

铁心饱和对正交绕组平面感应电机 电磁耦合特性的影响研究

杨帆, 欧阳斌, 翟小飞, 李鑫航

(海军工程大学电磁技术全国重点实验室, 430000, 武汉)

摘要: 针对正交绕组平面感应电机中初级铁心饱和造成的两个维度电磁力下降、波动加剧等电磁耦合效应问题,通过三维电磁场仿真计算模型,对比了两套绕组单独与同时通电时,初级铁心磁通密度的大小和分布规律。将安培环路定理分别与电磁场数值计算、磁导率迭代计算相结合,得到计算饱和效应修正系数的半解析法和解析方法。采用两种方法得到两套绕组的通电电流和转差频率对电机各维度电磁耦合效应的影响。开展样机堵转试验,对所提方法进行验证。研究结果表明:两个维度上的绕组电流越大、转差频率越低,得到的饱和效应修正系数越小,电磁耦合效应越强;一个维度上的电磁力会随着另一维度绕组通电电流的增大而减小,而电磁力的波动则会随之增大;与试验数据相比,半解析法和解析法计算得到的电磁转矩最大误差分别为4.78%、8.56%,验证了所提计算方法的正确性。该研究可为正交绕组平面感应电机的初步设计提供理论指导。

关键词: 正交绕组平面感应电机;电磁耦合;铁心饱和

中图分类号: TM346 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202504011 **文章编号:** 0253-987X(2025)04-0118-10

Influence of Core Saturation on the Electromagnetic Coupling Characteristics of Orthogonal Winding Planar Induction Motors

YANG Fan, OUYANG Bin, ZHAI Xiaofei, LI Xinhang

(National Key Laboratory of Science and Technology on Electromagnetic Energy,

Naval University of Engineering, Wuhan 430000, China)

Abstract: In response to the electromagnetic coupling effects, such as the decrease in electromagnetic force in two dimensions and intensified fluctuations, caused by primary core saturation in orthogonal winding planar induction motors, this research initially compares the magnitude and distribution patterns of primary core magnetic flux density when two sets of windings are separately and simultaneously energized through a three-dimensional electromagnetic field simulation model. Subsequently, a semi-analytical method and an analytical method for calculating the saturation effect correction coefficient are obtained by combining Ampere's law with numerical electromagnetic field calculations and iterative calculations of permeability. These methods are then used to assess the impact of energizing currents and slip frequencies of the two winding sets on the electromagnetic coupling effects in the motor. Finally, a locked rotor test is conducted on a prototype to validate the proposed methods. The research findings indicate that as the winding currents increase and the slip

收稿日期: 2024-11-04。 作者简介: 杨帆(1995—),男,博士生;翟小飞(通信作者),男,副教授,硕士生导师。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(92266104)。

网络出版时间: 2024-12-26

网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.T.20241225.0901.002>

frequency decreases in both dimensions, the saturation effect correction coefficient diminishes, leading to a stronger electromagnetic coupling effect. In one dimension, electromagnetic force decreases with the increase in energizing current of the winding in the other dimension, while the fluctuation of electromagnetic force increases correspondingly. Compared to experimental data, the maximum errors in electromagnetic torque calculated using the semi-analytical and analytical methods are 4.78% and 8.56%, respectively, validating the accuracy of the proposed calculation methods. This research provides theoretical guidance for the initial design of orthogonal winding planar induction motors.

Keywords: orthogonal winding planar induction motor; electromagnetic coupling; core saturation

正交绕组平面感应电机(OWPIM)是一种特殊的多自由度感应电机,可对运动负载实现二维平面内的驱动定位。由于其具备集成度高、空间体积小、运动灵活和容易精确控制等优点,因此在机床加工、机械手臂等需要进行多维度驱动控制的领域中,有着重要的研究意义与发展前景^[1-7]。

文献[8-9]最早对正交绕组平面感应电机的结构形式及工作原理进行了说明,图 1 给出了正交绕组平面感应电机的结构示意图。其中,初级部分由铁磁材料沿不同方向叠片的铁心、 x 运动方向驱动绕组和 z 偏移方向驱动绕组组成。沿着 y 方向, x 运动方向驱动绕组布置在定子铁心的上部分槽中, z 偏移方向驱动绕组布置在定子铁心的下部分槽中。由于两套绕组在空间位置上相互垂直且互不干涉,可在 x - z 平面内产生两个维度上的行波磁场,因此该电机被称为正交绕组平面感应电机。次级部分为电磁板,由导磁板和导电板在 y 方向由上至下复合组成。

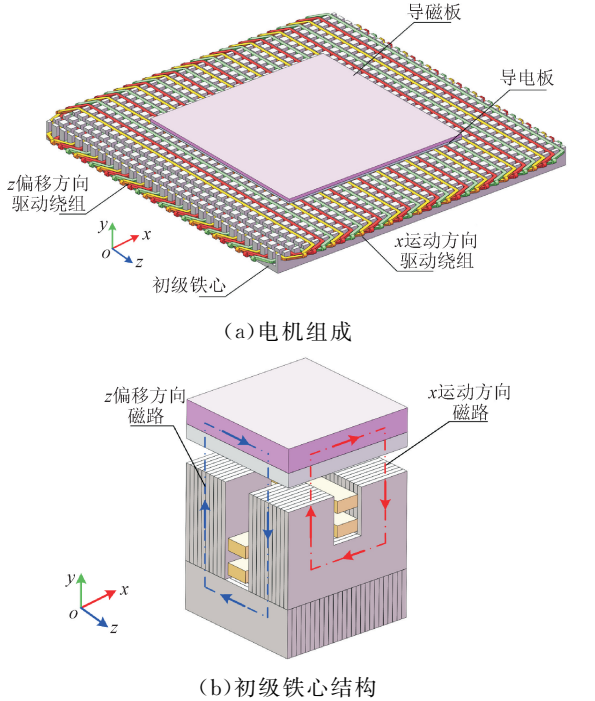


图 1 正交绕组平面感应电机结构示意图
Fig. 1 Schematic diagram of OWPIM structure

观察正交绕组平面感应电机的结构可以发现,两套正交绕组共用一套初级铁心、气隙和次级磁路。初级铁心作为正交绕组平面感应电机磁路的重要组成部分,相较于仅单维度绕组通电,当两套绕组同时通电工作时,初级铁心更易发生饱和,磁通量也不再随磁场强度线性变化^[10-12]。初级铁心饱和会导致电机出现各维度电磁力降低、电磁力波动加剧等问题^[13],且会引起两套绕组间存在复杂的电磁耦合关系^[14-15],使得对正交绕组平面感应电机进行精确性能分析与控制的难度增大。

文献[16-20]对正交绕组平面感应电机进行了磁路分析、优化设计和试验,在正交绕组平面感应电机的电磁方案设计与优化研究方面积累了经验,但并未进一步对正交绕组平面感应电机的初级铁心饱和特性和电磁耦合效应进行分析与机理研究。在其它电机研究领域,有学者采用分布式磁路法^[21-23]和电磁场有限元仿真计算方法^[24],研究初级铁心饱和对电磁性能的影响。然而,分布式磁路方法仅适用于计算条件相对简单的单维度电机中,由于正交绕组平面感应电机有两个维度绕组通电,磁路分布复杂,直接沿用分布式磁路计算方法会导致方程复杂、求解困难;电磁场有限元仿真计算方法虽然具有计算因素全面、精度较高的优点,但也存在计算量大、耗时长等问题。

文献[25]针对圆筒型无槽直线感应电机,基于子域法和安培环路定理,建立了一种可以同时考虑端部效应与初级铁心饱和效应的解析计算方法,并通过试验验证了解析计算模型的准确性,对本文构建正交绕组平面感应电机的初级铁心饱和效应求解模型有指导和参考意义。然而,由于其针对的是无槽型电机,无法直接应用到带齿槽结构的正交绕组平面感应电机中,所以需进一步改进其应用范围。

因此,如何定量分析初级铁心饱和对正交绕组平面感应电机各维度电磁性能的影响,并在此基础上研究由初级铁心饱和引起的两套绕组间的电磁耦合效应,是正交绕组平面感应电机研究中亟待解决

的关键问题。但截至目前,该领域的研究工作尚处于空白阶段。

针对上述问题,本文提出了半解析法和解析法两种计算饱和效应修正系数的方法。采用饱和效应修正系数,计算出不同铁心饱和程度下的气隙磁通密度大小,进而计算出正交绕组平面感应电机在初级铁心饱和时各维度的电磁力,并研究了两套绕组的通电电流与转差频率对电机各维度电磁性能的电磁耦合效应影响规律,得到的结果与三维电磁场仿真计算结果相一致。最后,通过样机堵转试验,验证了所提方法的准确性。

1 初级铁心磁通密度分布特性

为探究正交绕组平面感应电机初级铁心的磁场分布特性,根据图 1 建立三维电磁场仿真计算模型,不同工况下初级铁心中的磁场分布如图 2 所示。

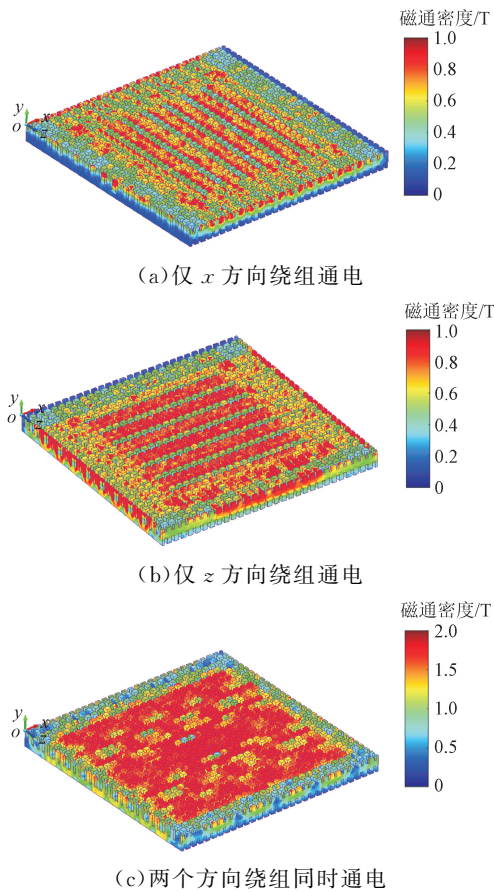


图 2 初级铁心磁通密度分布云图

Fig. 2 Cloud chart of magnetic flux density distribution in primary iron core

由图 2(a)和 2(b)可见,仅 x 运动方向驱动绕组或 z 偏移方向驱动绕组通电时,初级铁心未饱和,其磁通密度的最大值分别为 1.11、1.22 T,且初级铁心

磁通密度最大值沿着行波磁场方向出现在铁心齿部处。当两套绕组同时通电时,由图 2(c)可见,由于两个维度磁场通过铁心齿部共磁路,因此齿部磁通密度饱和程度增大,最大值达到 1.98 T。

初级铁心的磁场分布特性表明,相较于仅单维度绕组通电,当两套绕组同时通电时,铁心齿部易形成局部饱和。因此,需建立基于初级铁心饱和的电磁场分析计算模型,以分析由初级铁心饱和和引起的电磁耦合效应影响,从而准确计算各维度的电磁力。

2 修正气隙磁通密度的半解析方法

为考虑正交绕组平面感应电机初级铁心饱和对各维度电磁性能的影响,本节提出一种基于修正气隙磁通密度的半解析计算方法,通过气隙磁通密度的三维电磁场仿真计算结果(仿真考虑初级铁心材料非线性),修正电磁场解析计算所得结果(不考虑初级铁心饱和),由此得到不同工况下的饱和效应修正系数 k_{en} 。

2.1 不考虑饱和时的气隙磁通密度解析计算

不考虑初级铁心饱和情况下,当正交绕组平面感应电机中仅一套绕组通电,如仅 x 运动方向驱动绕组通电,在进行正交绕组平面感应电机电磁场建模分析时,可将模型简化为如图 3 所示的一维电磁场,并作出如下假设:

- (1)该一维电磁场模型中,磁通密度只有 y 方向分量,电流密度只有 z 方向分量;
- (2)忽略初级铁心开断的影响,认为初级铁心与绕组在 x 方向上无限长;
- (3)忽略初级铁心和次级导磁板涡流的影响;
- (4)根据磁势等效原则,采用等效电流层替代初级绕组中的励磁电流;
- (5)采用卡特系数 k_g ,修正初级铁心开槽的影响效果。

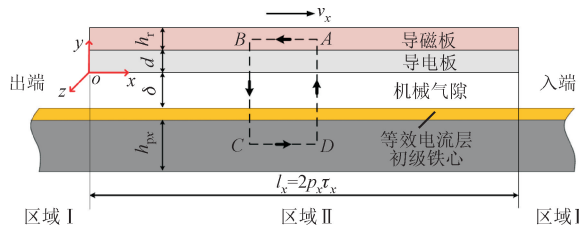


图 3 仅 x 运动方向驱动绕组通电时的一维电磁场模型

Fig. 3 One-dimensional electromagnetic field model with only x motion direction winding energized

图 3 中, v_x 为电磁板沿 x 方向的速度分量, p_x 为电磁板在 x 方向上的覆盖极对数, τ_x 为正交绕组平面感应电机 x 方向的极距, h_r 、 d 和 h_{pr} 分别为导

磁板高度、导电板高度、机械气隙长度及 x 方向的磁轭高度, l_x 为电磁板沿 x 方向的长度, 矩形 $ABCD$ 为磁通回路。

仅 x 运动方向驱动绕组通电时, 等效电流层密度的表达式可写为

$$j_{1x} = J_{1x} e^{j(2\pi f_x t - k_x x)} \quad (1)$$

式中: J_{1x} 为等效行波电流层幅值; k_x 为 x 方向上的半波长, $k_x = \pi/\tau_x$; f_x 为 x 运动方向驱动绕组的电流频率; x 为沿 x 方向的距离; t 为时间。

对回路 $ABCD$ 应用安培环路定理^[26], 可得

$$\frac{g_e}{\mu_0} \frac{\partial^2 B_{0x}}{\partial x^2} - d\sigma \left(\frac{\partial B_{0x}}{\partial t} + v_x \frac{\partial B_{0x}}{\partial x} \right) = \frac{\partial j_{1x}}{\partial x} \quad (2)$$

式中: B_{0x} 为 x 运动方向驱动绕组通电时产生的气隙磁通密度; σ 为导电板电导率; μ_0 为空气磁导率; g_e 为采用卡特系数 k_g 修正后的有效电磁气隙, 表示为

$$\begin{cases} g_e = k_g(\delta + d) \\ k_g = k_{gx} k_{gz} \end{cases} \quad (3)$$

其中, k_{gx} 、 k_{gz} 分别为正交绕组平面感应电机沿 x 运动方向和 z 偏移方向开槽时的卡特系数。

通过分离变量法求解式(2), 忽略 x 方向入端磁场和出端磁场, 得到仅 x 运动方向驱动绕组通电时气隙中产生的气隙磁通密度 B_{0x} , 表达式写为

$$B_{0x} = \frac{\mu_0 J_{1x}}{g_e k_x \sqrt{1 + (s_x G_x)^2}} e^{j(2\pi f_x t - k_x x + \varphi_x)} \quad (4)$$

式中: s_x 、 G_x 、 φ_x 分别为正交绕组平面感应电机在 x 运动方向驱动绕组通电时的电机转差率、品质因数和磁场与等效电流间的相位差。

同理, 假设仅 z 偏移方向驱动绕组通电时, 等效电流层密度为 j_{1z} , 忽略 z 方向入端磁场和出端磁场, 得到仅 z 偏移方向驱动绕组通电时气隙中产生的气隙磁通密度 B_{0z} , 表达式写为

$$B_{0z} = \frac{\mu_0 J_{1z}}{g_e k_z \sqrt{1 + (s_z G_z)^2}} e^{j(2\pi f_z t - k_z z + \varphi_z)} \quad (5)$$

式中: J_{1z} 、 f_z 、 s_z 、 G_z 、 φ_z 分别代表正交绕组平面感应电机在 z 偏移方向驱动绕组通电时的等效行波电流层幅值、电流频率、电机转差率、品质因数和磁场与等效电流间的相位差; k_z 为 z 偏移方向的半波长, $k_z = \pi/\tau_z$; τ_z 为电机在 z 方向上的极距; z 为沿 z 方向的距离。

当正交绕组平面感应电机的两套绕组同时通电时, 根据麦克斯韦方程与安培环路定理, 写出 x - z 平面内的磁场表达式如下

$$\frac{g_e}{\mu_0} \left(\frac{\partial^2 B_0}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 B_0}{\partial z^2} \right) - d\sigma \left(\frac{\partial B_0}{\partial t} + v_x \frac{\partial B_0}{\partial x} + v_z \frac{\partial B_0}{\partial z} \right) = \frac{\partial j_{1x}}{\partial x} + \frac{\partial j_{1z}}{\partial z} \quad (6)$$

式中: B_0 为两套绕组同时通电时产生的气隙磁通密度; v_z 为电磁板沿 z 偏移方向的速度分量。

通过分离变量法对式(6)求解, 忽略两个维度的入端磁场和出端磁场, 得到两套绕组同时通电时气隙中产生的气隙磁通密度 B_0 , 表达式写为

$$B_0 = \frac{\mu_0 J_{1x}}{g_e k_x \sqrt{1 + (s_x G_x)^2}} e^{j(2\pi f_x t - k_x x + \varphi_x)} + \frac{\mu_0 J_{1z}}{g_e k_z \sqrt{1 + (s_z G_z)^2}} e^{j(2\pi f_z t - k_z z + \varphi_z)} = B_{0x} + B_{0z} \quad (7)$$

由式(7)可知, 不考虑初级铁心饱和时, 正交绕组平面感应电机两套绕组同时通电产生的气隙磁通密度 B_0 就等于 x 运动方向驱动绕组和 z 偏移方向驱动绕组单独通电时产生的气隙磁通密度 B_{0x} 与 B_{0z} 之和, 三者间满足线性叠加关系。

2.2 饱和效应修正系数半解析计算方法

考虑到初级铁心和次级导磁板铁磁材料的非线性, 采用电磁场理论解析得到的合成磁通密度 B_0 , 对三维电磁场仿真计算得到的不同工况下的合成气隙磁通密度 B_{0n} 进行修正, 得到基于修正气隙磁通密度的饱和效应修正系数

$$k_{ca} = B_{0n}/B_0 \quad (8)$$

饱和效应修正系数 k_{ca} 越小, 表示初级铁心饱和程度越高。将解析计算得到的合成磁场 B_0 , 采用 k_{ca} 查表方法进行修正, 得到修正后合成磁场 B_{0e} 的表达式

$$B_{0e} = k_{ca} B_0 = k_{ca} (B_{0x} + B_{0z}) = B_{0xe} + B_{0ze} \quad (9)$$

式中: B_{0xe} 、 B_{0ze} 分别为经过修正后 x 运动方向、 z 偏移方向的气隙磁通密度。

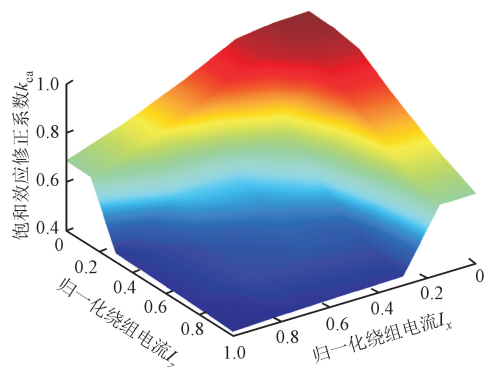
将修正后的 B_{0xe} 、 B_{0ze} 代入电磁力方程, 得到考虑初级铁心饱和后两个维度的电磁力 F_{ex} 、 F_{ez} , 写为

$$\begin{cases} F_{ex} = \frac{1}{2} \omega_x \int_0^{l_x} \text{Re}(j_{1x}^* B_{0xe}) dx \\ F_{ez} = \frac{1}{2} \omega_z \int_0^{l_z} \text{Re}(j_{1z}^* B_{0ze}) dz \end{cases} \quad (10)$$

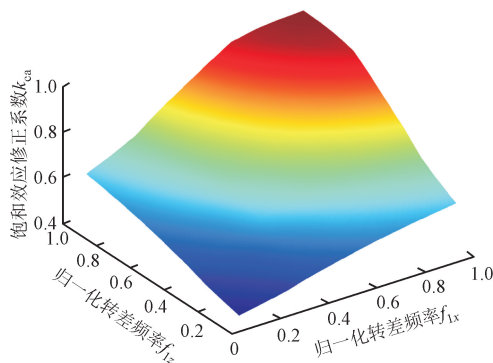
式中: ω_x 、 ω_z 分别为正交绕组平面感应电机在 x 运动方向和 z 偏移方向的等效出力深度; l_x 为电磁板在 x 偏移方向的长度; $*$ 表示取共轭复数。

2.3 参数影响规律分析

当两个维度的绕组电流 I_x 、 I_z 和转差频率 f_{1x} 、 f_{1z} 取不同值时, 基于半解析计算方法, 得到饱和效应修正系数分布曲线, 如图4所示。为规范表达及便于统计, 本文后续将电磁力及两个维度上的电流和转差频率均作了归一化处理。



(a) 随电流的变化



(b) 随转差频率的变化

图4 饱和效应修正系数分布曲线随电流和转差频率的变化
Fig. 4 Distribution surface of saturation effect correction coefficient with current and frequency

由图4(a)可见,两套绕组通入的三相对称电流 I_x 、 I_z 越大,饱和效应修正系数 k_{ca} 越小,初级铁心饱和程度越高。由图4(b)可见,两个维度上的转差频率 f_{1x} 、 f_{1z} 越大,饱和效应修正系数 k_{ca} 越大,初级铁心饱和程度越低。

3 修正气隙磁通密度的解析计算

虽然饱和效应修正系数的半解析计算方法能较为清晰地呈现初级铁心饱和程度随各维度通电电流与转差频率的变化关系,但存在计算量大、耗时长的缺点。本节基于电磁场复合层理论、安培环路定理和磁导率迭代收敛计算方法,构建了由正交绕组平面感应电机初级铁心饱和引起的电磁耦合效应的解析计算模型。

由上文分析可知,由于正交绕组平面感应电机两套绕组产生的磁场在初级铁心齿部共磁路,因此初级铁心齿部最先开始饱和,若考虑齿槽结构直接进行初级铁心齿部饱和程度计算,会导致解析计算模型复杂、求解困难。为简化计算,本节构建考虑初级铁心饱和效应解析计算模型的思路为:①借鉴文

献[25]分析单边直线感应电机铁心饱和计算模型的方法,采用卡特系数将初级铁心简化为无槽结构;②通过结构尺寸关系,求解齿部磁通密度与气隙磁通密度之间的关系式;③采用铁磁材料磁导率迭代方法进行收敛计算。

图5展示了正交绕组平面感应电机两套绕组同时通电时电机电磁场的简化模型。简化条件为:

(1)忽略纵向和横向端部效应影响,气隙磁场仅考虑基波磁场分量;

(2)采用卡特系数 k_g 修正电磁气隙长度,将正交绕组平面感应电机简化为无槽结构电机;

(3)采用齿部局部磁场饱和代替初级铁心全部区域的饱和,即图5中两个维度上磁轭的磁导率相同,且与齿部的磁导率保持一致。

图5中, $B_c(x)$ 、 $B_p(x)$ 、 $B_r(x)$ 分别表示仅 x 运动方向驱动绕组通电时气隙、初级铁心磁轭和次级导磁板中的磁通密度; $B_c(z)$ 、 $B_p(z)$ 、 $B_r(z)$ 分别表示仅 z 偏移方向驱动绕组通电时,气隙、初级铁心磁轭和次级导磁板中的磁通密度; B_c 、 B_p 、 B_r 分别表示两套绕组同时通电时气隙、初级铁心磁轭和次级导磁板中的磁通密度; μ_{ct} 、 μ_{cr} 分别为初级铁心齿部和次级导磁板的磁导率; h_{px} 、 h_{pz} 分别为 x 运动方向和 z 偏移方向的铁心磁轭高度。

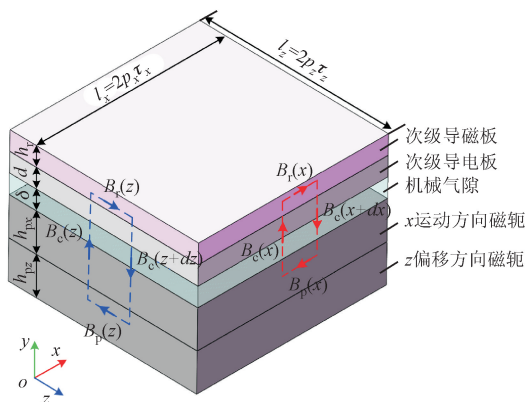


图5 考虑初级铁心饱和的电磁场模型

Fig. 5 Electromagnetic field model considering primary core saturation

仅 x 运动方向驱动绕组通电时,根据安培环路定理[25],可写出方程

$$\int_x^{x+dx} (j_{1x} + j_{2x}d) dx = -\frac{g_e}{\mu_0} B_c(x) + \frac{g_e}{\mu_0} B_c(x+dx) - \frac{1}{\mu_{cr}} \int_x^{x+dx} B_r(x) dx + \frac{1}{\mu_{ct}} \int_x^{x+dx} B_p(x) dx \quad (11)$$

式中: j_{2x} 为次级导电板涡流密度。

对式(11)求导,可得

$$j_{1x} + j_{2x}d = \frac{g_e}{\mu_0} \frac{\partial B_c(x)}{\partial x} - \frac{B_r(x)}{\mu_{cr}} + \frac{B_p(x)}{\mu_{ct}} \quad (12)$$

仅 x 运动方向驱动绕组通电时,初级铁心磁轭中磁通密度 $B_p(x)$ 和次级导磁板中磁通密度 $B_r(x)$ 与气隙磁通密度 $B_c(x)$ 间的关系可表示为

$$B_r(x) = -\frac{\int_0^x B_c(x) dx}{h_r}; B_p(x) = \frac{\int_0^x B_c(x) dx}{h_{px}} \quad (13)$$

次级导电板涡流 j_{2x} 的表达式可写为

$$j_{2x} = \sigma(E_{0x} + v_x B_c(x)) = \sigma \left(\frac{\partial A_{1z}}{\partial t} + v_x \frac{\partial A_{1z}}{\partial x} \right) \quad (14)$$

式中: E_{0x} 为 x 运动方向驱动绕组通电时产生的电场强度; A_{1z} 为标量磁位。

将式(13)和式(14)代入式(12),可得

$$\frac{g_e}{\mu_0} \frac{\partial^2 A_{1z}}{\partial x^2} - d\sigma \left(\frac{\partial A_{1z}}{\partial t} + v_x \frac{\partial A_{1z}}{\partial x} \right) - \left(\frac{1}{\mu_{cr}h_r} + \frac{1}{\mu_{cr}h_{px}} \right) A_{1z} = -j_{1x} \quad (15)$$

采用分离变量法求解式(15),得到仅 x 运动方向驱动绕组通电时气隙磁通密度 $B_c(x)$ 的表达式

$$B_c(x) = \frac{\mu_0 k_x J_{1x}}{\mu_0 k_{cx} + k_x^2 g_e (1 + j s_x G_x)} e^{j(2\pi f_x t - k_x x + \varphi_x)} \quad (16)$$

式中: k_{cx} 为仅 x 运动方向驱动绕组通电时的气隙磁通密度饱和效应修正系数,表示为

$$k_{cx} = \left(\frac{1}{\mu_{cr}h_r} + \frac{1}{\mu_{cr}h_{px}} \right) \quad (17)$$

仅 x 运动方向驱动绕组通电时,根据结构尺寸关系,简化得到初级铁心齿部磁通密度 $B_t(x)$ 和次级导磁板磁通密度 $B_r(x)$ 的表达式为

$$B_t(x) = \frac{\tau_x}{b_{cx}} B_c(x); B_r(x) = \frac{\tau_x}{h_r} B_c(x) \quad (18)$$

式中: b_{cx} 为 x 方向的齿宽。

根据同样方法,可得到仅 z 偏移方向修正绕组通电时的气隙磁通密度 $B_c(z)$ 、饱和效应修正系数 k_{cz} 、初级铁心齿部磁通密度 $B_t(z)$ 和次级导磁板磁通密度 $B_r(z)$,表示为

$$B_c(z) = \frac{\mu_0 k_z J_{1z}}{\mu_0 k_{cz} + k_z^2 g_e (1 + j s_z G_z)} e^{j(2\pi f_z t - k_z z + \varphi_z)} \quad (19)$$

$$k_{cz} = \left(\frac{1}{\mu_{cr}h_r} + \frac{1}{\mu_{cr}h_{pz}} \right) \quad (20)$$

$$B_t(z) = \frac{\tau_z}{b_{cz}} B_c(z); B_r(z) = \frac{\tau_z}{h_r} B_c(z) \quad (21)$$

式中: b_{cz} 为 z 方向的齿宽。

两套绕组同时通电时的初级铁心齿部磁通密度 B_t 和次级导磁板磁通密度 B_r 的表达式^[27]分别为

$$B_t = B_t(x) + B_t(z); B_r = B_r(x) + B_r(z) \quad (22)$$

考虑初级铁心齿部饱和时,求解正交绕组平面感应电机磁导率的迭代过程如下。

(1)首先,假设初级铁心和次级导磁板铁磁材料均不饱和,设定初始的初级铁心中磁导率 μ_{ct0} 和次级导磁板中的磁导率 μ_{cr0} 。

(2)相继计算出气隙磁通密度 B_c 、初级铁心齿部磁通密度 B_t 和次级导磁板中的磁通密度 B_r 。

(3)计算出 B_t 和 B_r 后,根据图6所示初级铁心及次级导磁板中铁磁材料的 $B-H$ 曲线,求出此时初级铁心中磁导率 μ_{ct1} 和次级导磁板中的磁导率 μ_{cr1} 。

(4)将 μ_{ct1} 、 μ_{cr1} 与上一步的 μ_{ct0} 、 μ_{cr0} 分别进行平均误差计算,分别得到平均误差 ϵ_{ct} 和 ϵ_{cr} 。

(5)判断是否满足停止迭代条件,只有当 $\max(\epsilon_{ct}, \epsilon_{cr}) < \epsilon_0$ (ϵ_0 为指定的某一较小数)时,才能满足停止迭代条件。

(6)当满足停止迭代条件时,若此时的迭代次数为 n ,则输出第 n 步的初级铁心磁导率 μ_{ctn} 和次级导磁板磁导率 μ_{crn} ;若不满足,则以此时的 μ_{ctn} 、 μ_{crn} 为初始值,继续迭代计算,重复过程(2)~(6)。

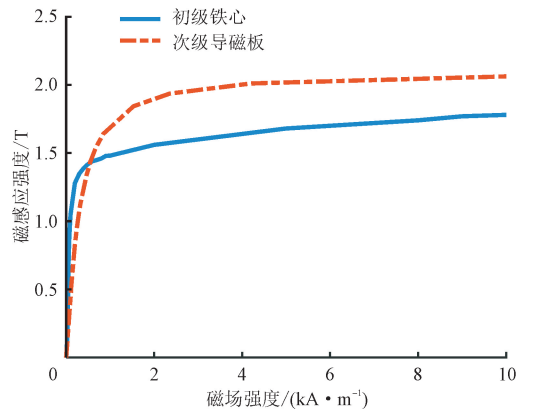


图6 铁磁材料的 $B-H$ 曲线

Fig. 6 $B-H$ curves of ferromagnetic material

图7给出了具体的迭代计算流程。迭代计算完成后,得到考虑初级铁心饱和后 x 、 z 方向上电磁力

F_{cx} 、 F_{cz} 的稳态值如下

$$\begin{cases} F_{cx} = \frac{1}{2} \omega_z \int_0^{l_x} \text{Re}(j_{1x}^* B_c(x)) dx \\ F_{cz} = \frac{1}{2} \omega_x \int_0^{l_z} \text{Re}(j_{1z}^* B_c(x)) dz \end{cases} \quad (23)$$

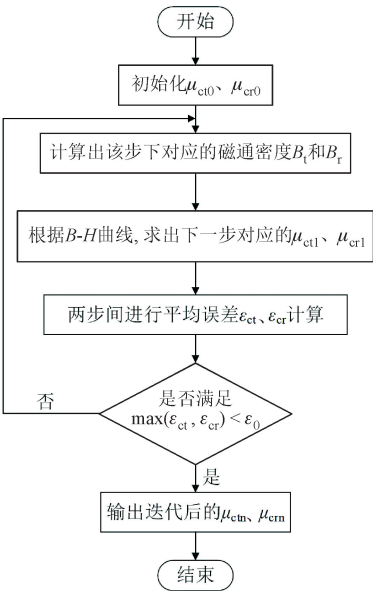


图 7 磁导率迭代计算流程

Fig. 7 Flow chart of iterative calculation for magnetic permeability

4 仿真验证及电磁耦合效应分析

为分析初级铁心饱和和下两套绕组间的电磁耦合效应对各维度电磁力性能的影响,以 x 运动方向驱动绕组通电对 z 偏移方向电磁力 F_z 的影响为例,得到的结果如图 8~图 11 所示。

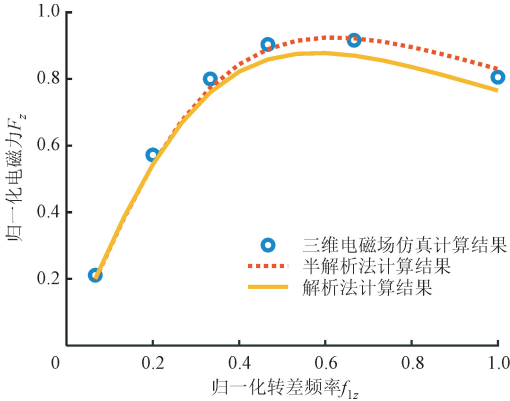


图 8 F_z 随转差频率 f_{1z} 的变化曲线

Fig. 8 Curve of F_z varying with f_{1z}

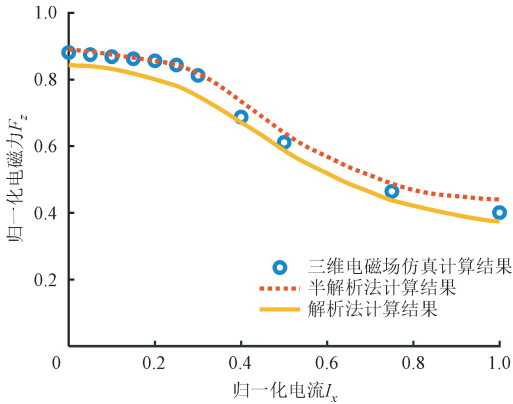


图 9 F_z 随电流 I_x 的变化曲线

Fig. 9 Curve of F_z varying with I_x

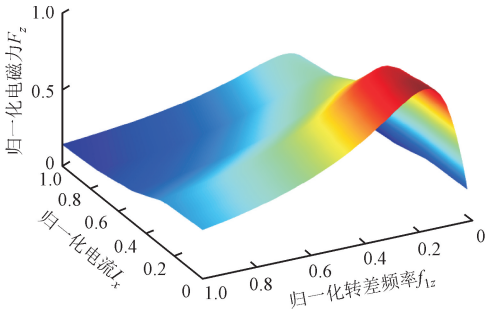


图 10 F_z 随电流 I_x 和转差频率 f_{1z} 的变化曲线

Fig. 10 Curve of F_z varying with I_x and f_{1z}

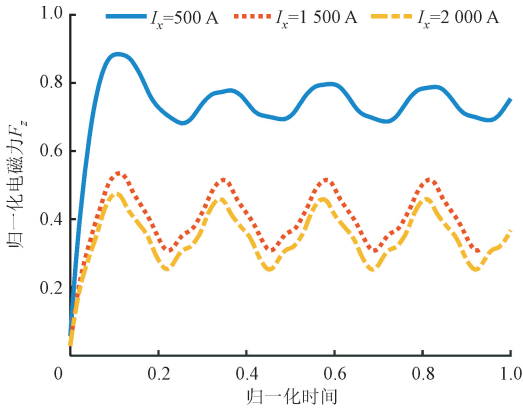


图 11 不同电流 I_x 下 F_z 的波动曲线

Fig. 11 Fluctuation curve of F_z under different I_x

图 8 给出了仅 z 偏移方向绕组通电时,得到的电磁力 F_z 随转差频率 f_{1z} 的变化曲线。由图可见,半解析和解析方法得到的电磁力 F_z 的变化曲线与三维电磁场仿真结果的趋势均一致,吻合度较高;且相较于解析方法,半解析方法的精度更高。

图 9 展示了当通电电流 I_z 、转差频率 f_{1z} 和 f_{1x} 保持不变时,电磁力 F_z 随通电电流 I_x 的变化曲线。由图可见,虽然 z 偏移方向修正绕组的电流保持不变,但随着电流 I_x 的增大,初级铁心齿部饱和程度逐渐加深,电磁力 F_z 呈逐渐减小趋势。

结合图 8 和图 9 可知,相较于三维电磁场仿真结果和半解析方法结果,解析方法得到的电磁力 F_z 较小。这是因为解析计算过程中为简化计算,假设以齿部的局部最高饱和程度替代了初级铁心整体的饱和程度,导致计算条件更为恶劣。

采用解析方法得到修正绕组电流 I_z 和转差频率 f_{1x} 不变时,电磁力 F_z 随电流 I_x 与转差频率 f_{1z} 的变化如图 10 所示。由图可见,随着电流 I_x 的增大,初级铁心饱和程度增大,电磁力 F_z 对应的最优转差频率 f_{1z} 呈增大趋势。

通电电流 I_z 、转差频率 f_{1z} 和 f_{1x} 保持不变,但通电电流 I_x 逐渐增大时,三维电磁场仿真计算得到的电磁力 F_z 的时谐变化如图 11 所示。由图可见,随着通电电流 I_x 的增大,电磁力 F_z 不仅会降低,波动也会加剧。但随着初级铁心进入深度饱和,电磁力 F_z 的减小程度和力波动的加剧程度均趋于平缓。

综上所述,正交绕组平面感应电机两套绕组同时通电时,更易造成初级铁心齿部饱和,两个维度间产生的电磁耦合效应会导致各维度电磁力削弱,并加剧电磁力的波动。

5 试验验证

由于正交绕组平面感应电机样机尚处于研制阶段,为验证考虑初级铁心饱和效应时的电磁场半解析和解析方法的准确性,构建如图 12 所示的单边三相轴向磁通感应电机试验平台。

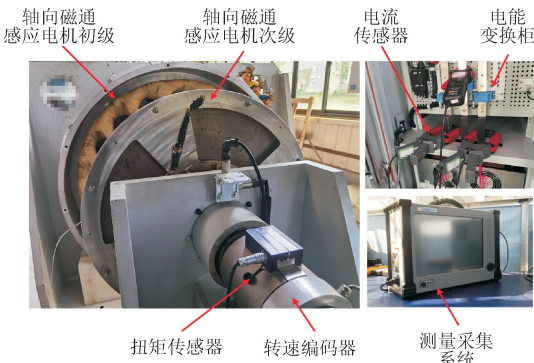


图 12 三相轴向磁通感应电机试验平台

Fig. 12 Axial flux three-phase disc motor test platform

采用轴向磁通感应电机,对正交绕组平面感应电机进行等效试验验证的原因有:①两型电机的结构和工作原理类似,且均为感应电机,均由初级铁心、三相绕组和次级电磁板组成;②轴向磁通感应电机的槽极配合、极距、线规和主要结构尺寸,与图 1 所示的正交绕组平面感应电机 x 运动方向上的尺寸一致,可用于开展等效试验;③轴向磁通感应电机作为高功率密度型电机,初级铁心往往工作在饱和状态,故本文建立的半解析和解析方法均可应用于考虑铁心饱和时轴向磁通感应电机的性能计算。

轴向磁通感应电机试验平台的初级铁心通过机壳固定在底座上,次级电磁板(导电板和导磁板复合)通过转子支架与轴系连接。采用扭矩传感器测量次级电磁板产生的电磁力矩,采用电流传感器测量电机初级中的三相绕组电流,并通过数据采集系统采集试验数据。试验过程中,主要测量对象为电磁力矩和三相绕组电流,采用的扭矩传感器和电流传感器的型号和参数如表 1 所示。

表 1 试验所用传感器的主要参数

Table 1 Main parameters of the sensors used in the test

类型	型号	测量精度/%	响应时间/ms	分辨率
扭矩传感器	JN338-A	<0.1	<1.0	0.01 N·m
电流传感器	PT740-3A	<0.1	<0.1	0.10 mA

在满足电机尺寸加工精度、安装落位精度符合要求、测量传感器安装不受外界扰动且无电磁兼容问题的前提下,通过选用表 1 所示高精度、快响应和高分辨率的传感器进行参数采集,能够保证测量结果的精度与可靠性。

采用轴向磁通感应电机试验平台开展堵转试验,通过控制器给定三相绕组电流幅值和频率。堵转试验过程中,保持额定转差频率为供电频率不变,测量不同电流下的电磁力矩。图 13 给出了试验测量、半解析方法和解析方法得到的电磁力矩随电流的变化曲线。由图中数据计算后可知,考虑初级铁心饱和后,半解析方法和解析方法得到电磁力矩的最大计算误差分别为 4.78%、8.56%,均与试验测量结果吻合较好,间接验证了所构建考虑初级铁心饱和和效应电磁场计算模型的正确性。

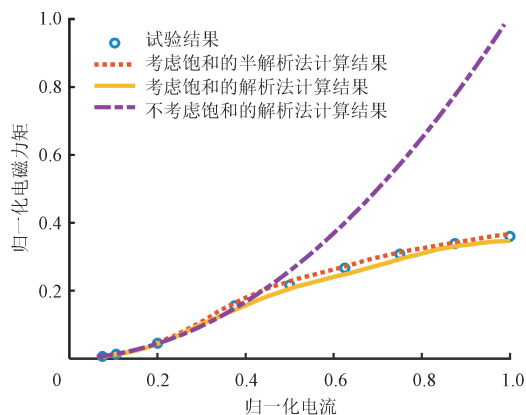


图13 电磁力矩随电流的变化曲线

Fig. 13 Curve of electromagnetic torque changing with current

6 结 论

本文构建了考虑正交绕组平面感应电机初级铁心饱和的半解析和解析计算方法,分析了初级铁心饱和对该电机电磁耦合特性的影响规律,并开展试验验证,得到如下主要结论。

(1)正交绕组平面感应电机两套绕组的通电电流越大,饱和效应修正系数越小,初级铁心饱和程度越高;两个维度上的转差频率越大,饱和效应修正系数越大,初级铁心饱和程度越低;饱和程度越高,电磁力对应的最优转差频率越大。

(2)正交绕组平面感应电机两个维度间因初级铁心饱和产生的电磁耦合效应,会削弱电磁力并加剧电磁力的波动。一个维度上的电磁力大小会随着另一维度绕组通电电流的增大而减小,而电磁力波动会随着另一维度绕组通电电流的增大而增大。

(3)相较于试验结果,构建的半解析和解析方法计算结果的最大误差分别为4.78%、8.56%,验证了所提计算方法的准确性。

参考文献:

- [1] XIE Lujia, SI Jikai, HU Yihua, et al. Overview of 2-degree-of-freedom rotary-linear motors focusing on coupling effect [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(4): 1-11.
- [2] PAN J F, ZOU Yu, CHEUNG N C. Performance analysis and decoupling control of an integrated rotary-linear machine with coupled magnetic paths [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(2): 761-764.
- [3] 寇宝泉, 张赫. 多自由度短行程超精密平面电机技术

发展综述 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 1-11.

- KOU Baoquan, ZHANG He. Development of multi-DOF micro-motion ultra-precision planar motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(7): 1-11.
- [4] 吴伟, 司纪凯, 岳帅军, 等. 多自由度平面感应电机发展综述 [J]. 微特电机, 2018, 46(8): 88-92.
- WU Wei, SI Jikai, YUE Shuaijun, et al. An overview on development of multi-degree-of-freedom planar induction motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2018, 46(8): 88-92.
- [5] 李争, 邢璇璇, 刘力博, 等. 多自由度电机的发展及关键技术综述 [J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 1-11.
- LI Zheng, XING Xuanxuan, LIU Libo, et al. Overview of the development and key technologies of multi-degree-of-freedom motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(4): 1-11.
- [6] SUN Jundi, CAO Guangzhong, HUANG Sudan, et al. Bipolar-voltage-injection-based position estimation method of planar switched reluctance motors using improved flux linkage model [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 1-5.
- [7] CAO Guangzhong, HU Hongjin, HUANG Sudan, et al. An assistant-mover-based position estimation method for planar switched reluctance motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 6066-6077.
- [8] MENDRELA E A, GIERCZAK E. Double-winding rotary-linear induction motor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1987, EC-2(1): 47-54.
- [9] OHIRA Y, KOSEKI T, MASADA E. Fundamental characteristics of an X-Y linear induction motor, X-Y LIM [J]. Journal of the Magnetics Society of Japan, 1997, 21(5): 929-934.
- [10] 徐伟, 肖新宇, 董定昊, 等. 直线感应电机效率优化控制技术综述 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(5): 902-915.
- XU Wei, XIAO Xinyu, DONG Dinghao, et al. Review on efficiency optimization control strategies of linear induction machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(5): 902-915.
- [11] 杨明磊, 钟再敏, 邵仲书, 等. 三段式 Halbach 阵列永磁电机解析建模与研究 [J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(11): 130-141.
- YANG Minglei, ZHONG Zaimin, SHAO Zhongshu, et al. Analytical modeling and research of three-segment Halbach array permanent magnet motor [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2023, 57(11): 130-141.

- 130-141.
- [12] 刘思源,刘凌,靳东松. 永磁同步电机新型有效磁链固定时滑模扰动辨识策略[J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(9): 144-151.
- LIU Siyuan, LIU Ling, JIN Dongsong. A novel active flux fixed-time sliding mode disturbance identification method for permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2023, 57(9): 144-151.
- [13] 葛健,徐伟,刘毅,等. 考虑端部效应的同心笼次级直线双馈电机等效电路[J]. 电工技术学报, 2022, 37(19): 4957-4968.
- GE Jian, XU Wei, LIU Yi, et al. Equivalent circuit for nested-loop secondary linear doubly-fed machine considering end effect[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(19): 4957-4968.
- [14] XIE Lujia, SI Jikai, HU Yihua, et al. Helical motion analysis of the 2-degree-of-freedom split-stator induction motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(6): 1-5.
- [15] XIE Lujia, SI Jikai, HU Yihua, et al. Characteristics analysis of the motions of the two-degree-of-freedom direct drive induction motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 931-941.
- [16] ONUKI T, JEON W, HAYASHI K, et al. Driving characteristics of X-Y linear induction motor with two-dimensional primary winding[J]. Electrical Engineering in Japan, 1999, 128(2): 83-90.
- [17] INUI S, INUBUSHI N, OHIRA Y. Simulation of controller characteristics applied to magnetic levitation for an X-Y linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 126(10): 1298-1302.
- [18] OHIRA Y, KAWANISHI T, MASADA E. Control characteristics of a transportation switch using X-Y linear induction motor[J]. Electrical Engineering in Japan, 1988, 108(3): 121-130.
- [19] OHIRA Y, KAWANISHI T, YAMADA H, et al. Switch-transportation characteristics and control simulation of railway switch system using X-Y type linear induction motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1987, 23(5): 3008-3010.
- [20] TSUKADA H, OHIRA Y. Fundamental investigation of suitable planning for X-Y linear induction motor, X-Y LIM[J]. Journal of the Magnetics Society of Japan, 1999, 23(4_2): 1693-1696.
- [21] 黄垂兵,马伟明,许金,等. 六相圆筒式直线感应电机磁路计算及饱和特性分析[J]. 电工技术学报, 2018, 33(5): 1032-1039.
- HUANG Chuibing, MA Weiming, XU Jin, et al. Magnetic circuit calculation and saturation characteristics analysis of six phase cylindrical linear induction motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(5): 1032-1039.
- [22] 张育兴,马名中,马伟明,等. 双定子直线感应电机饱和特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(36): 102-108.
- ZHANG Yuxing, MA Mingzhong, MA Weiming, et al. Analysis of saturation characteristics of double-stator linear induction motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(36): 102-108.
- [23] 程博,潘光,毛昭勇. 轴向磁通电机中 Halbach 阵列永磁体的解析优化方法[J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(10): 77-83.
- CHENG Bo, PAN Guang, MAO Zhaoyong. Analytical optimization method for the Halbach array of permanent magnet in axial flux motor[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(10): 77-83.
- [24] 许金,李明珂,韩正清,等. 直线感应电机非线性参数计算[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2021, 49(9): 72-76.
- XU Jin, LI Mingke, HAN Zhengqing, et al. Calculation of nonlinear parameters for linear induction motors[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2021, 49(9): 72-76.
- [25] LI Mingke, XU Jin, ZHANG Yichao, et al. Field modeling and thrust analysis of linear induction motor considering edge-end effect and core saturation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2024, 60(5): 1-9.
- [26] 赵童,李德胜,叶乐志,等. 弹射与阻拦一体式电磁弹射装置的电磁特性分析[J]. 兵工学报, 2024, 45(11): 3938-3948.
- ZHAO Tong, LI Desheng, YE Lezhi, et al. Analysis of electromagnetic characteristics of an integrated electromagnetic ejection and arresting gear[J]. Acta Armamentarii, 2024, 45(11): 3938-3948.
- [27] 高锋阳,李明明,齐晓东,等. 中心部分分段 Halbach 永磁同步轮毂电机解析计算与优化设计[J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(2): 171-183.
- GAO Fengyang, LI Mingming, QI Xiaodong, et al. Analytical calculation and optimization design of central partially-segmented Halbach permanent magnet synchronous hub motor[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2022, 56(2): 171-183.

(编辑 李慧敏)