

文章编号: 1008-1542(2022)06-0579-08

基于磁势矢模型的电磁直线驱动装置解析建模

江金昊, 葛文庆, 李波, 王赓

(山东理工大学交通与车辆工程学院, 山东淄博 255000)

摘要:针对目前有限元法求解电磁直线驱动装置稳态电磁特性时运算周期长、计算效率较低的问题,提出研究此类驱动装置的解析建模方法。以直驱式自动变速器用动圈式电磁直线驱动装置为例,建立了驱动装置磁场泊松方程,引入磁势矢模型推导了磁场分布方程,并结合边界条件得到了径向气隙磁通密度及电磁力表达式,以此获悉驱动装置稳态电磁特性。结果表明,解析模型与有限元模型的求解误差最小为0.6%,最大为6.6%,与试验误差不超过2.5%,有限元及试验均验证了模型的正确性与精确性。所提方法在确保求解精度的前提下求解过程简单且通用性好,为实现电磁直线驱动装置的模块化设计 and 无位移传感器控制提供了理论参考,对丰富和发展全电集成动力系统控制方法有一定的理论意义和工程应用价值。

关键词: 电机学;直驱式自动变速器;电磁直线驱动装置;磁势矢模型;有限元模型

中图分类号: TM359.4

文献标识码: A

DOI: 10.7535/hbkd.2022yx06002

Analytical modeling of electromagnetic linear drive device based on magnetic potential vector model

JIANG Jinhao, GE Wenqing, LI Bo, WANG Geng

(School of Transportation and Vehicle Engineering, Shandong University of Technology, Zibo, Shandong 255000, China)

Abstract: Aiming at the problems of long operation cycle and low computational efficiency in solving steady-state electromagnetic characteristics of electromagnetic linear drive by finite element method, an analytical modeling method was proposed to study this kind of drive. The Poisson equation of magnetic field was established by introducing magnetic potential vector model, and the magnetic field distribution equation was derived. The expressions of radial air-gap flux density and electromagnetic force were obtained by combining boundary conditions, so as to obtain the steady-state electromagnetic characteristics of the drive device. The results show that the minimum solving error between the analytical model and the finite element model is 0.6%, the maximum error is 6.6%, and the error of the experimental model is less than 2.5%. The finite element and experimental results verify the correctness and accuracy of the model. This method has a simple solution process

收稿日期: 2022-07-08; 修回日期: 2022-08-19; 责任编辑: 冯民

基金项目: 国家自然科学基金(51875326, 51975341, 51905319); 山东省重大科技创新工程项目(2021CXGC010703)

第一作者简介: 江金昊(1997—), 男, 山东济南人, 硕士研究生, 主要从事电磁直线驱动装置动力特性方面的研究。

通讯作者: 葛文庆教授。E-mail: gwq@sdut.edu.cn

江金昊, 葛文庆, 李波, 等. 基于磁势矢模型的电磁直线驱动装置解析建模[J]. 河北科技大学学报, 2022, 43(6): 579-586.

JIANG Jinhao, GE Wenqing, LI Bo, et al. Analytical modeling of electromagnetic linear drive device based on magnetic potential vector model

[J]. Journal of Hebei University of Science and Technology, 2022, 43(6): 579-586.

and good universality on the premise of ensuring the solution accuracy, which lays a theoretical foundation for the modular design of electromagnetic linear drive device and the control without displacement sensor, and has a certain theoretical significance and engineering application value to enrich and develop the control method of all-electric integrated power system.

Keywords: electrical machinery; direct drive automatic transmission; electromagnetic linear drive device; magnetic potential vector; finite element model

电磁直线驱动装置具有结构简单、可靠性高、功率密度大^[1]、响应速度快^[2]等优点,在航空航天、船舶及车辆等直线运动领域具有较为明显的应用优势^[3-4]。近年来,越来越多的国内外学者对其进行了更为深入的探索,理论及工程研究逐渐系统化,但仍有一些较为基础的研究有待完善。

对电磁直线驱动装置的研究大多围绕有限元进行^[5-7]。有限元法在解决复杂电机结构的磁场分布时具有求解精度高且通用性能较好等优点,但有限元法求解时运算周期较长^[8],同时无法直观反映磁场特性与尺寸参数之间的规律,且采用有限元法对电机进行参数化设计时效率较低,因此现阶段有限元法大都用来对模型的正确性进行验证^[9-11]。近年来,部分学者开始围绕解析法对电磁直线驱动装置进行研究,现阶段常见的解析方法有磁势矢模型、等效磁网络模型及保角变换模型。文献[12]、文献[13]及文献[14]建立磁势矢模型对动磁式驱动装置的电磁特性进行研究,该方法虽较为直观地反映尺寸参数对电磁特性的影响,但边界条件复杂且计算量庞大;文献[15]采用保角变换法分析直线电机特性,得到电机内部磁场分布规律,虽然准确度较高,但该方法需要多次变换平面,增加了求解难度;文献[16]、文献[17]及文献[18]建立等效磁网络模型分析旋转电机内部磁场分布,该方法的本质为集总参数法,具有一定的局限性,无法得到电机内磁场分布规律。

为了获悉电磁直线驱动装置稳态电磁特性与各尺寸参数间的关系,采用磁势矢模型进行求解,采用分离变量法准确计算开路状态下驱动装置静态磁场分布以及电磁力。首先,建立动圈式电磁直线驱动装置解析模型,得到驱动装置电磁特性与各尺寸参数间的关系;其次,设计样机并通过有限元模型对解析模型加以验证;最后搭建试验平台,并通过试验验证解析模型的正确性与精确性。

1 结构与模型

电磁直线驱动装置用于课题组自主研发^[19]的直驱式自动变速器^[20](direct drive AMT, DAMT),具体结构如图1所示。该变速系统由2个拨叉控制4个挡位,选用1对电磁直线驱动装置分别驱动拨叉进行单自由度往复运动,进而实现换挡。由于引入了驱动装置,该变速系统缩短了动力传动路径,提高了传动效率,具有结构紧凑、控制简单且换挡时间短等优点,其中电磁直线驱动装置作为驱动单元,其特性直接决定换挡品质,因此对该驱动装置电磁特性的研究是十分有必要的。

电磁直线驱动装置结构如图2所示。驱动装置由内外磁轭、端盖、线圈、线圈骨架及永磁体等部件组成。其中内外磁轭及端盖由导磁性能较好的S10C制成,永磁体为高性能N42SH永磁材料烧结而成,线圈骨架由硬度较高的PTEF制成。为了提高驱动装置单侧磁通密度且实现磁场的自屏蔽,引入Halbach永磁阵列。

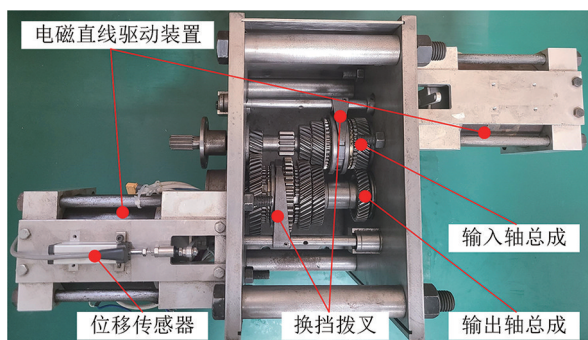


图1 DAMT样机

Fig.1 Prototype of DAMT

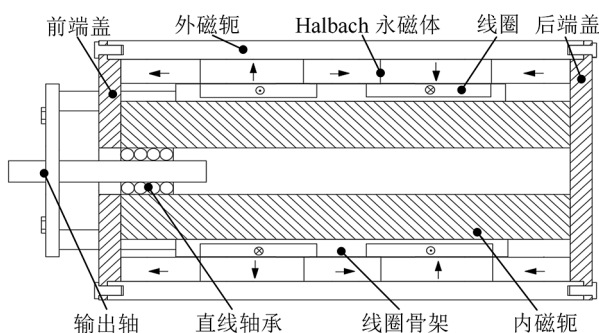


图2 电磁直线驱动装置结构

Fig.2 Structure of electromagnetic linear drive device

2 电磁场及电磁力建模

2.1 开路磁通密度建模

电磁直线驱动装置实际边界条件较为复杂,为降低求解难度应在精度允许范围内做出如下假设:

- 1)驱动装置内部各接触面均光滑且紧密贴合;
- 2)为便于傅里叶级数展开,认为模型沿轴向尺寸可无限延伸;
- 3)该驱动装置为无槽结构且内磁轭较厚,可以忽略端部效应及饱和效应;
- 4)永磁体内部相对磁导率为常量 μ_r ,内、外磁轭相对磁导率为无穷大。

因此可以建立如图 3 所示的驱动装置简化模型。其中图 3 a)为求解区域示意图,为了定义边界条件完成求解,建立了图中的空气区域 1,该区域在实际中不存在;图 3 b)为驱动装置拓扑单元。

通过磁势矢模型求解驱动装置内部磁场分布时,需要先建立求解区域内磁场强度与磁通密度的本构关系,并引入二维坐标磁势矢作为辅助求解手段,以此对求解区域内的麦克斯韦方程进行求解。各求解区域中存在如下本构关系:

$$\begin{cases} \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mu_0 \mathbf{M}, \\ \mathbf{M} = \chi_m \mathbf{H} + \mathbf{M}_0, \end{cases} \quad (1)$$

式中: \mathbf{B} 为磁通密度; \mathbf{H} 为磁场强度; \mathbf{M} 为磁化矢量; χ_m 为磁化率; \mathbf{M}_0 为剩余磁化强度; μ_0 为真空磁导率。

在求解磁场分布之前,需要得到磁场控制方程,求解电磁直线电磁驱动装置内部磁场分布的本质是寻找在特定边界条件下的麦克斯韦方程组的特解。磁场为无源场,在各区域内均满足磁通连续性原理以及麦克斯韦全电流定律:

$$\begin{cases} \nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \\ \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}, \end{cases} \quad (2)$$

式中: \mathbf{D} 为电位移矢量; \mathbf{J} 为电流密度。

引入磁势矢 $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$,可得到各求解区域内磁场控制方程:

$$\nabla^2 \mathbf{A}_i = \begin{cases} -\mu_0 \left(\mathbf{J}_i + \frac{\partial \mathbf{D}_i}{\partial t} \right), & i = 1, 3, \\ -\mu_0 \mu_p \left(\mathbf{J}_i + \frac{\partial \mathbf{D}_i}{\partial t} \right) - \mu_0 \nabla \times \mathbf{M}, & i = 2. \end{cases} \quad (3)$$

电磁直线驱动装置中电磁场的变化为低频,因此在计算时可认为是准静态场,可以忽略位移电流的影响,即 $\mathbf{D} = 0$ 。同时在区域 1,2,3 中均无电流,即 $\mathbf{J}_i = 0$ 。因此可以得出简化后磁场控制方程:

$$\nabla^2 \mathbf{A}_i = \begin{cases} 0, & i = 1, 3, \\ -\mu_0 \nabla \times \mathbf{M}, & i = 2. \end{cases} \quad (4)$$

由于电磁驱动装置为管状直线电机,其内部磁场具有周向对称性,因此可以将磁场控制方程在二维坐标系下进行简化,将磁势矢 \mathbf{A} 在柱坐标系下分解后,可以进一步将各求解区域内磁场控制方程简化:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_i(r, z)}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r A_i(r, z)) \right) = 0, & i = 1, 3, \\ \frac{\partial^2 A_i(r, z)}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r A_i(r, z)) \right) = -\mu_0 \nabla \times \mathbf{M}, & i = 2. \end{cases} \quad (5)$$

驱动装置永磁体选用 Halbach 阵列分布,该磁极分布由轴向充磁与径向充磁的永磁体根据一定规律组合而成,该分布相较于单一径向分布,可以在提高一侧磁通密度的同时实现磁场自屏蔽。在求解时需先将磁化矢量在柱坐标系下进行分解,永磁体磁化矢量的空间分布如图 4 所示。

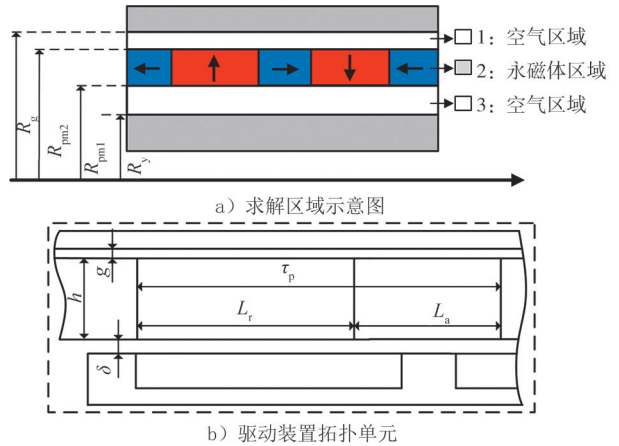


图 3 驱动装置简化模型

Fig.3 Simplified model of drive device

图4中 M_0 为磁化矢量的绝对值,其计算如下:

$$M_0 = \frac{B_{re}}{\mu_0}, \tag{6}$$

式中 B_{re} 是永磁体的磁体剩磁。

将图4中不同方向的磁化矢量展开成傅里叶级数可得:

$$\begin{cases} M_r = \sum_{k=1}^{\infty} R_k \sin(m_k z), \\ M_z = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(m_k z), \end{cases} \tag{7}$$

$$R_k = \frac{2B_{re}}{\mu_0 k \pi} \left[\cos m_k \left(\frac{L_a}{2} \right) - \cos m_k \left(L_r + \frac{L_a}{2} \right) \right];$$

$$A_k = \frac{2B_{re}}{\mu_0 k \pi} \left[\sin m_k \left(\frac{L_a}{2} \right) - \cos m_k \tau_p + \sin m_k \left(L_r + \frac{L_a}{2} \right) \right].$$

其中: τ_{lp} 为模型周期; τ_p 为极距; L_r 为径向充磁永磁体长度; L_a 为轴向充磁永磁体长度。

令 $C_k = \frac{\mu_0 \pi R_k}{2m_k}$, 可以得到磁场控制方程(7)的通解为

$$\begin{cases} A_{1(3)} = \sum_{k=1}^{\infty} [a_{1(3)k} I_1(m_k r) + b_{1(3)k} K_1(m_k r)] \cos(m_k z), \\ A_2 = \sum_{k=1}^{\infty} [a_{2k} I_1(m_k r) + b_{2k} K_1(m_k r) + C_k L_1(m_k r)] \cos(m_k z). \end{cases} \tag{8}$$

联立公式(本构关系、磁势矢通解、磁势矢定义),可以得到不同求解区域下径向及轴向的磁通密度以及磁场强度的分布,具体结果如式(9)及式(10)所示。

在区域1及区域3中:

$$\begin{cases} B_{1(3)r} = \sum_{k=1}^{\infty} m_k [a_{1(3)k} I_1(m_k r) + b_{1(3)k} K_1(m_k r)] \sin(m_k z), \\ B_{1(3)z} = \sum_{k=1}^{\infty} m_k [a_{1(3)k} I_0(m_k r) - b_{1(3)k} K_0(m_k r)] \cos(m_k z), \\ H_{1(3)r} = \frac{1}{\mu_0} \sum_{k=1}^{\infty} m_k [a_{1(3)k} I_1(m_k r) + b_{1(3)k} K_1(m_k r)] \sin(m_k z), \\ H_{1(3)z} = \frac{1}{\mu_0} \sum_{k=1}^{\infty} m_k [a_{1(3)k} I_0(m_k r) - b_{1(3)k} K_0(m_k r)] \cos(m_k z). \end{cases} \tag{9}$$

在区域2中:

$$\begin{cases} B_{2r} = \sum_{k=1}^{\infty} m_k [a_{2n} I_1(m_k r) + b_{2n} K_1(m_k r) + C_n L_1(m_k r)] \sin(m_k z), \\ B_{2z} = \sum_{k=1}^{\infty} m_k [a_{2n} I_0(m_k r) - b_{2n} K_0(m_k r) + C_n L_0(m_k r)] \cos(m_k z), \\ H_{2r} = \frac{m_k}{\mu_0} \sum_{k=1}^{\infty} m_k \left[a_{2n} I_1(m_k r) + b_{2n} K_1(m_k r) + C_n L_1(m_k r) + \frac{\mu_0 R_k}{m_k} \right] \sin(m_k z), \\ H_{2z} = \frac{m_k}{\mu_0} \sum_{k=1}^{\infty} m_k \left[a_{2n} I_0(m_k r) - b_{2n} K_0(m_k r) + C_n L_0(m_k r) - \frac{\mu_0 A_k}{m_k} \right] \cos(m_k z). \end{cases} \tag{10}$$

式中: $a_{1k}, a_{2k}, a_{3k}, b_{1k}, b_{2k}, b_{3k}$ 为待定系数,可根据边界可通过具体边界条件求得; $I_n(x), K_n(x), L_n(x)$ 分别为 n 阶第1类贝塞尔函数、第2类贝塞尔函数及斯特鲁夫函数,其函数均不可由初等函数表示,但可以在自变量等于0处用泰勒公式以及 Gamma 函数进行如下逼近:

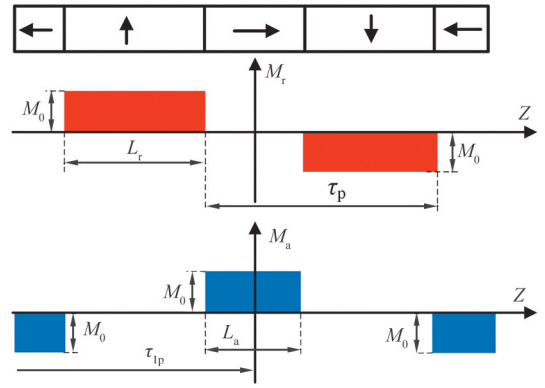


图4 磁场强度空间分布

Fig.4 Spatial distribution of magnetic field intensity

$$\begin{cases} I_n(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(k+n+1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+n}, \\ K_n(x) = \frac{\pi}{2} \frac{I_{-n}(x) - I_n(x)}{\sin(n\pi)}, \\ L_n(x) = \left(\frac{x}{2}\right)^{n+1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\Gamma\left(k+\frac{3}{2}\right)\Gamma\left(k+n+\frac{3}{2}\right)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2k}. \end{cases} \quad (11)$$

在进行模型简化时认为电磁驱动装置各平面均为光滑且紧密贴合,介质分布均匀。考虑到边界条件为磁通密度在介质交界处法向连续、磁场强度在该处切向连续,因此可以得到对应边界条件:

$$\begin{cases} B_{I,r} |_{r=R_{pm2}} = B_{II,r} |_{r=R_{pm2}}, \\ B_{II,r} |_{r=R_{pm1}} = B_{III,r} |_{r=R_{pm1}}, \\ H_{I,z} |_{r=R_g} = 0, \\ H_{III,z} |_{r=R_y} = 0, \\ H_{I,z} |_{r=R_{pm2}} = H_{II,z} |_{r=R_{pm2}}, \\ H_{II,z} |_{r=R_{pm1}} = H_{III,z} |_{r=R_{pm1}}. \end{cases} \quad (12)$$

进而得到在此边界条件下的各待定系数,将各系数代入式(9)及式(10),最终可确定唯一的磁通密度表达式。

2.2 电磁力推导

电磁驱动装置的运动满足洛伦兹定律:

$$F_L = \int_V (\mathbf{J} \times \mathbf{B}) dV. \quad (13)$$

电磁驱动装置内结构及磁场均具有周向对称性,线圈及永磁体部分尺寸参数如图 5 所示。线圈部分可近似看作矩形,其积分区域可分别表示为

$$\begin{cases} r_I = [R_{ci}, R_{co}], \\ z_I = \left[z - \frac{\tau_p}{2}, z + \frac{\tau_c + \tau_p - \tau_w}{2} \right], \\ r_{II} = [R_{ci}, R_{co}], \\ z_{II} = \left[z - \frac{\tau_c + \tau_p - \tau_w}{2}, z + \frac{\tau_p}{2} \right], \end{cases} \quad (14)$$

式中: R_{ci} 为线圈区域内径; R_{co} 为线圈区域外径; τ_c 为线圈区域轴向长度; τ_w 为线圈节距。

为便于求解电磁力,可以进一步将式(13)在二维平面内进行简化,得到线圈 1 的洛伦兹力为

$$F_I = \int_{z-\frac{\tau_p}{2}}^{z+\frac{\tau_c+\tau_p-\tau_w}{2}} \int_{R_{ci}}^{R_{co}} 2\pi r J B_{3r} dr dz = 4\pi J \sum_{n=1}^{\infty} K_w K_B \sin\left(m_n z + \frac{m_n(\tau_c - \tau_w)}{4}\right), \quad (15)$$

式中: $K_B = \int_{R_{ci}}^{R_{co}} r [a_{3n} I_1(m_n r) + b_{3n} K_1(m_n r)] dr$; $K_w = \sin\left(m_n \frac{2\tau_p + \tau_c - \tau_w}{4}\right)$ 。

同理可以得到线圈 2 的洛伦兹力,并最终得到电磁驱动装置的电磁力为

$$F_L = 8\pi J \sum_{n=1}^{\infty} K_w K_B \sin \frac{m_n(\tau_c - \tau_w)}{4} \cos(m_n z). \quad (16)$$

3 有限元验证及结果讨论

为了验证解析模型的正确性,需要将解析结果与求解精度较高的有限元结果进行对比分析,对电磁直线驱动装置进行分析,仿真以文章所描述的电磁直线驱动装置为对象,该驱动装置为课题组自主设计研发,并已对其尺寸进行优化^[21],优化后参数如表 1 所示。

在 JMAG Designer 电磁场仿真软件中建立有限元模型,采用有限元对电磁直线驱动装置进行静态磁场仿真,可以得到径向磁通密度与驱动装置轴向尺寸的关系,结果如图 6 所示。由图 6 可知,解析结果与有限

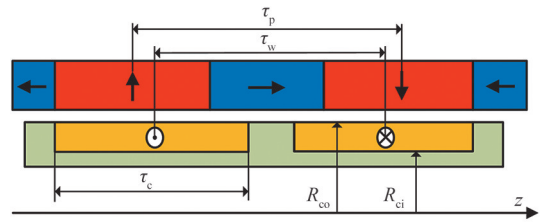


图 5 线圈尺寸示意图

Fig.5 Schematic diagram of coils

元结果吻合较好,证明了解析的正确性;永磁体具有边缘效应,其磁化矢量在边界的分布并不均匀,而磁势矢模型在简化时认为永磁体区域的磁化矢量为均匀分布且其数值为 M_0 ,因此有限元得到的高磁通密度区域会略小于解析模型得到的结果;磁势矢模型中内外磁轭磁导率均为无穷大,忽略了内外磁轭的磁阻,从而使得解析模型的磁通密度均值以及波动率均略大于有限元模型。

图7为电磁力、相对误差与行程之间的关系,图中将有限元结果与解析结果进行比较,驱动装置工作电流为 $I=10\text{ A}$,最大行程为 10 mm 。为了更加直观地反映解析模型的求解精度,引入相对误差,定义为

$$\epsilon = \frac{|F_{\text{Ana}} - F_{\text{Fem}}|}{F_{\text{Fem}}} \times 100\%, \quad (17)$$

式中: F_{Ana} 和 F_{Fem} 分别为解析和有限元得到的电磁力结果。

为了反映电磁力的波动情况,引入电磁力波动率,定义为

$$\Delta F = \frac{F_{\text{Max}} - F_{\text{Min}}}{F_{\text{Max}}} \times 100\%, \quad (18)$$

式中: F_{Max} 和 F_{Min} 分别为电磁力的最大值和最小值。

从图7可知,电磁力随着行程的变化规律为非线性的,且随着行程的增大,电磁力逐渐降低,有限元结果与解析结果吻合较好,证明了解析模型的正确性。解析模型初始位置处电磁力为 836 N ,最大行程处电磁力为 694 N ,力波动率为 17% ;有限元模型初始位置处电磁力为 831 N ,最大行程处电磁力为 651 N ,力波动率为 21% 。存在误差的原因可能如下:解析模型的径向磁通密度大于解析模型,使得积分项的 B_{sr} 项较大;在求解时将线圈区域简化为矩形,但实际导线间存在空隙,因此线圈积分区域略大于实际区域。相对误差最小值 0.6% ,随着径向磁通密度误差随行程的叠加,相对误差逐渐增大,最大值为 6.6% 。

有限元求解过程中,建立三维模型进行有限元仿真,求解周期约为 120 min ;建立二维模型进行有限元仿真,求解周期约为 25 min ;解析模型的求解周期可控制在 10 s 以内。解析模型的求解周期远小于有限元模型,因此在误差允许的范围,选用解析模型获悉电磁直线驱动装置稳态电磁特性时间成本较低。

4 测试平台搭建与试验验证

4.1 试验平台搭建

试验平台如图8所示,其中图8a)为磁场测试平台,该平台包括电磁直线驱动装置、保持架、上位机、IL-300CMOS激光位移传感器及三维高斯计及霍尔探针,霍尔探针可以插入驱动装置内部,用于测量电磁直线驱动装置内部气隙处的磁场分布。

图8b)为电磁力测试平台,该平台主要部分为电磁直线驱动装置、支撑平台、IL-300CMOS激光位移传感器(量程 $\pm 120\text{ mm}$,灵敏度 0.2 mm)、S9M力传感器(量程 2 kN ,灵敏度 0.4 N)、RUT-BOX控制单元、驱动单元、直流电源(最大输出 60 V)、上位机等,该平台用来测量电磁力与行程的关系。

4.2 试验结果与分析

在测量驱动装置径向磁通密度时无电流负载,轴向采样间隔为 2 mm ,试验与有限元以及解析的对比图如图9所示。由图9可得:在轴向尺寸范围内,试验结果与解析模型和有限元结果吻合较好,永磁体中间位

表1 电磁直线驱动装置尺寸参数

Tab.1 Dimension parameters of electromagnetic linear drive device

单位:mm			
参数	数值	参数	数值
外磁轭外径 R_g	50	极距 τ_p	52
永磁体外径 $R_{\text{pm}2}$	44	径向永磁体长度 L_r	32
永磁体内径 $R_{\text{pm}1}$	36.5	线圈节距 τ_w	47
运动气隙 δ	0.5	线圈长度 τ_c	37
内磁轭外径 R_y	30	行程 S	± 10

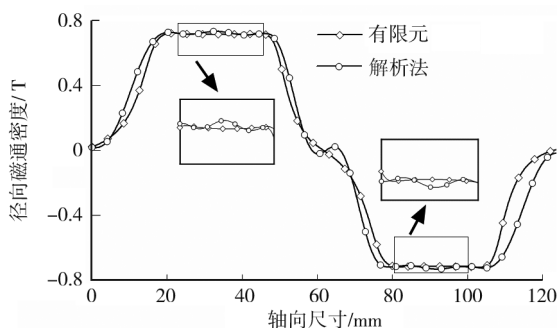


图6 径向磁通密度对比图

Fig.6 Contrast diagram of radial flux density

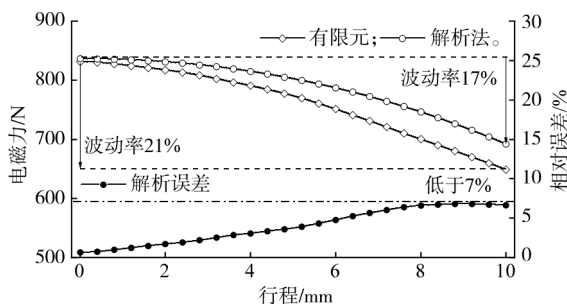
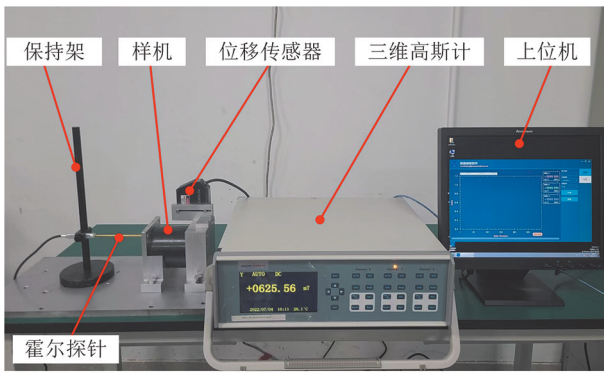
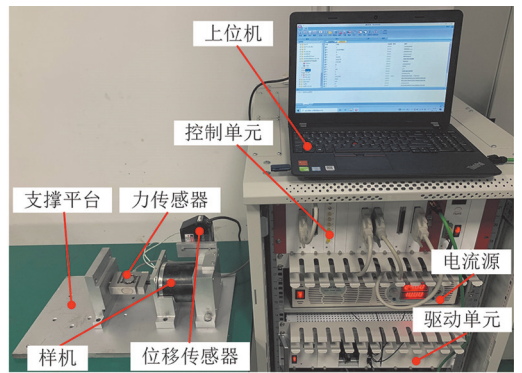


图7 电磁力及误差对比图

Fig.7 Contrast diagram of electromagnetic force and error



a) 磁场测试平台



b) 电磁力测试平台

图 8 试验平台

Fig.8 Testing platform

置处的误差为加工尺寸误差造成的测量误差,永磁体边缘处的误差源于永磁体安装过程的轴向间隙,误差均在接受范围内,证明了解析模型的正确性。

该驱动装置用于 DAMT 系统,因此在试验时需模拟 DAMT 换挡过程,结合课题组对 DAMT 换挡力的研究^[3],选择绕组通入电流为 10 A。为简化实验过程,仅对单侧行程进行试验,沿轴向采样间隔为 0.5 mm。选用力传感器测量电磁直线驱动装置的电磁力,用位移传感器测量行程。试验与有限元以及解析模型的对比如图 10 所示。由图 10 可知:在驱动装置行程范围内,试验结果与解析模型和有限元结果吻合较好,证明了解析模型的正确性。试验结果低于有限元结果,原因可能如下:一是永磁体在生产安装时均存在误差,进而产生气隙,弱化磁场分布;二是线圈绕组存在间隙,实际绕组匝数小于仿真设置匝数。试验得到电磁力最大为 820 N,出现在行程 0 mm 的位置;误差最大为 2.48%,出现在行程 10 mm 处。

5 结 语

本文针对直驱式自动变速器用动圈式电磁直线驱动的装置解析建模与电磁特性分析,主要结论如下:推导了磁势矢模型下的动圈式电磁直线驱动装置内磁场分布及电磁力的表达式,并通过有限元及试验对解析模型进行验证,得到解析模型与有限元模型最大误差为 6.6%,与试验的误差不超过 2.5%,证明了解析模型的正确性及精确性。

本文所选用的磁势矢模型只能满足较低精度下的电磁直线驱动装置建模,未来还需完善更多混合模型下的驱动装置解析建模,以提升建模精度。

参考文献/References:

[1] TAN Cao, GE Wenqing, FAN Xinyu, et al. Bi-stable actuator measurement method based on voice coil motor[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2019, 285: 59-66.

[2] 李波,黎德祥,葛文庆,等.基于直驱阀的快速响应线控制动系统液压力精确控制[J].中国公路学报,2021,34(9):121-132.

LI Bo, LI Dexiang, GE Wenqing, et al. Precision control of hydraulic pressure in fast-response brake-by-wire system based on direct-drive valve[J]. China Journal of Highway and Transport, 2021, 34(9): 121-132.

[3] YU Xiao, LI Bo, ZHANG Tiezhu, et al. Variable weight coefficient optimization of gearshift actuator with Direct-Driving automated trans-

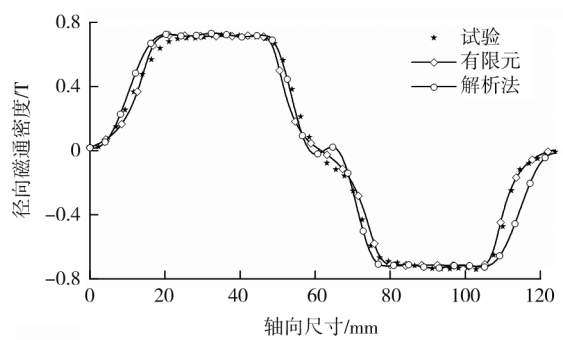


图 9 磁通密度试验结果及对比

Fig.9 Contrast diagram of magnetic flux density test results

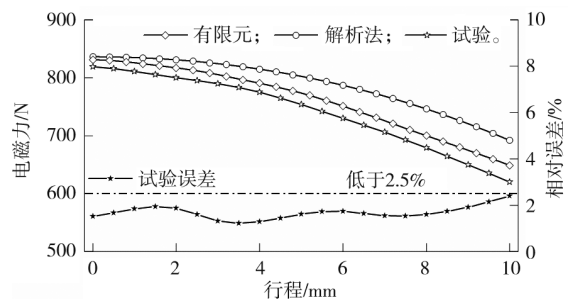


图 10 电磁力试验结果及对比

Fig.10 Contrast diagram of electromagnetic force test results

- mission[J].IEEE Access,2020,8:4860-4869.
- [4] 张宇翔,陈仁文,任龙,等.复合式电磁馈能悬架阻尼器的设计与测试[J].仪器仪表学报,2019,40(2):132-139.
ZHANG Yuxiang,CHEN Renwen,REN Long,et al.Design and test of hybrid electromagnetic regenerative suspension damper[J].Chinese Journal of Scientific Instrument,2019,40(2):132-139.
- [5] BOFF B H B,FLORES J V,FLORES FILHO A F,et al.Dynamic modeling of linear permanent magnet synchronous motors;Determination of parameters and numerical co-simulation[J].Journal of Control,Automation and Electrical Systems,2021,32(6):1782-1794.
- [6] PETROV I,IMMONEN P,PYRHÖNEN J.Design and analysis of a self-holding three-position electric tubular actuator[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2021,68(9):8487-8497.
- [7] 陈吉清,洗浩岚,兰凤崇,等.开关磁阻电机结构性转矩脉动抑制方法[J].机械工程学报,2020,56(20):106-119.
CHEN Jiqing,XIAN Haolan,LAN Fengchong,et al.Structural torque ripple suppression method of switched reluctance motor[J].Journal of Mechanical Engineering,2020,56(20):106-119.
- [8] 凌志健,赵文祥,吉敬华.高推力永磁直线作动器及其关键技术综述[J].电工技术学报,2020,35(5):1022-1035.
LING Zhijian,ZHAO Wenxiang,JI Jinghua.Overview of high force density permanent magnet linear actuator and its key technology[J].Transactions of China Electrotechnical Society,2020,35(5):1022-1035.
- [9] 周游,石超杰,曲荣海,等.磁场调制永磁直线电机拓扑研究综述[J].中国电机工程学报,2021,41(4):1469-1484.
ZHOU You,SHI Chaojie,QU Ronghai,et al.Overview of flux-modulation linear permanent magnet machines[J].Proceedings of the CSEE,2021,41(4):1469-1484.
- [10] 宋金龙,刘勇智,周政,等.中低速开关磁阻电机转矩优化策略研究[J].西安交通大学学报,2016,50(11):83-90.
SONG Jinlong,LIU Yongzhi,ZHOU Zheng,et al.Torque optimization of medium-low speed switched reluctance motors[J].Journal of Xi'an Jiaotong University,2016,50(11):83-90.
- [11] 李哲,郑玲,杨威,等.开关磁阻电机转矩脉动及结构优化设计研究[J].电机与控制学报,2018,22(6):11-21.
LI Zhe,ZHENG Ling,YANG Wei,et al.Research on torque ripple and structure optimization of switched reluctance motor[J].Electric Machines and Control,2018,22(6):11-21.
- [12] LU Dongsheng,ZHANG Hailong,LIU Jian,et al.Structural parameter optimization of a tubular permanent-magnet linear machine for regenerative suspension[J].Shock and Vibration,2019.DOI:10.1155/2019/5635047.
- [13] LUO Xuesong,ZHANG Chao,WANG Shaoping,et al.Modeling and analysis of mover gaps in tubular moving-magnet linear oscillating motors[J].Chinese Journal of Aeronautics,2018,31(5):927-940.
- [14] YAN Liang,ZHANG Lu,PENG Lei,et al.Comparative study of the dual layer magnet array in a moving-coil tubular linear PM motor[J].Sensors,2018,18(6).DOI:10.3390/s18061854.
- [15] ZENG Lizhan,CHEN Xuedong,LI Xiaoqing,et al.A thrust force analysis method for permanent magnet linear motor using Schwarz-Christoffel mapping and considering slotting effect,end effect,and magnet shape[J].IEEE Transactions on Magnetics,2015,51(9):1-9.
- [16] HEIDARY M,NADERI P,SHIRI A.Modeling and analysis of a multi-segmented linear permanent-magnet synchronous machine using a parametric magnetic equivalent circuit[J].Electrical Engineering,2022,104(2):705-715.
- [17] WU Shuai,ZHAO Xiangyu,LI Xiao,et al.Preliminary design and optimization of toroidally wound limited angle servo motor based on a generalized magnetic circuit model[J].IEEE Transactions on Magnetics,2016,52(9):1-9.
- [18] XIE H,KREBS G,HASSAN M H,et al.A new reluctance network-based method with complementary distributed magnetomotive forces[J].IEEE Transactions on Magnetics,2019,55(6):1-5.
- [19] 姜晓涵.电磁直线驱动装置力波动率优化与性能研究[D].淄博:山东理工大学,2021.
JIANG Xiaohan.Research on Optimization and Performance of Force Fluctuation Rate of Electromagnetic Linear Drive Device[D].Zibo:Shandong University of Technology,2021.
- [20] 李波.基于直驱技术的 AMT 换挡系统设计与性能研究[D].南京:南京理工大学,2013.
LI Bo.Design and Performance Research of AMT Shift System Based on Direct-drive Technology[D].Nanjing:Nanjing University of Science & Technology,2013.
- [21] 王赓.电磁直线驱动装置参数优化与性能研究[D].淄博:山东理工大学,2018.
WANG Geng.Paramater Optimization and Performance Study of Electromagnetic Linear Driving Device[D].Zibo:Shandong University of Technology,2018.