

低极槽数定子 FSCW 双转子同步电机 电磁力波机理研究与特性分析

骆皓^{1,2*}, 王明超¹, 胡皓宇¹, 倪喜军^{1,2}, 丁嘉睿¹

(1. 南京工程学院 电力工程学院、沈国荣学院, 江苏 南京 211167;

2. 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心, 江苏 南京 211167)

Mechanism Investigation and Characteristic Analysis of Electromagnetic Force Waves in Dual-Rotor Synchronous Motors with FSCW and Low Pole-Slot Numbers

Luo Hao^{1,2*}, Wang Mingchao¹, Hu Haoyu¹, Ni Xijun^{1,2}, Ding Jiarui¹

(1. School of Electric Power Engineering, School of Shen Guorong,

Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

2. Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network, Nanjing 211167, China)

Abstract: [Objective] This study aims to address the issue of electromagnetic vibration and noise caused by complex air-gap electromagnetic force waves in dual-rotor synchronous motor (DRSM) with fractional-slot concentrated windings and low pole-slot numbers. [Methods] The 6-slot stator and 2/4-pole DRSM were selected as the research object to analyze the characteristics and modulation mechanism of electromagnetic force waves under no-load and load conditions. The magnetomotive force and air-gap flux density analytical expressions were derived based on the magnetic potential-permeance method, while the force wave characteristics were theoretically analyzed using Maxwell's stress tensor method. The finite element model was validated through no-load back-electromotive force experiments, and the time-space spectrum of force waves as well as armature reaction effects were investigated through simulations. For the yoke-less stator design, a tooth shoe structure was developed, and its vibration and noise suppression effectiveness was evaluated via multiphysics field simulations. [Results] The spatial orders of the electromagnetic force waves were found to be multiples of the greatest common divisor of the pole number

and slot number, while the temporal frequencies were even multiples of the fundamental frequency. The load current was observed to only alter the amplitude of the force waves without changing their order characteristics. The tooth shoe structure was demonstrated to reduce the amplitude of the first-order magnetic permeability-modulated force waves by 31.01%, with significant attenuation observed in the 4th-order vibration acceleration and high-frequency noise. [Conclusion] The tooth shoe structure effectively suppresses specific-order electromagnetic force waves by modulating the magnetic permeability distribution, providing both theoretical foundations and engineering solutions for vibration and noise reduction in DRSM.

Key words: fractional slot concentrated winding; dual-rotor synchronous motor; electromagnetic force wave; spatial-temporal characteristics of force wave

摘要: [目的] 解决低极槽数分数槽集中绕组双转子同步电机(DRSM)中复杂气隙电磁力波引发的电磁振动与噪声问题。[方法] 以 6 槽定子、2/4 对极 DRSM 为研究对象, 分析空载、负载工况下电磁力波特性和调制机理; 基于磁势-磁导法推导磁动势和气隙磁密解析式, 结合麦克斯韦张量法理论分析力波特性和调制机理; 通过空载反电势试验验证有限元模型, 仿真分析力波时空谱及电枢反应影响; 针对无轭定子设计齿靴结构, 通过多物理场仿真评估振动噪声抑制效果。[结果] 电磁力波空间阶次为极数与槽数最大公因数倍数, 时间次数为偶数倍频; 负载电流仅改变力波幅值, 不改变阶

基金项目: 中国博士后科学基金面上项目(2017M621086); 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心开放基金项目(XTCX202405)

General Program of China Postdoctoral Science Foundation (2017M621086); Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network (XTCX202405)

次特性;齿靴结构使一阶磁导调制力波幅值降低 31.01%, 4 倍频振动加速度和高频噪声显著降低。【结论】齿靴结构通过调控磁导分布有效抑制特定阶次电磁力波, 为 DRSM 减振降噪提供了理论依据和工程解决方案。

关键词: 分数槽集中绕组; 双转子同步电机; 电磁力波; 力波时空特性

0 引言

近年来, 低速大转矩直驱电机在风力发电及装备制造等领域的应用需求日益增多, 对高转矩密度和紧凑结构的设计提出了更高的要求。轴向磁通电机凭借其轴向尺寸短和转矩密度高等特点成为理想选择, 双转子结构同步电机进一步提升性能。然而, 低极槽数分数槽集中绕组 (Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW) 虽具端部短、铜耗少等优势, 但易产生复杂的气隙电磁力波, 可能引发电机振动与噪声问题^[1-3]。

研究表明, FSCW 槽谐波调制是产生低阶电磁振动的重要原因, 而非主导极对数磁动势与转子磁场相互作用显著影响转矩脉动^[4-6]。电磁力波作为电磁振动与噪声的主要激励源, 其时空特性由气隙磁密的空间谐波及时间变化规律共同决定。针对径向磁通电机, 文献[7-10]系统研究了不同极槽配合、绕组形式及磁极结构对电磁力波阶次分布的影响, 并通过有限元方法 (Finite Element Method, FEM) 对力波进行了分析。文献[11-13]表明电枢反应主要通过调制已有磁密谐波的幅值影响电磁力波强度, 而是否引入新的力波阶次取决于具体电机结构。文献[14]通过适当调整气隙长度和定子槽开口宽度, 有效降低电磁力波幅值。文献[15]表明发电机在低速时不会发生共振, 径向电磁力的 2 倍频率对电磁振动的影响最大。然而, 对于 FSCW 双转子同步电机 (Dual-Rotor Synchronous Motor, DRSM) 而言, 负载工况下电磁力波的变化规律、无轭定子结构的优化设计仍需深入研究。

本文以一台定子 6 槽双层 FSCW DRSM 为研究对象, 通过磁势-磁导法和麦克斯韦张量法分析了定转子磁动势、气隙磁密和电磁力波的时空特性。结合 Ansys 有限元仿真, 研究了不同工况下电磁力波的变化规律, 并基于此提出了一种定

子齿靴结构, 用于针对性抑制特定阶次电磁力, 从而解决振动与噪声问题。

1 DRSM 结构及原理

本文提出一种基于空间双极对数耦合的低极槽数 FSCW DRSM, 其三维结构如图 1 所示。定子结构采用 6 槽模块化无轭设计, 绕组为双层 FSCW, 通过不导磁支架固定。转子结构槽数为 24, 两个转子分别位于定子左右两侧, 并通过独立转轴和轴承支撑, 其绕组均采用整距分布绕组。

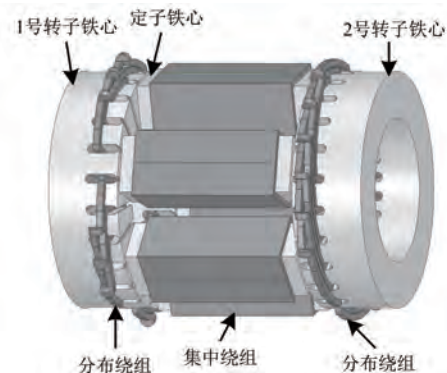


图 1 定子 FSCW DRSM 三维结构模型

Fig. 1 3D structural model of stator FSCW DRSM

DRSM 定转子电磁耦合工作原理如图 2 所示。图 2 中, I_{r1} 、 I_{r2} 分别为 1、2 号转子励磁电流; I_s 为定子励磁电流; F_{r1} 、 F_{r2} 分别为 1、2 号转子的磁动势; F_s 为定子励磁磁动势; p_{v1} 、 p_{v2} 分别为 1、2 号转子谐波磁动势极对数; p_{vs} 为定子磁场谐波磁动势极对数。

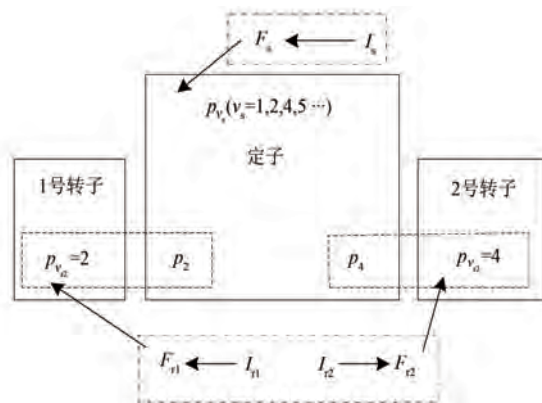


图 2 FSCW DRSM 定转子电磁耦合工作原理

Fig. 2 Working principle of electromagnetic coupling between stator and rotors in FSCW DRSM

FSCW DRSM 根据不同极槽数组合, 其绕组

连接方式也不同, 定子槽数 Q 和极对数 p 应满足 $Q=2p\pm 1, Q=2p\pm 2, Q=2p\pm 4$ 三种情况。定子 6 槽满足 $Q=2p\pm 2$ 极槽数配比, 则 p_2 和 p_4 为定子绕组磁动势的一对主导极对数, 含有偶数次谐波。转子磁动势: 1 号转子绕组节距 y_1 为 6, 在 1 号气隙圆周处产生 2 对极谐波磁动势; 2 号转子绕组节距 y_2 为 3, 在 2 号气隙圆周处产生 4 对极谐波磁动势。定子绕组: 按照 2 对极主导谐波绕制相当于按照 4 对极主导谐波反向绕制, 且两谐波方向相反。能量交换: 定子 2 对极、4 对极主导谐波磁动势分别与两转子磁动势强耦合, 进行能量交换。

图 3 为 DRSM 空载运行状态的磁路模型。以 1 号转子绕组激励为例, 磁通路径为: 1 号转子齿部 \rightarrow 1 号气隙 \rightarrow 定子 \rightarrow 2 号气隙 \rightarrow 2 号转子齿部 \rightarrow 再返回, 形成闭合路径。图中: F_r 为转子磁动势; R_{air1}, R_{air2} 分别为 1 号气隙磁阻、2 号气隙磁阻; R_s, R_r 和 R_l 分别为定子磁阻、转子磁阻和转子漏磁阻。

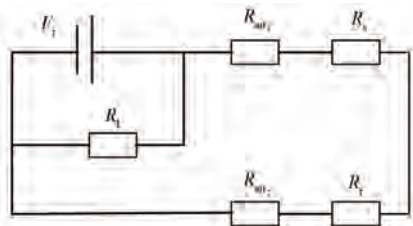


图 3 FSCW DRSM 单转子激励磁路模型
Fig. 3 Magnetic circuit model of single-rotor excitation in FSCW DRSM

2 气隙磁密及电磁力密度

2.1 定转子磁动势

对空间角度位置为 θ_k 的单个线圈, 通入大小为 I 的直流激励, 气隙周向磁动势的表达式为

$$F_c = \begin{cases} NI, & \theta \in \left[\theta_k + \omega_r t - \frac{\pi}{p}, \theta_k + \omega_r t \right] \\ -NI, & \theta \in \left[\theta_k + \omega_r t, \theta_k + \omega_r t + \frac{\pi}{p} \right] \end{cases} \quad (1)$$

式中: N 为单个线圈匝数; I 为直流励磁电流; θ_k 为线圈轴线位置; θ 为定子空间机械角度; p 为极对数; ω_r 为转子机械角速度。

转子产生的主磁场磁动势经过傅里叶级数分

解后, 可表示为

$$F_r(\theta, t) = \sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m,v} \cos[vp(\theta - \omega_r t)] \quad (2)$$

式中: v 为转子磁动势谐波次数; $F_{m,v}$ 为各谐波磁动势幅值, 其表达式为

$$F_{m,v} = \frac{4}{\pi v} \frac{N_c I}{2p} \sin\left(v \frac{\pi y}{2\tau}\right) \frac{\sin\left(\frac{vq\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{v\alpha}{2}\right)} \quad (3)$$

式中: y 为绕组节距; τ 为绕组极距; q 为每极槽数; α 为槽距电角度; N_c 为线圈总匝数; $\sin(v\pi y/2\tau)$ 为转子绕组所产生的 v 次谐波合成磁动势的短距系数 $k_{w,v}$; $\sin(vq\alpha/2)/[q \sin(v\alpha/2)]$ 为 v 次谐波合成磁动势的分布系数 k_q 。

匝数为 N_s 的线圈绕制在齿槽比为 r_s 、槽数为 Q_s 的定子单个齿上, 具体结构如图 4 所示, r_s 表达式如式(4)所示。图中, 定子齿宽为 a , 对应的机械角度为 θ_a ; 定子槽宽为 b , 对应的机械角度为 θ_b , 且线圈中通入大小为 $i(t) = I_s \cos(\omega t)$ 的电流激励。

$$r_s = \frac{a}{b} = \frac{\theta_a}{\theta_b} \quad (4)$$

$$\theta_a = \frac{2\pi r_s}{(1+r_s)Q_s} \quad (5)$$

$$\theta_b = \frac{2\pi}{(1+r_s)Q_s} \quad (6)$$

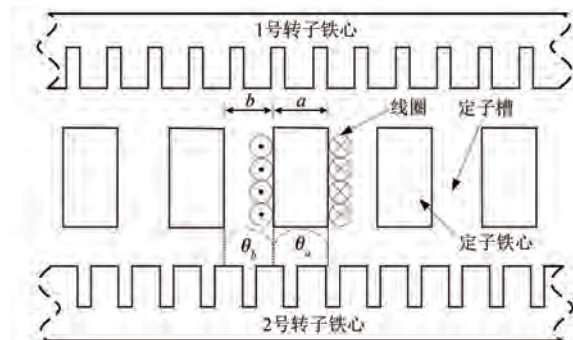


图 4 FSCW 定子单个齿线圈结构

Fig. 4 Structure of a single tooth coil in FSCW stator

以定子齿轴线为机械角度 0, 单个 N_s 匝线圈在气隙圆周上产生的磁动势如图 5 所示。

在齿轴线 $[-\theta_a/2, \theta_a/2]$ 机械角度范围内产生磁动势幅值为 $N_s I_s$ 的矩形波; 在齿轴线 $[-\pi, -\theta_a/2]$ 或 $[\theta_a/2, \pi]$ 机械角度范围内产生磁动势为负的矩形波, y 轴正方向的矩形面积大小等于

负方向面积大小之和, 则该线圈在气隙圆周上产生的磁动势如式(7)所示:

$$F_1(\theta, t) = \begin{cases} N_s I_s \cos(\omega t) \cos \theta, & -\frac{\theta_a}{2} < \theta < \frac{\theta_a}{2} \\ -\frac{r_s N_s I_s}{(1+r_s)Q_s - r_s} \cos(\omega t) \cos \theta, & \\ -\pi < \theta < -\frac{\theta_a}{2} \text{ 或 } \frac{\theta_a}{2} < \theta < \pi \end{cases} \quad (7)$$

式中: ω 为激励电角速度; $F_1(\theta, t)$ 为定子单个齿线圈产生的磁动势。

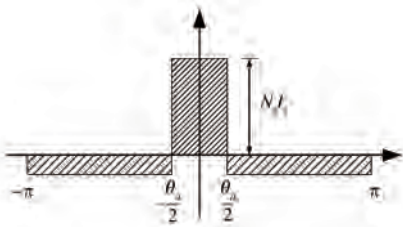


图 5 单个线圈气隙周向磁动势

Fig. 5 Circumferential magnetomotive force of a single coil in the air gap

对式(7)进行傅里叶级数分解, 得到各次谐波合成磁动势, 如式(8)所示:

$$F_m(\theta, t) = \cos(\omega t) \sum_{\mu} F_{1\mu} \cos(\mu\theta) \quad (8)$$

式中: μ 为定子磁动势谐波次数; $F_{1\mu}$ 为定子单个齿线圈产生的 μ 次谐波磁动势脉振幅值, 可表示为

$$F_{1\mu} = \frac{2\sqrt{2}N_s I_s}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\theta_a}{2}} \cos(\mu\theta) d\theta - \int_{\frac{\theta_a}{2}}^{\pi} \frac{r_s}{(1+r_s)Q_s - r_s} \cos(\mu\theta) d\theta \right] \quad (9)$$

式(9)可化简为

$$F_{1\mu} = \frac{2\sqrt{2}N_s I_s}{\pi\mu} k_{y,\mu} \quad (10)$$

式中: $k_{y,\mu}$ 为定子绕组的短距因数, 其表达式为

$$k_{y,\mu} = \sin\left(\mu \frac{\pi}{Q_s}\right) \quad (11)$$

由式(8)可知, 单个齿上线圈产生的 μ 次谐波磁动势为脉振磁动势: 任意 t 时刻, 磁动势在空间以余弦分布, 当 t 为 $2k\pi/\omega$ 时, 在齿轴线处谐波磁动势均为最大值; 当 t 为 $(2k+1)\pi/\omega$ 时, 在齿轴线处谐波磁动势均为最小值。

FSCW 槽距电角 α 为 $2\pi/3$, 规定逆时针方向为正方向, 对定子 FSCW 进行排布和相位划分。单相绕组两个线圈分别产生的磁动势向量相位差为 2π , 以定子 A 相绕组为例, 产生的 μ 次谐波合成磁动势表达式为

$$F_A(\theta, t) = \frac{2\sqrt{2}N_s I_s}{\pi\mu} k_{y,\mu} \cos(\omega t) \cdot [\cos(\mu\theta) + \cos\mu(\theta + 2\pi)] \quad (12)$$

式中: $F_A(\theta, t)$ 为定子 A 相绕组产生的磁动势。

定子三相集中绕组通入对称交流电流激励后, 各次谐波合成磁动势如式(13)所示:

$$F_{ABC}(\theta, t) = \sum_{\mu} F_{m,\mu} \cos(\mu\theta - \omega t) = \sum_{\mu} \frac{4\sqrt{2}N_s I_s}{\pi\mu} k_{y,\mu} \left[\cos(\omega t) \cos(\mu\theta) + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\mu\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\mu\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (13)$$

式中: $F_{m,\mu}$ 为定子三相合成磁动势 μ 次谐波幅值; $\mu = 2mk/b + 1, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 。

2.2 气隙磁密

为方便分析气隙磁密, 忽略电机铁心饱和效应; 根据磁势-磁导法^[16], 气隙磁导 $\Lambda(\theta, t)$ ^[17-18]、磁动势和磁通密度的关系式为

$$B_z(\theta, t) = f(\theta, t) \cdot \Lambda(\theta) = [F_s(\theta, t) + F_r(\theta, t)] \cdot \Lambda(\theta) \quad (14)$$

$$\Lambda(\theta) = \Lambda_0 + \sum_i \Lambda_i \cos(iQ_s\theta) \quad (15)$$

式中: $f(\theta, t)$ 为气隙磁动势; $B_z(\theta, t)$ 为定子铁心表面空间角度 θ 处的轴向气隙磁密; i 为磁导谐波次数; Λ_0 为平均磁导; Λ_i 为第 i 次磁导谐波幅值, 其大小与槽口宽度和气隙长度的比值有关。

气隙合成磁场由转子直流励磁磁动势和定子励磁磁动势分别经气隙磁导调制后叠加而成^[19-21], 气隙磁密表达式为

$$B_z(\theta, t) = \left[\sum_v F_{m,v} \cos v p(\theta - \omega_r t) + \sum_{\mu} F_{m,\mu} \cos(\mu\theta - \omega t) \right] \cdot \Lambda(\theta) = \sum_v F_{m,v} \Lambda_0 \cos v p(\theta - \omega_r t) + \sum_{\mu} F_{m,\mu} \Lambda_0 \cos(\mu\theta - \omega t) +$$

$$\frac{1}{2} \sum_v \sum_i F_{m,v} \Lambda_i \cos[(vp \pm iQ_s)\theta - vp\omega_r t] + \frac{1}{2} \sum_\mu \sum_i F_{m,\mu} \Lambda_i \cos[(\mu \pm iQ_s)\theta - \omega t] = B_1 + B_2 + B_3 + B_4 \quad (16)$$

式中: B_1 、 B_2 分别为转子磁场、定子磁场与气隙平均磁导调制; B_3 、 B_4 分别为转子磁场和定子磁场与定子开槽引起的气隙齿磁导调制。

转子直流励磁磁场和定子电枢反应磁场自身包含丰富的空间谐波, 旋转的磁场波与静止的齿槽磁导谐波相互作用, 进而产生新的磁场边带谐波。例如, 转子磁场 v 次谐波 $F_{m,v} \cos[vp(\theta - \omega t)]$ 与磁导第 i 次谐波 $\Lambda_i \cos(iQ\theta)$ 相互作用, 产生的气隙磁密为 $B_{m,vi} [\cos(C\theta - vp\omega t) + \cos(D\theta - vp\omega t)]$ 。其中, $C = vp + iQ_s$ 、 $D = vp - iQ_s$, C 、 D 为空间阶数, vp 为时间次数。

2.3 电磁力密度

在轴向磁通 DRSM 中, 电磁力作用于无轭定

$$F_z(\theta, t) = \frac{\left[\sum_v F_{m,v} \cos vp(\theta - \omega t) + \sum_\mu F_{m,\mu} \cos(\mu\theta - \omega t) \right]^2 \Lambda^2(\theta)}{2\mu_0} = \frac{1}{2\mu_0} (B_1 + B_2 + B_3 + B_4)^2 = \frac{1}{2\mu_0} [B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 + B_4^2 + 2(B_1B_2 + B_1B_3 + B_1B_4 + B_2B_3 + B_2B_4 + B_3B_4)] \quad (19)$$

根据式(19)的积化和差变换, 可分析电磁力密度的时空特性。空载和负载运行状态下电磁力波的来源及空间阶数和时间次数, 如表 1、2 所示。

表 1 空载状态电磁力波来源及时空特性

Tab.1 Sources and spatiotemporal characteristics of electromagnetic force waves under no-load condition

电磁力波来源	空间阶数	时间次数
转子主磁场	$(v_1 \pm v_2)p$	$(v_1 \pm v_2)$
转子谐波与齿磁导	$(v_1 \pm v_2)p \pm (i_1 \pm i_2)Q_s$	$(v_1 \pm v_2)$
	$(v_1 \pm v_2)p \pm iQ_s$	$(v_1 \pm v_2)$

空载工况下, 电磁力密度仅由励磁磁场及其与定子槽效应的相互作用决定。由表 1 可知, 转子励磁谐波磁场相互作用产生的电磁力波空间阶次为极对数的偶数倍; 定子槽引入了以定子槽数为基周期的空间谐波分量, 且空间阶数 $(v_1 \pm v_2)p \pm (i_1 \pm i_2)Q_s$ 必为定子槽数和极数的最大公约数的 $GCD(2p, Q_s)k$ 倍 (k 为正整数), 其时间次数均为偶数次。

子左右两个齿面上, 由于电磁力波的作用进而产生振动, 利用麦克斯韦应力张量法求取气隙轴向电磁力密度, 如式(17)所示:

$$F_z(\theta, t) = \frac{B_z^2(\theta, t) - B_\theta^2(\theta, t) - B_t^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (17)$$

式中: $B_z^2(\theta, t)$ 为轴向电磁力密度; $B_\theta^2(\theta, t)$ 为径向电磁力密度; $B_t^2(\theta, t)$ 为切向电磁力密度; $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m 为真空磁导率。

硅钢片的磁导率远大于空气磁导率, 忽略铁心磁阻。气隙磁通大部分沿着轴向方向垂直进入定转子铁心, 径向和切向分量可忽略, 则式(17)可简化为

$$F_z(\theta, t) = \frac{B_z^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (18)$$

将式(16)代入式(18)中, 得到气隙轴向电磁力表达式为

表 2 负载状态电磁力波来源及时空特性

Tab.2 Sources and spatiotemporal characteristics of electromagnetic force waves under load condition

电磁力波来源	空间阶数	时间次数
转子主磁场	$(v_1 \pm v_2)p$	$(v_1 \pm v_2)$
定子磁场	$(\mu_1 \pm \mu_2)p$	1 ± 1
转子谐波与齿磁导	$(v_1 \pm v_2)p \pm (i_1 \pm i_2)Q_s$	$(v_1 \pm v_2)$
	$(v_1 \pm v_2)p \pm iQ_s$	$(v_1 \pm v_2)$
定子谐波与齿磁导	$(\mu_1 \pm \mu_2)p \pm (i_1 \pm i_2)Q_s$	1 ± 1
	$(\mu_1 \pm \mu_2)p \pm iQ_s$	1 ± 1
转子与定子磁场	$(v \pm \mu)p$	$v \pm 1$
定转子与齿磁导	$(v \pm \mu)p \pm iQ_s$	$v \pm 1$
	$(v \pm \mu)p \pm (i_1 \pm i_2)Q_s$	$v \pm 1$

由表 2 可知, 与空载工况相比, 负载状态下电磁力波磁场来源丰富, 力波的空间阶数可归为三类: $(v_1 \pm v_2)p \pm (i_1 \pm i_2)Q_s$ 、 $(\mu_1 \pm \mu_2)p \pm (i_1 \pm i_2)Q_s$ 和 $(v \pm \mu)p \pm (i_1 \pm i_2)Q_s$ 。由表 1 可知, 这三类电磁力波的空间阶数均为 $GCD(2p, Q_s)k$, 时间次数为偶数次倍频。

3 样机仿真模型验证与分析

3.1 样机仿真模型验证

为验证本文建立的有限元模型的准确性,基于空载感应电动势对仿真模型进行校验,搭建空载工况试验平台,如图 6 所示。空载状态下,1 号转子转速为 150 r/min,2 号转子转速为 -75 r/min,定子绕组开路,录波仪记录定子三相感应电动势。样机结构参数如表 3 所示。

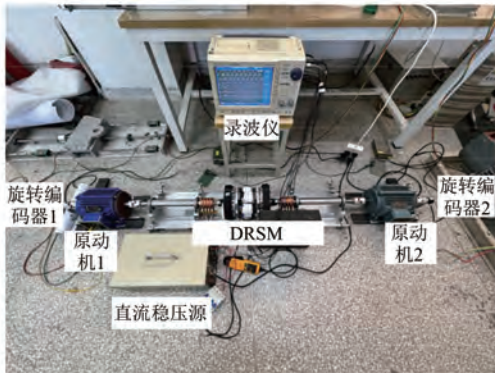


图 6 样机空载反电势试验平台

Fig. 6 No-load back electromotive force experiment platform for prototype

表 3 样机结构参数

Tab. 3 Structural parameters of the prototype

参数名称	参数值
1,2 号转子内径/mm	48.6
1,2 号转子外径/mm	78.6
1,2 号转子轴向长度/mm	40
定子轴向长度/mm	120
定子槽数	6
定子线圈匝数	100
气隙长度/mm	1.5
1,2 号转子线圈匝数	40
1,2 号转子槽数	24

空载工况定子三相感应电压波形试验值和仿真值的对比如图 7 所示。总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 的表达式为

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} E_n^2}}{E_1} \times 100\% \quad (20)$$

根据式(20)计算可得,仿真 THD 为 12.14%,试验 THD 为 8.24%。有限元仿真模型能够较准

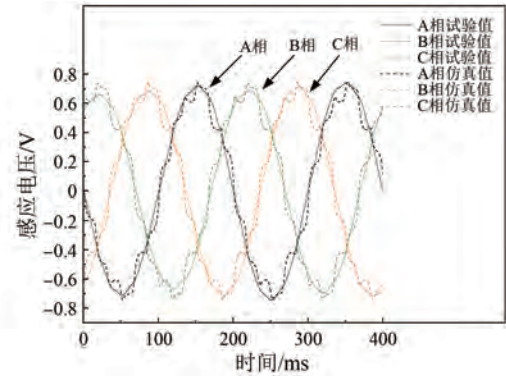


图 7 空载工况定子三相感应电压波形

Fig. 7 Stator three-phase induced voltage waveforms under no-load condition

确地反映该 DRSM 的电磁特性。

3.2 空载电磁力 FEM 分析

空载工况下,转子直流激励为 3 A,1 号转子转速为 150 r/min,2 号转子转速为 -75 r/min,定子绕组开路且电流激励为零,定转子气隙中不存在电枢磁场,电磁力密度完全由励磁磁场及其与定子槽效应相互作用决定。空载电磁力波时空分布如图 8 所示,其中 (n, mf) 表示空间阶数为 n 、时间次数为 m 的力波, f 为电角频率。

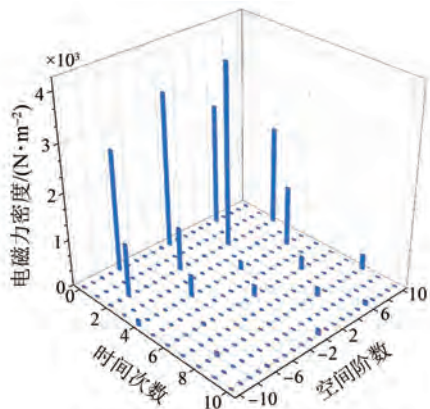
由图 8 可知,1、2 号气隙电磁力波空间阶数主要为 2 阶及其整数倍次,即为 $GCD(2p, Q_s)k$, $k = 0, 1, 2, 3 \dots$; 最低非零次空间阶数均为 $GCD(2p, Q_s)$, 即为 2, 且时间次数均为偶数倍频,与理论分析一致。

仿真结果表明,1 号气隙极对数 $p=2$, 主导力波为 $(4, 2f)$ 和 $(0, 0f)$, 由磁密基波相互作用产生; 次要力波 $(0, 6f)$ 、 $(8, 4f)$ 和 $(10, 2f)$, 源于转子磁密基波与一阶定子齿谐波相互作用。对于时间次数相同、空间阶数相差 6 及 6 的整数倍的两个力波, 主要由磁导调制产生, 其只改变空间分布, 不改变时间特性。2 号气隙电磁力波同理。

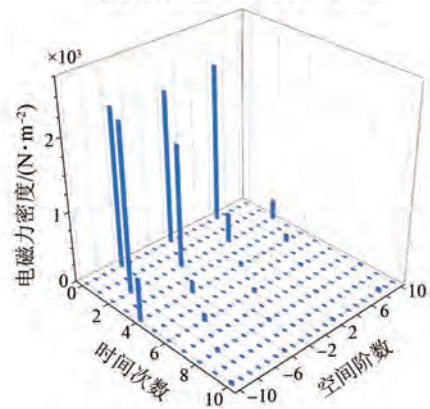
3.3 负载电磁力 FEM 分析

空载工况下,对定子三相绕组施加有效值为 1 A、频率为 5 Hz 的三相对称电流激励,分析电枢反应对气隙磁场及电磁力波的影响。不同工况下 1 号气隙电磁力密度空间波形如图 9 所示,其快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 结果如图 10 所示。

由图 10 可知,1 号气隙负载状态下轴向电磁



(a)1号气隙定子齿面电磁力密度



(b)2号气隙定子齿面电磁力密度

图 8 空载电磁力波时空分布

Fig. 8 Spatiotemporal distribution of electromagnetic force waves under no-load condition

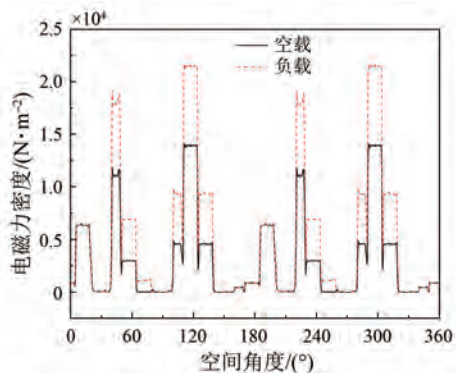


图 9 不同工况下 1 号气隙电磁力密度空间波形

Fig. 9 Spatial waveforms of electromagnetic force density in air gap 1 under different operating conditions

力空间分布波形产生畸变,电枢反应磁动势使气隙磁密幅值和相位发生变化,导致电磁力主要谐波分量幅值增大,2 阶、4 阶及 10 阶力波分别增大 144.79%、57.47% 和 23.61%,可能导致电机振动

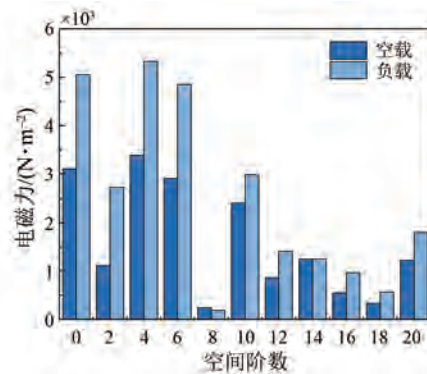
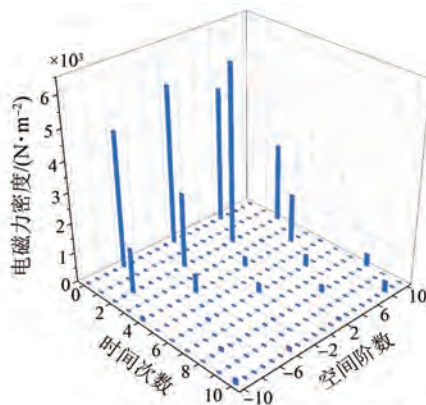


图 10 不同工况下 1 号气隙电磁力密度 FFT 结果

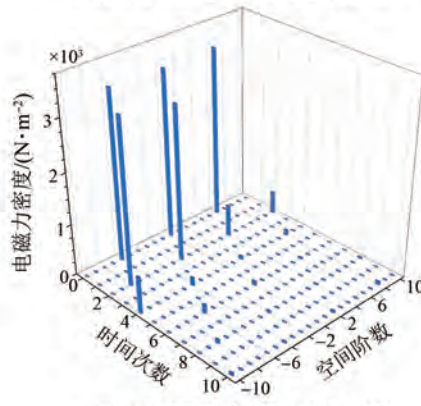
Fig. 10 FFT results of electromagnetic force density in air gap 1 under different operating conditions

和噪声剧烈。

负载工况下,电磁力密度二维 FFT 分析结果如图 11 所示。由图 11 可知,力波空间阶数为 $GCD(2p, Q_s)k, k=0, 1, 2, 3, \dots$, 且时间倍频均为偶数次,与理论分析吻合。与空载工况对比,负载不



(a)1号气隙定子齿面电磁力密度



(b)2号气隙定子齿面电磁力密度

图 11 负载电磁力波时空分布

Fig. 11 Spatiotemporal distribution of electromagnetic force waves under load condition

改变力波的时空阶数, 主要对原有力波幅值进行调制。

3.4 无轭定子引入齿靴结构

为抑制特定阶次电磁力波, 降低电磁振动和噪声, 本文采用无轭定子并引入齿靴结构, 如图 12 所示。其中, 无轭定子周向宽度为 38 mm, 槽口宽度为 20 mm, 齿靴单侧周向宽度为 7 mm。

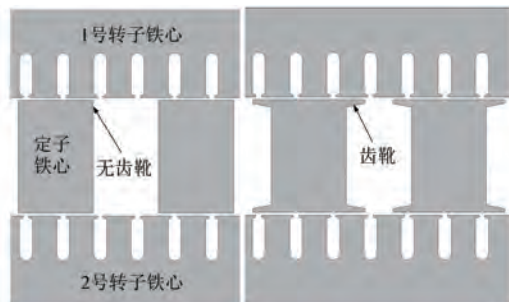


图 12 定子有无齿靴结构

Fig. 12 Stator structure with/without tooth shoes

由图 12 可知, DRSM 的主导力波除了由转子基波磁动势相互作用产生的 0 阶和 $2p$ 阶力波外, 最低非零阶力波及其余主导力波由定子磁动势与一阶磁导调制产生。由式 (15) 可知, 气隙磁导沿周向以定子槽数为空间基频周期性变化, 根据傅里叶正交性, 一阶磁导系数可表示为

$$\Lambda_1 = \frac{2}{T} \int_0^T \Delta\Lambda(\theta) \cos(Q_s \theta) d\theta \quad (21)$$

式中: $T=2\pi/Q_s$; $\Delta\Lambda$ 为磁导起伏项。

齿靴通过展宽气隙磁导空间谱, 增大槽口附近磁导, 减小齿顶与槽口的磁导差异, 从而削弱一阶磁导谐波。

电磁力对定子的振动贡献与空间阶数的 4 次方成反比, 时间次数为 0 的作用力只对定子造成形变, 不会产生振动和噪声, 因此最低非零空间阶数电磁力波对振动和噪声的影响极大。相比于无轭定子, 引入齿靴的定子通过改变齿顶区域的气隙磁导分布, 等效减小了主磁通的气隙磁阻, 转子基波磁密幅值增加, 定子齿谐波含量大量减小, 导致电磁力波幅值减小。定子无齿靴和引入齿靴结构后, 1 号气隙电磁力密度如图 13 所示, 其 FFT 结果如图 14 所示。

由表 2 计算可知, 1 号气隙 0 阶和 4 阶力波主要由转子基波磁动势相互作用产生; 2 阶、6 阶和 10 阶主要由一阶磁导调制产生; 8 阶、12 阶、14

阶和 16 阶主要由二阶磁导调制产生。

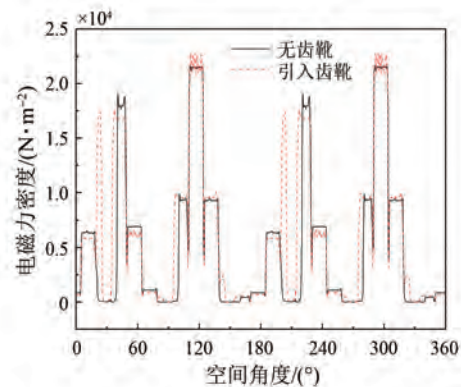


图 13 定子无齿靴和引入齿靴结构后, 1 号气隙电磁力密度对比

Fig. 13 Comparison of electromagnetic force density at air gap 1 before and after introducing the tooth shoe structure

由图 14 可知, 定子引入齿靴后, 定转子基波磁密相互作用产生的 0 阶和 4 阶力波幅值分别增加了 20.05% 和 22.16%; 定转子基波磁密与一阶磁导调制产生的 2 阶、6 阶和 10 阶力波幅值分别降低了 31.01%、30.10% 和 32.31%; 而其余二阶磁导调制所产生的高阶力波相应增大。

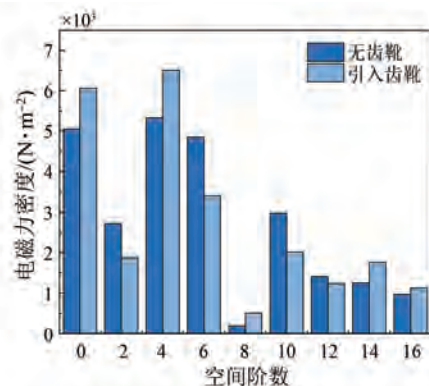


图 14 定子无齿靴和引入齿靴结构后, 1 号气隙电磁力密度 FFT 结果

Fig. 14 FFT results of electromagnetic force density at air gap 1 before and after introducing the tooth shoe structure

1 号气隙定子有无齿靴的振动加速度 FEM 分析如图 15 所示。由图 15 可知, 引入齿靴后 2 倍频振动加速度有微小增大, 4 倍频振动加速度显著减小。

定子有无齿靴电机的噪声 FEM 分析如图 16 所示。由图 16 可知, 70 Hz 以下频段, 引入齿靴结

构后噪声略有增加;70 Hz 以上频段,引入齿靴结构后噪声显著降低。该结果表明,定子引入齿靴结构能较好地抑制特定频率对电机振动和噪声的影响。

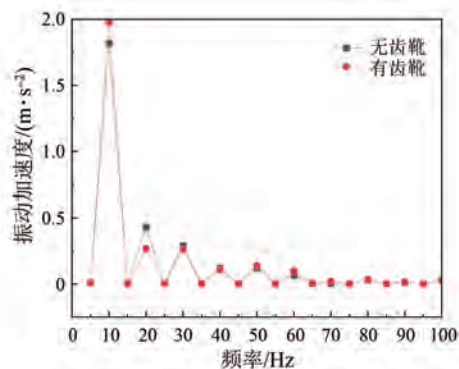


图 15 1 号气隙定子有无齿靴的齿面振动加速度

Fig. 15 Vibration acceleration on tooth surface of air gap 1 with and without stator tooth shoe structure

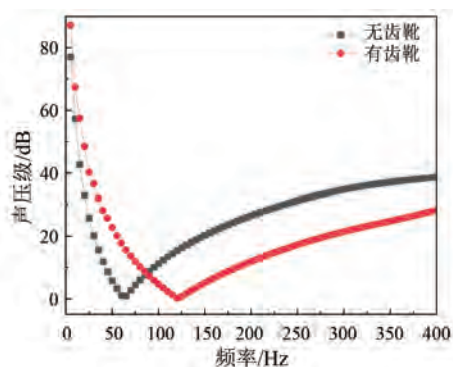


图 16 定子有无齿靴电机的噪声声压级分布情况

Fig. 16 Sound pressure level distribution of motor noise with and without stator tooth shoe structure

4 结语

本文以一台定子 6 槽 1 号转子 2 对极、2 号转子 4 对极 FSCW DRSM 为研究对象,对定转子磁动势进行分析。通过磁势-磁导法推导气隙磁密,并利用麦克斯韦张量法分析电磁力来源和时空特性。搭建样机空载反电势试验平台验证仿真模型的准确性,将理论与有限元仿真进行对比分析。主要结论如下。

(1) 定转子磁动势分析表明,最低非零空间阶次力波为电机定子槽数和极数的最大公因数 $GCD(2p, Q_s)$; 且所有电磁力波空间阶数均为 $GCD(2p, Q_s)k$, k 为正整数;时间次数均为偶数次

倍频。引入负载电枢电流,不会改变电磁力波的时空特性,只影响其幅值大小。

(2) 电磁力波幅值受定子开槽调制影响显著。与定子无齿靴结构相比,有齿靴结构时,负载工况下 2 对极转子气隙定子齿表面处大多数高阶次力波幅值有所增大,但最低非零阶次电磁力波幅值降低了 31.01%,有效减小最低非零阶次力波引起的电机振动和噪声。

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

骆皓、王明超进行了方案设计、内容总结与论文撰写,胡皓宇、倪喜军、丁嘉睿参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

Luo Hao and Wang Mingchao carried out the scheme design, content summary and paper writing, while Hu Haoyu, Ni Xijun and Ding Jiarui reviewed and revised the paper. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] 陈会崇, 宋承林. 分数槽集中绕组定子磁动势的分解[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(1): 62-68.
Chen H C, Song C L. Decomposition of stator magnetomotive force of fractional-slot concentrated winding [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 62-68.
- [2] 吴刚, 翟长春. 多层分数槽集中绕组的谐波磁动势分析[J]. 电工技术, 2023(5): 208-210+213.
Wu G, Zhai C C. Analysis of harmonic magnetodynamic potential of multilayer fractional slot centralized winding [J]. Electric Engineering, 2023 (5): 208-210+213.
- [3] 杨公德, 陈宗孝, 林明耀. 基于气隙磁通密度谐波相位调节的分数槽集中绕组 PMSM 不平衡磁拉力抑制[J]. 电工技术学报, 2025, 40(22): 7179-7192.

- Yang G D, Chen Z X, Lin M Y. Unbalance magnetic force suppression in fractional slot concentrated winding PMSM based on phase regulation of air-gap flux density harmonics [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40 (22): 7179-7192.
- [4] 翟长春, 骆皓, 吴刚, 等. 分数槽集中绕组双馈感应电机电磁特性分析[J]. 微电机, 2023, 56(1): 18-23+28.
- Zhai C C, Luo H, Wu G, et al. Analysis of electromagnetic characteristics of fractional slot concentrative winding doubly-fed induction motor [J]. Micromotors, 2023, 56(1): 18-23+28.
- [5] 孙珂. 分数槽集中绕组永磁电机转矩脉动抑制与性能优化研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2022.
- Sun K. Research on torque ripple suppression and performance optimization of permanent magnet motors with fractional-slot concentrated windings [D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2022.
- [6] EL-Refaie A M. Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: opportunities and challenges [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(1): 107-121.
- [7] 吴胜男, 顾少聪, 佟文明. 表贴式高速永磁电机电磁振动抑制方法研究[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(8): 70-81.
- Wu S N, Gu S C, Tong W M. Research for electromagnetic vibration suppression methods of surface-mounted high-speed permanent magnet motor [J]. Electric Machines and Control, 2025, 29(8): 70-81.
- [8] 王涛. 车载永磁同步电机的振动噪声以及电磁力特性研究[D]. 长安: 长安大学, 2020.
- Wang T. Research on vibration, noise and electromagnetic force characteristics of vehicle permanent magnet synchronous motor [D]. Chang'an: Chang'an University, 2020.
- [9] 王伟, 黄开胜, 杜晓彬. 基于解析法和有限元法的PMSM电磁力波分析[J]. 微特电机, 2019, 47(8): 28-34.
- Wang W, Huang K S, Du X B. Analysis of electromagnetic force wave of permanent magnet synchronous motor based on analytical method and finite element method [J]. Small & Special Electrical Machines, 2019, 47(8): 28-34.
- [10] Zhu Z Q, Xia Z P, Wu L J, et al. Analytical modeling and finite-element computation of radial vibration force in fractional-slot permanent-magnet brushless machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(5): 1908-1918.
- [11] 尧磊. 永磁同步电机电磁力波作用机理及电磁振动抑制技术[D]. 杭州: 浙江大学, 2024.
- Yao L. Functioning mechanism of electromagnetic force harmonics and techniques for electromagnetic vibration suppression in PMSMs [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2024.
- [12] 杨超锐. 分数槽集中绕组永磁同步电机电磁振动分析与抑制[D]. 杭州: 浙江大学, 2023.
- Yang C R. Analysis and suppression of electromagnetic vibration for fractional-slot concentrated winding permanent magnet synchronous motor [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2023.
- [13] 宋鹏, 陈玮, 周石, 等. 分数槽集中绕组永磁同步电机电磁振动分析[J]. 防爆电机, 2021, 56(3): 23-26.
- Song P, Chen W, Zhou S, et al. Electromagnetic vibration analysis of permanent-magnet synchronous motor with fractional-slot concentrated windings [J]. Explosion-Proof Electric Machine, 2021, 56(3): 23-26.
- [14] 李军辰. 永磁同步电动机转子偏心电磁力波分析和振动噪声研究[D]. 济南: 山东大学, 2023.
- Li J C. Analysis of electromagnetic force and research on vibration and noise of permanent magnet synchronous motor with rotor eccentricity [D]. Ji'nan: Shandong University, 2023.
- [15] Xue Z W, Liu X. Analysis of radial electromagnetic force for permanent magnet generator with motion rectifier [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2025, 20(4): 2289-2300.
- [16] 汤蕴缪, 梁艳萍. 电机学[M]. 5版. 北京: 机械工业出版社, 2014: 12-28.
- Tang Y Q, Liang Y P. Electrical engineering [M]. 5th ed. Beijing: China Machine Press, 2014: 12-28.
- [17] 王子刚, 骆皓, 吉薇, 等. 分数槽集中绕组双转子异步电机谐波抑制方法[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(6): 669-679.
- Wang Z G, Luo H, Ji W, et al. Fractional slot concentrated winding double rotor asynchronous motor harmonic suppression method [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(6): 669-679.

- [18] 张一鸣, 骆皓, 朱正鹏, 等. 分数槽集中绕组双转子异步电机起动转矩特性分析[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(4): 422-431.
Zhang Y M, Luo H, Zhu Z P, et al. Analysis of starting torque characteristics of fractional-slot concentrated winding dual-rotor asynchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(4): 422-431.
- [19] Tang G J, Cheng L H, Sun K, et al. Time-frequency characteristics of electromagnetic force and vibration in synchronous generator end winding consideration load variation [J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2025, 77(4): 233-248.
- [20] 周明杰, 骆皓, 高阳, 等. 分数槽集中绕组单转子感应电机偏心故障分析[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(3): 305-314.
Zhou M J, Luo H, Gao Y, et al. Fault analysis of single-rotor induction motor with fractional slot concentrated winding [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(3): 305-314.
- [21] 任明洋, 骆皓, 朱坤硕, 等. 基于空间极对数宽频带耦合的双转子同步风力发电机电磁特性分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(11): 85-95.
Ren M Y, Luo H, Zhu K S, et al. Electromagnetic characteristics analysis of dual-rotor synchronous wind generator based on wideband coupling of spatial pole pairs [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(11): 85-95.

收稿日期:2026-01-15

收到修改稿日期:2026-03-23

作者简介:

骆 皓(1978—),男,博士,教授,研究方向为双馈风力发电机及交流励磁控制技术,5188051@qq.com;

* 通信作者:骆 皓(1978—),男,博士,教授,研究方向为双馈风力发电机及交流励磁控制技术,5188051@qq.com。