

考虑气隙偏心的开关磁阻轮毂电机径向电磁力特性研究

彭冲¹, 刘剑¹, 刘婧哲²

(1. 招商局检测车辆技术研究院有限公司, 重庆 401329; 2. 重庆交通大学, 重庆 400074)

摘要:针对气隙偏心下开关磁阻轮毂电机径向电磁力难以精确解析的问题,本文提出一种基于电磁特性的高精度非线性解析模型。该模型在饱和区域、非线性区域及近线性区域的拟合精度相较于傅里叶模型分别提高了16.9%、48.7%和0.36%。基于该模型,推导出气隙偏心下的径向电磁力解析表达式,并建立了垂向与倾斜偏心工况下的解析模型。最后利用麦克斯韦应力法和实机试验,验证了所提出模型的计算准确性。

关键词:开关磁阻电机; 径向电磁力; 气隙偏心; 解析建模方法

中图分类号: TM352

文献标志码: A

DOI: 10.15917/j.cnki.1006-3331.2026.03.003

Research on Radial Electromagnetic Force Characteristics of Switched Reluctance Hub Motor Considering Air Gap Eccentricity

PENG Chong¹, LIU Jian¹, LIU Jingzhe²

(1. China Merchants Testing Vehicle Technology Research Institute Co., Ltd., Chongqing 401329, China;

2. Chongqing Jiaotong University, Chongqing 400074, China)

Abstract: To address the problem that the radial electromagnetic force of a switched reluctance in-wheel motor under air gap eccentricity is difficult to analyze accurately, this paper proposes a high-precision nonlinear analytical model based on electromagnetic characteristics. Compared with the Fourier model, this model improves the fitting accuracy in the saturation, nonlinear, and nearly linear regions by 16.9%, 48.7%, and 0.36%, respectively. Based on this model, this paper derives the analytical expression for the radial electromagnetic force under air gap eccentricity and establishes analytical models for vertical and tilted eccentricity conditions. Finally, it uses the Maxwell stress method and experimental measurements and simulations to verify the accuracy of the model.

Key words: switched reluctance motor; radial electromagnetic force; air gap eccentricity; analytical modeling method

随着新能源汽车产业迎来爆发式增长,轮毂电机作为新能源汽车的核心驱动技术之一,凭借“去中心化”的分布式驱动特性,可有效提升能量利用效率,实现四轮独立控制并增强车辆操控稳定性^[1-3],从而成为电动汽车的关键技术方向。

开关磁阻电机凭借其结构简单、成本低廉、容错性强、调速范围宽等显著优势,在轮毂驱动领域展现出独特应用价值^[4-6]。然而,开关磁阻轮毂电机目前仍面临诸多问题,其核心问题是:电机运行时,定转子间气隙磁阻的不均匀变化会导致磁路分布复杂,进而使电磁特性表现出强烈的非线性,这给电机的精确解

析建模带来很大困难^[7-8]。现有建模方法主要包括查表插值法、函数解析法和智能建模法^[9-11]。本文针对电机的非线性特性建模问题进行研究,建立了一种精度较高的电机非线性模型。在此基础上,进一步对不同类型气隙偏心下偏心相的径向电磁力进行解析计算和试验验证。

1 开关磁阻轮毂电机磁链解析建模方法

1.1 开关磁阻轮毂电机选型

开关磁阻电机为双凸极变磁阻电机,转子上无永磁体也无绕组线圈,定子极上缠有绕组线圈,定转子

收稿日期: 2025-08-20。

基金项目: 招商局检测车辆技术研究院有限公司自主研发项目(25AKC39)。

第一作者: 彭冲(1990—),男,硕士,高级工程师,主要从事新能源汽车线控底盘、整车试验检测工作。

由硅钢片和绝缘材料堆叠而成。基于这种叠片结构, 在电磁分析中常将电机的整体电磁特性近似为单层硅钢片截面特性的累加。本文以一台四相 8/6 极外转子开关磁阻轮毂电机为研究对象, 其核心示意图如图 1 所示, 结构参数见表 1。

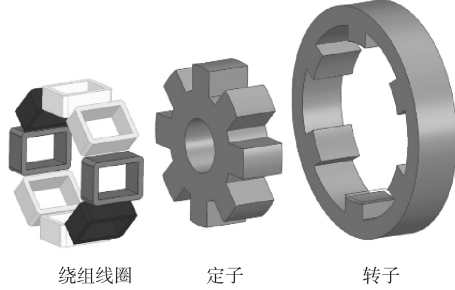


图 1 四相 8/6 极外转子开关磁阻轮毂电机核心示意图

表 1 开关磁阻电机结构参数

结构参数	数值	结构参数	数值
转子直径/mm	382	转子极弧/(°)	23
定子直径/mm	266	定子极弧/(°)	22
定子固定轴直径/mm	90	转子轭部厚度/mm	32
气隙长度/mm	0.5	定子轭部厚度/mm	46
电机轴向长度/mm	74	绕组匝数	136

基于文中给出的结构参数, 利用有限元软件得到四相 8/6 极外转子开关磁阻轮毂电机的磁链曲线, 如图 2 所示。

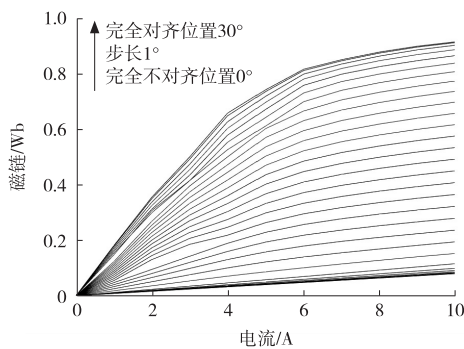


图 2 开关磁阻轮毂电机有限元磁链曲线

由图 2 可知, 开关磁阻轮毂电机的磁链具有强烈的非线性。因此, 借助精确的建模方法获取电机磁链特性, 是建立准确磁链模型并分析电机径向电磁力的基础。

1.2 准线性电机特性模型

开关磁阻电机的准线性模型是一种基于绕组电流和电感的磁链建模方式, 应用较为广泛^[12]。该模

型利用分段函数对磁链 $\lambda(\theta, i)$ 进行建模, 其表达式见式(1)。

$$\lambda(\theta, i) = \begin{cases} L(\theta) \cdot i, & 0 \leq i \leq i(\theta), \\ ki + [L(\theta) - k] \cdot i(\theta), & i > i(\theta) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $L(\theta)$ 为随电机转子位置变化的相电感; θ 为电机转子位置角度; i 为电机绕组相电流; $i(\theta)$ 为与电机转子位置相关的绕组相饱和电流; k 为电机磁链曲线进入饱和区后的增长斜率。

图 3 为开关磁阻电机准线性模型的磁链特性曲线。根据图 3 和式(1)可知, 准线性磁链模型采用分段函数, 将开关磁阻电机的磁链特性分为线性区域和非线性区域。然而, 该模型仍无法准确反映电机磁链的非线性特性与磁饱和特征, 仅能用于粗略分析磁链与相电流、转子角位置之间的关系。

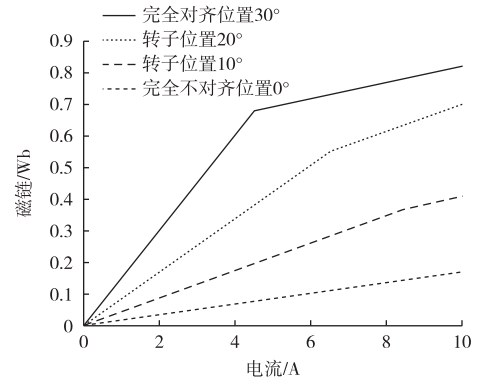


图 3 准线性模型电机磁链特性曲线

1.3 低阶傅里叶级数电机特性模型

本节采用二阶傅里叶级数方法建立电机的电磁特性解析模型。选取转子位置角 0° 为初始位置, 并定义 3 个特殊采样位置: 定转子完全不对齐位置 0° 、完全对齐位置 30° 、半对齐位置 15° 。基于这 3 个位置的采样数据, 可将开关磁阻电机的电感 $L(\theta, i)$ 表示为式(2)所示的二阶傅里叶级数。

$$L(\theta, i) = \sum_{n=0}^2 L_n(i) \cos(nN_r \cdot \theta + n\pi) = L_0(i) + L_1(i) \cos(N_r \cdot \theta + \pi) + L_2(i) \cos(2N_r \cdot \theta + 2\pi) \quad (2)$$

式中: L_n 为电感的傅里叶级数系数; i 为定子绕组电流; N_r 为转子凸极个数。

其中傅里叶级数系数可由完全对齐位置、半对齐位置和完全不对齐位置处的电感采样数据计算得到, 如式(3)所示。采样数据可通过试验或有限元软件

获得。

$$\begin{cases} L_0(i) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} (L_a + L_u) + L_m \right] \\ L_1(i) = \frac{1}{2(L_a - L_u)} \\ L_2(i) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} (L_a + L_u) - L_m \right] \end{cases} \quad (3)$$

式中: L_a 为完全对齐位置处的电感; L_u 为完全不对齐位置处的电感; L_m 为半对齐位置处的电感。

当电机定转子处于完全不对齐位置时, 定转子间气隙长度远远大于完全对齐位置时的气隙长度, 因此电感 L_u 可看作常数^[13]。完全对齐位置与半对齐位置处的电感可利用多项式函数拟合, 如式(4)所示。

$$\begin{cases} L_a = \sum_{k=0}^K a_n i^k \\ L_m = \sum_{k=0}^K b_n i^k \end{cases} \quad (4)$$

式中: K 为多项式函数的项数; a_n 为完全对齐位置处的电感拟合系数; b_n 为半对齐位置处的电感拟合系数。

开关磁阻电机在 3 个特殊位置处的电感拟合曲线如图 4 所示。

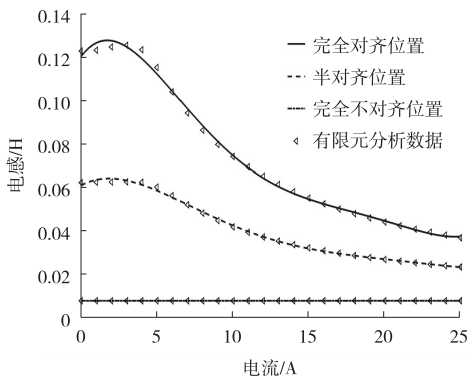


图4 开关磁阻电机特殊位置处电感拟合曲线

由图4可知, 多项式函数拟合特殊位置处电感效果较好, 因此利用 3 个特殊位置处电感可以得到电机在不同转子角度和绕组电流下的电感表达式, 如式(5)所示。

$$L(\theta, i) = \sum_{n=0}^2 L_n(i) \cos(nN_r \theta + n\pi) = \frac{1}{2} [\cos^2(N_r \theta) - \cos(N_r \theta)] \sum_{k=0}^K a_n i^k +$$

$$\sin^2(N_r \theta) \sum_{k=0}^K b_n i^k +$$

$$\frac{1}{2} [\cos^2(N_r \theta) - \cos(N_r \theta)] L_u \quad (5)$$

继而得到磁链 $\lambda(\theta, i)$ 的表达式, 如式(6)所示。

$$\lambda(\theta, i) = \int L(\theta, i) di =$$

$$\frac{1}{2} [\cos^2(N_r \theta) - \cos(N_r \theta)] \sum_{k=0}^K c_n i^{k+1} +$$

$$\sin^2(N_r \theta) \sum_{k=0}^K d_n i^{k+1} +$$

$$\frac{1}{2} [\cos^2(N_r \theta) - \cos(N_r \theta)] L_u \cdot i \quad (6)$$

式中: c_n 为完全对齐位置处电感 $L_a(i)$ 的系数, $c_n = a_{n-1}/n$; d_n 为对半对齐位置处电感 $L_m(i)$ 的系数, $d_n = b_{n-1}/n$ 。

然而, 利用低阶傅里叶级数建立电机磁链模型的方法存在以下问题: 由于选取的特殊位置和采样数据较少, 所建模型在非采样区与有限元结果偏差较大, 既不能准确表征电机磁链的非线性特性, 也无法体现小电流区域的近线性行为与磁饱和和区域的饱和效应。二阶傅里叶非采样区磁链曲线与有限元数据对比如图5所示。

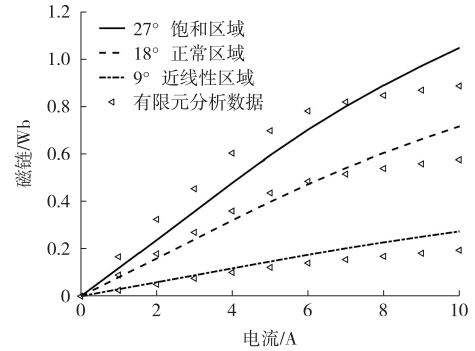


图5 二阶傅里叶非采样区磁链曲线与有限元数据对比

1.4 基于磁链分区理论的指数函数磁链模型

指数函数 $f(x) = e^x$ 的形态特性与开关磁阻电机磁链曲线的磁饱和现象相似。因此, 本节采用该指数函数对电机磁链进行建模。

为使所提模型能更好地描述电机磁链特性, 需将初始指数函数 $f(x) = e^x$ 改写成式(7)的形式。指数函数拟合磁链示意图如图6所示。

$$f(x) = a \left(\frac{2}{1 + e^{-bx}} - 1 \right) \quad (7)$$

式中: a 、 b 为可变系数。

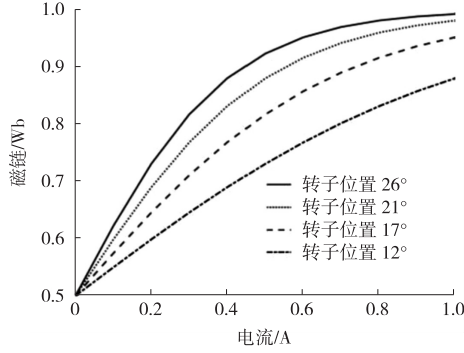


图6 指数函数拟合磁链示意图

借鉴边界元模型对磁链曲线进行分区建模的思路, 本文根据转子机械位置将电机磁链曲线划分为3个区域: 磁饱和和非线性区、普通非线性区、近似线性区。当电流保持不变时, 开关磁阻电机的磁链在较大转子机械位置处, 相邻角度位置间的磁链变化不均匀, 且磁铁饱和程度较高, 因此将该范围称为磁饱和和非线性区域; 在中间转子机械位置范围, 相邻位置间的磁链变化量较为均匀, 该范围称为普通非线性区域; 而在转子机械位置较小时, 磁链近似呈线性变化, 该范围称为近似线性区域。分区依据如式(8)所示。

$$\begin{cases} \frac{\lambda(\theta+1)-\lambda(\theta)}{\lambda(\theta)-\lambda(\theta-1)} < 1-\varepsilon: \text{磁饱和和非线性区} \\ \left| \frac{\lambda(\theta+1)-\lambda(\theta)}{\lambda(\theta)-\lambda(\theta-1)} - 1 \right| \leq \varepsilon: \text{普通非线性区} \\ \frac{\lambda(\theta+1)-\lambda(\theta)}{\lambda(\theta)-\lambda(\theta-1)} > 1+\varepsilon: \text{近似线性区} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\lambda(\theta)$ 为电流恒定时不同转子位置处的磁链; ε 为分区阈值。

根据式(8), 确定本文研究的四相 8/6 极开关磁阻电机的 3 个区域范围分别为: 近似线性区 $[0^\circ, 7^\circ)$ 、普通非线性区 $[7^\circ, 24^\circ)$ 和磁饱和和非线性区 $[24^\circ, 30^\circ]$ 。为简化拟合过程, 仅在非线性区域采用指数函数进行拟合, 其表达式如式(9)所示。

$$\lambda(\theta, i) = \begin{cases} a_s(\theta) \cdot \left[\frac{2}{1+e^{-b_s(\theta) \cdot i}} - 1 \right]: \text{磁饱和和非线性区} \\ a_n(\theta) \cdot \left[\frac{2}{1+e^{-b_n(\theta) \cdot i}} - 1 \right]: \text{普通非线性区} \\ c(\theta) \cdot i: \text{近似线性区} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $a_s(\theta)$ 为磁饱和和非线性区域的转子位置修正系数; $b_s(\theta)$ 为磁饱和和非线性区域的转子位置指数修正系数; $a_n(\theta)$ 为普通非线性区域的转子位置修正系数; $b_n(\theta)$ 为普通非线性区域的转子位置指数修正系数; $c(\theta)$ 为近似线性区域的转子位置修正系数。

利用多项式函数和磁链分区边界上的磁链数据对上述 5 个修正系数进行拟合, 得到的磁链曲面如图 7 所示。

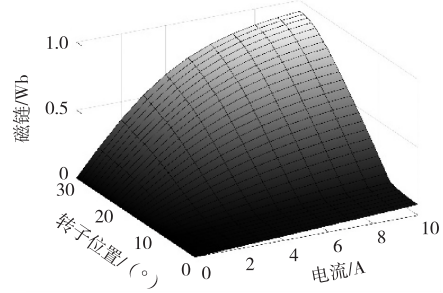


图7 基于指数函数和分段函数的开关磁阻电机磁链曲面

基于指数函数和分段函数的模型解决了传统解析模型在非采样区磁链曲线拟合精度低的问题, 同时简化了建模过程。非采样区有限元分析数据与本文模型拟合曲线的对比如图 8 所示。

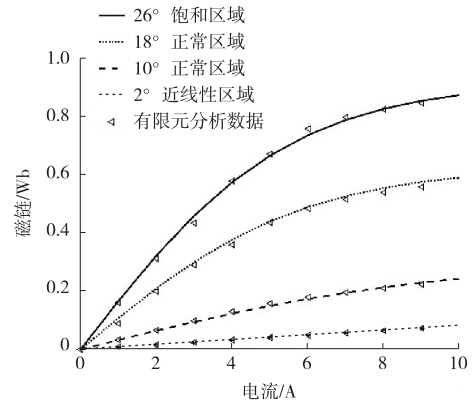


图8 本文模型拟合曲线与有限元数据对比

由图 8 可知, 本文提出的基于指数函数和磁链分区理论的磁链特性模型, 在全电流与转子角位置范围内都具有较高的建模精度。因此, 本文后续关于径向电磁力特性的分析均以此模型为基础。

2 气隙偏心下开关磁阻轮毂电机径向电磁力解析方法

开关磁阻轮毂电机通过螺栓与轮毂刚性连接, 直

接驱动车辆,因而易受外界激励影响,使定子、转子产生相对位移,引起气隙长度变化,此现象称为气隙偏心。气隙偏心常见类型有垂向气隙偏心和倾斜气隙偏心。气隙偏心引发的电磁力失衡主要表现为不平衡径向电磁力和不平衡径向电磁力矩。

以本文研究的四相 8/6 极开关磁阻轮毂电机为例,当电机平稳运行时,定转子间气隙均匀(无偏心),此时上部气隙中的径向电磁力 F_{r1} 等于下部气隙中的径向电磁力 F_{r2} ,如图 9(a)所示。

当轮毂电机系统发生垂向气隙偏心时(以转子下移为例),转子相对定子产生垂向位移,导致上部气隙缩小,下部气隙增大。因此,上部气隙中的径向电磁力 F_{r1} 大于下部气隙中的径向电磁力 F_{r2} ,该差值即形成不平衡径向电磁力,如图 9(b)所示。

当轮毂电机系统发生倾斜气隙偏心时,转子轴线相对于定子轴线发生偏斜,导致气隙长度呈非均匀分布。此时,轴向不同位置的径向电磁力各不相同,使转子旋转中心左右两侧的电磁力力矩失衡,从而产生不平衡力矩,如图 9(c)所示。

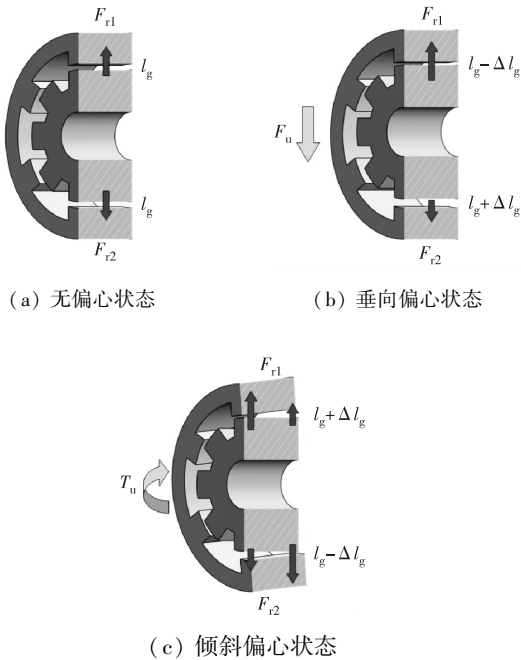


图 9 开关磁阻轮毂电机不同偏心状态示意图

为准确分析气隙偏心下径向电磁力的变化,本文以所建立的开关磁阻电机磁链模型为基础,提出垂向偏心与倾斜偏心情况下径向电磁力的计算方法,并分别采用麦克斯韦应力法和试验对该方法的准确性进行验证。

2.1 垂向气隙偏心下径向电磁力求解方法

当转子位置 θ 不变时,开关磁阻轮毂电机气隙中的磁共能 W_m 可表示为绕组磁链对电流的积分,如式(10)所示。

$$W_m = \int_0^i \lambda(\theta, i) di \quad (10)$$

根据虚位移原理,径向电磁力可表示为磁共能在特定电流与转子位置下对径向位移的偏导数^[14]。同理,电磁转矩即为电流恒定时磁共能对角位移的偏导数;径向电磁力则为电流恒定时磁共能对径向位移的偏导数,如式(11)所示。

$$\begin{cases} T_m = \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \Big|_{i=\text{const}} = \int_0^i \frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial \theta} di \\ F_r = \frac{\partial W_m}{\partial d_r} \Big|_{i=\text{const}} = \int_0^i \frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial d_r} di \end{cases} \quad (11)$$

式中: T_m 为电磁转矩; F_r 为径向电磁力; d_r 为转子径向位置。

磁链 λ 又可以表示成绕组电感 $L(\theta, i)$ 对电流的积分,如式(12)所示。

$$\lambda(\theta, i) = \int_0^i L(\theta, i) di \quad (12)$$

气隙长度 d_{r1} 可用式(13)表示。

$$d_{r1} = d_{r0} \pm \partial d_{r1} = l_g \pm \Delta l_g \quad (13)$$

式中: d_{r0} 、 l_g 为初始气隙长度; ∂d_{r1} 、 Δl_g 为气隙长度变化量。

根据式(10)~(13),开关磁阻轮毂电机的径向电磁力可用式(14)表示。

$$F_r = \frac{1}{2} \frac{L(\theta, i)}{l_g - \Delta l_g} \cdot i^2 \quad (14)$$

其中, Δl_g 可通过引入垂向气隙偏心率 ε 表示,如式(15)所示。

$$\Delta l_g = \varepsilon \cdot l_g \quad (15)$$

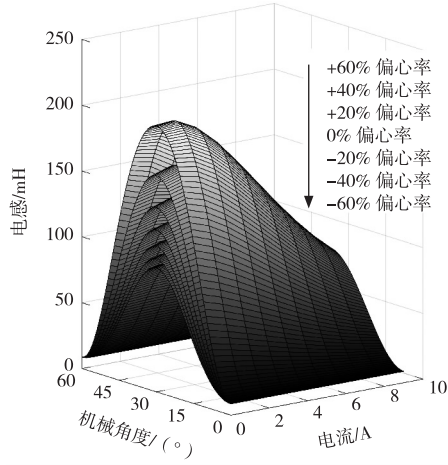
不同偏心下的电感 $L(\theta, i, \varepsilon)$ 可由对应磁链曲线对电流求导获得,其拟合曲面如图 10(a)所示。

综上所述,不同垂向气隙偏心率下的径向电磁力在不同绕组电流、转子位置的表达式如式(16)所示,径向电磁力曲线如图 10(b)所示。

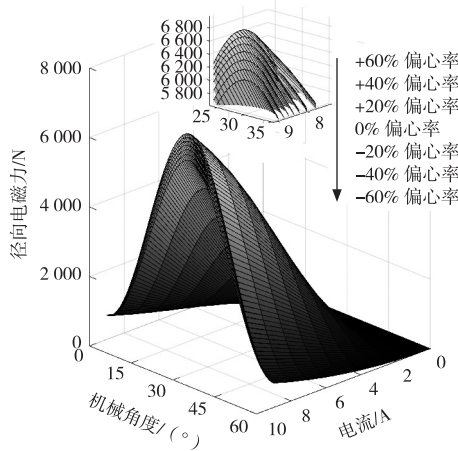
$$F_r = \frac{1}{2} \frac{L(\theta, i, \varepsilon)}{(1-\varepsilon)l_g} \cdot i^2 \quad (16)$$

图 10 中,“+”表示气隙长度缩短,产生相较于无偏心情况下更大的电感和径向电磁力,“-”表示气隙

长度增大, 产生相较于无偏心情况下更小的电感和径向电磁力。



(a) 电感曲面



(b) 径向电磁力曲面

图10 不同气隙偏心率下的电感曲面和径向电磁力曲面

2.2 倾斜气隙偏心下径向电磁力求解方法

当转子处于最大倾斜气隙偏心状态(即转子凸极与定子凸极接触)时, 对应的转子旋转角度称为最大倾斜气隙偏心角。此时, 转子旋转点处的气隙长度仍与初始气隙长度保持一致(见图11)。最大倾斜偏心角的几何关系如图12所示, 其具体数值可由式(17)计算得出。

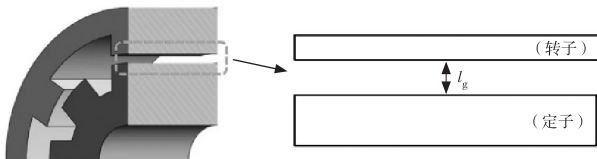


图11 无偏心时轴向气隙长度示意图

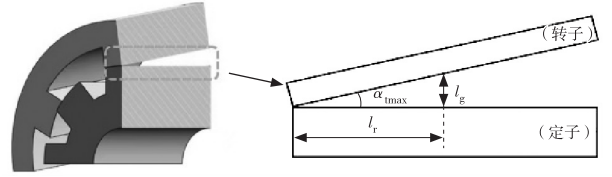


图12 倾斜气隙偏心最大倾斜角度示意图

$$\alpha_{tmax} = \arctan\left(\frac{l_g}{l_r}\right) \quad (17)$$

式中: α_{tmax} 为最大倾斜角度; l_r 为转子旋转点到电机最左端的距离。

参照垂向气隙偏心率的定义, 引入倾斜偏心率, 则普通倾斜气隙偏心的倾斜角可由式(18)计算得出。

$$\alpha_t = \alpha_{tmax} \cdot \eta \quad (18)$$

式中: α_t 为普通倾斜气隙偏心旋转角; η 为倾斜气隙偏心率。

当发生普通倾斜偏心时, 转子凸极到定子凸极的最小距离可由式(19)表示, 其示意图如图13所示。

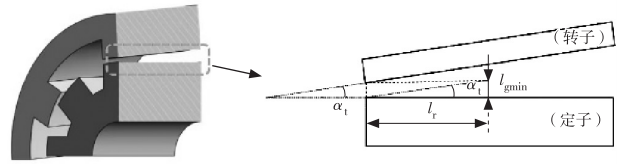


图13 倾斜偏心最小气隙长度示意图

$$l_{gmin} = l_r \cdot \tan(\alpha_t) \quad (19)$$

式中: l_{gmin} 为倾斜气隙偏心下最小气隙长度。

其他轴向位置处的气隙长度相较于最小气隙长度的增量可由式(20)表示, 其示意图如图14所示。

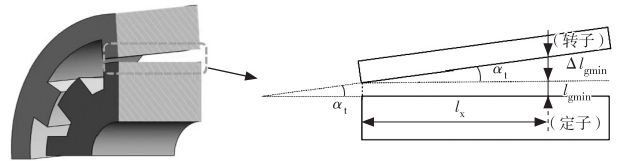


图14 轴向位置气隙长度增量示意图

$$\Delta l_{gmin} = l_x \cdot \tan(\alpha_t) \quad (20)$$

式中: Δl_{gmin} 为最小气隙长度增量; l_x 为轴向任一点到电机最短距离。

根据式(17)~(20), 可得到倾斜气隙偏心下气隙长度在轴向上的分布表达式, 如式(21)所示。

$$l_{gt} = l_g - l_r \cdot \tan(\alpha_{tmax} \cdot \eta) + l_x \cdot \tan(\alpha_{tmax} \cdot \eta) \quad (21)$$

式中: l_{gt} 为倾斜气隙偏心下轴向任意一点处的气隙长度。

设倾斜气隙偏心下转子旋转点为电机轴向长度中点位置,则不同倾斜偏心率下的电机气隙长度分布曲线如图 15 所示。

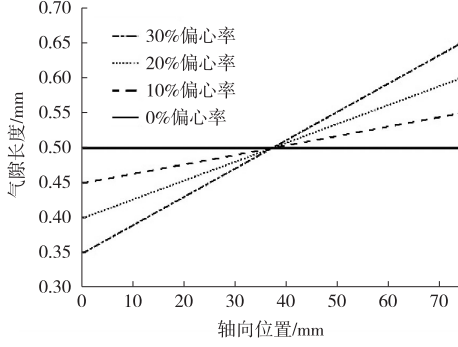


图 15 不同倾斜偏心率下的气隙长度轴向分布曲线

由图 15 可知,开关磁阻轮毂电机的倾斜气隙偏心,在轴向上可等效为一系列具有垂向偏心的电机截面模型。基于此模型,倾斜气隙偏心下电机的径向电磁力轴向分布可由式(22)表示。

$$F_t = \frac{1}{2} \frac{L(\theta, i)}{l_g - l_r \cdot \tan(\alpha_{tmax} \cdot \eta) + l_x \cdot \tan(\alpha_{tmax} \cdot \eta)} \cdot i^2 \quad (22)$$

式中: F_t 为倾斜气隙偏心下的径向电磁力。

根据式(22),取绕组电流为 1 A,获得不同倾斜偏心率下的径向电磁力轴向分布曲线,如图 16 所示。

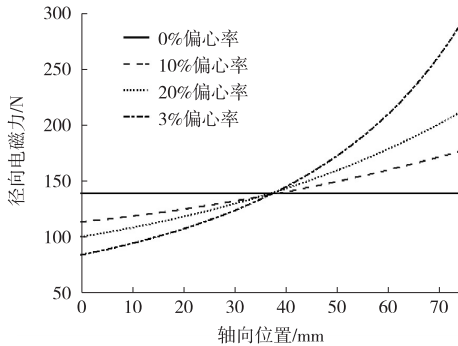


图 16 不同倾斜偏心率下的径向电磁力轴向分布曲线

由倾斜气隙偏心产生的不平衡径向力矩可由式(23)表示。

$$T_u = \int_{l_r}^{l_a} F_t dl_x - \int_0^{l_r} F_t dl_x \quad (23)$$

式中: T_u 为不平衡径向力矩; l_a 为电机轴向厚度。

2.3 径向电磁力解析计算验证

为验证所提解析方法的准确性,本文将解析计算结果与传统的麦克斯韦应力法计算结果及基于试验台的实车实测数据进行对比。

2.3.1 麦克斯韦应力法验证

麦克斯韦应力法基于麦克斯韦方程组,其核心是通过计算应力张量在特定区域的积分来求解作用于物体表面的电磁力^[15]。通常用于求解电磁场与物体相互作用时产生的力,进而分析电磁装置的工作特性。基于此方法,开关磁阻轮毂电机定子凸极表面的径向电磁力可表示为式(24)。

$$F_r = \frac{1}{2\mu_0} \iint (B_r^2 - B_t^2) dA \quad (24)$$

式中: B_r 为径向力求解点处径向磁通密度,可表示为式(25); B_t 为径向力求解点处切向磁通密度,可表示为式(26); A 为定子凸极轴向面积; μ_0 为真空磁导率常数,值为 $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 。

$$B_r = B_x \cos(\varphi) + B_y \sin(\varphi) \quad (25)$$

$$B_t = B_y \cos(\varphi) - B_x \sin(\varphi) \quad (26)$$

式中: B_x 为电机径向力求解点处磁通密度的水平分量; B_y 为电机径向力求解点处磁通密度的垂直分量; φ 为求解位置和原点间连线与水平方向的夹角。

麦克斯韦应力法求解本文选定电机模型径向电磁力的示意图如图 17 所示。

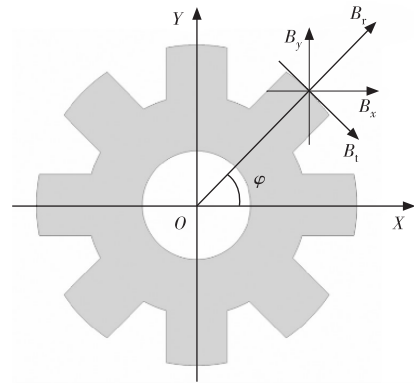
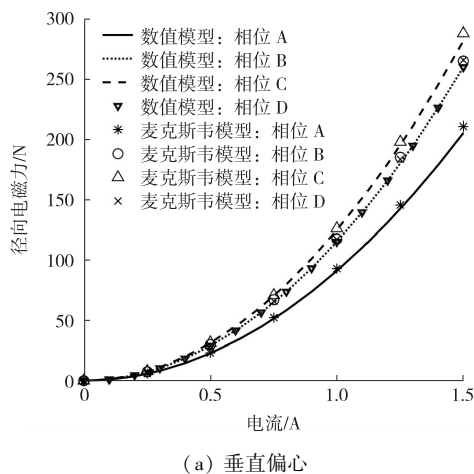
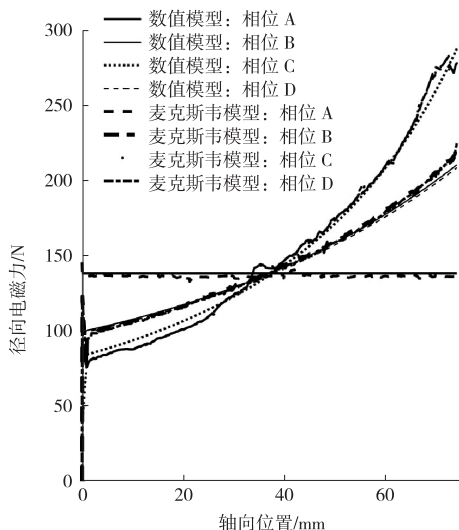


图 17 电机模型径向电磁力示意图

设定垂向气隙偏心率为 30%,倾斜气隙偏心率为 30%,绕组电流为 1 A。在此条件下,分别利用麦克斯韦应力法和本文所提解析方法计算各相位径向电磁力,二者的对比如图 18 所示。



(a) 垂直偏心



(b) 倾斜偏心

图 18 垂向偏心和倾斜偏心下不同相位径向电磁力曲线

由图 18 可知,在偏心工况下,本文所提解析方法的径向电磁力计算结果与麦克斯韦应力法得出的结果吻合较好,初步验证了该方法的准确性。

2.3.2 试验验证

为测量垂向气隙偏心和倾斜气隙偏心下偏心相的径向电磁力,搭建了电机试验台架。该台架采用模块化设计,其三个核心定位机构(转子、定子、传感器支架)均通过高精度定位螺栓与底板构成刚性连接。在机械传动方面,电机转子组件通过法兰式螺栓连接,以实现轴向定位,确保测试过程中转子的垂直向位移量严格可控。定子组件采用平键配合方式与支撑轴形成扭矩传递结构。该支撑轴的两端由定子支架承托,并创新性地配备了平衡缓冲模块,实现支撑轴在水平与垂直方向上的双自由度约束。试验台架实物图如图 19 所示。



图 19 试验台架实物图

试验时,设置绕组电流为 1 A,分别取垂向与倾斜气隙偏心率为 0%、10%、20%、30%。垂向气隙偏心下径向电磁力的试验结果与解析计算结果如图 20 所示。

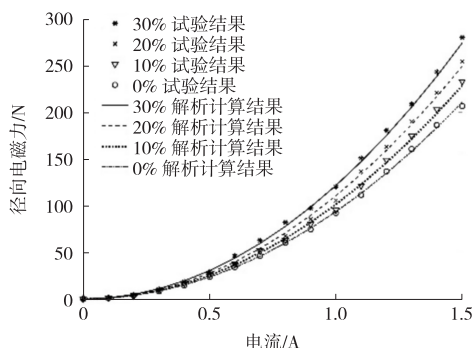


图 20 垂向偏心下径向电磁力解析计算结果与试验结果对比

由图 20 可知,在不同垂向气隙偏心率下,径向电磁力的解析计算结果与试验结果吻合较好,验证了所提垂向气隙偏心解析方法的准确性。

倾斜偏心下径向电磁力的试验结果与解析计算结果如图 21 所示。应用式(23)可得到倾斜气隙偏心下不平衡径向电磁力矩的解析计算结果,其结果与测量值的对比见表 2。

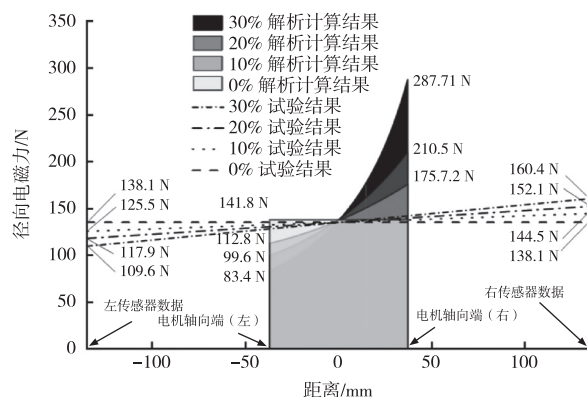


图 21 倾斜偏心下径向电磁力解析计算结果与试验结果对比

表 2 倾斜偏心不平衡径向力矩解析计算、
麦克斯韦方法和试验结果对比

倾斜 偏心率/%	测量值/N		不平衡径向力矩/N·m		
	左传 感器	右传 感器	试验 结果	麦克斯韦 法结果	解析计算 结果
0	138.1	138.1	0	0	0
10	125.5	144.5	1.283	1.067	1.166
20	117.9	152.1	2.309	2.245	2.105
30	109.6	160.4	3.429	3.724	3.573

由表 2 可知,所提方法在倾斜偏心下的计算结果与试验测量结果同样吻合良好。

综上,本文提出的垂向与倾斜气隙偏心下径向电磁力的解析计算方法具有良好的准确性。

3 结 论

本文针对气隙偏心下开关磁阻轮毂电机的径向电磁力特性,从电磁特性建模和气隙偏心下径向电磁力建模两方面开展研究。主要研究工作和结论如下:

1) 针对开关磁阻轮毂电机的电磁特性解析建模问题,本文在分析准线性磁链模型和低阶傅里叶模型局限性的基础上,提出了一种基于边界元思想,并利用指数函数进行拟合的新型磁链模型。经验证,该模型具有较高的拟合精度。

2) 针对气隙偏心下开关磁阻轮毂电机径向电磁力解析建模问题,本文分析了垂向与倾斜两类气隙偏心的产生原理,通过耦合方程和虚位移理论,推导出径向电磁力的表达式。为验证该模型,综合采用了麦克斯韦应力法与搭建实际径向力试验台进行实测,结果证明了所提建模方法的有效性和准确性。

3) 在后续研究中,可从两方面深化本文工作:首先,可基于实际试验数据,对本文提出的基于磁链分区理论的指数函数磁链模型进行进一步验证与参数优化,以提升其建模精度与泛化能力,从而建立更具普遍适用性的电磁模型。其次,针对不同气隙偏心下的径向电磁力解析建模,需进一步细化气隙偏心对电机内部电磁特性的影响规律,以提高电磁力的计算精度,进而获得更准确的径向电磁力预测结果。

参考文献:

[1] Yan Wenjun, Chen Hao, Liu Yongqiang, et al. A magnetic field decoupling double stator switched reluctance machine

[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2021, 31(8):1-5.

- [2] Murty V S, Jain S, Ojha A. Analyzing modeled configuration using finite element analysis for performance prediction of LSRM[J]. Neural Computing and Applications, 2022(34): 21175-21189.
- [3] Racha A, Guillaume P, Mounaim T, et al. Comparison of 8/6 radial and axial flux switched reluctance machines[J]. Compel, 2019, 38(6):1756-1769.
- [4] 胡鑫. 外转子开关磁阻轮毂电机系统的设计与分析[D]. 成都: 西华大学, 2019:55.
- [5] 范珍珍, 詹慧贞. 开关磁阻式轮毂电机驱动电动汽车悬架系统振动抑制[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2020, 34(6):77-82.
- [6] 邓召学, 刘天琴, 李旭. 开关磁阻轮毂电机非线性建模及驱动控制仿真[J]. 微电机, 2021, 54(10):90-97.
- [7] Xu Mingxing, He Yuling, Zhang Wen, et al. Impact of radial air-gap eccentricity on stator end winding vibration characteristics in DFIG[J]. Energies, 2022, 15(17):6426.
- [8] He Yueling, Sun Yuexing, Xu Mingxing, et al. Rotor UMP characteristics and vibration properties in synchronous generator due to 3D static airgap eccentricity faults[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(6):961-971.
- [9] Waththewaduge G, Sayed E, Emadi A, et al. Electromagnetic modeling techniques for switched reluctance machines: state-of-the-art review[J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2020(1): 218-234.
- [10] Omar M, Sayed E, Abdalmagid M, et al. Review of machine learning applications to the modeling and design optimization of switched reluctance motors[J]. IEEE Access, 2022(10): 130444-130468.
- [11] 李存贺. 开关磁阻电机非线性建模及先进控制策略研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2018:33.
- [12] Safdarzadeh O, Mahmoudi A, Afjei E, et al. Rotary linear switched reluctance motor: Analytical and finite-element modeling[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(5): 1-10.
- [13] 李旭. 电动汽车轮毂电机驱动系统动力学负效应及抑制研究[D]. 重庆: 重庆交通大学, 2022:16.
- [14] Xue Xiangdang, Cheng K W E, Ng T W, et al. Multi-objective optimization design of in-wheel switched reluctance motors in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(9):2980-2987.
- [15] Deng Zhaoxue, Li Xu, Liu Tianqin, et al. Modeling and suppression of unbalanced radial force for in-wheel motor driving system[J]. Journal of Vibration and Control, 2022(28): 3108-3119.