

六相永磁直线同步电机电磁特性分析及数学模型建立^{*}

杨 归, 许 金, 朱俊杰, 李明珂

(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: 为深入研究新型永磁直线同步电机(PMLSM)的性能, 实现电机结构设计与控制优化, 对其电磁特性及数学模型的建立展开了研究。针对暂态时间、饱和特性及不对称性等电磁特性进行分析, 然后建立了abc坐标系和dq0坐标系下电机数学模型, 由此阐述电机电磁耦合关系, 继而建立了等效电路, 并对瞬态工作特性进行计算。最后, 通过电压测试值和瞬态推力有限元值与解析计算值进行对比, 其结果吻合度较高, 验证了数学模型的正确性。

关键词: 永磁直线同步电机; 电磁特性; 数学模型; 电磁耦合

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)11-0022-07

doi: 10.12177/emca.2022.112

Electromagnetic Characteristics and Mathematical Model of Six-Phase Permanent Magnet Linear Synchronous Motor^{*}

YANG Gui, XU Jin, ZHU Junjie, LI Mingke

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System,
Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: In order to analyze the performance of the novel permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) and achieve the design of motor structure and the optimization of control, the mathematical model and electromagnetic characteristics are built and studied. The electromagnetic characteristics such as transient time, saturation characteristic and asymmetry are analyzed. Then the mathematical equations of the motor in the abc and dq0 coordinate systems are established to illustrate the electromagnetic coupling relationship. Besides, the equivalent circuit are established and the transient operating characteristics are calculated. Finally, the results of the voltage experimentation and the transient thrust finite element values are compared with that of the analytical calculation. The results are in good agreement and verify the correctness of the mathematical model.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); electromagnetic characteristic; mathematical model; electromagnetic coupling

0 引 言

近年来, 对于永磁材料的不断研究和开发,

永磁电机得到迅速的发展^[1-4]。永磁直线同步电机(PMLSM)与传统电励磁电机相比, 具有结构简单, 运行可靠; 体积小, 质量轻; 损耗小, 效

收稿日期: 2022-07-25; 收到修改稿日期: 2022-09-07

^{*} 基金项目: 国防科技基础加强计划重点基础研究项目(2020-****-ZD-222); 国家自然科学基金项目(51177056)

作者简介: 杨 归(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电磁发射。

许 金(1983—), 男, 博士, 研究员, 研究方向为直线电机设计及控制。(通信作者)

朱俊杰(1984—), 男, 博士, 研究员, 研究方向为电力电子与电力传动。

率高;电机形状和尺寸可以灵活多样等诸多优点,广泛应用于航天航空、交通运输、舰船推进、电磁弹射等领域^[5-6]。与长次级短初级结构相比,PMLSM 采用长初级短次级结构不仅可以节省材料成本,而且可避免高速运动导致端部开断引起动态边端效应,以及改善供电线缆初级绕组运动导致电机寿命降低等问题,更兼备较低不对称性等明显优势。

在研究电机设计和控制方法时,通常需要建立准确有效的数学模型^[7]。数学模型主要分为两种:以有限元模型为代表的分布参数模型^[8-10]与以相空间模型和 $dq0$ 轴坐标模型为代表的集总参数模型^[11-14]。有限元模型由于其具备计算结果精确以及便捷可视化操作界面等优点而被广泛应用,然而同时具有建模成本高、计算时间长等不足。传统集总参数模型具备建模成本低、计算效率高优点也得到了广泛应用。相空间模型可以考虑电机不对称、边端效应、饱和效应以及谐波磁场等非线性影响因素,而 $dq0$ 轴模型具备便于控制以及易于计算等优点,通常可通过变换矩阵实现两种模型之间的相互解耦变换。

目前永磁电机多为三相电机,而多相电机具备冗余度高、推力脉动小、单相容量低以及安全可靠等诸多优点,已广泛应用于旋转电机。文献[15]以分段供电双三相 PMLSM 作为研究对象,考虑气隙磁场脉动以及暂态过程,建立了非线性相空间非线性数学模型,但未对 $dq0$ 轴数学模型以及电磁特性进行研究^[15];文献[16]针对永磁电机饱和效应以及磁场谐波问题,基于有限元建立了 $dq0$ 轴数学模型,并对电磁特性进行分析,但是以旋转电机作为研究对象。目前大多数电机数学模型的建立均是基于大量假设条件进行分析,而假设条件的设立缺少详细的电磁特性分析。

综上,本文以新型动次级 PMLSM 作为研究对象,首先针对电机暂态时间、饱和特性及不对称性等电磁特性进行有效分析,然后建立自然坐标系 abc 数学模型,由此推导出同步坐标系 $dq0$ 数学模型,继而建立等效电路,并对瞬态工作特性开展相关计算;最后,通过电压测试值和瞬态推力有限元值与解析计算值进行对比,其结果吻合度较高,验证了数学模型的正确性。

1 电磁特性分析

1.1 暂态时间计算及分析

在发射电机磁路中,永磁动子为气隙提供恒定磁源,定子采用电励磁的方式为气隙提供磁源,而初级绕加载激励是从无到有的过程,即初级定子提供的磁场是从产生到稳定具有一定的暂态时间。电机的定子电路为 LR 回路,电感的电压和电流达到稳定状态需要一定的过程,其波形符合指数变化,电感电压电流变化式为

$$I(t) = \frac{U_{in}}{R_s} (1 - e^{-\frac{t}{t_1}}) \quad (1)$$

$$U(t) = U_{in} e^{-\frac{t}{t_1}} \quad (2)$$

式中: U_{in} 为输入电压; R_s 为单相电阻; t_1 为时间常数, $t_1 = L_p/R$, L_p 为相总电感, $L_p = L_m + L_s$, L_m 为激磁电感, L_s 为漏感。

通常规定 $5t_1$ 时间后电感参数达到稳定状态。根据出厂试验测得发射电机单相电阻与电感值计算暂态时间为 0.009 s,电感参数电压电流暂态曲线如图 1 所示。为验证暂态时间计算的正确性,利用有限元瞬态各相感应电压变化曲线验证各相暂态时间如图 2 所示。

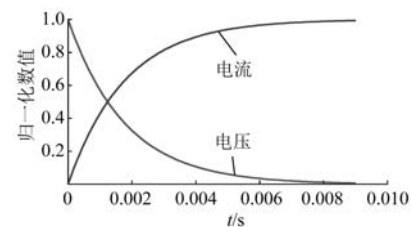


图1 归一化参数变化曲线

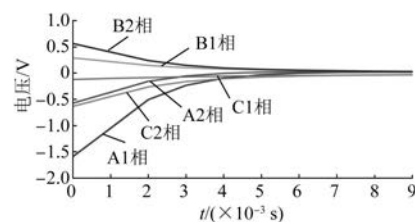


图2 有限元各相电流暂态变化曲线

由图 2 可以看出电机各相绕组电压暂态时间与理论上基本一致。根据以上分析可知,电磁场达到稳态的暂态时间远小于实际工作时间,可以忽略电机暂态过程。

1.2 饱和特性分析

当初级绕组激励增大时,电机电感会出现非线性,电机绕组电感需增加饱和系数 k_s ,即电感是以电流变化的非线性函数,其关系可以用一个简化函数表示为

$$L'_m = k_s I L_m \quad (3)$$

为确定电机线性工作时加载电流激励范围,根据硅钢片线性 $B-H$ 曲线范围及永磁体作用于初级铁心表面的径向磁场,推断出初级绕组加载激励时作用于铁心表面的径向磁场区间,从而根据磁场计算公式得到初级绕组加载电流激励的范围。

由无激励单定子铁心表面磁场分布,如图3所示,可知无激励永磁体磁场作用于初级铁心表面最大电磁感应强度为 0.678 6 T;由硅钢片 $B-H$ 曲线,如图4所示,可知铁心开始饱和时的电磁感应强度约为 1.5 T。根据单定子磁场计算式推算出铁心出现饱和时初级绕组加载激励最大值约为 13 740 A。

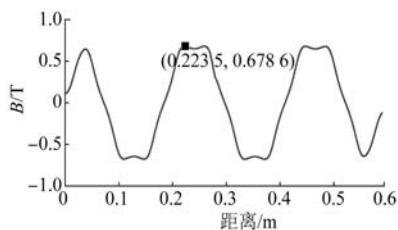


图3 铁心表面径向磁场

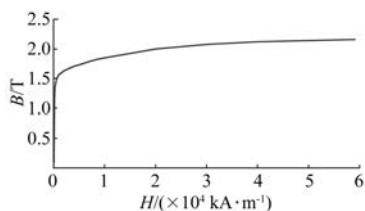


图4 铁心 $B-H$ 曲线

为分析电机饱和规律,基于发射电机有限元模型进行电感随电流激励变化关系求解,图5所示为电流变化时的饱和系数曲线。

由图5可知电流达到 14 000 A 左右时,电感开始些微下降,铁心开始出现饱和现象,仿真结果与理论计算值基本符合。实际工况下电流远达不到 14 000 A,电机发射过程中基本处于线性工作区间内。

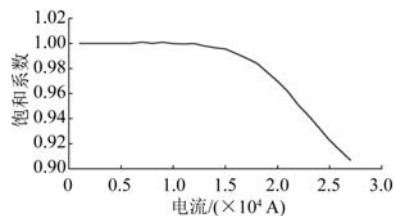


图5 饱和系数曲线

1.3 不对称性分析

对于圆筒 PMLSM: (1) 初级铁心开断,绕组端部将产生漏磁,初级绕组端部某相绕组产生的磁场与其他相绕组磁场耦合程度不同,将导致电感矩阵不对称; (2) 发射电机要求工作在大推力状态下,从而导致电磁负荷较大,需考虑初级铁心饱和对电感参数带来的影响。在发射电机同步工作过程中,永磁体定子产生的磁场与初次电枢磁场相对静止,因此永磁体磁场不会影响电机初级绕组电感参数变化,即电流不对称性主要受初级定子影响。

为探索电流不对称影响,设置工况(电压幅值为 35 V,频率为 20 Hz)进行单定子电压测试试验,并对所测的六相电流响应进行正负序分解,分析六相电流不对称性影响程度。六相电流波形如图6所示。根据六相电流响应时域波形图6可以看出六相电流 B2 相电流幅值略大, C1 相电流幅值略小。

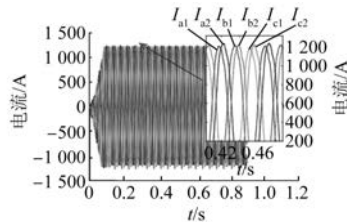


图6 六相电流测量曲线

对六相电流进行频域分析,分析结果如图7所示。由图7可以看出正序电流只包含基频,而负序电流除了基频分量外还包含倍频谐波,整体负序电流远小于正序电流。不对称度计算式为

$$k_{\text{unbalance}} = \frac{I_0^-}{I_0^+} \quad (4)$$

式中: I_0^- 为负序基波电流; I_0^+ 为正序基波电流。

由式(4)计算出试验工况所测六相电流不对

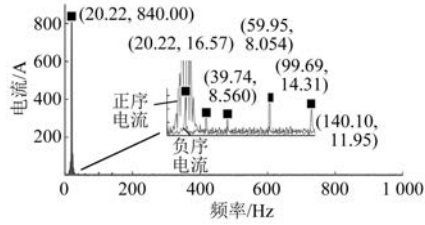


图7 正负序电流频谱

称度约为 1.97%, 可知不对称性对电机影响较小。

2 数学模型的建立

2.1 初级绕组结构分析

六相 PMLSM 初级为无槽结构, 初级绕组为六相半对称绕组, 其绕组之间相位空间分布如图 8 所示。图 8 中下标 1、2 表示第一套三相绕组与第二组绕组, 第一套绕组各相超前于第二套绕组各相 $\pi/6$; 每套绕组 ABC 三相相差 $2\pi/3$ 。各相绕组按照整距方式排布, 部分绕组分布图如图 9 所示。该电机具有以下特征: (1) 初级绕组采用双套三相绕组结构, 该结构具有冗余度高、推力脉动小特点; (2) 初级绕组极数较多, 且采用长初级短次级, 因此可基本忽略不对称性; (3) 动子采用只导磁不导电永磁体材料, 可忽略动态边端效应; (4) 初级绕组沿动子运动方向的布置为 $A_1^+A_2^+C_1^-C_2^-B_1^+B_2^+A_1^-A_2^-C_1^+C_2^+B_1^-B_2^-$ 。

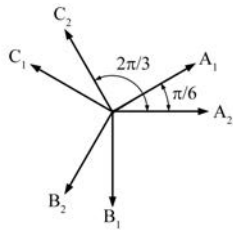


图8 初级绕组相位图



图9 无槽整距绕组布置

2.2 自然坐标数学模型的建立

为便于 PMLSM 分析, 建立切实可行的数学模型, 根据上节电磁特性分析, 可以提出以下 5 点合理假设: (1) 忽略暂态过程, 近似认为 PMLSM

一直同步工作; (2) 忽略铁心磁滞、涡流损耗及饱和, 即电机磁路线性变化, 磁场可以通过叠加原理进行分析; (3) 初级绕组及次级永磁体无阻尼作用; (4) 定子初级磁动势沿气隙按正弦规律变化, 忽略磁路的高次谐波磁动势; (5) 将次级永磁体材料视为理想磁源, 即为电机气隙提供恒定磁场。

abc 坐标系中磁链方程为

$$\psi_{abc} = L_{ij} I_{abc} + \psi_{abcf} \quad (5)$$

式中: ψ_{abc} 、 I_{abc} 分别为 abc 坐标系中电机磁链向量、电流向量, $\psi_{abc} = [\psi_{a_1} \psi_{b_1} \psi_{c_1} \psi_{a_2} \psi_{b_2} \psi_{c_2}]^T$, $I_{abc} = [I_{a_1} I_{b_1} I_{c_1} I_{a_2} I_{b_2} I_{c_2}]^T$ 。

ψ_{abcf} 为 abc 坐标系下磁体交链与初级绕组磁链矩阵, 其表达式为

$$\psi_{abcf} = \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: ψ_f 为初永磁体交链于初级绕组磁链幅值; θ 为次级 d 轴与初级绕组 A_1 相之间夹角。

L_{ij} 为各相绕组自感互感矩阵, 为 6 阶方阵, $i, j = a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2$, 若 $i = j$ 则表示各相自感, 其表达式为

$$L_{ij} = L_{ss} + L_{abc-s1} = \begin{bmatrix} L_{a_1a_1} + L_{a_1-s_1} & \cdots & L_{a_1c_2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{c_2a_1} & \cdots & L_{c_2c_2} + L_{c_1-s_1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: L_{ss} 为六相绕组气隙磁场对应主电感矩阵; L_{abc-s1} 为初级绕组漏感矩阵。

abc 坐标系中电压方程为

$$U_{abc} = R_{abc} I_{abc} + p\psi_{abc} \quad (8)$$

式中: p 为求导因子 d/dt ; U_{abc} 为初级绕组在 abc 坐标系中外加电压向量, 其表达式为 $U_{abc} = [U_{a_1} U_{b_1} U_{c_1} U_{a_2} U_{b_2} U_{c_2}]^T$; R_{abc} 为初级绕组在 abc 坐标系中电阻矩阵, 其表达式为 $R_{abc} = R_s E_6$, R_s 为每相初

级绕组电阻, E_6 为 6 阶单位矩阵。

结合式(5)将式(8)进一步化解为

$$U_{abc} = R_{abc} I_{abc} + L_{ij}(pI_{abc}) + p\psi_{abcf} \quad (9)$$

式(9)第三项为空载反电动势 E_{abc} , 即:

$$E_{abc} = p\psi_{abcf} = -\omega_r \psi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: ω_r 为转子相对定子运动速度 v 对应的角速度; $\omega_r = \beta v$, β 为极距系数。

在电机同步情况下:

$$v = 2f\tau \quad (11)$$

式中: f 为初级绕组输入激励频率; τ 为电机极距。

abc 坐标系中电磁推力 F_{thrust} 为

$$F_{thrust} = \frac{W_e}{v} = \frac{I_{abc}^T E_{abc}}{v} \quad (12)$$

式中: W_e 为电机输出有用功率。

2.3 同步旋转坐标系模型的建立

由 2.2 节可知电机磁链随定子与转子相对位置变化而变化, 为简化其表达式, 将 abc 坐标系中相关方程转化至 $dq0$ 坐标系。PMLSM 绕组轴线分布图如图 10 所示。

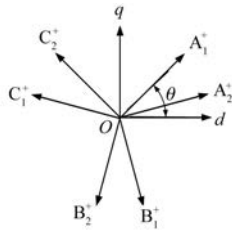


图 10 $dq0$ 坐标系绕组轴线图

图 10 中 A_1^+ 为 A_1 相轴线超前于 A_2 相 A_2^+ 轴线 $\pi/6$, q 轴超前于 d 轴 $\pi/2$, A_1^+ 轴与 d 之间相角差为 θ 。

根据幅值等效变换, 将 abc 坐标系转换至 $dq0$ 坐标系的变换矩阵为

$$C_{dq0}^{abc} = \text{diag}(C_{11}, C_{22}) \quad C_{ii} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_i & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_i & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2 \quad (13)$$

式中: 当 $i=1$ 时, $\theta_i = \theta$; 当 $i=2$ 时, $\theta_i = \theta - \pi/6$ 。

$dq0$ 坐标系变换至 abc 坐标系的变换矩阵为

$$C_{abc}^{dq0} = \text{diag}(C_{11}^{-1}, C_{22}^{-1}) \quad C_{ii}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_i & -\sin\theta_i & 1 \\ \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2 \quad (14)$$

通过变换矩阵式(13)将 abc 坐标系中磁链、电流和电压转换至 $dq0$ 坐标系中, 则 $dq0$ 坐标系中磁链方程为

$$\psi_{dq0} = L_{dq0} I_{dq0} + \psi_{dq0f} \quad (15)$$

式中: ψ_{dq0} 、 I_{dq0} 分别为 $dq0$ 坐标中电机磁链、电流, $\psi_{dq0} = [\psi_{d1} \psi_{q1} \psi_{01} \psi_{d2} \psi_{q2} \psi_{02}]$, $I_{dq0} = [I_{d1} I_{q1} I_{01} I_{d2} I_{q2} I_{02}]$; ψ_{dq0f} 为永磁体与初级绕组交流的磁链, $\psi_{dq0f} = [\psi_f 0 0 \psi_f 0 0]$ 。

$dq0$ 坐标系中电压方程为

$$U_{dq0} = R_{dq0} I_{dq0} + pL_{dq0} I_{dq0} + AL_{dq0} I_{dq0} + A\psi_{dq0f} \quad (16)$$

式中: R_{dq0} 与式(8)中 R_{abc} 表达式相同; $A = C_{dq0}^{abc}(pC_{abc}^{dq0}) = \omega_r \text{diag}(A_s, A_s)$, $A_s = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 。

$dq0$ 坐标系中电磁力计算式为

$$F_{thrust} = \frac{3}{2} \sum_{n=1}^2 p_r (\psi_{dn} I_{qn} - \psi_{qn} I_{dn}) = \frac{3}{2} \sum_{n=1}^2 p_r [\psi_f I_{qn} + (L_{dn} - L_{qn}) I_{dn} I_{qn}] \quad (17)$$

式中: p_r 为电机定子极对数; I_{dn} 、 I_{qn} 分别为 d 、 q 轴

电流; L_{dn} 、 L_{qn} 分别为 d 、 q 轴电感; n 为第 n 套绕组。

3 等效电路的建立及瞬态工作特性分析

3.1 等效电路的建立

建立等效电路可以生动形象地描述电机初级绕组之间的耦合关系,便于电机控制模型设计及工作特性分析。

结合式(16)建立 d 轴与 q 轴等效电路,如图 11 和图 12 所示,电机两套初级绕组等效电路相同,统一用下标 s 表示初次绕组。

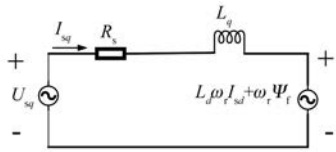


图 11 六相 PMLSM 的 q 轴等效电路

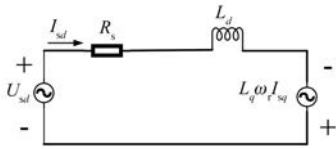


图 12 六相 PMLSM 的 d 轴等效电路

3.2 瞬态工作特性计算

电机控制通常采用 $I_d = 0$ 电流控制方式,该控制方式具备控制方法简单,计算量小,且可避免电枢反应导致永磁体去磁等优点。电机在瞬态工作过程中并不是时刻保持同步运行,存在电机失步现象,即动子磁场相对定子磁场存在一定的功角差 $\Delta\delta_i$, t_0 时刻功角为

$$\Delta\delta_{t_0} = kx_{t_0} - \int_0^{t_0} \omega_s(t) dt \quad (18)$$

式中: x_{t_0} 为 t_0 时刻拉力传感器反馈得到的观测位置; $\omega_s(t)$ 为电枢磁场变化速度。

根据电机学相关理论,可知电机 t_0 时刻的有功功率为

$$P_{em} = \frac{6\omega_r\psi_f U_m}{X_d} \cos(\Delta\delta_{t_0}) + 3U_m^2 \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \cos(2\Delta\delta_{t_0}) \quad (19)$$

式中: U_m 为单相端口电压有效值; X_q 与 X_d 分别为

交、直轴电抗。

当 X_q 和 X_d 相等时,将式(19)简化为

$$P_{em} = \frac{6\omega_r\psi_f U_m}{X_d} \cos(\Delta\delta_{t_0}) \quad (20)$$

进而可得到推力计算式为

$$F_{thrust} = \frac{P_{em}}{v} \quad (21)$$

电机总输入功率为

$$P_s = 6I_{sq} U_{sq} \quad (22)$$

电机工作效率为

$$\eta = \frac{P_{em}}{P_s} \quad (23)$$

4 试验验证

为验证新型 PMLSM 数学模型建立的正确性,设计新型 PMLSM 电压测试,利用罗氏线圈电流传感器以及高采样频率力高力采集器构成电流采集系统,得到电压测试分析系统控制端输入幅值为 150 V,频率为 38 Hz 六相对称电压条件下输出电流特性,六相电流解析计算值与测量值对比结果如图 13 所示。

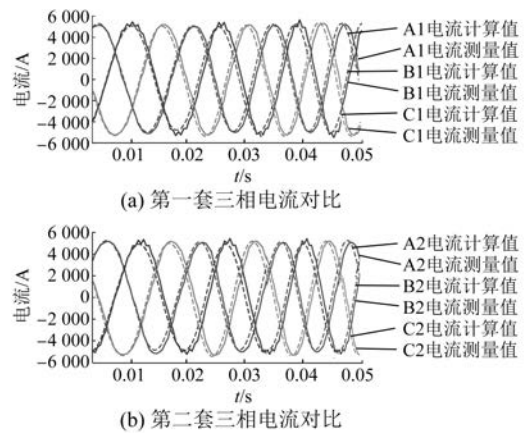


图 13 六相 PMLSM 电流对比

由图 13 可以看出六相电流计算值与试验测量值吻合度较好。图 13 中计算电流曲线超前于试验测量电流曲线现象,是由于电能变换柜以及测量设备电抗作用导致电流滞后于电压。

为验证瞬态电磁力计算的准确性,将动子最大速度 18 m/s 瞬态运动试验工况中拉绳传感器所测得的速度数据与电流传感器测得的电流数据加载到有限元模型中,将有限元计算得到的电磁

推力数值与解析值进行对比,对比结果如图 14 所示,数值对比结果表明数值最大误差为 3.6%。

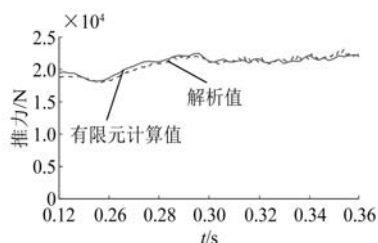


图 14 六相 PMLSM 推力对比

5 结 语

本文以新型六相永磁直线电机作为研究对象,在分析电机暂态时间、饱和特性及电流不对称性等电磁基础上,建立了 abc 与 $dq0$ 坐标系数学模型,由此阐明了磁链、电压和电流相互之间的约束关系,在此基础上对瞬态工作特性开展相关计算,并利用电流试验测量值与推力有限元计算值验证了数学模型建立的正确性及瞬态工作特性计算的准确性。

【参 考 文 献】

- [1] 唐任远. 现代永磁电机:理论与设计[M]. 北京:机械工业出版社,1997.
- [2] 卢琴芬,陈轶,叶云岳. 永磁直线电机的研究与进展[C]//第十九届中国小电机技术研讨会论文集, 2014.
- [3] MAHMOUDI A, KAHOURZADE S, RAHIM N A, et al. Design, analysis, and prototyping of an axial-flux permanent magnet motor based on genetic algorithm and finite-element analysis [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(4): 1479.
- [4] ABDALLA I I, IBRAHIM T, NOR N B M. Development and optimization of a moving-magnet tubular linear permanent magnet motor for use in a reciprocating compressor of household refrigerators [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2016, 77: 263.
- [5] 赵玫,左思承,魏尧,等. 横向磁通永磁直线电机结构及其关键问题综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(22): 7806.
- [6] 黄磊,余海涛,胡敏强,等. 用于电磁弹射的容错型初级永磁直线电机特性[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 119.
- [7] QUÉVAL L, OHSAKI H. Nonlinear abc-model for electrical machines using N-D lookup tables [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(1): 316.
- [8] DI LEONARDO L, PARASILITI F, TURSINI M, et al. Transient analysis of PM synchronous motor drives by finite element model co-simulation [C] //IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013.
- [9] PARASILITI F, VILLANI M, TASSI A. Dynamic analysis of synchronous reluctance motor drives based on simulink © and finite element model [C] //IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 2006.
- [10] JABBAR M A, LIU Z, DONG J. Time-stepping finite-element analysis for the dynamic performance of a permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2003, 39(5): 2621.
- [11] 余凤豪,吕飞,张松涛,等. 永磁同步直线电机的数学模型分析[J]. 舰船电子工程, 2010, 30(9): 120.
- [12] 上官璇峰,励庆孚,袁世鹰. 多段初级永磁直线同步电动机系统建模及制动仿真[J]. 西安交通大学学报, 2006(6): 694.
- [13] 许金,马伟明,鲁军勇,等. 一种四定子双边直线感应电动机数学模型和工作特性[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 5.
- [14] 上官璇峰,励庆孚,袁世鹰. 多段初级永磁直线同步电动机驱动系统整体建模和仿真[J]. 电工技术学报, 2006(3): 52.
- [15] 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]. 电工技术学报, 2021, 36(6): 1126.
- [16] 李景灿,廖勇. 考虑饱和及转子磁场谐波的永磁同步电机模型[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 60.