

空间宽频带磁场耦合的定子变齿槽比分立 模块化对转双转子同步发电机电磁特性分析

胡皓宇¹, 骆皓^{1,2*}, 倪喜军^{1,2}, 卞超飞³, 杨雨波¹, 杜昊皓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;

3. 江苏和谐新能源科技有限公司, 江苏 徐州 221316)

Electromagnetic Characteristics Analysis of a Discrete-Modular Counter-Rotating Dual-Rotor Synchronous Generator with Variable Tooth-Slot Ratio Stator for Spatial Wide-Band Magnetic Field Coupling

HU Haoyu¹, LUO Hao^{1,2*}, NI Xijun^{1,2}, BIAN Chaofei³, YANG Yubo¹, DU Jionghao¹

(1. School of Electric Power Engineering, School of ShenGuorong,

Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

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

3. Jiangsu Hexie New Energy Technology Co., Ltd., Xuzhou 221316, China)

Abstract: [Objective] This paper proposes and designs an axial-flux discrete-modular counter-rotating dual-rotor synchronous generator (DM-AF-CRDRSG), aiming to achieve wide-band potential modulation and stable power generation under multi-pole-pair magnetic field coupling.

[Methods] Firstly, the stator of the motor was designed with a rectangular iron core, 6-slot three-phase fractional-slot concentrated winding. The dual-rotor excitation (2/4 poles) was selectively coupled with the dominant component of the stator magnetomotive force. Then, a prototype test platform was built, and no-load and load tests were conducted, with the results compared to simulations. Next, 11 magnetically equivalent two-dimensional finite element models were constructed using Ansys Maxwell software, with tooth-slot ratios ranging from 1 to 3 in equal steps, and the voltage waveforms characteristics under different tooth-slot ratios were

studied. Finally, the results of the Maxwell 2D models were superimposed and converted to the prototype model, and the induced voltage waveforms and harmonic spectrum characteristics of the simulation and experiment were compared and analyzed to verify the feasibility of the motor topology. [Results] The induced voltage waveforms from both the simulation and experiment exhibited good sinusoidal characteristics and were found to be basically consistent. Although the harmonic content in the simulation results was higher and the amplitude was slightly larger, the consistency between the two still verified the correctness and effectiveness of the DM-AF-CRDRSG structural design. [Conclusion] The DM-AF-CRDRSG designed in this paper exhibits excellent spatial potential modulation capability and stable power generation performance under wide-band magnetomotive force excitation.

Key words: axial-flux; discrete-modular; counter-rotating dual-rotor synchronous generator; induced voltage

基金项目: 2025 年江苏省大学生实践创新训练计划项目 (202511276008); 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); 中国博士后科学基金面上项目 (2017M621086)

2025 Jiangsu Province College Students' Innovation and Entrepreneurship Training Program (202511276008); Project supported by Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network (XTCX202405); General Program of China Postdoctoral Science Foundation (2017M621086)

摘要: [目的] 本文提出并设计了一种轴向磁通分立模块化对转双转子同步发电机 (DM-AF-CRDRSG), 旨在实现多极对磁场耦合下的宽频电势调制与稳定发电。【方法】首先, 电机定子采用矩形铁心 6 槽三相分数槽集中绕组, 双转子激励 (2/4 极) 与定子磁动势主导分量实现选择性耦合。其次, 搭建样机试验平台, 进行空载与负载试验,

并与仿真结果对比。然后,利用 Ansys Maxwell 软件构建了 11 个磁路等效的二维有限元模型,齿槽比从 1 到 3 按等差分布,研究不同齿槽比下的电压波形特征。最后,将 Maxwell 2D 模型结果叠加折算至样机模型,对比分析仿真与试验的感应电压波形及谐波频谱特性,验证电机拓扑的可行性。【结果】仿真与试验的感应电压波形均呈现良好正弦性,且基本吻合。虽然仿真结果的谐波含量较高、幅值略大,但两者的一致性仍验证了 DM-AF-CRDRSG 结构设计的正确性与有效性。【结论】本文设计的 DM-AF-CRDRSG 在宽频磁动势驱动下具备良好的空间电势调制能力与稳定发电性能。

关键词:轴向磁通;分立模块化;对转双转子同步发电机;感应电压

0 引言

对转双转子电机作为一种典型的双输出系统,在同轴空间内实现转矩传递与动量耦合的双通道功能,为电机发电模式的多通道拓展提供了重要技术支撑^[1-7]。传统对转结构多采用径向磁通路径与统一极对数绕组设计,难以实现空间磁场的分频选择性控制^[8],磁动势调制能力有限,极易引发力波干扰与输出电压畸变问题^[9]。因此,构建一种适用于多极对磁场耦合、结构可重构的发电机新拓扑成为迫切需求。

近年来,多极对电机理论在空间谐波选择性激励方面取得显著进展。文献[10]提及的多频极对磁动势叠加模型为多极驱动下的同步电机提供了理论基础;文献[11-16]基于分数槽集中绕组(Fractional-Slot Concentrated Winding, FSCW)空间频谱分析指出, FSCW 在构建多极对主导磁场方面具有天然频谱优势。文献[17]基于傅里叶-拉普拉斯复合磁导建模方法,提出了空间极对分量间的磁动势选择性调制机制,为多极对同步耦合提供了有效建模路径。

基于上述理论,本文设计了一种轴向磁通分立模块化对转双转子同步发电机(Discrete-Modular Axial-Flux Counter-Rotating Dual-Rotor Synchronous Generator, DM-AF-CRDRSG)。该电机的磁场与定子空间磁动势分量耦合,在同一定子绕组中感应出三相电压。不同极对数的磁场对应不同的同步转速与频率,使电机呈现多极对磁场选择性耦合与空间宽频带电势输出特性。为满

足装配灵活性与结构模块化需求,样机采用定子分立模块化设计,定子铁心由多个矩形模块单元构成,具有可拆卸性与互换性,便于绕组装配与维护。此外,研究发现矩形铁心结构具有空间谐波抑制特性,可减少对外补偿绕组的依赖,实现轻量化设计,进一步降低定子体积与绕组用量。试验与仿真结果验证了该拓扑设计的合理性与可行性,在宽频磁动势激励下,能有效实现空间电势调制并保持稳定发电性能。

1 DM-AF-CRDRSG 结构及工作原理

1.1 基本结构

本文研究的 DM-AF-CRDRSG 旨在实现双通道空间磁场耦合,构建一个兼具低速高扭矩与宽频响应能力的发电平台。其核心结构包括一个 6 槽 FSCW 定子,两个极对数分别为 2 对极、4 对极的 24 槽单层分布式绕组转子,如图 1 所示。该结构通过空间磁动势选择性耦合,实现了不同极对数下双转子的同步驱动,从而输出稳定的三相感应电压。

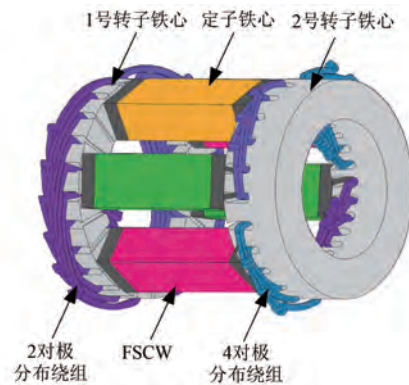


图 1 DM-AF-CRDRSG 结构图

Fig. 1 Structural diagram of the DM-AF-CRDRSG

1.2 工作原理

在发电工况下,两个转子进行直流励磁,由外部机械能驱动以实现反方向旋转,从而在定子线圈中感应出交流反电势。因槽距电角度随极对数变化,可得:

$$\theta_e = p\theta_m \quad (1)$$

式中: θ_m 为机械角度; p 为极对数。

6 槽集中绕组在 $p_1 = 2$ 与 $p_2 = 4$ 时的磁动势矢量在空间展开顺序相反,导致合成旋转磁场方向相反,如图 2 所示。

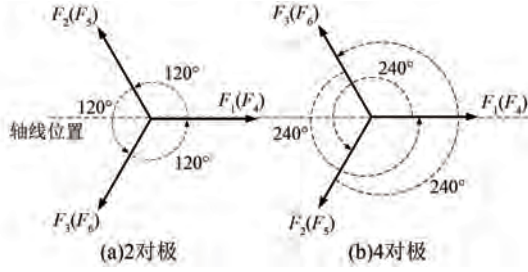


图 2 磁动势星形图

Fig. 2 Star diagram of magnetomotive force

取 2 对极磁场方向为正方向, 其旋转速度之比为

$$n_1 : n_2 = \frac{60f}{p_1} : -\frac{60f}{p_2} = 2 : -1 \quad (2)$$

式中: n_1, n_2 分别为 1 号转子、2 号转子磁场转速; p_1, p_2 分别为 1 号转子、2 号转子极对数; f 为交流电源频率。

根据快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 理论^[18], FSCW 定子磁动势在空间中可表示为多个极对频率分量的叠加, 其中 2 对极和 4 对极分量幅值占主导地位。1 号转子与 2 对极磁动势同步旋转, 形成稳定气隙磁链; 2 号转子与 4 对极磁动势保持一致的相对旋转频率, 定子绕组切割这类宽频磁场后, 感应出具有复合频谱结构的反电势。

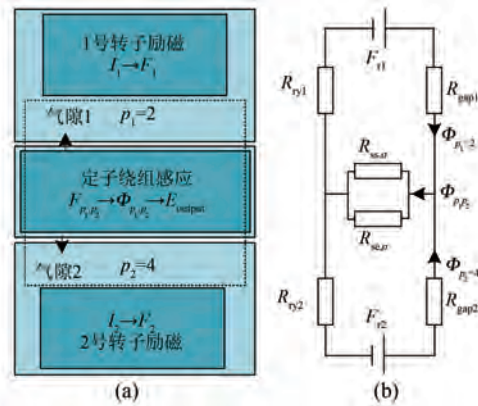


图 3 DM-AF-CRDRSG 磁场耦合原理与等效磁路

Fig. 3 Magnetic field coupling principle and equivalent magnetic circuit of DM-AF-CRDRSG

图 3 中, R_{r1}, R_{r2} 分别为 1 号、2 号转子轭部磁阻; R_{gap1}, R_{gap2} 分别为气隙 1、气隙 2 磁阻; $R_{ss,\sigma}, R_{se,\sigma}$ 分别为定子槽口、端部漏磁阻; F_{r1}, F_{r2} 分别为 1 号、2 号转子的磁动势; $\Phi_{p1=2}, \Phi_{p2=4}, \Phi_{p1p2}$ 分别为转子励磁产生的 2 对极磁通、4 对极磁通和

定子耦合的复合磁通。

由图 3 可知, 定子通过空间多频磁动势同时驱动两个极对结构不同的转子实现能量传递。这种结构提高了电磁能量转换效率, 也为多模式运行提供了基础物理通道。发电工况下, 系统依赖转子旋转与气隙磁场动态变化, 因此输出稳定性与波形质量取决于磁动势频率分量的完整性和气隙磁场空间分布的均匀性。

2 基于空间宽频带磁动势耦合理论的发电机解析模型

2.1 定子 FSCW 理论

对于 FSCW, 在单位电流激励下, 其产生的 v 次谐波磁动势的幅值由该次谐波的绕组系数 k_{wv} 决定, k_{wv} 定义为

$$k_{wv} = k_{yv} k_{qv} \quad (3)$$

$$\begin{cases} k_{yv} = \sin\left(\frac{v\pi}{Q}\right) \\ k_{qv} = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^{N/2} (-1)^{N/2-n} \sin \frac{2n-1}{2} v\alpha_0 \\ \alpha_0 = \frac{2\pi}{Q} \\ n = \frac{N-1}{2} \end{cases} \quad (4)$$

式中: v 为谐波次数; k_{yv} 为短距系数; k_{qv} 为分布系数; Q 为定子总槽数; $N = Q/m$ 为每相槽数, m 为电机相数; α_0 为槽间电角度。

将 DM-AF-CRDRSG 相关参数代入, 可得:

$$\begin{cases} k_{y2} = \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.866 \\ k_{y4} = \sin 120^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.866 \end{cases} \quad (5)$$

$$k_{qv} = \frac{1}{2}(1 + e^{jv \cdot 180^\circ}) = \begin{cases} 1, & v = 2, 4, \dots \\ 0, & v = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可知, 当 v 分别为 2、4 时, 分布系数 k_{qv} 取值为 1。将 v 分别为 2、4 时的 k_{yv} 与 k_{qv} 代入式(3)可得: $k_{w2} = k_{w4} = 0.866 \times 1 = 0.866$ 。

根据文献[19]提出的多频对极磁场耦合理论, 在三相对称激励下, 定子合成磁动势可表示为多个极对数谐波分量的叠加, 如式(7)所示:

$$F(\theta, t) = \sum_v \frac{3}{2} F_{mv} \cos(v\theta \pm \omega t) \quad (7)$$

$$F_{mv} = \frac{2N I_m Q k_{wv}}{m \pi v} \quad (8)$$

式中: F_{mv} 为第 v 次谐波磁动势幅值; I_m 为定子电流幅值; ω 为基波电角速度。

由此可见,绕组系数 k_{wv} 决定了不同极对分量的磁动势强度。同时,偶数槽 FSCW 定子在空中激发的磁动势谐波具有明显的结构性分布特征,其磁动势主导分量通常满足:

$$v = \frac{1}{2}Q \pm 1, n = 1, 2, 3, \dots \quad (9)$$

在样机结构中,定子绕组激励频率固定,主导磁动势集中在 2 对极与 4 对极两个频率分量上。根据 FFT 理论,FSCW 对 3 的倍数次谐波具有抑制能力,其磁动势频谱中主峰突出、能量分布集中,有利于定转子之间的极对匹配耦合。

2.2 感应电压形成原理

在定子静止参考系中,两个转子磁动势分别以各自对应的电角速度进行空间旋转,形成多频空间行波磁场。磁动势作用于气隙形成磁通密度 $B_v(\theta, t)$ 。根据文献[20]可知,在理想均匀气隙下,该磁动势可近似通过气隙磁导转换为磁密,如式(10)所示:

$$B_v(\theta, t) = \frac{\mu_0 F_v(\theta, t)}{l_{eq}} = \frac{\mu_0 F_{mv}}{l_{eq}} \cos(p_v \theta \pm \omega_v t) \quad (10)$$

$$\omega_v = 2\pi f_v = \frac{\pi p_v n_v}{30} \quad (11)$$

式中: p_v 为第 v 次谐波极对数; ω_v 为第 v 次谐波角速度; μ_0 为真空磁导率; l_{eq} 为等效气隙长度; n_v 为第 v 次谐波对应的机械转速。

$B_v(\theta, t)$ 在定子槽口区域穿过三相绕组,形成气隙磁链。假设转子磁动势主要集中于某一主导极对分量 p_v ,则定子某相绕组感应的磁链可简化为

$$\psi_v(t) = N_s A_v B_v(t) = \frac{N_s A_v \mu_0 F_{mv}}{l_{eq}} \cos(\omega_v t + \varphi_v) \quad (12)$$

式中: N_s 为定子该相绕组匝数; A_v 为磁通有效通过面积; φ_v 为绕组排布和初始相位差异的相位偏移。

两个对转转子分别激发 2 对极、4 对极旋转磁动势,在定子参考系中形成双频、反向、不同波

长的磁场行波,分别耦合定子线圈的磁链变化通道。其电角度频率由极对数与转子机械转速共同决定,空间磁密分布受气隙均匀性与磁动势谱结构影响。这一双频调制路径为反电势感应与输出提供基础^[21]。

在发电工况下,定子绕组保持静止,其感应电压由双转子旋转磁场切割产生^[22]。根据电磁感应定律,某相定子绕组的感应电压可表示为

$$e_v(t) = - \frac{d\psi_v(t)}{dt} = N_s B_{mv} A_v \omega_v \sin(\omega_v t + \varphi_v) \quad (13)$$

$$B_{mv} = \frac{\mu_0 F_{mv}}{l_{eq}} \quad (14)$$

式中: B_{mv} 为第 v 次谐波气隙磁密的幅值。

其幅值可表示为

$$E_v = N_s B_{mv} A_v \omega_v \quad (15)$$

将式(12)、(14)代入式(15)中,可得:

$$E_v \propto N_r I_r k_{wv} N_s A_v \frac{p_v n_v}{l_{eq}} \quad (16)$$

式中: N_r 为转子每相绕组匝数; I_r 为转子激励电流。

由此可知,感应电压幅值由励磁磁动势、定子匝数、耦合面积、极对数与转速共同决定,且绕组结构中的频谱特性对输出电压质量具有显著影响。

3 样机试验与有限元仿真

3.1 DM-AF-CRDRSG 试验平台

DM-AF-CRDRSG 样机试验平台如图 4 所示,结构参数如表 1 所示。DM-AF-CRDRSG 的两个转子绕组通过直流稳压源进行串联励磁。通过恒

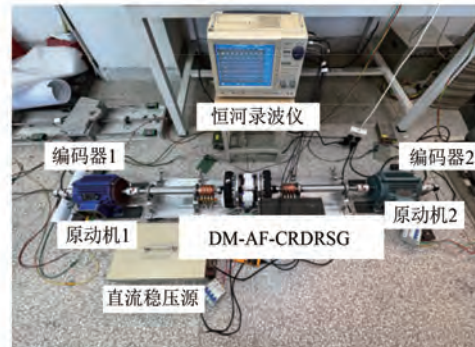


图 4 DM-AF-CRDRSG 样机试验平台

Fig. 4 DM-AF-CRDRSG prototype experiment platform

河录波仪分别记录 DM-AF-CRDRSG 样机定子三相电压(A 相、B 相、C 相对中性点), 1 号与 2 号转子光电编码器的过零点 Z 信号, 激磁装置输出端口电压和输出电流。

3.2 仿真模型与折算

基于 DM-AF-CRDRSG 定子齿槽比的变化, 利用 Ansys Maxwell 软件构建了 11 个磁路等效的二维有限元模型, 齿槽比从 1 到 3 按等差分布, 相关参数如表 2 所示。

表 1 DM-AF-CRDRSG 结构参数

参数名称	参数值
定子矩形铁心轴向长度/mm	120
定子矩形铁心径向长度、宽度/mm	38, 30
齿槽比变化范围	[1, 3]
定子主导极对数	2, 4
定子槽数	6
定子匝数	100
1 号转子极对数、2 号转子极对数	2, 4
1 号、2 号转子铁心内半径/mm	78.6
1 号、2 号转子铁心外半径/mm	48.6
1 号、2 号转子铁心齿槽长度/mm	20
1 号、2 号转子铁心轭部厚度/mm	20
1 号、2 号转子槽数	24
1 号、2 号转子匝数	40
气隙长度/mm	1.5

表 2 Maxwell 2D 有限元模型参数

参数名称	参数值
定子槽数	6
1 号转子、2 号转子槽数	24
定子铁心径向长度/mm	100
1 号转子铁心内、外半径/mm	100, 300
2 号转子铁心内、外半径/mm	403, 603
气隙长度/mm	1.5
定子线圈匝数	100
转子线圈匝数	40
模型 Z 轴厚度/mm	600
个模型齿槽比差值	0.2

本文采用磁路等效方法, 将 Maxwell 2D 的径向磁通电机仿真结果折算为轴向磁通电机的等效

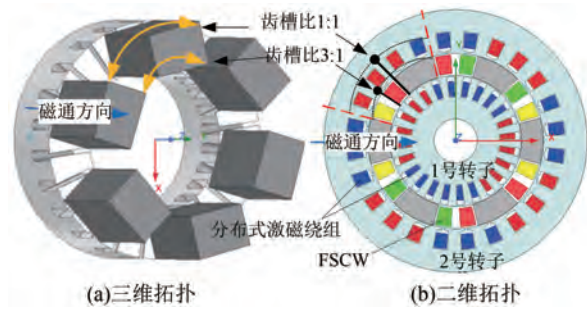


图 5 Ansys Maxwell 2D 有限元仿真模型拓扑示意图
 Fig. 5 Simulation model in Ansys Maxwell 2D

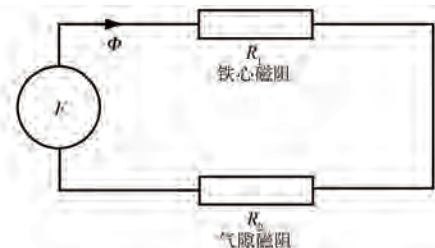


图 6 DM-AF-CRDRSG 样机与 Maxwell 2D 模型
 磁路示意图

Fig. 6 Magnetic circuit diagram of the DM-AF-CRDRSG prototype and the Maxwell 2D model

数据, 如图 5 所示。DM-AF-CRDRSG 的简化等效磁路图如图 6 所示。若铁心未饱和, 则整个磁路的主要磁阻有铁心磁阻 R_1 与气隙磁阻 R_2 。DM-AF-CRDRSG 样机定转子铁心硅钢片型号为 DW540-50, 试验工况下铁心相对磁导率为 6 000。经过计算, DM-AF-CRDRSG 样机尺寸下的气隙磁阻占总磁阻的 99.1%, 故在计算时忽略铁心磁阻。Maxwell 2D 仿真模型磁路可通过设置绕组励磁, 得到与实际样机相同的磁动势。由于仿真模型与实际样机在导磁面积上存在差异, 磁阻需要进行折算, 才能使仿真模型中的磁路参数与实际样机

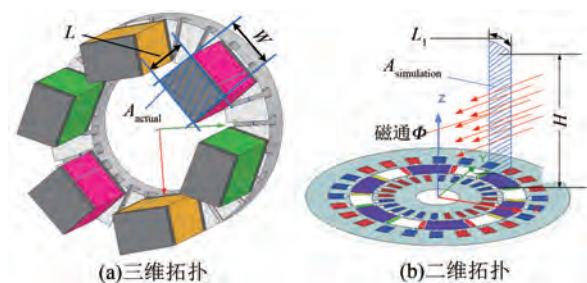


图 7 DM-AF-CRDRSG 样机与 Maxwell 2D 模型
 导磁面积示意图

Fig. 7 Schematic diagram of magnetic conduction area for DM-AF-CRDRSG prototype and Maxwell 2D model

DM-AF-CRDRSG 样机与 Maxwell 2D 模型导磁面积示意图如图 7 所示。图中, L 、 W 分别为样机磁通流通截面长、截面宽; A_{actual} 为样机磁通垂直通过的面积; L_1 为仿真模型定子铁心磁通截面长; H 为仿真模型垂直截面 Z 轴的高度; $A_{\text{simulation}}$ 为仿真模型磁通垂直通过的面积。同时, DM-AF-CRDRSG 样机与 Maxwell 2D 仿真模型导磁面积参数如表 3、4 所示。样机与仿真模型的磁路参数为

$$R_{\text{actual/simulation}} = \frac{l}{\mu_0 A_{\text{actual}}/A_{\text{simulation}}} \quad (17)$$

$$\Phi = \frac{F}{R} = \frac{N_r I_r}{l/(\mu_0 A)} = \frac{N_r I_r \mu_0 A}{l} \quad (18)$$

式中: l 为气隙长度; R 为等效磁阻; A 为导磁面积。

在磁动势一致、铁心未饱和且气隙长度相同的条件下,磁通主要由有效导磁面积决定。定义电动势折算系数 λ 为实际样机与仿真模型的导磁面积比,则 λ 为

$$\lambda \approx \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{\Phi_{\text{actual}}}{\Phi_{\text{simulation},i}} \approx \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{A_{\text{actual}}}{A_{\text{simulation},i}} \quad (19)$$

式中: n 为模型个数; Φ_{actual} 为样机磁通; $\Phi_{\text{simulation},i}$ 为第 i 个仿真模型的磁通; $A_{\text{simulation},i}$ 为第 i 个仿真模型的导磁面积。

表 3 DM-AF-CRDRSG 样机定子导磁面积参数

Tab. 3 Magnetic conduction area parameters of DM-AF-CRDRSG prototype stator

参数名称	L/mm	H/mm	$A_{\text{actual}}/\text{mm}^2$
参数值	30	38	1 140

表 4 Maxwell 2D 仿真模型导磁面积参数

Tab. 4 Magnetic conduction area parameters of Maxwell 2D simulation model

齿槽比	L/mm	H/mm	$A_{\text{simulation}}/\text{mm}^2$	$A_{\text{actual}}/A_{\text{simulation}}$
1.0	182.67	600	109 692	0.010 40
1.2	197.55	600	118 530	0.009 62
1.4	210.99	600	126 594	0.009 01
1.6	222.21	600	133 326	0.008 55
1.8	231.35	600	138 810	0.008 21
2.0	239.41	600	143 646	0.007 94
2.2	247.07	600	148 242	0.007 69
2.4	253.57	600	152 142	0.007 49
2.6	257.59	600	155 754	0.007 32
2.8	264.58	600	158 748	0.007 18
3.0	268.83	600	161 298	0.007 07

将表 4 中样机与各仿真模型的导磁面积比值 $A_{\text{actual}}/A_{\text{simulation}}$ 代入式(17),取模型个数 $n = 11$ 计算算术平均值,最终得到折算系数 $\lambda = 0.008 22$ 。

设第 i 个空间磁场分量在同一电周期、同一时刻计算得到的瞬时电动势为 $u_i(t)$ 。由于各分量为同一气隙磁通在不同空间展开的结果,转子实际感应为各分量的线性叠加。因此等效电动势为各分量结果的均值,如式(20)所示:

$$u_{\text{eq}}(t) = \lambda \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i(t) \quad (20)$$

式中: $u_{\text{eq}}(t)$ 为所有仿真模型叠加折算之后的电动势波形; $u_i(t)$ 为叠加前第 i 个模型的感应电动势的仿真结果。

3.3 轴向磁密谐波仿真分析

电机采用轴向磁通结构设计,但在有限元仿真中,通过等效磁路方法,使用径向磁通二维模型进行简化分析。对定子绕组施加 10 V、50 Hz 的三相对称交流电压进行激励,产生 2 对极与 4 对极磁场。仿真时长为 100 ms,步长为 1 ms。对首个周期(0~20 ms)的轴向气隙磁密进行 FFT 分解,记录前 20 次谐波,得到定子与 1 号转子、2 号转子间的等效轴向磁密谐波分布,分别如图 8、9 所示。

由图 8、9 可知,定子激励产生的气隙磁场中,2 对极与 4 对极对应的谐波幅值最大。两组转子通过对转运动与定子形成双通道磁链耦合路径。这种结构不仅提升了磁链利用率,也为多频发电应用提供了物理实现路径。

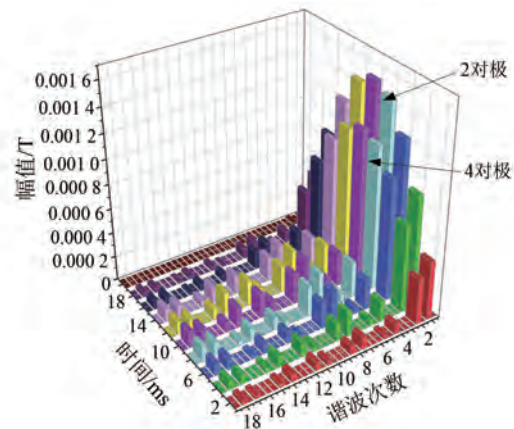


图 8 定子与 1 号转子间的磁密谐波分布

Fig. 8 Harmonic distribution of magnetic flux density between stator and rotor 1

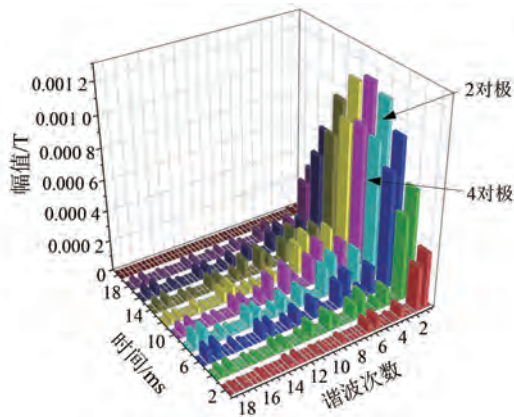


图 9 定子与 2 号转子间的磁密谐波分布

Fig. 9 Harmonic distribution of magnetic flux density between stator and rotor 2

3.4 空载试验与仿真

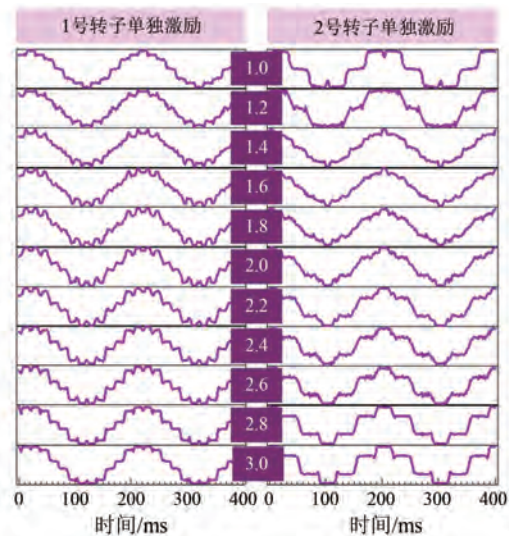
3.4.1 激励条件

为分析 DM-AF-CRDRSG 样机空载定子感应电压, 分别对 1 号、2 号转子单独激励、两转子共同激励这三种工况进行试验与有限元仿真。试验频率为 5 Hz, 直流电源最大输出 54 V。1 号、2 号转子激磁绕组的电阻分别为 11.4 Ω 、8.3 Ω 。1 号转子单独激励时, 电流为 4.7 A, 转速为 150 r/min; 2 号转子单独激励时, 电流为 6.4 A, 转速为 -75 r/min; 共同激励时, 两转子串联, 激磁电流为 2.7 A, 1 号转子转速为 150 r/min, 2 号转子转速为 -75 r/min, 同时保持 1 号转子与 2 号转子试验与仿真时初始相对位置相同。采集定子 A 相对中性点电压波形, 并与仿真结果进行对比分析。

3.4.2 电压波形分析

在不同齿槽比下, 1 号、2 号转子单独激励时定子感应电压波形仿真结果如图 10 所示。由图 10 可知, 齿槽比显著影响电压正弦性及谐波含量。1 号转子单独激励时, 齿槽比为 1~1.4 时, 波形畸变明显, 高次谐波丰富; 齿槽比增至 1.6~2 时, 波形平滑、谐波下降, 主磁通耦合充分; 齿槽比超过 2.4 时, 高次谐波再度增强。相比之下, 2 号转子对齿槽比更敏感, 1~1.4 区间波形畸变更严重; 1.6~2 区间虽有所改善, 但正弦性仍低于 1 号转子; 2.4~3 时出现阶梯状畸变和波动。由此可知, 合理选择定子齿槽比对抑制谐波、提升电压正弦度具有重要意义。

将 1 号与 2 号转子单独激励时、共同激励时

图 10 不同齿槽比 1 号、2 号转子单独激励感应电压波形
Fig. 10 Induced voltage waveforms under single excitation of rotor 1 and rotor 2 with different slot-pitch ratios

各齿槽比波形叠加并进行折算, 得到实际模型的仿真结果, 如图 11、12 所示。由图 11、12 可知, 空载时, 三种工况下仿真与试验结果吻合度高, 略小于解析计算结果, 表明有限元模型能较好地反映样机的实际电磁耦合特性。有限元仿真考虑了气隙离散、齿槽开口、铁心饱和等非理想因素, 使结果更接近实际试验工况。

仿真谐波偏多, 源于定子齿槽比离散化建模。若增加仿真模型中定子铁心径向截取数量, 可进一步减少谐波含量, 提升与试验波形的吻合度。解析计算基于理想(均匀气隙、忽略漏磁等)假设, 波形接近正弦、幅值相对偏高。总体而言, 试验结果与仿真和解析计算保持了较好的一致性, 验证了空间多极对磁场选择性耦合的有效性。

3.4.3 谐波分析

采用总谐波失真^[23] (Total Harmonic Distortion, THD) 对仿真与试验结果的谐波特性进行对比分析, 可得:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_i^2}}{U_{i=1}} \times 100\% \quad (21)$$

式中: U_i 为第 i 次电压谐波有效值; i 为谐波阶数; n 为计算选定的最大阶数。

1 号、2 号转子单独激励以及共同激励工况下, 感应电压谐波的仿真与试验结果分别如图 13~15 所示。由图 13~15 可知, 空载工况, 感应

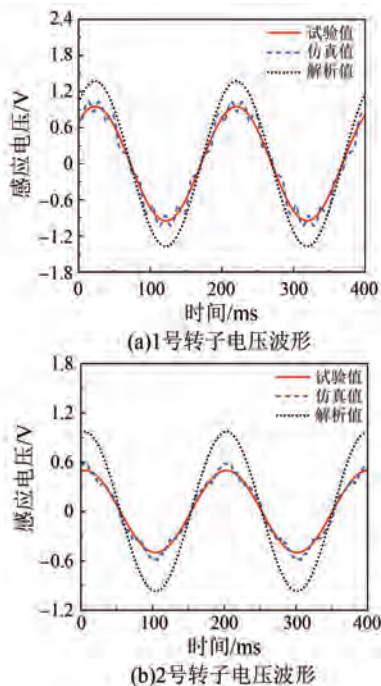


图 11 各转子单独激励下的感应电压波形
 Fig. 11 Induced voltage waveforms under single excitation of each rotor

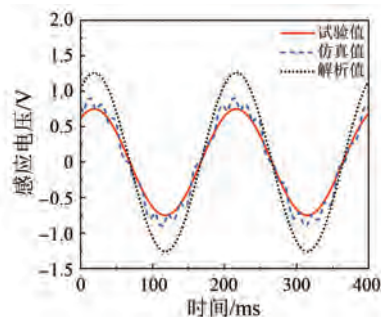


图 12 双转子共同激励下的感应电压波形
 Fig. 12 Induced voltage waveforms under combined excitation of dual rotors

电压低次谐波幅值占主导,高次谐波明显衰减,波形整体接近正弦。单独激励时,仿真 THD 为 15~19%,试验 THD 为 4%;共同激励时,仿真与试验均与单独激励时相似。仿真 THD 与试验 THD 差异大的原因为:仿真采用 11 个离散齿槽比模型,其齿槽参数沿径向呈分段变化,难以完全平滑调制谐波;试验样机中变齿槽比沿径向连续分布,对低次空间谐波具有更强的平均化与抑制效果。

3.5 负载试验与仿真

3.5.1 激励条件

分析 DM-AF-CRDRSG 样机在 1 Ω 负载、5 Hz

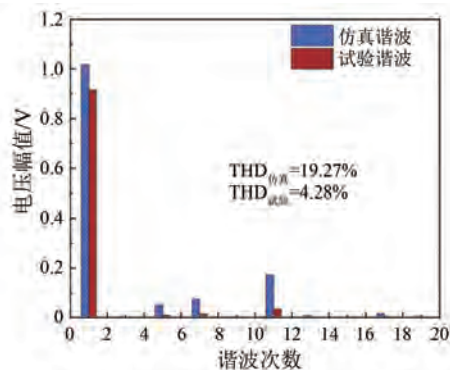


图 13 1 号转子单独激励的感应电压谐波
 Fig. 13 Harmonics of induced voltage under single excitation of rotor 1

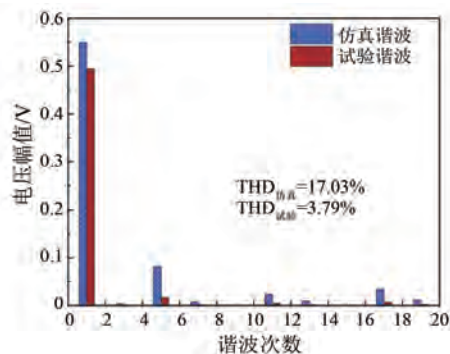


图 14 2 号转子单独激励的感应电压谐波
 Fig. 14 Harmonics of induced voltage under single excitation of rotor 2

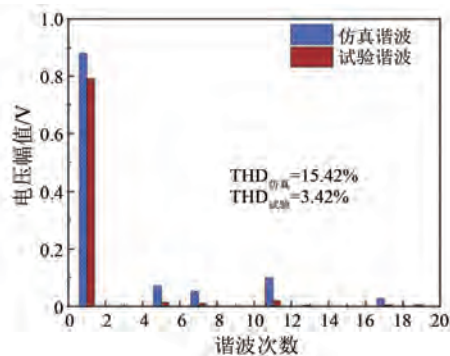


图 15 双转子共同激励的感应电压谐波
 Fig. 15 Harmonics of induced voltage under combined excitation of dual rotors

频率下的定子感应电压,仿真与试验条件设置如下。试验:定子线阻为 1.086 7 Ω,串联 1 号转子与 2 号转子激励绕组(54 V 直流稳压源,2.7 A 电流),2 对极、4 对极转子转速分别为 150 r/min、-75 r/min;仿真:经折算后,外电路负载为 123.46 Ω,线阻为 134.16 Ω。对比分析定子 A 相

负载为 $1\ \Omega$ 时的两端电压。

3.5.2 电压波形分析

$1\ \Omega$ 负载下两转子共同激励时的感应电压波形对比结果如图 16 所示。折算后的仿真、解析及试验实测波形与空载时特征保持一致,各波形差异产生原因与空载试验相同。负载试验中,试验波形更低,主要因为仿真忽略了磁滞损耗与涡流损耗,导致回路中电流增大,负载两端电压升高。

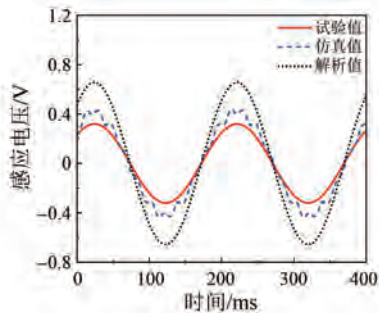


图 16 负载 $1\ \Omega$ 共同激励下的感应电压波形

Fig. 16 Induced voltage waveforms under combined excitation with $1\ \Omega$ load

3.5.3 谐波分析

$1\ \Omega$ 负载共同激励条件下感应电压的谐波频谱如图 17 所示。由图 17 可知,低次谐波幅值占据主导,高次谐波衰减明显,表明电压波形整体接近正弦。仿真 THD 为 12.66%,试验 THD 为 2.81%,差异原因与空载分析一致。

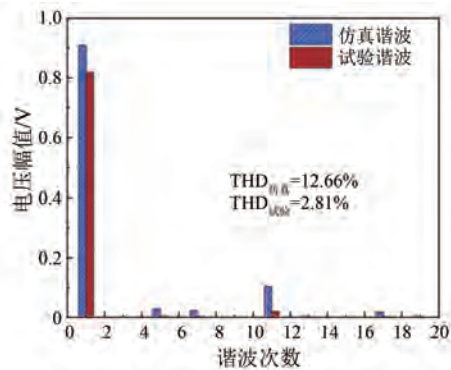


图 17 负载 $1\ \Omega$ 共同激励的感应电压谐波

Fig. 17 Harmonics of induced voltage under combined excitation with $1\ \Omega$ load

由仿真与试验结果可知,该电机拓扑在不同激励方式下均能保持稳定的电压谐波水平。试验结果验证了多极磁动势耦合的可行性,也为后续进一步优化磁场分布与抑制特定谐波分量提供了依据。

4 结语

针对 DM-AF-CRDRSG,本文围绕 FSCW 的多极对谱选择性与双转子极对匹配耦合进行建模、仿真与试验验证,得出如下结论。

FSCW 定子能够在空间激发多极对磁场分量,并与双转子磁场形成选择性耦合,验证了多频极对数磁场耦合理论在 DM-AF-CRDRSG 结构中的适用性,并为宽频空间磁场分析提供试验依据。本文同时验证了基于定子变齿槽比 2D 等效模型,仿真与试验结果在幅值和相位上具有一致性,为电机早期设计提供了可行手段并降低了工程成本。矩形定子铁心分立结构具备良好的谐波抑制与容错能力,为高可靠、可扩展电机设计提供了新思路。本文样机主要用于机理验证,未来将通过引入永磁转子等方式进一步优化结构并提升效率与转矩密度。

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

胡皓宇、骆皓进行了样机设计、有限元仿真工作,胡皓宇、骆皓、卞超飞、杨雨波和杜昊进行了样机试验平台搭建工作,骆皓、倪喜军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。

The prototype design and finite-element simulations were carried out by Hu Haoyu and Luo Hao. The experimental platform setup was conducted by Hu Haoyu, Luo Hao, Bian Chaofei, Yang Yubo, and Du Jionghao. The manuscript was revised by Luo Hao and Ni Xijun. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] 刘坤良, 陈士超, 王凯, 等. 大转矩平面摩擦副在风力发电机组中的应用研究[J]. 机械研究与应用, 2025, 38(4): 110-112.

- Liu K L, Chen S C, Wang K, et al. Research on the application of high torque planar friction pair in wind turbine [J]. *Mechanical Research & Application*, 2025, 38(4): 110-112.
- [2] 孟庆新, 韩继康, 李全兰, 等. 大型风力发电机组在塔架上更换齿轮箱的工艺[J]. *电工技术*, 2025 (16): 119-121.
- Meng Q X, Han J K, Li Q L, et al. Technology of replacing gearbox on tower of large wind turbine [J]. *Electric Engineering*, 2025(16): 119-121.
- [3] Huang J X, Zheng P, Sui Y, et al. Third harmonic current injection in different operating stages of five-phase PMSM with hybrid single/double layer fractional-slot concentrated winding [J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 15670-15685.
- [4] 江景成, 施振川, 林晓刚, 等. 基于定子磁障的分数槽集中绕组永磁同步电机应用设计与分析[J]. *电机与控制应用*, 2021, 48(7): 68-72+83.
- Jiang J C, Shi Z C, Lin X G, et al. Application design and analysis of FSCW PMSM based on stator flux barrier [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2021, 48(7): 68-72+83.
- [5] Xi Z Q, Niu L B, Yan X H, et al. Research on performance of interior permanent magnet synchronous motor with fractional slot concentrated winding for electric vehicles applications [J]. *World Electric Vehicle Journal*, 2024, 15(10): 470.
- [6] Wu X D, Zhang H Y, Yang C X, et al. Analytical calculation of magnetic field and analysis of rotor permeability effects on permanent magnet synchronous motor with fractional slot concentrated winding [J]. *World Electric Vehicle Journal*, 2024, 15(7): 312.
- [7] 王动. 轴径向混合励磁电机性能优化及电感分析[D]. 郑州: 郑州轻工业大学, 2024.
- Wang D. Performance optimization and inductance analysis of axial radial hybrid excitation motor [D]. Zhengzhou: Zhengzhou University of Light Industry, 2024.
- [8] 王慧. 不对称齿尖结构永磁同步电机转矩特性研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2024.
- Wang H. Investigation on torque performances of permanent magnet synchronous machines with asymmetric tooth-tip structure [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2024.
- [9] 刘细平, 王荣清, 卢瑞攀, 等. 基于结构优化的分数槽集中绕组永磁电机谐波抑制方法综述[J]. *电气工程学报*, 2025, 20(6): 166-183.
- Liu X P, Wang R Q, Lu R P, et al. Review of harmonic suppression methods for fractional slot concentrated winding permanent magnet machines based on structural optimization [J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2025, 20(6): 166-183.
- [10] 郑军强, 徐浩恩, 张雨婷, 等. 分数槽绕组永磁电机低空载反电势谐波设计[J]. *南通大学学报(自然科学版)*, 2024, 23(3): 66-74.
- Zheng J Q, Xu H E, Zhang Y T, et al. Low spatial back electromotive force harmonics design for fractional-slot winding permanent-magnet motor [J]. *Journal of Nantong University (Natural Science Edition)*, 2024, 23(3): 66-74.
- [11] 郑军强, 赵文祥, 吉敬华, 等. 分数槽集中绕组永磁电机低谐波设计方法综述[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(增刊1): 272-280.
- Zheng J Q, Zhao W X, Ji J H, et al. Review on design methods of low harmonics of fractional-slot concentrated-windings permanent-magnet machine [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(S1): 272-280.
- [12] 匡建雨, 骆皓, 孙春阳, 等. 分数槽集中绕组极对数谐波抑制方案对比研究[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(11): 110-122.
- Kuang J Y, Luo H, Sun C Y, et al. Comparison study on pole pair harmonic suppression schemes in fractional slot concentrated windings [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(11): 110-122.
- [13] 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.
- [14] 郑军洪, 刘芳芳. 不等齿宽 12 槽 8 极内置式永磁同步电机研究[J]. *微电机*, 2025, 58(4): 69-73.
- Zheng J H, Liu F F. Analysis of 12 slots 8 pole interior permanent magnet motor with unequal tooth width [J]. *Micromotors*, 2025, 58(4): 69-73.
- [15] 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.
- [16] 骆皓, 王子刚, 吉薇. 分数槽集中绕组分布系数计算方法[J]. *电机与控制应用*, 2025, 52(4): 442-452.
- Luo H, Wang Z G, Ji W, et al. Calculation methods of distribution coefficients for fractional-slot concentrated windings [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(4): 442-452.
- [17] 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.
- [18] 骆皓, 陈艳, 肖一凡, 等. 基于转子初始位置变量的分数槽集中绕组感应电机电磁特性分析[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(12): 93-102.
- Luo H, Chen Y, Xiao Y F, et al. Electromagnetic characteristics analysis of FSCW induction motor based on rotor initial position parameters [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(12): 93-102.
- [19] 骆皓, 许祥威, 侍正坤, 等. 基于多频对极磁场耦合的直驱型双馈电机电磁耦合特性分析[J]. *电力自动化设备*, 2021, 41(2): 159-165.
- Luo H, Xu X W, Shi Z K, et al. Analysis of electromagnetic coupling characteristics for doubly-fed induction generator based on multi-frequency pole pairs' magnetic field coupling [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2021, 41(2): 159-165.
- [20] 马平, 阮文志. 永磁同步电动机分数槽集中绕组排列方法分析[J]. *防爆电机*, 2020, 55(4): 21-25+64.
- Ma P, Ran W Z. Arrangement method analysis on fractional-slot concentrated windings of PMSM [J]. *Explosion-Proof Electric Machine*, 2020, 55(4): 21-25+64.
- [21] Liu D, Song X W, Dong J N. Performance of multi-layer and stator-shifting fractional-slot concentrated windings for superconducting wind turbine generators under normal and short-circuit operation conditions [J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2020, 30(4): 1-5.
- [22] Hassannia A. Conceptual design of fractional slot concentrated winding dual-rotor double-speed synchronous motor [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2019, 35(2): 986-993.

收稿日期:2025-10-22

收到修改稿日期:2026-01-13

作者简介:

胡皓宇(2004—),男,本科在读,研究方向为新型电机设计,18136036362@163.com;

*通信作者:骆皓(1978—),男,博士,教授,研究方向为新能源发电技术与电气传动,5188051@qq.com。