

定子径向变齿槽宽比削弱对转双转子 同步发电机感应电压谐波研究

骆皓^{1,2*}, 丁嘉睿¹, 胡皓宇¹, 杨雨波¹, 倪喜军^{1,2}, 秦臻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)

Research on Harmonic Suppression of Induced Voltage in Counter-Rotating Dual-Rotor Synchronous Generators Using Stator-Radially Variable Slot-Tooth Width Ratio

Luo Hao^{1,2*}, Ding Jiarui¹, Hu Haoyu¹, Yang Yubo¹, Ni Xijun^{1,2}, Qin Zhen¹
(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)

Abstract: [Objective] To address the issue of high harmonic content in the air-gap magnetic field and deteriorated induced voltage waveform caused by the traditional constant slot-tooth width ratio structure, this study designs an axial-flux counter-rotating dual-rotor synchronous generator (CR-DRSG) with a stator-radially variable slot-tooth width ratio (S-RVSWR). [Methods] A three-phase 6-slot fractional-slot concentrated winding modular stator was proposed, featuring a variable slot-tooth width ratio structure where the tooth width remained constant and the slot width increased linearly with the stator's circumferential radius. Distributed-winding rotors with 24 slots were placed on both sides of the stator, with dominant pole pairs of 2 and 4, respectively. The magnetic fields generated by DC excitation of the dual rotors were coupled with the stator's dominant pole pair fields. The integral cancellation mechanism of non-working harmonic fluxes was derived using the magnetomotive force-permeance model and radial integration theory. The electromagnetic performance of the traditional and new structures was compared and analyzed through three-dimensional finite element simulations and a prototype experiment platform.

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资助(XTCX202405)

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

[Results] The simulation and experimental results demonstrated that the S-RVSWR structure significantly improved the induced voltage waveform, making it closer to a sine wave. Compared to the traditional constant slot-tooth width ratio structure, the total harmonic distortion of the no-load phase voltage (5 Hz) was reduced from 24.31% to 5.20%, with the amplitudes of the 5th, 7th, and 11th harmonics notably decreased. [Conclusion] The structure effectively suppresses low-frequency harmonics in the induced voltage by leveraging the integral cancellation effect generated by the stator's radial geometric non-uniformity. And the effectiveness of the S-RVSWR design has been verified.

Key words: axial-flux; stator-radially variable slot-tooth width ratio; counter-rotating dual-rotor synchronous generator; magnetomotive force-permeance

摘要: [目的] 针对传统等齿槽宽比结构易导致气隙磁场谐波含量高、劣化感应电压波形的问题, 本文设计了一种基于轴向磁通的定子径向变齿槽宽比(S-RVSWR)对转双转子同步发电机(CR-DRSG)。[方法] 本文提出一种三相6槽分数槽集中绕组模块化定子, 其齿宽保持恒定、槽宽随定子圆周半径线性增加的变齿槽宽比结构; 定子两侧转子均为24槽分布式绕组, 主导极对数分别为2对极与4对极, 通过对双转子进行直流激励产生的磁场分别与定子主导极对数磁场进行耦合。利用磁动势-磁导模型和径向积分理论, 推导了非工作次谐波磁通的积分抵消机理。通过三维有限元仿真与样机试验平台, 对比分析

了传统结构与新结构的电磁性能。【结果】仿真与试验结果表明,S-RVSWR 结构能显著改善感应电压波形,使其更接近正弦波。相比传统等齿槽宽比结构,其空载相电压(5 Hz)的总谐波畸变率从 24.31% 下降至 5.20%,其中 5 次、7 次和 11 次谐波幅值显著降低。【结论】该结构利用定子径向几何非均匀性产生的积分抵消效应,有效抑制了感应电压中的低频谐波,验证了 S-RVSWR 设计的有效性。

关键词: 轴向磁通; 定子径向变齿槽宽比; 对转双转子同步发电机; 磁动势-磁导

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有效率高、功率密度高和动态响应好等优点^[1-2],因此在直驱与高性能电驱场景中应用广泛。然而,其永磁体磁场励磁难以调节,在多频工况下磁链控制受限,同时永磁体材料依赖稀土资源^[3-4],存在成本高、高温易退磁风险等问题^[5]。在试验初期,采用电励磁方案有利于调节磁场,更具经济性^[6-7]。轴向磁通对转双转子电机因其双气隙、双侧电磁作用面同时参与能量交换,可实现多频对极磁场耦合,其拓扑结构紧凑等特性被广泛应用于电动汽车、海上风电能源回收等高性能发电领域。

文献[8-9]基于分数槽集中绕组 (Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW) 围绕主导极对数实现定转子耦合与设计依据,为多频对极驱动的同步电机提供了理论依据。文献[10-11]提出斜槽设计,通过同槽导体的空间相位差抵消磁场谐波,本质上是调制气隙磁导谐波。文献[12-13]针对轴向 PMSM,采用径向变槽口宽度的定子结构,调节每层齿槽转矩的幅值与相位,削弱总齿槽转矩,为调制气隙磁导谐波函数奠定了基础。文献[14]则从绕组上进行改型,通过增加绕组层数增加导体数量对电压谐波进行抑制。

基于现有研究现状以及存在的问题,本文设计一种基于轴向磁通定子径向变齿槽宽比对转双转子同步电机 (Counter-Rotating Dual-Rotor Synchronous Generator With A Stator-Radially Variable Slot-Tooth Width Ratio, S-RVSWR-CR-DRSG)。该电机定子采用 FSCW 可以实现少槽

多极,产生以 2 对极与 4 对极主导的空间磁场,且在相同体积下能获得更高的功率密度,实现结构紧凑性,同时能提高绕组铜线利用率,经济性较高。双转子都采用分布式绕组,1、2 号转子分别对应 24 槽 2 对极和 4 对极,通过直流励磁产生磁场分别与定子绕组主导磁动势进行耦合,从而在定子铁心上感应出三相交流电压。此外,采用无轭模块化定子和矩形硅钢片叠层,形成齿宽恒定、槽宽线性增加的 S-RVSWR,提升了功率密度,同时优化了散热与维护。该设计通过径向梯度分布的等效磁导特性,在积分过程中增强非工作谐波磁通的自抵消效应,有效抑制齿槽调制对感应电压的影响。

1 S-RVSWR-CR-DRSG 基本结构及磁路等效模型

1.1 基本结构

本文设计的 S-RVSWR-CR-DRSG 可以实现两种不同极对数磁场电磁耦合,其三维结构如图 1 所示。图中,两个转子位于定子两侧,定子采用 6 槽 FSCW,均匀紧凑绕制在六块定子铁心上,定子铁心限位槽固定支架如图 2 所示,实现径向与切

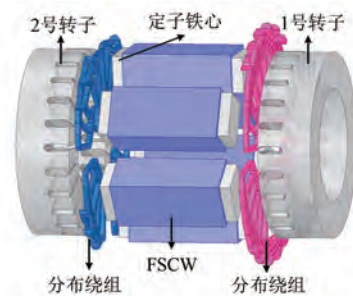


图 1 S-RVSWR-CR-DRSG 结构图

Fig. 1 Schematic diagram of the S-RVSWR-CR-DRSG

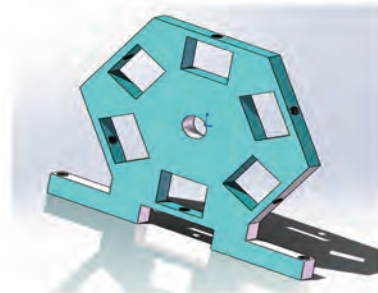


图 2 定子铁心固定支架示意图

Fig. 2 Schematic diagram of stator core fixing bracket

向定位。双转子采用 24 槽分布式绕组。定子与两侧转子之间气隙为可控制均匀气隙; 每个定子铁心采用无轭设计, 并且由独立矩形硅钢片叠制而成, S-RVSWR 在 (1, 3) 之间变化。

新型与传统定子结构轴向 3D 示意图分别如图 3、4 所示, 可知传统结构定子铁心成梯形块, 而新型结构定子铁心成矩形块。

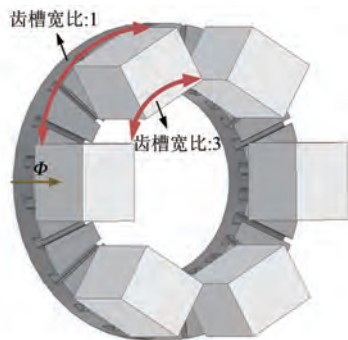


图 3 新型定子结构轴向 3D 示意图

Fig. 3 3D axial schematic diagram of novel stator structure

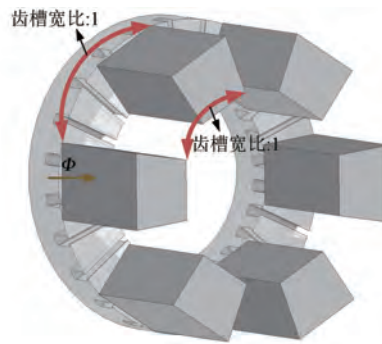


图 4 传统定子结构轴向 3D 示意图

Fig. 4 3D axial schematic diagram of conventional stator structure

本文提出的新型定子结构电机与现有文献方案的对比如表 1 所示。由表 1 可知, 文献 [12] 与 [13] 未将感应电压作为电机优化后的性能评价标准, 本文与文献 [14] 则以感应电压总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 作为标准, 改善幅度显著。

表 1 与现有文献方案对比

Tab. 1 Compared with the existing literature schemes

方案类别	结构特点	改善幅度	应用场景	不同之处及优势
本文工作	定子齿宽恒定、槽宽沿半径变化	感应电压 THD: 24.31% → 5.20%	低速直驱风电、对电能质量敏感的并网接口	改动集中于定子槽宽, 绕组方式不变
槽口尺寸改型 ^[12]	增大半闭口槽的开槽尺寸	定子铁耗: 122.8 W → 115.3 W	牵引电机、PMSM 等	以损耗与温升为重点, 而本文侧重电能质量
槽口宽度改型 ^[13]	沿半径分层改变槽口宽度	转矩脉动降低 26.77%	电动汽车、飞轮发电等对空间要求的场景	分层槽宽变化非线性, 工艺较复杂
绕组设计改型 ^[14]	绕组改为三层, 增加导体数量	感应电压 THD: 26.61% → 8.848%	同步发电机电源型发电系统	针对绕组重构工艺复杂, 难度增加

1.2 S-RVSWR 占空比函数

设齿槽宽比 $R(r)$ 是关于定子圆周半径 $r(r_1 \leq r \leq r_2)$ 的函数, 根据 VSWR 函数定义可得:

$$R(r) = \frac{b_t}{b_s(r)} \quad (1)$$

式中: b_t 为定子齿宽; $b_s(r)$ 为定子槽宽关于定子圆周半径的函数。

表 2 采用微元分析法, 沿定子圆周半径方向选取若干组测量点, 每组半径间隔为 1.5 mm, 精确记录不同半径位置的定子槽宽数据。

对表 2 数据进行线性回归计算, 可得拟合函数为

$$b_s(r) = 0.831r - 26.78 \quad (2)$$

表 2 定子槽宽随定子圆周半径变化数据

Tab. 2 Data of stator slot width variation with circumferential radius

r/mm	$b_s(r)/\text{mm}$
47.5	12.69
49	13.94
50.5	15.19
52	16.43
53.5	17.68
55	18.93
56.5	20.17
...	...

将式(2)代入式(1)中,可得:

$$R(r) = \frac{b_l}{b_s(r)} = \frac{38}{0.831r - 26.78} \quad (3)$$

齿槽占空比函数 $\alpha(r)$ 定义为齿宽与齿槽节距之比,其表达式为

$$\alpha(r) = \frac{b_l}{b_l + b_s(r)} = \frac{38}{0.831r + 11.22} \quad (4)$$

1.3 工作原理

本文在发电工况下测试 S-RVSWR-CR-DRSG,分别对两个转子进行直流励磁,通过变频器软起动原动机带动两侧转子进行旋转,1号转子($p=2$)与2号转子($p=4$)旋转速度之比为 $-2:1$ 。

根据快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)分析,确认定子主导极对数为2对极、4对极,1号转子和2号转子都采用24槽单层分布式绕组形式。定子的两对主导极磁场分别与1、2号转子进行强电磁耦合,其他非主导极谐波则进行弱电磁耦合。

S-RVSWR-CR-DRSG 定转子耦合磁路如图5所示。图中, \odot 表示通电导体电流方向朝外,规定方向为 $-$;同理 \otimes 表示通电导体电流方向朝里,规定方向为 $+$ 。箭头所标识的方向为磁通流经方向,在流经定子铁心时,由于定子开槽口漏磁阻与端口漏磁阻的存在会有一部分磁通流入,即为漏磁通。

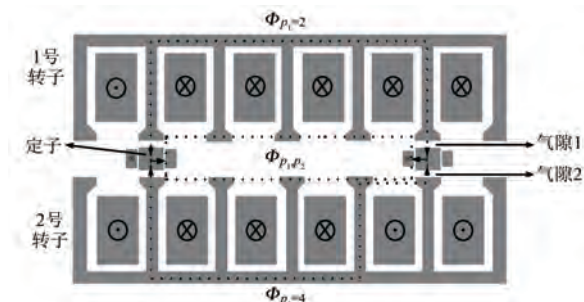


图5 定转子耦合磁路

Fig. 5 Stator-rotor coupled magnetic circuit

2 S-RVSWR-CR-DRSG 工作原理

2.1 定子 FSCW 基础理论

根据多极对数磁动势分量合成最大原理,在三相对称激励下,定子合成的总磁动势可以表示成不同极对数谐波的矢量叠加^[15],如式(5)所示:

$$\begin{cases} F(\theta, t) = \sum_{\nu} \frac{3}{2} F_{m\nu} \cos(\nu\theta \pm \omega t) \\ F_{m\nu} = \frac{2qI_m Q k_{w\nu}}{m\pi\nu} \end{cases} \quad (5)$$

式中: I_m 为定子电流幅值; ν 为谐波极对数; $k_{w\nu}$ 为绕组系数^[16-17]; θ 为定子原空间机械角; $\nu\theta$ 为第 ν 次谐波磁动势的空间电角度; ω 为定子电流电角速度; q 为每极每相槽数; Q 为定子总槽数; m 为定子绕组相数。

对于三相6槽绕组,槽距机械角 $\alpha_0 = 60^\circ$,在考虑极对数为 ν 的空间分量时,相邻槽的电角度 $\alpha_\nu = \nu\alpha_0$ 。因此 $\nu = 2, 4$ 时,分别得到 $\alpha_2 = 120^\circ$ 、 $\alpha_4 = 240^\circ$, $k_{w2} = k_{w4} = 0.866$ 。

定子绕组磁动势星形图如图6所示, $F_{c\nu1}$, $F_{c\nu2}, \dots, F_{c\nu6}$ 分别为对应极对数为 $1, 2, \dots, 6$ 的各次谐波磁动势振幅。由于 $\nu = 2$ 与 $\nu = 4$ 两个分量下各相磁动势矢量图同向合成,合成能力最强,故确定2对极与4对极为本文定子主导极对数。

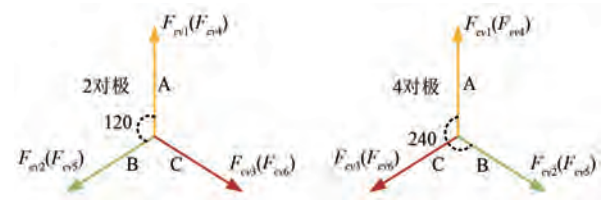


图6 定子绕组磁动势星形图

Fig. 6 Stator winding magnetomotive force star diagram

2.2 定子感应电动势产生基本原理

在发电工况下, S-RVSWR-CR-DRSG 定子绕组不进行主动励磁,保持静止,感应电动势由对转双转子的磁动势在匝链磁通上时间的变化率产生。根据法拉第电磁感应定律,单相绕组的感应电动势可表示为

$$E(t) = -N_{ph} \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \iint_S B_z(r, \theta, t) \cdot r dr d\theta = \\ &= \int_{r_{in}}^{r_{out}} \left[\int_{\theta_{start}}^{\theta_{end}} B_z(r, \theta, t) d\theta \right] r dr \end{aligned} \quad (7)$$

式中: N_{ph} 为转子每相串联匝数; r_{in} 、 r_{out} 分别为定子铁心的内径、外径; S 为定子导磁有效面积; $B_z(r, \theta, t)$ 为气隙轴向磁密。

2.3 基于磁动势-磁导的气隙磁密模型

针对 S-RVSWR 结构, 气隙磁导不再是常数, 而是半径 r 与圆周角 θ 的复杂函数, 因此采用磁场调制理论即磁动势-磁导模型, 气隙轴向磁密 B_z 可表示为

$$B_z(r, \theta, t) = F_\Sigma(r, \theta, t) \cdot \Lambda(r, \theta) \quad (8)$$

式中: F_Σ 为转子合成磁动势; Λ 为气隙磁导函数。

2.3.1 双转子合成磁动势 F_Σ : 多极对耦合

F_Σ 作为磁场的激励源, 其特性源于双转子结构及其直流励磁绕组分布。由于转子励磁绕组采用 24 槽分布绕组设计, 其布置满足半波奇对称性。因此, 励磁磁动势的傅里叶分解中理论上只包含奇次空间谐波 ($k=1, 3, 5, \dots$)。合成磁动势 F_Σ 由两个转子磁场线性叠加, 可表示为

$$F_\Sigma(r, \theta, t) = \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} F_{r1,m}(r) \cos(mp_1\theta - m\omega_e t) + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} F_{r2,n}(r) \cos(np_2\theta - n\omega_e t) \quad (9)$$

式中: ω_e 为转子电角速度; 第 i 个转子的第 k 次谐波磁动势幅值 $F_{i,k}$ 的表达式为

$$F_{i,k} = \frac{2N_{\text{total}} I_{\text{DC}} k_{w,k}}{\pi k p_i} \quad (10)$$

式中: N_{total} 为所有串联线圈总匝数; I_{DC} 为转子绕组直流激励值; p_i 为第 i 个转子的极对数; $k_{w,k}$ 为第 k 次谐波的绕组系数, $k_{w,k} = k_{p,k} k_{d,k}$, $k_{p,k} = 1$ 为短距系数, $k_{d,k}$ 为分布系数:

$$k_{d,k} = \frac{\sin\left(k \frac{q_i \beta_i}{2}\right)}{q_i \sin\left(k \frac{\beta_i}{2}\right)} \quad (11)$$

式中: q_i 、 β_i 分别为第 i 个转子绕组的极对数、转子电槽距角。

2.3.2 气隙磁导函数 $\Lambda(r, \theta)$: 结构调制

气隙磁导主要由定子齿槽的几何形状决定。S-RVSWR 定子由六块矩形无轭铁心构成齿部, 气隙磁导和有效气隙长度沿着定子圆周角 θ 旋转形成周期性变化。

在极坐标系下, 以任意定子齿中心线为圆周角零点, 齿部区域沿径向保持恒定齿宽 38 mm; 槽部区域, 槽宽随半径线性增加, 两区域机械圆心角分别为

$$\begin{cases} \theta_t(r) = \frac{b_t}{r} = \frac{38}{r} \\ \theta_s(r) = \frac{b_s(r)}{r} = 0.831 - \frac{26.78}{r} \end{cases} \quad (12)$$

式中: $\theta_t(r)$ 、 $\theta_s(r)$ 分别为定子齿、槽区机械圆心角随半径变化的函数。

定义齿槽单元总周期角 $\tau_{\text{cell}}(r)$ 为齿部与槽部机械圆心角之和, 如式 (13) 所示:

$$\tau_{\text{cell}}(r) = \theta_s(r) + \theta_t(r) \quad (13)$$

在一个齿槽周期内 $\theta \in (-\tau_{\text{cell}}/2, \tau_{\text{cell}}/2)$, 根据气隙磁导的定义, 可得 $\Lambda(\theta, r)$ 为

$$\begin{cases} \frac{\mu_0}{l_g \cdot K_{\text{Cl}}(r)}, & |\theta| \leq \frac{\theta_t(r)}{2} \text{ (齿部)} \\ 0, & \frac{\theta_t(r)}{2} < |\theta| \leq \frac{\theta_t(r) + \theta_s(r)}{2} \text{ (槽部)} \end{cases} \quad (14)$$

$$K_{\text{Cl}}(r) = \frac{t_s(r)}{t_s(r) - \gamma(r) \cdot l_g} \quad (15)$$

$$\gamma(r) = \frac{2b_s(r)}{\pi l_g} \arctan\left[\frac{b_s(r)}{2l_g}\right] - \ln \sqrt{1 + \left[\frac{b_s(r)}{2l_g}\right]^2} \quad (16)$$

式中: $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 为真空磁导率; l_g 为气隙长度; $K_{\text{Cl}}(r)$ 为卡特系数; $t_s(r) = b_t + b_s(r)$; $\gamma(r)$ 为卡特因子。

式 (14) 中, 气隙磁导函数需根据定子区域进行修正: 齿部区域, 最大磁导函数需要在原磁导表达式 μ_0/l_g 上由 $K_{\text{Cl}}(r)$ 进行修正^[18-19]; 槽部区域, 磁力线必须绕过整个槽深, 则其有效磁路长度趋于正无穷, 气隙磁导近似为 0。

在任意固定半径上, 气隙磁导函数可建模为占空比 $\alpha(r)$ 的矩形波, 且以齿中心线 $\theta=0$ 时为对称轴的偶函数, 因此气隙磁导函数可表示为

$$\Lambda(\theta, r) = \Lambda_0(r) + \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k(r) \cos(kN_s\theta) \quad (17)$$

$$\Lambda_0(r) = \frac{\mu_0}{K_{\text{Cl}}(r) \cdot l_g} \left(\frac{38}{0.831r + 11.22} \right) \quad (18)$$

$$\Lambda_k(r) = \frac{2\Lambda_{\text{max}}(r)}{k\pi} \sin[k\pi\alpha(r)] H_k(r) G_k \quad (19)$$

$$G_k \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{kl_g}{h_s}\right)^2}}, H_k(r) = \frac{1 - \frac{1}{K_{\text{Cl}}(r)}}{1 + \left(\frac{kl_g}{b_t}\right)} \quad (20)$$

式中: N_s 为定子槽数; $\Lambda_k(r)$ 为第 k 次谐波幅值; G_k 为槽口函数; $H_k(r)$ 为槽口边缘效应函数^[20]; h_s 为定子槽深, 代入 G_k 计算近似为 1。

2.3.3 基波感应电动势解析计算

在分析谐波抑制机理之前, 首先需确立电机基波工作性能的理论模型。基波感应电动势的幅值为

$$\begin{cases} E_{\Sigma, m} = 2\pi\omega_e N_{ph} (k_{w2}\Phi_1 + k_{w4}\Phi_2) \\ \omega_e = p_i \cdot \Omega_i \\ \Omega_i = n_i \cdot \frac{2\pi}{60} \end{cases} \quad (21)$$

式中: ω_e 为感应电动势电角速度; Ω_i 为第 i 转子机械角速度; k_{w2} 、 k_{w4} 分别为定子 2 对极、4 对极磁场的绕组系数; n_i 为第 i 个转子的机械转速; Φ_i 为第 i 转子单极面积下产生的基波磁通幅值, 由转子基波磁动势幅值 $F_{i,1}$ 和平均磁导 $\bar{\Lambda}_0$ 决定:

$$\Phi_i = (F_{i,1} \cdot \bar{\Lambda}_0) \cdot S_{stator} \quad (22)$$

式中: S_{stator} 为定子齿部导磁面积。

2.3.4 非工作次谐波磁通径向积分抑制机理

建立基于径向积分的磁通解析模型, 忽略转子侧端部漏磁效应, 并假设转子激励磁动势沿径向幅值恒定, 不参与径向积分的波形调制。因此, 在模型中不显示转子磁动势, 定义第 k 次齿谐波在定子有效绕组面积上的磁通 $\phi_k(r)$ 为

$$\phi_k(r) = \int_{r_{in}}^{r_{out}} \frac{r \cdot H(r)}{K_{Cl}(r)} \cdot \sin[k\pi \cdot \alpha(r)] dr \quad (23)$$

为证明 $\phi_k(r)$ 的衰减特性, 引入相位域, 令 $\varphi = \pi\alpha(r)$, 则可得 $\phi_k(\varphi)$ 为

$$\phi_k(\varphi) = \int_{\varphi_{min}}^{\varphi_{max}} [A(\varphi) - A(\varphi)^2] B(\varphi) \sin(k\varphi) d\varphi \quad (24)$$

$$\begin{cases} A(\varphi) = 1 - \frac{\varphi\gamma(\varphi)}{2\pi\lambda_0} \\ G(\varphi) = [A(\varphi) - A(\varphi)^2] B(\varphi) \\ B(\varphi) = \frac{C_1 C_2}{\varphi^2} - \frac{C_1^2}{\varphi^3} \end{cases} \quad (25)$$

对 $G(\varphi)$ 求导, 可得:

$$\begin{cases} G'(\varphi) = (A'B - 2A)B + (A - A^2)B' \\ A'(\varphi) = -\frac{\gamma(\varphi) + \varphi\gamma'(\varphi)}{2\pi\lambda_0} \\ B'(\varphi) = -2\frac{C_1 C_2}{\varphi^3} + 3\frac{C_1}{\varphi^4} \\ \gamma'(\varphi) = -\frac{4\lambda_0}{\varphi^2} \arctan x(\varphi) \end{cases} \quad (26)$$

式中: C_1 、 C_2 、 λ_0 为代入本文样机具体数值计算得到的常数, 分别为 143.7、13.5、12.67。

经过计算可得在积分区域 $\varphi \in [0.5\pi, 0.75\pi]$, $G'(\varphi) > 0$, 即 $G(\varphi)$ 严格单调递增, 则:

$$G(\varphi) \in (-1.099 \times 10^3, -1.631 \times 10^2) \quad (27)$$

式(27)表明, 在相位域积分区间内, $G(\varphi)$ 为光滑的单调递增函数, 而等齿槽宽比结构中 $G_0(\varphi)$ 为恒定不变。VSWR 结构在低相位处即外径区域槽口加宽、等效气隙增厚, 从而降低外径区域的气隙磁导和相位域权重 $G(\varphi)$, 削弱了该区域对非工作次谐波的贡献。定义积分区域的总相位跨越为: $\Delta\varphi = 0.25\pi$, 对于第 k 次谐波, 其在积分区域内的总相位变化为 $k\Delta\varphi$, 对应的振荡圈数为 $N_k \approx k\Delta\varphi/2\pi = k/8$ 。5 次、7 次和 11 次谐波振荡圈数分别为 0.625、0.875 和 1.375, 即在积分区域内至少经历一次完整的正负振荡, 可由 $\sin(k\varphi) = 0$ 得到:

$$\varphi_n = \frac{n\pi}{k}, 0.5\pi \leq \varphi_n \leq 0.75\pi \quad (28)$$

当 $k=5$ 时, $2.5 \leq n \leq 3.75$, 整数解 $n=3$, 则 $\varphi_3 = 0.6\pi$, 分别取两边一个点进行判断, 可得:

$$\sin(0.75\pi) > 0, \sin(0.5\pi) < 0 \quad (29)$$

式(29)明显振荡; $k=7$ 时, 至少经历两次正负周期振荡; $k=11$, 至少经历三次完整的正负周期振荡。通过积分区域的对称性实现磁通量的有效抵消, 从而显著抑制感应电压中的特定谐波成分。

3 有限元仿真与试验分析

3.1 设计方法与定子结构确定

传统等齿槽宽比无轭定子圆周方向形成较强的开槽磁导周期性起伏, 易引入与工作谐波无关的磁导谐波。考虑到样机研制初期的制造与装配工艺水平和试验平台条件, 在 5 Hz 原理样机工况

下, 本文将槽口宽度作为核心结构变量开展定子设计, 通过搭建多组等齿槽宽比仿真模型, 系统分析了其对感应电压 THD 的影响。研究表明, 不同槽宽对感应电压 THD 影响显著, 具体数据如表 3 所示。

表 3 不同齿槽宽比方案定子感应电压 THD

Tab. 3 Stator induced voltage THD for different slot-tooth ratio schemes

齿槽宽比	THD/%
1	22.46
1.5	21.37
2	24.31
2.5	25.47
3	26.77

综上, 将定子有效半径划分为若干环层, 每层采用不同槽口宽度, 且考虑到工艺实现与径向分层设计需求, 定子选择矩形块形成 S-RVSWR 结构, 初步变化范围取 (1, 3)。

3.2 试验平台

搭建 S-RVSWR-CR-DRSG 试验样机平台如图 7 所示, 结构参数如表 4 所示。该电机采用同轴对转双转子设计, 1 号转子(左侧)和 2 号转子(右侧)分别由两台独立变频器控制的驱动电机拖动, 目标转速分别为 +150 r/min 和 -75 r/min。每台驱动电机后侧均配备光电编码器, 用于记录转子初始位置。双转子绕组通过直流电流源串联激励, Yokogawa 录波仪(采样率 10 MSa/s)的 7 个通道分别测量定子 A、B、C 相中性点电压、1 号与 2 号转子编码器的 Z 信号、以及励磁装置的端口电压和输出电流。

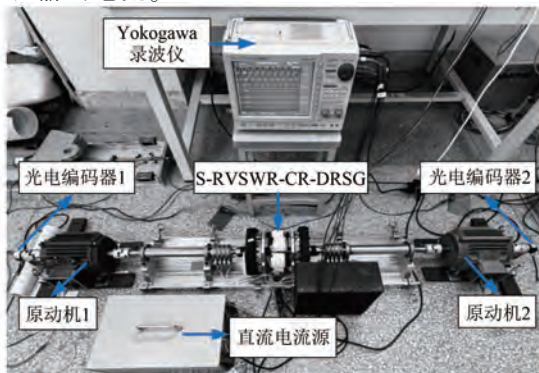


图 7 试验样机平台示意图

Fig. 7 Schematic diagram of experimental prototype platform

表 4 S-RVSWR-CR-DRSG 结构参数

Tab. 4 Structural parameters of the S-RVSWR-CR-DRSG

参数名称	参数值
定子铁心轴向长度/mm	120
定子铁心径向长宽/mm	30
定子铁心切向长宽/mm	38
定子铁心槽数	6
定子绕组匝数	100
定子主导极数	4/8
1、2 号转子极数	4、8
转子铁心内半径/mm	47.5
转子铁心外半径/mm	78
转子铁心齿槽长度/mm	23
转子铁心轭部厚度/mm	25
转子铁心槽数	24
转子铁心绕组匝数	40
气隙长度/mm	1.5
定子齿槽宽比变化范围	(1,3)

3.3 仿真模型

基于 Ansys Maxwell 有限元仿真软件建立三维 S-RVSWR 电机模型, 如图 8、9 所示, 并且根据实验室样机各结构参数进行近似还原, 同时建立二维空间下 S-RVSWR 为 2 的磁路等效模型。

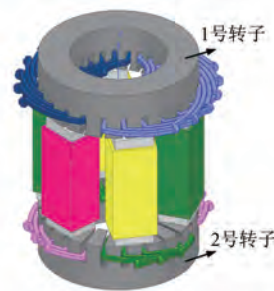


图 8 新型结构电机 Maxwell 3D 仿真轴向模型图

Fig. 8 Axial model diagram of novel structure motor in Maxwell 3D simulation

二维仿真模型尺寸和三维模型尺寸存在差异, 为便于之后与三维模型进行比较分析, 仿真结果最终需要进行折算。二维仿真模型与试验样机的励磁电流、匝数、定转子槽数和气隙相同, 1 号转子内外径尺寸分别为 100、300 mm; 2 号转子内外径尺寸分别为 403、603 mm; 定子铁

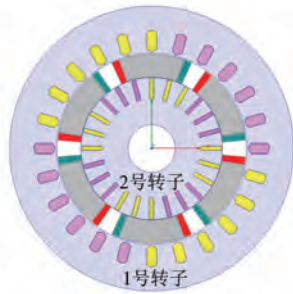


图 9 传统电机 Maxwell 2D 仿真径向等效模型图

Fig. 9 Radial equivalent model diagram of conventional motor in Maxwell 2D simulation

心径向长度为 100 mm;模型 Z 轴厚度为 60 mm。基于磁路相关理论^[21]:若铁心未饱和,因气隙磁阻远大于铁心磁阻,在进行折算时仅考虑气隙磁阻。由于二维模型与三维模型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磁路实现等效。定义一个电压折算系数 $\varepsilon = A_{3D}/A_{2D}$, A_{3D} 为三维模型定子有效导磁面积,计算值为 1 140 mm²; A_{2D} 为二维模型定子有效导磁面积,计算值为 14 400 mm²,最终得 $\varepsilon \approx 0.079$ 。

3.4 定子 FSCW 磁动势特性验证

在发电仿真与试验之前,需验证定子 FSCW 的主导极对数为 2、4。对定子绕组施加有效值 10 V、频率 50 Hz 即周期 20 ms 的三相对称交流电压进行激励,定子与 1 号转子、2 号转子间轴向磁密谐波分布分别如图 10、11 所示。

由图 10、11 可知,在仅对定子施加激励条件下,气隙磁场中 2 对极和 4 对极谐波的幅值最大,即验证了 FSCW 主导极对数为 2 和 4。

3.5 空载试验与仿真

为验证 S-RVSWR 结构在额定工作状态下的电磁性能,进行空载瞬态有限元仿真,模拟发电机在实际并网运行时的电磁环境。仿真工况:双转子同时施加 3 A 直流励磁,1 号转子转速为 150 r/min,2 号转子转速为 -75 r/min,产生的基波频率为 5 Hz。取定子 A 相中性点进行对比分析,双转子同时激励感应电压仿真波形、谐波分别如图 12、13 所示。

由图 12 可知,两种定子结构的空载 A 相电压总体均呈近似正弦分布,周期都为 200 ms,但波形细节存在显著差异。等齿槽宽比波形在波

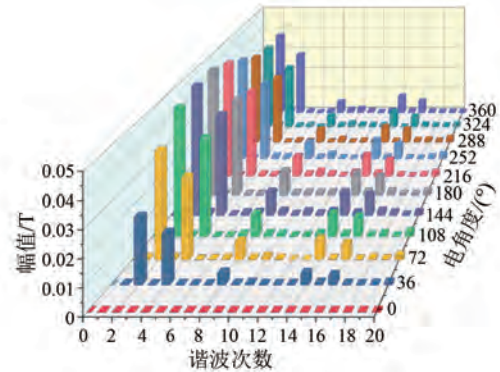


图 10 定子与 1 号转子间轴向磁密谐波分布

Fig. 10 Axial magnetic flux density harmonic distribution between stator and rotor 1

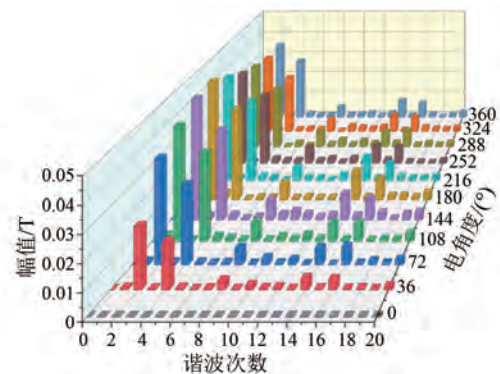


图 11 定子与 2 号转子间轴向磁密谐波分布

Fig. 11 Axial magnetic flux density harmonic distribution between stator and rotor 2

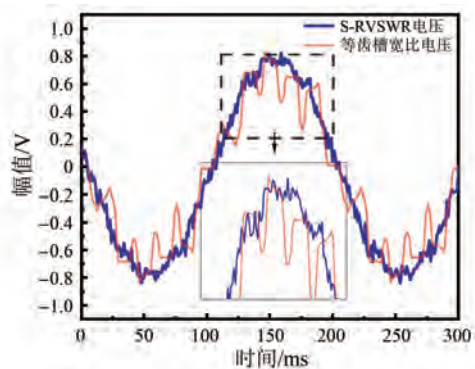


图 12 双转子同时激励感应电压仿真波形

Fig. 12 Simulated waveforms of induced voltage under dual-rotor simultaneous excitation

峰和波谷附近出现明显的扁平与折角现象,过零点附近也存在轻微起伏,表明齿槽效应引入的附加空间谐波在气隙磁场中占据较高比例,使感应电压偏离理想正弦波形。相比之下,S-RVSWR 结构通过齿宽恒定、槽宽径向线性增

大, 使气隙磁导空间波动在径向积分下平滑, 波形峰谷更圆滑, 接近标准正弦, 有利于降低电压畸变及改善电能质量。

由图 13 可知, S-RVSWR 与等齿槽宽比结构的基波幅值分别为 0.722 36 与 0.781 27, 相对降幅仅 7.5%。其次, 5 次、7 次和 11 次等主导谐波的畸变率由原结构的 12.32%、7.68% 和 18.8%, 分别降至 0.55%、2.93% 和 3.38%。THD 由 24.31% 骤降至 5.20%, 整体电压波形正弦度得到实质性改善。针对个别高次(如 15 次)及偶次谐波幅值出现微小增益的非理想现象, 在于 S-RVSWR 结构引入了轻微的空间磁路不对称: 一是内外径磁路局部饱和程度差异引发的非线性效应; 二是三维结构端部漏磁导致的径向磁路分布不均。但未影响整体 THD 大幅下降的核心结论。

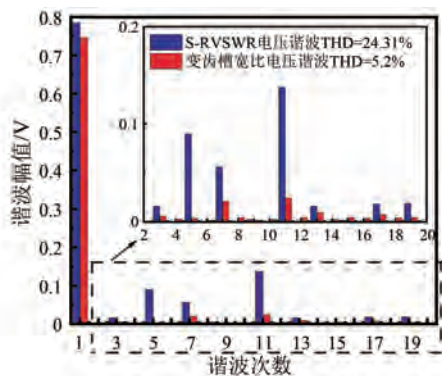


图 13 双转子同时激励感应电压仿真谐波

Fig. 13 Simulated harmonics of induced voltage under dual-rotor simultaneous excitation

双转子同时激励试验、理论、仿真电压波形如图 14 所示。由图 14 可知, 试验、理论、仿真结果在时域上高度吻合, 证实了模型的时域有效性。波形形态存在客观差异: 解析模型因未计入谐波呈理想正弦波; 仿真波形叠加了高频毛刺, 导致磁导率数值剧烈跳变; 试验样机因物理磁场变化连续, 波形相对平滑。同时, 由于 S-RVSWR 结构无法消除所有阶次的谐波分量, 仿真与试验波形在峰谷处均保留了无法避免的微小凹陷畸变。

三者波形幅值呈现解析值(0.9 V) > 仿真值(0.8 V) > 试验值(0.7 V) 的阶梯递减趋势。解析值因未包含铁心磁压降、漏磁饱和及涡流损耗, 幅值最高; 仿真模型引入了铁心非线性磁化及三维

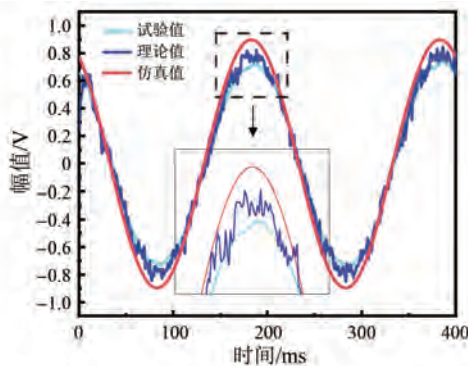


图 14 双转子同时激励试验、理论、仿真电压波形(5 Hz)

Fig. 14 Experimental, theoretical, and simulated voltage waveforms under dual-rotor simultaneous excitation (5 Hz)

端部漏磁效应, 导致气隙有效磁通减少, 幅值下降 11%; 试验幅值进一步衰减至最低, 直接原因在于加工误差导致实际气隙大于理论值, 且矩形硅钢片叠压系数偏低削减了有效导磁截面积。综合论证, 仿真与试验幅值吻合, 验证了该结构对感应电压谐波的抑制能力。

为考察电机对转速变化的适应性, 将定子感应电压频率提升至 10 Hz, 如图 15 所示。图中, 试验、解析与仿真波形周期均按预期缩短至 100 ms, 电压幅值成比例翻倍, 并维持解析值(1.8 V) > 仿真值(1.6 V) > 试验值(1.4 V) 的递减趋势, 表明提速未改变基波传递规律。

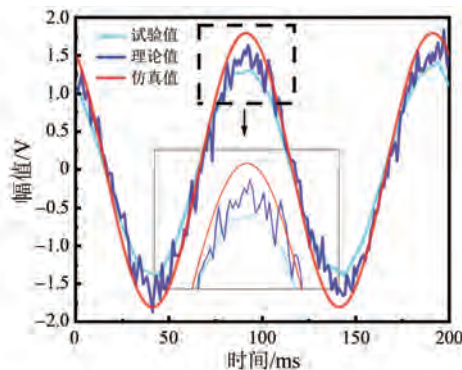


图 15 双转子同时激励试验、理论、仿真电压波形(10 Hz)

Fig. 15 Experimental, theoretical, and simulated voltage waveforms under dual-rotor simultaneous excitation (10 Hz)

双转子同时激励试验电压 FFT 结果(5 Hz、10 Hz)分别如图 16、17 所示。对比发现, 感应电

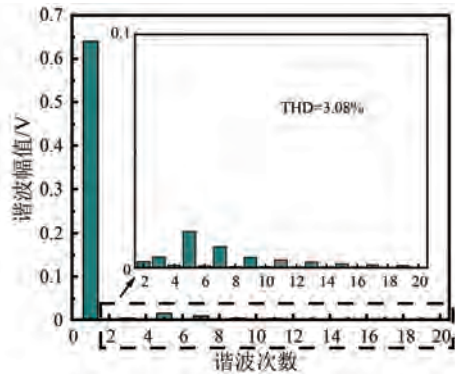


图 16 双转子同时激励试验电压 FFT (5 Hz)

Fig. 16 FFT of experimental voltage under dual-rotor simultaneous excitation (5 Hz)

压频率从 5 Hz 上升至 10 Hz 时, THD 呈上升趋势。其根本原因在于当前样机组件工艺受限, 高转速直接诱发了转子动态偏心^[22-24], 破坏了气隙均匀性并在其中重新引入谐波分量, 最终导致电压波形产生畸变。

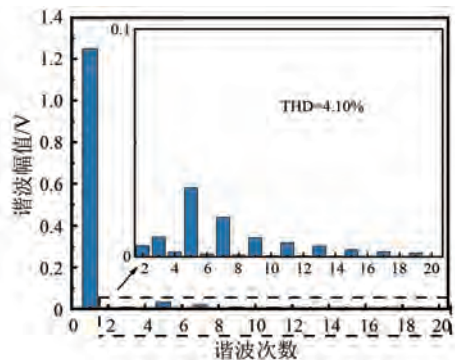


图 17 双转子同时激励试验电压 FFT (10 Hz)

Fig. 17 FFT of experimental voltage under dual-rotor simultaneous excitation (10 Hz)

4 结语

本文针对轴向磁通双转子发电机电压波形畸变问题, 提出 S-RVSWR 结构。理论解析表明, 该结构使气隙磁导呈径向非线性分布, 通过空间积分效应令 5 次、7 次、11 次等谐波磁通产生正负抵消, 从物理源头切断了低频谐波的产生。

5 Hz 工况下的仿真与试验验证, 空载相电压 THD 由 24.31% 降至 5.20%, 波形趋于理想正弦。实测电压幅值略低, 归因于加工与装配误差导致有效导磁面积减小, 属于合理损耗。同时, 定子无轭模块化设计简化了复杂槽形加工,

降低了制造成本。但在 10 Hz 提速工况下, 由于电机整体刚性不足引发转子动态偏心, 导致气隙重新引入谐波, 波形出现微畸变。该结构在高转速下的失稳阈值未知, 后续必须对零部件进行机械加固, 以解决动态运行中的稳定性问题。

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、胡皓宇、杨雨波、丁嘉睿进行了方案设计、内容总结与论文撰写, 骆皓、丁嘉睿、胡皓宇、杨雨波、秦臻进行了仿真和试验研究, 骆皓、丁嘉睿、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 scheme design, content summary and paper writing were carried out by Luo Hao, Hu Haoyu, Yang Yubo and Ding Jiarui. The simulation and experiment were conducted by Luo Hao, Ding Jiarui, Hu Haoyu, Yang Yubo and Qin Zhen. The manuscript was revised by Luo Hao, Ding Jiarui and Ni Xijun. All authors have read and approved the final of paper for submission.

参考文献

- [1] 王毅, 杨晨炜, 殷鑫科, 等. 面向实验验证的永磁同步电机噪声仿真方法研究[J]. 微特电机, 2025, 53(12): 19-23+28.
Wang Y, Yang C W, Yin X K, et al. Noise simulation of permanent magnet synchronous motors towards experimental validation [J]. Small & Special Electrical Machines, 2025, 53(12): 19-23+28.
- [2] 朱继忠, 高美云, 肖鹏飞, 等. 大规模海上风电并网与运行技术综述[J]. 电力工程技术, 2025, 44(5): 2-24.
Zhu J Z, Gao M Y, Xiao P F, et al. Review of grid integration and operation technologies for large-scale offshore wind power [J]. Electric Power Engineering Technology, 2025, 44(5): 2-24.
- [3] 侯新国, 罗翔宇, 涂萱. 基于模型参考自适应系

- 统的五相感应电机双参数辨识[J]. 电力工程技术, 2025, 44(4): 119-127.
- Hou X G, Luo X Y, Tu X. Dual-parameter identification based on model reference adaptive system for five-phase induction motor [J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2025, 44(4): 119-127.
- [4] 周亚蒙, 田兵, 谭强, 等. 角接五相电机单相开路故障零序环流抑制方法[J]. 电力工程技术, 2026, 45(2): 60-69.
- Zhou Y M, Tian B, Tan Q, et al. A zero-sequence current suppression method for pentacle-wired five-phase PMSMs under a single-phase open fault [J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2026, 45(2): 60-69.
- [5] 冯灿. 新型轴向磁通无线电励磁同步电机[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2025.
- Feng C. A novel axial flux wireless electrically excited synchronous motor [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2025.
- [6] 宋成龙, 陆艳君, 安辉, 等. 轴向分段式双爪极永磁电机设计与分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(6): 107-115.
- Song C L, Lu Y J, An H, et al. Design and analysis of axially segmented double claw pole permanent magnet motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(6): 107-115.
- [7] Moon J H, Kang D W. Torque ripple and cogging torque reduction method of IPMSM using asymmetric shoe of stator and notch in stator [J]. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2022, 17(6): 3465-3471.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 杨志豪, 杨梦雪, 王思诺, 等. 定子斜槽对永磁同步电动机性能的影响[J]. 电气工程学报, 2019, 14(3): 97-102.
- Yang Z H, Yang M X, Wang S N, et al. Effect of stator skewed slot on performance of permanent magnet synchronous motor [J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2019, 14(3): 97-102.
- [11] 赵俊杰, 王福杰, 王秀和. 抑制分数槽永磁电机空载轴电压的定子斜槽法[J]. 微电机, 2021, 54(11): 1-5.
- Zhao J J, Wang F J, Wang X H. Stator skewed-slot method for suppressing no-load shaft voltage of fractional slot permanent magnet machine [J]. *Micromotors*, 2021, 54(11): 1-5.
- [12] Tang H Y, Zhang M W, Dong Y, et al. Influence of the opening width of stator semi-closed slot and the dimension of the closed slot on the magnetic field distribution and temperature field of the permanent magnet synchronous motor [J]. *IET Electric Power Applications*, 2020, 14(14): 1642-1652.
- [13] 王超, 彭兵, 甄东芳. 径向变槽口宽度削弱轴向磁通永磁电机齿槽转矩[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(1): 111-120.
- Wang C, Peng B, Zhen D F. Cogging torque minimization of axial flux permanent magnet motor with various slot openings along radial direction [J]. *Electric Machines and Control*, 2025, 29(1): 111-120.
- [14] Asgharpour-Alamdari H, Alinejad-Beromi Y, Yaghobi H. Reduction in distortion of the synchronous generator voltage waveform using a new winding pattern [J]. *IET Electric Power Applications*, 2017, 11(2): 233-241.
- [15] 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.
- [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. Calculation methods of

- distribution coefficients for fractional-slot concentrated windings [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(4): 442-452.
- [17] 陈益广, 潘玉玲, 贺鑫. 永磁同步电机分数槽集中绕组磁动势[J]. *电工技术学报*, 2010, 25(10): 30-36.
Chen Y G, Pan Y L, He X. Magnetomotive force in permanent magnet synchronous machine with concentrated fractional-slot winding [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2010, 25(10): 30-36.
- [18] Di Gerlando A, Ricca C. Analytical modelling of the slot opening function [J]. *Magnetism*, 2023, 3(4): 308-326.
- [19] Cai S, Zhu Z Q, Mallampalli S, et al. Investigation of novel fractional slot nonoverlapping winding hybrid excited machines with different rotor topologies [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021, 57(1): 468-480.
- [20] Araghi S M T, Kiyoumars A, Dehkordi B M. Design, analysis and prototyping of a PM-assisted synchronous reluctance machine equipped with new-type of fractional-slot winding [J]. *IET Electric Power Applications*, 2025, 19(1): e70002.
- [21] 孙宋君. 新型轴径向混合磁通永磁电机研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2022.
Sun S J. Research on novel axial-radial hybrid flux permanent magnet machine [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2022.
- [22] 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.
- [23] Eemolaev A I, Erofeev V I, Plekhov A S. Investigation of magnetic noise in an asynchronous motor with a rotor shaft eccentricity [J]. *Russian Engineering Research*, 2025, 45(10): 1331-1338.
- [24] Cao J H, Fan B, Xiao S W, et al. Stability analysis of planetary rotor with variable speed self rotation and uniform eccentric revolution in the rubber tapping machinery [J]. *Forests*, 2024, 15(6): 1071.

收稿日期:2026-01-15

收到修改稿日期:2026-03-24

作者简介:

丁嘉睿(2002—),男,硕士研究生,研究方向为新型电机的设计与控制技术,17712632998@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。