基于电感计算值得到的端电压计算值与端电压试验值基本一致,进一步验证了所提电感参数计算方法的有效性与工程实用性。【结论】本研究为双边永磁直线电机的参数优化设计与供电系统配置提供了可靠的理论依据与技术支撑。

关键词: 双边永磁直线电机;电感计算;解析法;有限元仿真;参数优化;供电系统配置

0 引言

随着工业自动化、轨道交通等领域的快速发展,短距大推力加速系统作为高动态响应场景的核心驱动单元,对其核心动力部件——直线电机的性能要求日益提升。直线电机凭借直接推力输出、无中间传动损耗等优势,逐渐成为高速驱动系统的理想选择^[1-7]。双边永磁直线电机作为直线电机的一种^[8-12],更加适合在固定距离内多次高速往返工作,适用于对动子位置精度控制要求高的应用场合。对于长距离运行应用场合,为了减小电源配置容量,通常采用分段供电方式^[13-16]。

然而,不同于传统旋转电机,直线电机因特殊的机械结构,其功率因数偏低,端电压需大量补偿绕组的电感压降。这一特性使得电感参数的精确计算成为系统供电方式选择、电源容量配置及整体能效优化的关键前提。若电感计算偏差较大,可能引发电源系统设计冗余或性能不足等问题,直接影响工程成本与运行可靠性。

当前,直线电机电感参数的计算方法主要依赖经验公式或简化模型,通过模型分析电机气隙磁场分布,采用解析法计算电感^[17],但模型对复杂磁场分布的表征能力有限,导致计算结果与实际工况存在偏差。文献[18]提出了一种适用于瞬态大电流工况的空心脉冲电机电感计算方法。文献[19-20]将环形电机剖开等效为直线电机进行电感计算,但环形电机不需要考虑纵向端部的影响。文献[21]分析了有无齿槽对气隙磁场分布的影响,发现无槽解析模型对传统永磁直线同步电机的磁场求解是适用的。文献[22]考虑了绕组分布系数,提高了每极每相槽数较多的电机电感计算的准确性。文献[23]比较了多种电感计算方法,发现冻结磁导率法适用于电机饱和程度较高时的电感计算。文献[24-25]分析了定子

与动子耦合情况下,永磁体在气隙中产生的磁场分布情况,有助于分析全耦合情况下永磁体磁场对电枢磁场的影响。文献[26]认为相较于永磁体磁场,铁心开断对电感参数的影响更大。

综合以上文献,本文提出了一种双边永磁直线电机电感参数计算方法。首先,根据双边永磁直线电机的实际结构,对电机通电后气隙中的磁场分布进行了分析,并推导出表达式;然后,对比有限元仿真结果进行准确性验证;最后,将电感解析法计算值代入电压计算式得到端电压计算值,并与端电压试验值进行对比,验证本文计算方法的工程实用性。

1 通电双边永磁直线电机气隙磁场分布

计算双边永磁直线电机的电感,需要分析电枢磁场在气隙中的分布情况^[27-28]。本文电机的动子由永磁体与铝合金组成,其磁导率几乎与空气一致,因此在计算绕组电感时,可以忽略动子对其的影响;同时因动子与整段电机耦合比例较小,因此在计算定子电流产生的磁场时,动子磁场对计算的影响也可忽略。

整个直线电机除首尾两端,其余电机单元前后都有相邻电机单元存在,因此本文只分析该类情况的电枢磁场分布情况。

为了分析通电绕组在气隙中产生的磁场分布情况,可以将其简化为多个单个通电导体在气隙中产生的磁场的叠加。因此可以从单个导体产生的磁场出发,推广到整段绕组产生的磁场分布。

单个导体在双边永磁直线电机中的简化模型如图 1 所示。选任意一点为点电流,并以此点和气隙中心线的交点为坐标原点建立坐标系,该点到首端的距离为 l_1 ,到尾端的距离为 l_2 。 W_{Fe} 为铁心宽度; g 为电磁气隙大小; μ_{Fe} 、 μ_0 分别为铁心磁导率、空气磁导率。

为了方便计算,进行如下假设:(1)认为气隙磁场分布均匀,点电流紧贴铁心表面;(2)首、尾两端之外的磁场为 0;(3)通电时气隙无漏磁;(4)单元与单元铁心完全贴合。

对于图 1 中的 A 区域,根据双边永磁直线电机的特点,磁场两次穿过气隙,由高斯定理 $\oint B \cdot dS =$

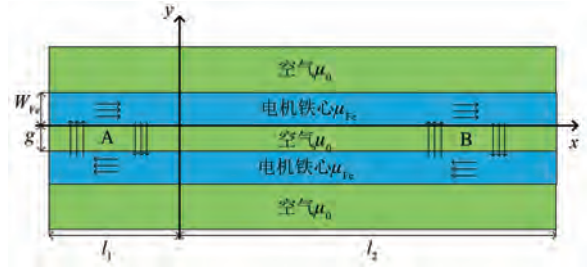


图 1 单个导体在双边永磁直线电机中的简化模型

Fig. 1 Simplified model of a single conductor in bilateral permanent magnet linear motor

0, 沿二维路径进行积分:

$$\frac{B_{-l_1}}{\mu_0}g - \frac{B_{1y}}{\mu_0}g + \frac{2}{\mu_{Fe}} \int_{-l_1}^x B_{Fe} dx = 0 \quad (1)$$

式中: B_{-l_1} 为单个导体在首端的气隙磁密; B_{1y} 为单个导体首端到导体区间的气隙磁密; B_{Fe} 为铁心内的磁密。

根据假设, 铁心磁通量与气隙中的磁通量相等, B_{Fe} 满足:

$$B_{Fe} = \frac{1}{W_{Fe}} \int_{-l_1}^x B_{1y} dx = 0 \quad (2)$$

将式(2)代入式(1), 两边同时对 x 求导得:

$$B_{1y}'' + \frac{2\mu_0}{gW_{Fe}\mu_{Fe}}B_{1y} = 0 \quad (3)$$

同理对 B 区域磁场路径进行积分后再求导可得:

$$-B_{2y}'' + \frac{2\mu_0}{gW_{Fe}\mu_{Fe}}B_{2y} = 0 \quad (4)$$

式(3)、式(4)的特征根都为互异实根, 令

$$\frac{2\mu_0}{gW_{Fe}\mu_{Fe}} = \beta^2, \text{ 解得:}$$

$$\begin{cases} B_{1y} = C_1 e^{\beta x} - C_2 e^{-\beta x}, & x \in [-l_1, 0) \\ B_{2y} = C_3 e^{\beta x} + C_4 e^{-\beta x}, & x \in [0, l_2) \end{cases} \quad (5)$$

解出式(5)中 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 四个系数即可得到单个导体在气隙中的磁密表达式。

根据上述假设可得:

$$\left. \frac{\partial B_{1y}}{\partial x} \right|_{x=-l_1} = \left. \frac{\partial B_{2y}}{\partial x} \right|_{x=l_2} = 0 \quad (6)$$

$$\begin{cases} C_1 \beta e^{-\beta l_1} - C_2 \beta e^{\beta l_1} = 0 \\ C_3 \beta e^{-\beta l_2} - C_4 \beta e^{\beta l_2} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

在两个区域交界面处有:

$$B_{1y} - B_{2y} \Big|_{x=0} = \frac{I\mu_0}{g} \quad (8)$$

$$C_1 + C_2 - C_3 - C_4 = \frac{I\mu_0}{g} \quad (9)$$

式中: I 为电流有效值。

根据磁通连续性定理, 将整个区域看作一个整体, 可得:

$$\int_{-l_1}^0 B_{1y} dx + \int_0^{l_2} B_{2y} dx = 0 \quad (10)$$

$$C_3(e^{\beta l_1} - 1) + C_4(1 - e^{\beta l_2}) = 0 \quad (11)$$

根据式(7)、式(9)和式(11)解得:

$$C_1 = \frac{I\mu_0}{g} \frac{e^{2\beta l_1}(e^{2\beta l_2} - 1)}{2[e^{2\beta(l_1+l_2)} - 1]} \quad (12)$$

$$C_2 = \frac{I\mu_0}{g} \frac{e^{2\beta l_2} - 1}{2[e^{2\beta(l_1+l_2)} - 1]} \quad (13)$$

$$C_3 = \frac{I\mu_0}{g} \frac{e^{2\beta l_1} - 1}{2[e^{2\beta(l_1+l_2)} - 1]} \quad (14)$$

$$C_4 = \frac{I\mu_0}{g} \frac{e^{2\beta l_2}(e^{2\beta l_1} - 1)}{2[e^{2\beta(l_1+l_2)} - 1]} \quad (15)$$

将解得的 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 代入式(5)即可得到单个导体在气隙中的磁密表达式。将表达式计算结果与有限元仿真结果进行对比, 如图 2 所示。可见表达式计算结果的回归线与有限元仿真结果基本一致。

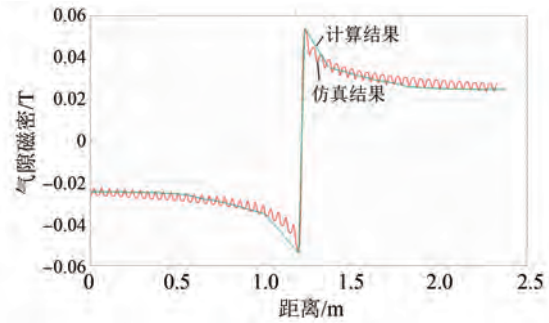


图 2 单个导体气隙磁密计算结果与仿真结果对比

Fig. 2 Comparison of calculation results with simulation results for air gap magnetic flux density of the single conductor

2 一相绕组在气隙中产生的磁场分布

根据电磁方案, 将电机均匀分段, 每段长度为 3 个定子单元长度 L_s , 每个定子单元每相槽数为 12, 每段电机每相槽数为 36。电机任意一段绕组

分布如图 3 所示。

为了简化计算,将上下两个相同导体看作两导

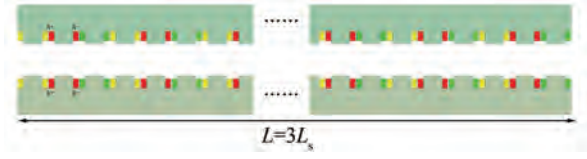


图 3 电机任意一段绕组分布

Fig. 3 Winding distribution for any section of the motor

$$B_{yA} = \begin{cases} \sum_{n=1}^{36} \left[(-1)^{n-1} \frac{NI'\mu_0}{g} \frac{2e^{\beta l_{1n}}(2e^{\beta l_{2n}} - 1)}{2(e^{6\beta L_s} - 1)} e^{\beta(x-l_{1n})} + (-1)^{n-1} \frac{NI'\mu_0}{g} \frac{2e^{\beta l_{2n}} - 1}{2(e^{6\beta L_s} - 1)} e^{-\beta(x-l_{1n})} \right], & x \in [0, -l_{11}) \\ \sum_{n=k+1}^{36} \left[(-1)^n \frac{NI'\mu_0}{g} \frac{2e^{\beta l_{1n}}(2e^{\beta l_{2n}} - 1)}{2(e^{6\beta L_s} - 1)} e^{\beta(x-l_{1n})} + (-1)^n \frac{NI'\mu_0}{g} \frac{2e^{\beta l_{2n}} - 1}{2(e^{6\beta L_s} - 1)} e^{-\beta(x-l_{1n})} \right] + \\ \sum_{i=1}^k \left[(-1)^{i-1} \frac{NI'\mu_0}{g} \frac{2e^{\beta l_{1i}} - 1}{2(e^{6\beta L_s} - 1)} e^{\beta(x-l_{1n})} + (-1)^{i-1} \frac{NI'\mu_0}{g} \frac{2e^{\beta l_{2i}}(e^{\beta l_{1i}} - 1)}{2(e^{6\beta L_s} - 1)} e^{-\beta(x-l_{1i})} \right], & x \in [l_{1k}, l_{1(k+1)}), \\ k = 1, 2, \dots, 35 \\ \sum_{n=1}^{36} \left[(-1)^{n-1} \frac{NI'\mu_0}{g} \frac{2e^{\beta l_{1n}} - 1}{2(e^{6\beta L_s} - 1)} e^{\beta(x-l_{1n})} + (-1)^{n-1} \frac{NI'\mu_0}{g} \frac{2e^{\beta l_{2n}}(e^{\beta l_{1n}} - 1)}{2(e^{6\beta L_s} - 1)} e^{-\beta(x-l_{1n})} \right], & x \in [l_{1(36)}, 3L_s) \end{cases} \quad (17)$$

式中: l_{1n} 、 l_{2n} 和 l_{1i} 、 l_{2i} 分别为第 n 个和第 i 个导体到首端、尾端的距离。

计算前需要判断导体序号的奇偶性,具体计算每个导体到两端的方法为

$$n = k + 1, k = 1, 2, \dots, 35 \quad (18)$$

若 n 为偶数,则:

$$\begin{cases} l_{1n} = W_s + 0.035 + (n - 2)\tau \\ l_{2n} = 3L_s - l_{1n} \end{cases} \quad (19)$$

式中: τ 为极距; W_s 为槽距。

若 n 为奇数,则:

$$\begin{cases} l_{1n} = W_s + 0.035 + (n - 2)\tau \\ l_{2n} = 3L_s - l_{1n} \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} i = k \\ l_{1i} = W_s + 0.035 + (i - 2)\tau, & i \text{ 为偶数} \\ l_{2i} = 3L_s - l_{1i}, & i \text{ 为偶数} \\ l_{1i} = W_s + (i - 1)\tau, & i \text{ 为奇数} \\ l_{2i} = 3L_s - l_{1i}, & i \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (21)$$

双边永磁直线电机参数如表 1 所示。为了验证解析法的正确性,建立有限元仿真模型,将仿真得到的气隙磁密与解析法计算得到的气隙磁密进

体中间位置处的一个导体,等效后的电流为 $I' = 2I$ 。

以 A 相为例,给 A 相绕组通电,其在气隙中产生的磁场分布即为 A 相所有单个导体产生的磁场的叠加。记 A 相绕组的任意单个导体产生的磁密为 B_{yAn} ,A 相绕组产生的气隙磁密 B_{yA} 应满足:

$$B_{yA} = \sum_{n=1}^{36} B_{yAn} \quad (16)$$

将式(5)和式(12)代入式(16)得:

行对比,结果如图 4 所示。可见,因解析法取样点少,计算存在一定偏差,误差在 1% 左右。

表 1 双边永磁直线电机参数

Tab. 1 Parameters of bidirectional permanent magnet linear motor

参数名称	参数值
极距 τ/mm	66
电磁气隙 g/mm	10
铁心宽度 W_{Fe}/mm	67
设计参数	
铁心叠厚 L_{sw}/mm	200
定子单元长度 L_s/mm	792
槽距 W_s/mm	44
线圈匝数 N	2
电磁参数	
电流有效值 I/A	1 700
最大运行速度 $V_{\max}/(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	35
最大推力 $F_{\max}/\text{kN}$	27
最大输出功率 $P_{\max}/\text{MW}$	1

3 电感计算

假设 A 相绕组通入直流电流 I' ,A 相绕组产生的气隙磁密 B_{yA} 可通过式(16)计算得到。A 相

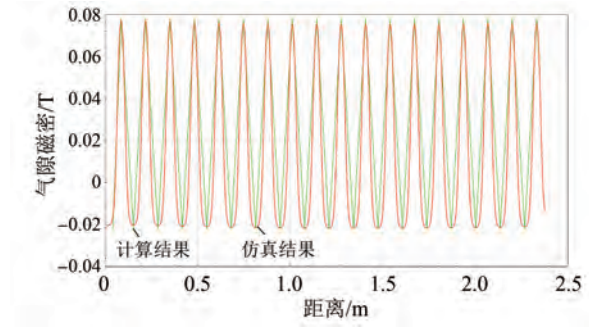


图 4 单相绕组气隙磁密计算结果与仿真结果对比
Fig. 4 Comparison of calculation results with simulation results for air gap magnetic flux density of the single-phase winding

的绕组函数 N_A 为

$$N_A = \begin{cases} 2, & l_1 = W_s + 0.035 + (n - 2)\tau, \quad n = 2, 4 \dots 36 \\ 0, & l_1 = W_s + 0.035 + (n - 1)\tau, \quad n = 1, 3 \dots 35 \end{cases} \quad (22)$$

B、C 相绕组函数 N_B 、 N_C 为

$$N_B = N_A \left(x - \frac{2}{3}\tau \right) \quad (23)$$

$$N_C = -N_A \left(x - \frac{1}{3}\tau \right) \quad (24)$$

B、C 相绕组通电后产生的气隙磁密 B_{yB} 、 B_{yC} 与 B_{yA} 满足平移关系:

$$B_{yB} = B_{yA} \left(x - \frac{2}{3}\tau \right) \quad (25)$$

$$B_{yC} = -B_{yA} \left(x - \frac{1}{3}\tau \right) \quad (26)$$

A、B 和 C 相自感为

$$L_{AA} = \frac{\psi}{I'_A} = \frac{L_{sw}}{I'_A} \int_0^{L_s} B_{yA} N_A dx \quad (27)$$

$$L_{BB} = \frac{L_{sw}}{I'_B} \int_0^{L_s} B_{yB} N_B dx \quad (28)$$

$$L_{CC} = \frac{L_{sw}}{I'_C} \int_0^{L_s} B_{yC} N_C dx \quad (29)$$

式中: L_{sw} 为铁心叠厚。

各相间互感为

$$L_{(phase1)(phase2)} = \frac{L_{sw}}{I'_{phase1}} \int_0^{L_s} B_{y(phase1)} N_{(phase2)} dx \quad (30)$$

将电感的解析法计算结果与有限元仿真结果进行对比, 如表 2 所示。可见, 有限元仿真结果与

解析法计算结果的误差不到 2%。

表 2 有限元仿真电感值与解析法计算电感值对比

Tab. 2 Comparison of finite element simulation inductance with analytical method calculation inductance

有限元仿真结果/uH	解析法计算结果/uH
$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = 135.4$	$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = 131.8$
$L_{AB} = L_{AC} = L_{BA} = L_{BC} =$	$L_{AB} = L_{AC} = L_{BA} =$
$L_{CA} = L_{CB} = 45.3$	$L_{BC} = L_{CA} = L_{CB} = 46.1$

4 试验验证

4.1 电感计算验证

由于电机采用分段供电, 可以计算任意一段电机端电压。定子材料的磁导率与空气几乎一致; 忽略定子磁场对整段电机电枢磁场的影响; 考虑到空载反电动势幅值受环境温度影响, 为了减少试验中的变量, 更加准确地验证解析法计算的电感结果, 试验过程不带定子, 只对电机绕组的线路压降进行计算对比。

为了更全面地验证解析法的准确性, 在动态试验平台上进行轻载到重载的运行试验。试验平台实物图如图 5 所示。将初级绕组通以三相电, 分别测量电压有效值 U 、电流有效值 I 、功率有效值 P 和频率 F_{req} , 结果如表 3 所示。根据表达式利用测量的 U 、 I 、 P 和 F_{req} 计算阻抗 Z 、电感 L , 结果如表 4 所示。

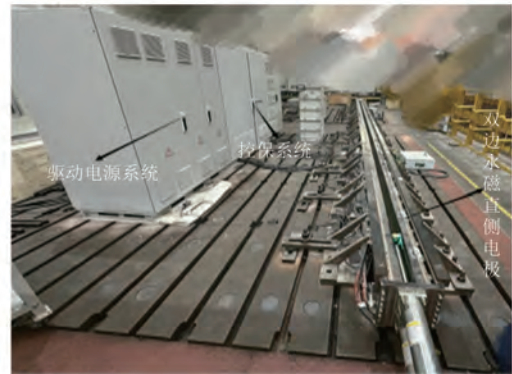


图 5 试验平台

Fig. 5 Experimental platform

表 4 中电感试验值为 170 uH, 而表 2 解析法结果, 例如 A 相电感 $L_A = L_{AA} + 0.5L_{BA} + 0.5L_{CA} = 177.9$ uH, 可见电感解析法计算值比试验值大 4.6%。

4.2 端电压计算比较

端电压试验值与计算值对比如表 5 所示, 可

表 3 试验结果

Tab. 3 Experimental results

序号	U/V	I/A	P/W	F_{req}/Hz
1	41	418	3 527	50
2	53	527	5 915	
3	61	607	7 859	
4	71	705	10 855	
5	81	811	14 674	
6	95	940	20 208	
7	101	1 011	23 030	
8	108	1 064	26 688	
9	122	1 197	34 821	
10	131	1 270	41 637	
11	141	1 354	49 957	
12	158	1 575	55 697	
13	179	1 787	71 746	
14	195	1 929	85 297	
15	217	2 144	114 900	
16	239	2 379	136 980	

表 4 电感试验值

Tab. 4 Inductance experiment values

Z/Ω	R/Ω	X/Ω	L/uH
0.056 49	0.02019	0.052 76	168
0.057 52	0.021 30	0.053 43	170
0.057 64	0.021 33	0.053 55	170
0.057 74	0.021 84	0.053 45	170
0.057 81	0.022 31	0.053 33	170
0.058 11	0.022 87	0.053 42	170
0.057 45	0.022 53	0.052 85	168
0.058 39	0.023 57	0.053 42	170
0.058 70	0.024 30	0.053 43	170
0.059 33	0.025 82	0.053 42	170
0.060 00	0.027 25	0.053 45	170
0.057 88	0.022 45	0.053 35	170
0.057 87	0.022 47	0.053 33	170
0.058 34	0.022 92	0.053 64	171
0.058 52	0.025 00	0.052 91	168
0.057 98	0.024 20	0.052 69	168

见试验值与计算值基本吻合。这是因为电机设计时无法得知变流器与电机的相对位置,所以无法

考虑与变流器连线的长度;此外,电机内部绕组接线头较多。这两个因素都会导致实际电阻偏大,从而抵消了解析法中电感计算值比试验值偏大 4.6% 所导致的电感降压。

表 5 端电压试验值与计算值对比

Tab. 5 Comparison of experiment values and calculation values of terminal voltage

电流/A	端电压/V	
	试验值	计算值
418	41	42
527	53	55
607	61	63
705	71	73
811	81	85
940	95	98
1 011	101	106
1 064	108	112
1 197	122	126
1 270	131	135
1 354	141	146
1 575	158	164
1 787	179	186
1 929	195	202
2 144	217	227
2 379	239	241

5 结语

本文首先对双边永磁直线电机电感计算的解析法进行了推导,得到电感计算表达式;然后根据表达式得到电感解析法计算值,进而计算出电机端电压,并与电机端电压试验值进行比较,以验证本文方法在实际工程应用中的实用性。

本文所提电感计算方法对于变流器容量设计具有一定的指导作用。当电机分段的单段长度越长,或者电机到变流器连线长度与电机绕组长度比值越小时,电机端电压的计算精度越高。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

娄一川进行了方案设计、试验研究和论文撰写,何梓榕、刘壮、华实和翁萍进行了方案校核、论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, experiment study, and paper writing were carried out by Lou Yichuan. The scheme verification, paper reviewing and revising were conducted by He Zirong, Liu Zhuang, Hua Shi and Weng Ping. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] 卢琴芬. 直线同步电机的特性研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2006.
- Lu Q F. Characteristic research on linear synchronous motor [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2006.
- [2] 卢琴芬, 沈焱明, 叶云岳. 永磁直线电动机结构及研究发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(9): 2575-2588.
- Lu Q F, Shen Y M, Ye Y Y. Development of permanent magnet linear synchronous motors structure and research [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(9): 2575-2588.
- [3] 卢琴芬, 叶云岳. 动磁式直线振动电机的特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 135-139.
- Lu Q F, Ye Y Y. A study on characteristic of moving magnet type linear oscillatory motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(19): 135-139.
- [4] 史石磊, 康尔良. 永磁同步直线电机的电磁设计与分析[J]. 微特电机, 2020, 48(3): 25-28.
- Shi S L, Kang E L. Electromagnetic design and performance analysis of permanent magnet synchronous linear motor [J]. Small & Special Electric Machines, 2020, 48(3): 25-28.
- [5] Li L Y, Ma M N, Kou B Q, et al. Analysis and design of moving-magnet-type linear synchronous motor for electromagnetic launch system [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39(1): 121-126.
- [6] Kou B Q, Huang X Z, Wu H X, et al. Thrust and thermal characteristics of electromagnetic launcher based on permanent magnet linear synchronous motors [C]//2008 14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology, Victoria, 2008.
- [7] Kou B Q, Wu H X, Li L Y, et al. The thrust characteristics investigation of double-side plate permanent magnet linear synchronous motor for EML [C]//2008 14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology, Victoria, 2008.
- [8] 刘吉柱. 面向电磁弹射器的永磁直线同步电机驱动系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.
- Liu J Z. Research on the permanent magnet linear synchronous motor drive system for electromagnetic launchers [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2010.
- [9] 蒋钱, 卢琴芬, 李焱鑫. 双三相永磁直线同步电机的推力波动及抑制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(5): 883-892.
- Jiang Q, Lu Q F, Li Y X. Thrust ripple and depression of dual-three-phase permanent magnet linear synchronous motors [J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2021, 36(5): 883-892.
- [10] 龙瑞政. 面向电磁弹射的直线电机设计及其控制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.
- Long R Z. Design and control of linear motor for electromagnetic launch system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2009.
- [11] 宋蕾, 吴峻, 杨宇. 基于 Halbach 永磁体阵列的无人机电磁弹射器双边型涡流制动[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(7): 21-26+56.
- Song L, Wu J, Yang Y. Double-sided eddy current brake of electromagnetic launcher for unmanned aerial vehicle based on Halbach permanent magnet array [J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(7): 21-26+56.
- [12] 吴峻, 杨宇, 赵宏涛, 等. 无人机电磁弹射器的综合制动方法[J]. 国防科技大学学报, 2015, 37(5): 61-66.
- Wu J, Yang Y, Zhao H T, et al. Hybrid brake method for electromagnetic launcher of unmanned aerial vehicle [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2015, 37(5): 61-66.
- [13] 郭科宇, 李耀华, 史黎明, 等. 电枢分段供电永磁直线同步电机的非线性数学模型[J]. 电工技术报, 2021, 36(6): 1126-1137.
- Guo K Y, Li Y H, Shi L M, et al. Non-linear mathematic model of a segmented powered permanent

- magnet linear synchronous machine [J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2021, 36(6): 1126-1137.
- [14] 郭科宇,李耀华,史黎明.分段供电双三相永磁同步直线电机电流解耦与扰动抑制[J].电工技术学报,2022,37(24):6332-6344.
Guo K Y, Li Y H, Shi L M. Current decoupling and force disturbance suppression of dual three-phase permanent magnet synchronous motors with section power supply [J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2022, 37 (24): 6332-6344.
- [15] 曹瑞武,苏恩超,张学.轨道交通用次级分段型直线磁通切换永磁电机研究[J].电工技术学报,2020,35(5):1001-1012.
Cao R W, Su E C, Zhang X. Investigation of linear flux-switching permanent magnet motor segmented secondary for rail transit [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(5): 1001-1012.
- [16] 聂世雄,付立军,许金,等.分段供电直线感应电机定子不对称模型及参数计算[J].电机与控制学报,2017,21(2):10-17.
Nie S X, Fu L J, Xu J, et al. Asymmetrical model and parameter calculation of segment-powered linear inductive motor mover [J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(2): 10-17.
- [17] 雷银照.关于电磁场解析方法的一些认识[J].电工技术学报,2016,31(19):11-25.
Lei Y Z. Reviews of analytical methods of electromagnetic fields [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 11-25.
- [18] 姜振袖,程源.空心脉冲发电机的电感计算与数学模型[J].微特电机,2023,51(11):1-6.
Lou Z X, Cheng Y. Inductance calculation and mathematical model of air-core pulse alternator [J]. Small & Special Electric Machines, 2023, 51(11): 1-6.
- [19] 李柘霖,于慎波,夏鹏澎,等.轴向磁通永磁同步电机气隙磁场解析计算[J].微电机,2022,55(3):11-15.
Li Z L, Yu S B, Xia P P, et al. Analytical calculation of air-gap magnetic field of axial flux permanent magnet synchronous motor [J]. Micromotors, 2022, 55(3): 11-15.
- [20] 孙明灿,唐任远,韩雪岩,等.无槽环形绕组轴向磁通永磁电机空载反电动势解析[J].电机与控制应用,2017,44(9):1-8.
Sun M C, Tang R Y, Han X Y, et al. Analysis of open circuit back electromotive force in slotless toroidal type winding axial flux permanent magnet machine [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(9): 1-8.
- [21] 王明杰,李彦彦,焦留成,等.永磁游标直线电机磁场解析计算[J].电机与控制学报,2017,21(10):54-61.
Wang M J, Li Y Y, Jiao L C, et al. Analytic magnetic field calculation of linear permanent magnet vernier motor [J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(10): 54-61.
- [22] 程文杰,朱宇明,肖玲,等.高速轴向磁通永磁电机环形绕组电感计算[J].微特电机,2023,51(4):26-31.
Cheng W J, Zhu Y M, Xiao L, et al. Calculation of ring winding inductance of high speed axial flux permanent magnet motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2023, 51(4): 26-31.
- [23] 肖勇,陈彬,李霞,等.永磁辅助同步磁阻电机交直轴电感参数分析[J].电机与控制应用,2021,48(6):89-94.
Xiao Y, Chen B, Li X, et al. Analysis of inductance parameters for PM-assisted synchronous reluctance motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(6): 89-94.
- [24] 刘文奇,崔皆凡,李柏昕,等.分数槽永磁同步直线电机空载气隙磁密解析[J].电机与控制应用,2021,48(4):65-70+109.
Liu W Q, Cui J F, Li B X, et al. Analysis of no-load air gap flux density of fractional-slot permanent magnet synchronous linear motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(4): 65-70+109.
- [25] 张春雷,张辉,叶佩青,等.两相无槽圆筒型永磁同步直线电机电感计算与分析[J].电工技术学报,2021,36(6):1159-1168.
Zhang C L, Zhang H, Ye P Q, et al. Inductance analysis of two-phase slotless tubular permanent magnet synchronous linear motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(6): 1159-1168.
- [26] 杨归,许金,朱俊杰,等.六相永磁直线同步电机电磁特性分析及数学模型建立[J].电机与控制应用,2022,49(11):22-28.

- Yang G, Xu J, Zhu J J, et al. Electromagnetic characteristics and mathematical model of six-phase permanent magnet linear synchronous motor [J]. Electric Machine & Control Application, 2022, 49 (11): 22-28.
- [27] 刘凯, 张炳义, 冯桂宏. 基于非对称绕组函数法永磁同步电机偏心电感参数的研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(增刊 2): 387-394+431.
- Liu K, Zhang B Y, Feng G H. Research on eccentric inductance of permanent magnet machine based on asymmetrical winding function approach [J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2020, 35(S2): 387-394+431.
- [28] 李仕豪, 狄冲, 刘佳伟, 等. 考虑交叉耦合影响的内置式永磁同步电机电感计算及转矩分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 4889-4899+4931.
- Li S H, Di C, Liu J W, et al. Calculation of inductance and torque analysis of built-in permanent magnet synchronous motor considering cross-coupling effects [J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 4889-4899+4931.
-
- 收稿日期:2025-07-10
收到修改稿日期:2025-10-28
作者简介:
 娄一川(1994—),男,硕士,工程师,研究方向为直线电机设计及其控制、电机优化设计,louyichuan123@163.com;
 *通信作者:娄一川(1994—),男,硕士,工程师,研究方向为直线电机设计及其控制、电机优化设计,louyichuan123@163.com。