

# 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

任明洋<sup>1</sup>, 骆皓<sup>1,2\*</sup>, 朱坤硕<sup>1</sup>, 倪喜军<sup>1</sup>, 高阳<sup>1</sup>

(1. 南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 211167;

2. 江苏省配电网智能技术与装配协同创新中心, 江苏 南京 211167)

## Electromagnetic Characteristics Analysis of Dual-Rotor Synchronous Wind Generator Based on Wideband Coupling of Spatial Pole Pairs

REN Mingyang<sup>1</sup>, LUO Hao<sup>1,2\*</sup>, ZHU Kunshuo<sup>1</sup>, NI Xijun<sup>1</sup>, GAO Yang<sup>1</sup>

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

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

**Abstract:** [Objective] To address the limitations of traditional large-scale permanent magnet synchronous wind generators, which cannot regulate the excitation magnetic field, and traditional double-fed generators, which are not suitable for direct drive and require post-installation maintenance, a modular dual-rotor synchronous wind generator is proposed. [Method] The stator winding of the generator was designed using fractional slot concentrated winding (FSCW), while both rotor windings were concentrated and excited by direct current. The stator excitation generated two dominant poles, which magnetically coupled with the dominant poles of the two rotors, forming a flux linkage. First, the basic structure and operating principle of the generator were introduced. Following this, a mathematical model was developed and the electromagnetic characteristics, including flux linkage and induced electromotive force, were analyzed based on FSCW theory. Finally, a finite element simulation model was created, and the simulation results were compared with the theoretical predictions. [Results] The results indicated that flux linkage calculations were accurate when the magnetic surfaces of the stator and rotor teeth were aligned. However, when the teeth were misaligned, the presence of air-gap leakage inductance introduced a certain degree of error in the calculations.

[Conclusion] The simulation results are generally consistent with the theoretical calculations, validating the accuracy of the proposed modular dual-rotor synchronous wind generator design.

**Key words:** dual-rotor synchronous wind generator; magnetic flux linkage; fractional slot concentrated winding; induced electromotive force

**摘要:** [目的] 针对传统大型永磁同步风力发电机无法实现励磁磁场的调节、传统双馈发电机无法实现直驱且存在后期维护等问题, 设计了一种模块化双转子同步风力发电机。【方法】该发电机定子绕组为分数槽集中绕组(FSCW); 双转子绕组均为集中绕组且采用直流激励; 定子激励产生的两个主导极分别与两个转子的主导极进行磁通匝链。首先, 介绍了所设计发电机的基本结构与工作原理; 其次, 建立了该类发电机的数学模型, 并依托于FSCW理论分析其磁链、感应电动势等电磁特性; 最后, 建立有限元仿真模型, 将仿真与理论结果进行对比分析。【结果】结果表明: 定、转子齿部导磁面正对位置处磁链计算较为准确, 而定、转子齿部偏移处由于含有气隙漏感存在一定的计算偏差。【结论】仿真与理论结果基本吻合, 验证了所设计的模块化双转子同步风力发电机的正确性。

**关键词:** 双转子同步风力发电机; 磁通匝链; 分数槽集中绕组; 感应电动势

基金项目: 江苏省研究生科研与实践创新计划项目(SJCX23\_1199); 中国博士后科学基金面上项目(2017M621086)

Postgraduate Research & Practice Innovation Program of Jiangsu Province (SJCX23\_1199); General Program of China Postdoctoral Science Foundation (2017M621086)

## 0 引言

永磁同步发电机具有内部永磁体占用空间小、功率密度高、系统结构和控制简单、无需外部

励磁设备以及能在相对较小的电机体积内输出更大的功率等优点<sup>[1-2]</sup>,但是永磁同步发电机方案工艺复杂、所需变流器容量大、依赖高性能永磁材料以及成本高等缺点限制着其发展<sup>[3-4]</sup>。双馈异步感应发电机制造成本较低、调速性能好、适应不同负载条件下的运行且能高效地转换机械能为电能,但是此类发电机需要高速齿轮作为传动的一环,增加了传动链的复杂程度,对系统性能影响较大<sup>[5-7]</sup>。

分数槽集中绕组(Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW)作为铁心绕组能实现少槽多极。FSCW 在所占体积恒定的情况下能获得更高的功率反馈,且具有齿槽转矩小、效率高、结构简单及绕组因数大等优点,因此被广泛应用于大型机械设备<sup>[8-12]</sup>。

针对风力发电系统,国内外学者先后提出了失速型异步发电系统、变速恒频双馈异步发电系统、电励磁同步发电系统、多相永磁同步发电系统以及无刷永磁同步发电系统等多种风力发电系统,并研究了其组成部件和控制方法<sup>[13-16]</sup>。文献[17]提出了一种无铁心盘式双转子永磁同步电机,对永磁转子所受的轴向磁力进行了计算和分析。文献[18]提出了一种新型对置旋转双转子永磁同步发电机,并通过有限元与电路法验证该类发电机设计的可行性。文献[19]提出一种定转子均采用 FSCW 的双转子轴向电机,推导出特定齿槽配合下的分布系数并利用解析法分析高次谐波对电感参数的影响。

基于存在的问题以及已有研究现状,本文以采用轴向磁场的电机结构为基础,设计了一种定子采用 FSCW、双转子采用集中绕组并进行直流励磁的同步发电机,其定转子铁心齿槽比均为 1:1。简述其基本结构、电磁耦合特性与工作原理,并将 FSCW 基础理论应用到该发电机中。

## 1 模块化双转子同步风力发电机的基本结构与磁路模型工作原理

### 1.1 基本结构

本文所设计的模块化双转子同步风力发电机三维结构如图 1 所示。该发电机采用轴向磁场设计,两个转子分布于定子两侧,定转子间存

在气隙长度可调的均匀气隙,定子绕组激励产生的一对主导极分别与两个转子激励产生的主导极进行磁通匝链;定子铁心设计为无轭结构,由独立的梯形硅钢片叠绕而成,两个转子齿部朝向定子侧,分别绕制集中式独立绕组。该轴向结构电机能提升定转子之间磁场耦合的能力,较好地实现磁通匝链。

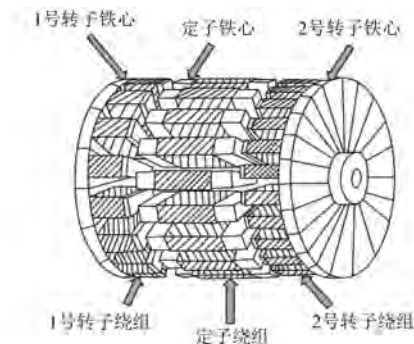


图 1 双转子同步发电机三维结构图

Fig. 1 Three-dimensional diagram of a dual-rotor synchronous generator

定、转子模块化示意图如图 2 所示。定子铁心各模块统一为梯形,双转子铁心按照 T 形模块化在各相邻齿部间插入长度均匀的间隙,同时在间隙中填充导流管和磁流体。此方案充分考虑了实际工程需要,提高了容错能力以及三相不对称度,解决了大型风机现场装机以及后期维护等问题。

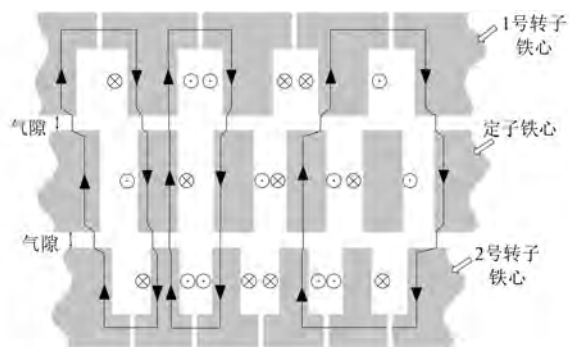


图 2 定、转子模块化示意图

Fig. 2 Schematic diagram of stator and rotor modular design

### 1.2 工作原理

图 3 为模块化双转子同步风力发电机激励磁路模型。定子三相对称 FSCW 与电网相连,主导极对数为 7 和 11,两个转子绕组分别进行直流电流励磁,其中 1 号转子的主导极对数为 7,2 号转

子的主导极对数为 11。定子的一对主导极分别与两个转子的主导极进行磁场耦合与能量交换, 而其非主导极之间以弱耦合的形式呈现。以定子激励产生的磁路为例, 经过定子铁心、1 号定转子气隙、2 号定转子气隙、1 号转子齿部、2 号转子齿部、1 号转子轭部和 2 号转子轭部形成一条闭合的回路。

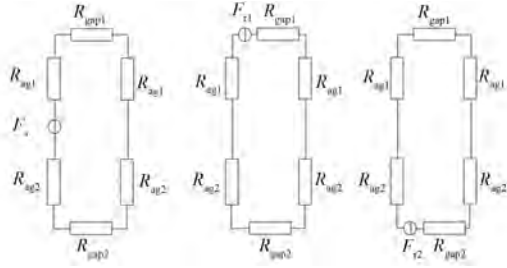


图 3 发电机激励磁路模型

Fig. 3 Generator excitation magnetic circuit model

图 3 中:  $R_{ag1}$ 、 $R_{ag2}$ 、 $R_{gap1}$  和  $R_{gap2}$  分别为气隙 1 磁阻、气隙 2 磁阻、1 号转子模块化间隙磁阻和 2 号转子模块化间隙磁阻;  $F_s$ 、 $F_{r1}$  和  $F_{r2}$  分别为定子、1 号转子和 2 号转子磁动势。针对定子一个线圈绕制在单个齿上的 FSCW, 即节距为 1, 该线圈通入幅值为  $U_s$ 、角频率为  $\omega$  的交流电压, 其对应的电流幅值为  $I_s$ 。针对双转子绕组, 通入幅值为  $I_{rj}$  ( $j=1$  或  $2$ ) 的直流电流时, 忽略铁心磁阻, 定、转子在各自激励产生的磁动势下的磁通可表示为

$$\Phi_s = \frac{N_s I_s}{2R_{ag1} + 2R_{ag2} + R_{gap1} + R_{gap2}} \quad (1)$$

$$\Phi_{r1} = \frac{N_{r1} I_{r1}}{2R_{ag1} + 2R_{ag2} + R_{gap1} + R_{gap2}} \quad (2)$$

$$\Phi_{r2} = \frac{N_{r2} I_{r2}}{2R_{ag1} + 2R_{ag2} + R_{gap1} + R_{gap2}} \quad (3)$$

式中:  $N_s$ 、 $N_{r1}$  和  $N_{r2}$  分别为定子绕组匝数、1 号转子绕组匝数和 2 号转子绕组匝数。

由于定子铁心不存在轭部, 没有轭部的电机其等效气隙增大, 相比于有轭部的定子铁心其气隙占比高, 因此主磁通磁阻增加, 导致该类轴向电机的漏磁较大<sup>[20]</sup>, 因此通过等效磁阻法对该类轴向电机的分析不能准确反映磁通和磁链的实际情况, 同时在气隙中的谐波含量也随之增大, 由于大量谐波的存在导致感应电动势畸变率增大。

## 2 模块化双转子同步风力发电机的基础理论

### 2.1 发电机绕组的磁链分析

为了便于进一步分析电磁耦合特性, 需对分析模型作如下简化假设: 铁心磁导率无穷大且为线性, 忽略分析模型中  $z$  轴的末端效应; 槽的宽度为固定的角度, 忽略场强时变网络的影响; 双转子励磁线圈在任意一个时刻通以幅值为  $I_{rj}$  的直流电流产生的磁场, 其强度为  $M_0$  且产生的磁场具有线性关系。将定子与其中一个转子的等效模型轴向划分为五个区域, 建立如图 4 所示的基于空间导磁能力  $r$  的极坐标系简化模型, 通过傅里叶分析得到每个域的解析解:

$$\begin{cases} \nabla^2 \mathbf{A}^{I,j} = -\mu_0 \mathbf{J}^{I,j} \\ \nabla^2 \mathbf{A}^{II,j} = -\mu_0 \mathbf{J}^{II,j} \\ \nabla^2 \mathbf{A}^{III,i} = 0 \\ \nabla^2 \mathbf{A}^{IV,i} = 0 \\ \nabla^2 \mathbf{A}^V = (\nabla \times \mathbf{M}_0^V) \mu_0 \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\mu_0$  为真空磁导率;  $\mathbf{J}$  为电流密度;  $\mathbf{A}$  为磁矢量势;  $i$  和  $j$  分别为第  $i$  个定子槽开口处和第  $j$  个定子槽开口处的角度位置;  $\mathbf{M}_0$  为磁化强度矢量。

根据定转子空间分布绘制如图 5 所示的平行磁化分布图, 磁化强度  $M_0$  由径向磁化强度  $M_r$  与周向磁化强度  $M_\theta$  共同叠加而成:

$$\begin{cases} M_0 = M_r i_r + M_\theta i_\theta \\ M_r = \sum_{n=1}^{\infty} M_{rn} \cos[n(\theta - \theta_0)] \\ M_\theta = \sum_{n=1}^{\infty} M_{\theta n} \sin[n(\theta - \theta_0)] \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $i_r$  和  $i_\theta$  分别为定子绕组电流矢量的径向和周向分量。  $M_{rn}$  和  $M_{\theta n}$  分别为平行磁化强度  $M_0$  的  $n$  阶径向和周向傅立叶分量。

定义  $M_n = (M_{rn} - M_{\theta n})/n$ 、 $r_{sm} = \sqrt{r_1^2 + r_2^2}$ ,  $\delta$  为定子槽的宽度,  $i_z$  为电流矢量的  $z$  轴分量, 通过使用变量分离方法获得拉普拉斯方程和泊松方程, 可以求出每个域的通解, 系数  $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$  由等效模型的几何形状确定的一组边界条件来进行求解:

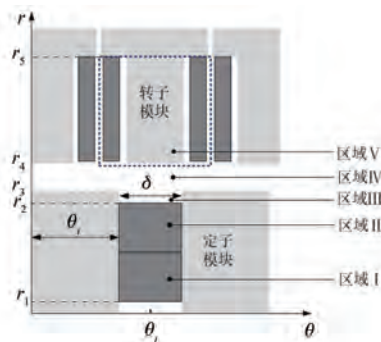


图4 定、转子简化分析模型

Fig. 4 Simplified analysis model of the stator and rotor

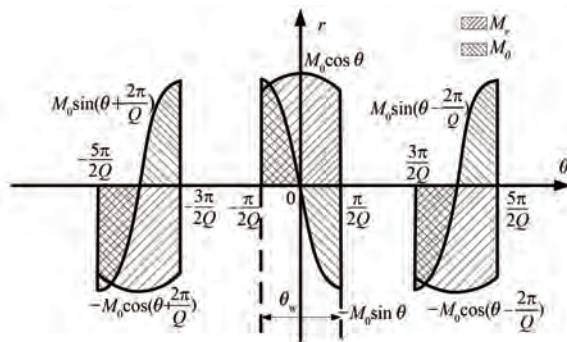


图5 平行磁化分布图

Fig. 5 Parallel magnetization distribution

$$A^{I,j} = A_0^{I,j} + B_0^{I,j} \ln r - \frac{1}{4} \mu_0 r^2 J_0^{I,j,2} + i_z \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \left( \frac{r}{r_{sm}} \right)^{-\frac{m\pi}{\delta}} A_m^{I,j} + \left( \frac{r}{r_1} \right)^{\frac{m\pi}{\delta}} B_m^{I,j} + \frac{\mu_0 J_m^{I,j,2}}{\left( \frac{m\pi}{\delta} \right)^2 - 4} \right] \cos \left[ \frac{m\pi}{\delta} (\theta - \theta_j) \right] \quad (6)$$

$$A^{II,j} = A_0^{II,j} + B_0^{II,j} \ln r - \frac{1}{4} \mu_0 r^2 J_0^{II,j,2} + i_z \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \left( \frac{r}{r_2} \right)^{-\frac{m\pi}{\delta}} A_m^{II,j} + \left( \frac{r}{r_{sm}} \right)^{\frac{m\pi}{\delta}} B_m^{II,j} + \frac{\mu_0 J_m^{II,j,2}}{\left( \frac{m\pi}{\delta} \right)^2 - 4} \right] \cos \left[ \frac{m\pi}{\delta} (\theta - \theta_j) \right] \quad (7)$$

$$A^{III,i} = A_0^{III,i} + B_0^{III,i} \ln r + i_z \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \left( \frac{r}{r_3} \right)^{-\frac{k\pi}{\beta}} A_k^{III,i} + \left( \frac{r}{r_2} \right)^{\frac{k\pi}{\beta}} B_k^{III,i} \right] \cos \left[ \frac{k\pi}{\beta} (\theta - \theta_i) \right] \quad (8)$$

$$A^{IV} = i_z \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left[ \left( \frac{r}{r_4} \right)^{-n} A_n^{IV} + \left( \frac{r}{r_3} \right)^n B_n^{IV} \right] \sin(n\theta) + \left[ \left( \frac{r}{r_4} \right)^{-n} C_n^{IV} + \left( \frac{r}{r_3} \right)^n D_n^{IV} \right] \cos(n\theta) \right\} \quad (9)$$

$$A^V = i_z \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left[ \left( \frac{r}{r_5} \right)^{-n} A_n^V + \left( \frac{r}{r_4} \right)^n B_n^V + \frac{\mu_0 r n}{(n^2 - 1)} M_n \cos(n\theta_0) \right] \sin(n\theta) + \left[ \left( \frac{r}{r_5} \right)^{-n} C_n^V + \left( \frac{r}{r_4} \right)^n D_n^V - \frac{\mu_0 r n}{(n^2 - 1)} M_n \sin(n\theta_0) \right] \cos(n\theta) \right\} \quad (10)$$

利用磁矢势  $\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B}$  的定义,可推导出径向磁通密度  $B_r$  和周向磁通密度  $B_\theta$  的表达式:

$$\begin{cases} B_r = \frac{i_r}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \\ B_\theta = -i_\theta \frac{\partial A}{\partial r} \end{cases} \quad (11)$$

进而得到径向磁密与周向磁密之和:

$$B_1 = B_r + B_\theta \quad (12)$$

不考虑铁心的齿槽效应对磁场的影响,因而周向与径向磁链之和可表示为

$$\psi_1 = N_s \left( \frac{i_r}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} - i_\theta \frac{\partial A}{\partial r} \right) S \quad (13)$$

式中: $S$ 为定、转子齿之间的导磁面积。

本文以不同区域对应的空间导磁能力  $r$  与激励电流矢量方向为自变量,构造三维轴向定转子磁感应工作区间,并在该区间内研究定转子的磁链幅值、电感幅值和感应电动势幅值。相较于传统一体式发电机,所提的模块化双转子发电机,模块化设计不会改变磁路的整体路径。两个转子轭部含有长度均匀的气隙,按照“磁阻最小理论”,转子上磁路由一个铁心模块穿过气隙到达相邻铁心模块,由于空气比线性材料的电机铁心的相对磁导率大,因此会影响模块化转子铁心间隙所在区域中的原本磁路,从而会在一定程度上导致定

转子间的气隙磁密减小。

## 2.2 感应电动势

对于  $Q$  槽  $p$  极 FSCW, 假设其双层绕组的单元电机相数为  $m$ , 则每极每相槽数  $q = Q/2mp$ , 且  $q \in (0, 1)$ 。若定子铁心槽数为  $Q_s$ , 单个齿上线圈所绕匝数为  $N_s$ , 输入交流电流后, 线圈产生的脉冲振荡磁动势经过傅里叶变换, 则可以被分解为多个宽频带的  $v$  对极谐波磁动势, 如式 (14) 所示:

$$F(\theta) = 2N_s I_s \cos(\omega t) \sum_{v=1}^{\infty} \frac{k_{y,v}}{v\pi} \cos\theta \quad (14)$$

式中:  $F$  为单个线圈谐波磁动势;  $\theta$  为定子上  $n$  号线圈与 1 号线圈空间处所在圆周位置的机械角度差;  $k_{y,v} = \sin(v\pi/Q_s)$  为短距系数。

由式 (14) 可知, 要使单个齿上线圈磁动势幅值达到最大值, 需要使短距系数  $k_{y,v}$  中  $v/Q_s$  呈现最大值, 即槽数  $Q_s$  与极对数  $2p$  接近。通常的极槽配合为:  $Q_s = 2p \pm 1$ 、 $Q_s = 2p \pm 2$  和  $Q_s = 2p \pm 4$ 。

由单个线圈磁动势表达式推导单相线圈的磁动势  $F_{sp}$  表达式, 如式 (15) 所示:

$$F_{sp}(\theta) = \frac{2}{3} N_s I_s Q_s \cos(\omega t) \sum_{v=1}^{\infty} \frac{k_{q,v} k_{y,v}}{v\pi} \cos\theta \quad (15)$$

式中:  $k_{q,v}$  为 FSCW 的  $v$  次谐波分布系数。

上述三类极槽配合会存在三类分布系数, 将均匀分布在空间圆周方向上的三相线圈磁动势合成, 得到总磁动势  $F_{\text{sum}}$ :

$$F_{\text{sum}} = \frac{1}{2} n^2 F \cos(\omega t - nv\theta) \quad (16)$$

式中:  $v = 3k + n$ ,  $n \in \{-1, 0, 1\}$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ ;  $F = 2N_s I_s Q_s k_{\text{sw},v} / v\pi$ ,  $k_{\text{sw},v}$  为定子绕组系数, 其表达式为

$$k_{\text{sw},v} = k_{\text{sy},v} \cdot k_{\text{sq},v} \quad (17)$$

式中:  $k_{\text{sy},v}$  为定子绕组短距系数;  $k_{\text{sq},v}$  为定子绕组  $v$  次谐波分布系数。

由式 (16) 可知, 当  $n = 0$  时, 3 及 3 的倍数次谐波合成磁动势为 0; 当  $n = \pm 1$  时, 定子激励产生的谐波合成磁动势在圆周方向上以  $\pm\omega/v$  的机械速度呈现正向或反向推移的行波状态, 其旋转磁场波与主磁极所形成的旋转磁场波相同。

忽略齿槽效应对磁场的影响, 得到同步电机在定转子转差率为  $s = 0$  时圆周各角度处的轴向磁密  $B_z$ , 如式 (18) 所示:

$$B_z(\theta) = \frac{\mu_0 n^2 F_{\text{sum}}}{2l_{\text{ag}}} \cos\left(\omega t - nv\theta + n \frac{\omega v}{p} t\right) \quad (18)$$

式中:  $l_{\text{ag}}$  为定转子间的气隙长度。

借助匝数函数  $n(\theta)$  来阐明绕组在空间上的具体分布及其磁动势的分布特征, 以此来分析定子和转子产生的多极谐波磁场极对数的耦合效应关系, 为双转子同步发电机的极槽配合和尺寸参数选择奠定理论基础。

由各相绕组各线圈的空间位置确定其绕组函数  $N(\theta)$ , 并对其进行傅里叶变换, 如式 (19) 所示:

$$N(\theta) = n(\theta) \sin\left(\frac{v\pi}{Q_s}\right) \cos(v\theta) \sum_{v=1}^{\infty} k_{\text{sq},v} \quad (19)$$

由  $B_z(\theta)$  与  $N(\theta)$  得到轴向磁链表达式:

$$\psi_z = \frac{r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2}{2} N(\theta) B_z(\theta) d\theta \quad (20)$$

式中:  $r_{\text{in}}$ 、 $r_{\text{out}}$  分别为定子与转子铁心的内、外径。

对式 (20) 的时间  $t$  进行求导得到定子三相绕组感应电动势幅值, 如式 (21) 所示:

$$E_{s,v} = \frac{2}{3\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{f \mu_0 N_s Q_s I_s (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2) k_{\text{sy},v}^2 k_{\text{sq},v}^2}{v^2 l_{\text{ag}}} \quad (21)$$

式中:  $f$  为激励电压的频率。

为方便对各次谐波进行分析, 对于  $Q$  槽  $p$  极 FSCW, 定义  $[(n-1)Q, nQ]$  为第  $n$  区间,  $n = 1, 2, 3, \dots$ 。各次谐波磁动势分布系数按照区间周期性分布。偶数槽 FSCW, 不含有  $2k$  次和  $3k$  次谐波, 且对于  $v = nQ/2 + 1$  和  $v = nQ/2 - 1$  次谐波有着相同的分布系数<sup>[21]</sup>, 即:

$$k_{\text{sq},v=nQ/2+1} = k_{\text{sq},v=nQ/2-1} \quad (22)$$

确定定子各相线圈编号后, 18 槽定子绕组分布系数为

$$k_{\text{sq},v}^{18} = \frac{1}{6} \left\{ \left[ \sum_v (-1)^v \cos\left(\frac{2\pi vi}{Q_s}\right) \right]^2 + \left[ \sum_v (-1)^v \sin\left(\frac{2\pi vi}{Q_s}\right) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (23)$$

式中:  $v$  取 1、5、9、10、14 和 18。

由式 (20) 可知, 在转差率  $s = 0$  时, 定子侧各次谐波极对数的感应电动势的幅值大小与电机定子绕组匝数的空间分布有关, 而其匝数函数在空间位置处的分布与本身所选取的极槽配合相关。除此之外, 感应电动势幅值受各次谐波次数的影

响<sup>[22]</sup>,而进行模块化的转子轭部部分存在的间隙会导致谐波次数的增加,影响其感应电动势的幅值,进而影响电磁效率。

### 3 电磁场有限元仿真分析

#### 3.1 仿真模型

利用 Ansys Maxwell 软件建立有限元三维轴向磁场模块化双转子同步发电机模型,设计参数如表 1 所示。

表 1 双转子同步发电机参数

Tab. 1 Parameters of dual-rotor synchronous generator

参数名称	参数值
定子槽数、主导极对数	18、7
1号转子槽数、主导极对数	14、7
2号转子槽数、主导极对数	22、11
定子铁心长度/mm	100
1号、2号转子铁心齿部长度/mm	40
1号、2号转子铁心轭部长度/mm	15
1号、2号气隙长度/mm	1
定、转子线圈匝数	56
模块化间隙角度/(°)	1

按照表 1 给定设计参数通过有限元软件建立齿槽比为 1:1 的三维轴向磁场模块化双转子发电机模型,如图 6 所示。

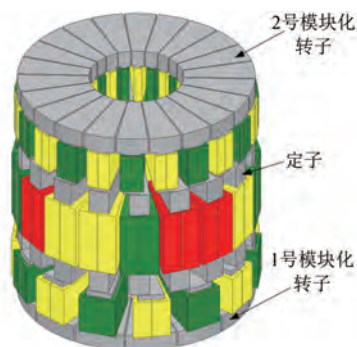


图 6 三维轴向磁场模块化双转子发电机模型

Fig. 6 Three-dimensional axial magnetic field model of the modular dual-rotor generator

对于上述电机模型,其定转子耦合磁场方向为轴向且在空间中呈现三维分布,为方便分析可以将其等效为两个绕线式电机模型,即以定子 7 对极与 1 号转子 7 对极构成的一个电机,以定子 11 对极与 2 号转子 11 对极构成的另外一个电机。工频激励下定子激励产生的 7 对极磁场旋转速度为+3000/7 rpm,定子 11 对极磁场旋转速度为-3000/11 rpm。

在定子与 1 号转子、2 号转子气隙轴向中心处分别作两个半径均为 75 mm 的圆。电机静态工况下,单独给定子绕组施加如式(24)所示的有效值幅值为 20 V,频率为 50 Hz 的三相对称交流电压激励。对单个周期气隙内的轴向磁密谐波分布进行快速傅里叶变换,计及前 50 次谐波,得到定子与 1 号和 2 号转子间的轴向磁密谐波分布如图 7 和图 8 所示。

$$\begin{cases} U_A = 20\cos(100\pi t) \\ U_B = 20\cos(100\pi t - 120^\circ) \\ U_C = 20\cos(100\pi t - 240^\circ) \end{cases} \quad (24)$$

由于偶数槽三相对称 FSCW 所产生的  $3k$  和  $2k$  次谐波磁动势在空间上相互抵消,且各次谐波周期性分布逐渐减小,根据式(22)可知  $v = nQ_s/2 + 1$  和  $v = nQ_s/2 - 1$  次谐波具有相同的分布系数。因此图 7 与图 8 中第一区间内仅含有 1、5、7、11、13 和 17 次谐波。

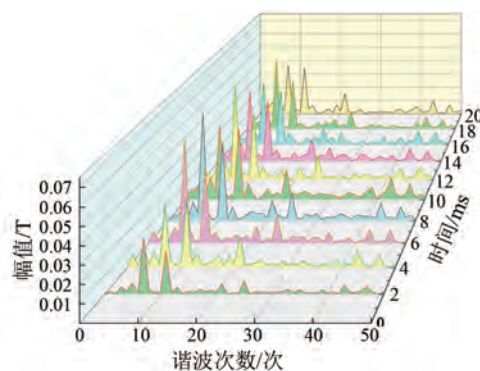


图 7 定子与 1 号转子间轴向磁密谐波分布

Fig. 7 Axial magnetic flux density harmonic distribution between the stator and rotor 1

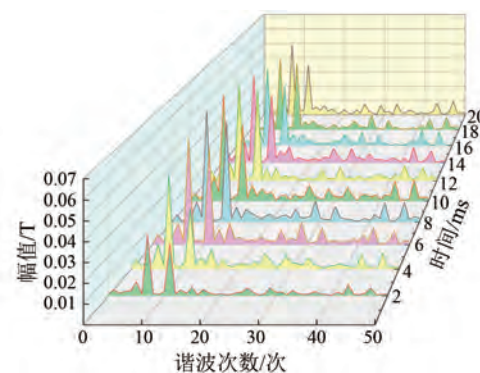


图 8 定子与 2 号转子间轴向磁密谐波分布

Fig. 8 Axial magnetic flux density harmonic distribution between the stator and rotor 2

由图 7 和图 8 可以看出,仅对样机模型 18 槽定子施加电压激励时,该周期内的任意时刻,气隙磁场 7 次与 11 次谐波幅值最大。分别对样机 1 号转子和 2 号转子单独施加幅值为 1 A 的直流电流激励,得到 1 号和 2 号气隙内的谐波分布,如图 9 和图 10 所示。由图 9 和图 10 可知,1 号气隙内,1 号转子与 2 号转子谐波磁场中 7 对极幅值最大,但是相较于 2 号转子单独激励,1 号转子单独激励时 7 对极磁场幅值较大,这是由于 1 号气隙位于定子与 1 号转子间,且根据极槽配合理论定子与 1 号转子之间主要通过 7 对极进行磁通匝链,定转子间其他低幅值次谐波与定子进行弱耦合,而 2 号转子与定子间通过 11 对极进行磁通匝链,因此 1 号转子单独激励时 2 号气隙内的 7 对极幅值远小于 1 号气隙内的数值。同理,2 号转子单独激励时 2 号气隙内的 11 对极幅值及各次谐波分布原理与上述分析相同,此处不再赘述。

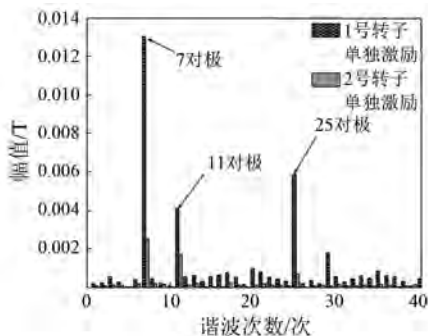


图 9 1 号气隙内磁密谐波分布  
 Fig. 9 Magnetic flux density harmonic distribution in air gap 1

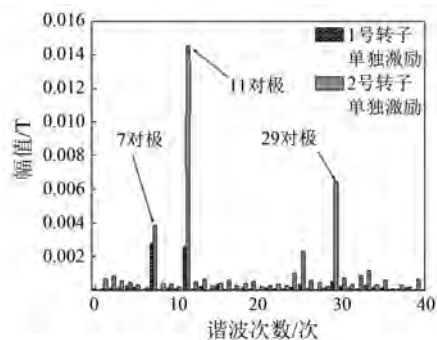


图 10 2 号气隙内磁密谐波分布  
 Fig. 10 Magnetic flux density harmonic distribution in air gap 2

由图 9 可知,1 号气隙中 1 号转子单独激励产生的磁场中 7 次主导极幅值最大,为 0.013 T,

除此之外,其余幅值最大的为 25 次谐波,达到 0.005 9 T,这是由于转子为整数槽,在第一区间产生一对相同的主导极对数。在第二区间由于定子槽数产生的幅值最大磁场为  $p_{r,1}+Q_s$  次,同理在二号气隙中,2 号转子单独激励除了 11 次主导极最大之外,第二区间内幅值最大为 29 次谐波。虽然其余各次非主导派生磁场谐波极对数幅值远小于主导极对数幅值,但在与定子进行弱耦合过程中会造成谐波漏感,引起转矩脉动。

### 3.2 磁链参数

对于所建立的三维双转子发电机模型,如采用全绕组形式仿真对定子磁链进行求解,软件运行计算量较大、速度较慢且效率较低。为应对较多的数据处理,将定子绕组分为 18 份独立的线圈,得到每个线圈上磁链的仿真结果和计算结果,如图 11 和表 2 所示。并对一系列结果进行加权平均,将其等效为全绕组三维模型的结果。

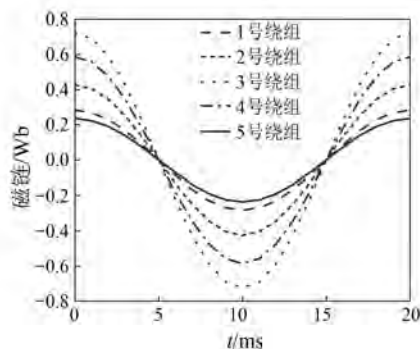


图 11 定子各齿绕组磁链波形  
 Fig. 11 Magnetic flux linkage waveforms of each tooth winding in the stator

针对轴向磁场三维模型,其磁链为径向磁链、轴向磁链及周向磁链幅值之和,即:

$$\psi_{\text{sum}} = \psi_1 + \psi_2 \quad (25)$$

由表 2 可知,磁链的数值计算结果与有限元仿真结果均存在一定的周期性变化,这是由于在特定的气隙长度下,定转子轴向间的导磁面积呈周期性变化。以编号前 5 个齿为一个周期,3 号绕组与 4 号绕组磁链计算值与仿真值误差相对较小,而 5 号绕组误差较大。这是由定转子在空间相对位置的排布导致的齿槽效应,3 号、4 号绕组所在的定子齿与 1 号、2 号转子齿的导磁面对齐,定子产生的磁通穿过气隙并经过左右转子,形成闭合回路,漏磁现象较少;而 5 号绕组所在的定子

齿与1号、2号转子齿的导磁面均存在错位现象,定子产生的磁通大部分经过槽内的空气达到两侧转子铁心上再形成闭合回路,由于忽略了绕组端部漏感、铁心槽口漏感与气隙谐波漏感,导致计算值与有限元仿真值存在误差。

表2 绕组磁链仿真和计算对比

Tab. 2 Comparison of magnetic flux linkage simulation and calculations for each tooth winding

绕组编号	有限元仿真值/Wb	计算值/Wb	误差绝对值/%
1	0.283 3	0.311 6	9.99
2	0.425 7	0.394 2	7.40
3	0.725 9	0.725 9	0.00
4	0.586 9	0.583 0	0.66
5	0.235 4	0.174 8	25.74
6	0.235 4	0.174 8	25.74
7	0.586 9	0.583 0	0.66
8	0.725 9	0.725 9	0.00
9	0.425 7	0.394 2	7.40
10	0.283 3	0.311 6	9.99
11	0.425 7	0.394 2	7.40
12	0.725 9	0.725 9	0.00
13	0.586 9	0.583 0	0.66
14	0.235 4	0.174 8	25.74
15	0.235 4	0.174 8	25.74
16	0.586 9	0.583 0	0.66
17	0.725 9	0.725 9	0.00
18	0.425 7	0.394 2	7.40

### 3.3 感应电动势

对于本文提出的双转子轴向同步风力发电机,按照定转子在空间中的实际排布可以将其等效为1号转子激励产生的各次谐波在定子上产生的感应电动势与2号转子激励产生的各次谐波在定子上产生的感应电动势之和,即:

$$E_{\text{sum}} = \sum_{v=1}^{\infty} E_{1,v} + E_{2,v} \quad (26)$$

同步发电机定转子间感应电动势的角频率关系可以表示为

$$\omega_r = \omega_s(1 \pm v/p) \quad (27)$$

在定转子极数相等的前提下,为了使定转子间产生恒定的电磁转矩,减小转矩脉动, $\omega_s$ 和 $\omega_r$ 需要保持一致,若不一致,将产生 $|\omega_s - \omega_r|/2\pi$ 的转矩脉动<sup>[26]</sup>。给两个转子绕组分别施加有效值为1 A的直流电流激励,并设置1号转子以7对极同步转速+3000/7 rpm正向旋转,2号转子以11对极同步转速-3000/11 rpm反向旋转。由于定转子间的弱耦合谐波次数对定子侧感应电动势

幅值影响较小,因此可仅考虑两个转子的主导极对数对其感应电动势幅值的影响,式(26)可以简化为

$$E_{\text{sum}} = E_{1,7} + E_{2,11} \quad (28)$$

图12为有限元仿真结果与解析计算结果对比。由图12可知,两个转子在定子侧的感应电动势有限元仿真结果与解析计算结果基本吻合。其中1号转子绕组单独激励下的感应电动势约为1.08 V,2号转子绕组单独激励下的感应电动势约为0.85 V,且各自的感应电动势在同一时刻达到峰值。

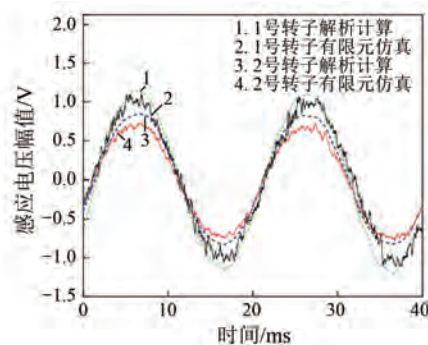


图12 双转子分别激励下的感应电动势波形

Fig. 12 Waveforms of induced electromotive force under separate excitation of two rotors

将双转子绕组分别激励下的感应电动势的解析计算值进行相加得到同时激励下的解析计算结果,并与有限元仿真结果进行对比,如图13所示。由图13可知,有限元仿真结果略低于解析计算结果,仿真得到的感应电动势幅值约为1.93 V,解析计算得到的感应电动势幅值约为2 V,误差为3.5%。这是由于对双转子铁心轭部进行模块化产生间隙导致气隙占比的增加,增大了主磁通的

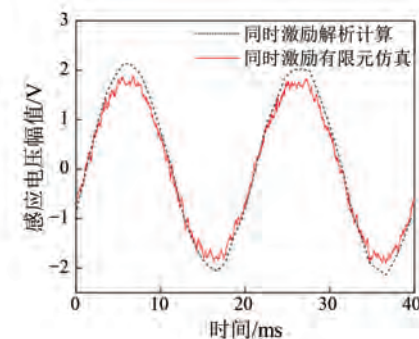


图13 双转子同时激励下的感应电动势波形

Fig. 13 Waveforms of induced electromotive force under simultaneous excitation of two rotors



磁阻。由图 12 与图 13 对比可知,双转子绕组同时激励下在定子侧产生的感应电动势幅值基本等于双转子绕组分别单独激励下在定子侧产生的感应电动势幅值之和。

对双转子进行模块化前后的感应电动势进行快速傅里叶变换,结果如图 14 所示。对比前 50 次谐波幅值可以看出,模块化后的谐波幅值相较于模块化前基本呈现增加趋势。这是由于模块间隙影响磁通路径的连续性,这种中断会在电机运行时产生额外的磁场变化;此外由于电磁兼容性问题,在高频操作下,模块的连接处或作为电磁干扰的源头使得电机内部电流的谐波成分增加。

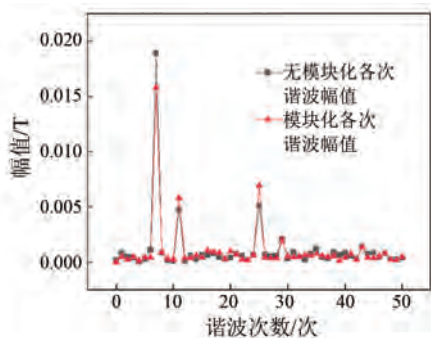


图 14 模块化前后感应电动势谐波对比

Fig. 14 Comparison of induced electromotive force harmonics before and after modularization

## 4 结语

本文设计了一种轴向模块化双转子同步风力发电机。通过引入绕组函数与分布系数对该轴向发电机磁链和感应电动势等电磁参数进行求解,对比分析有限元仿真结果与解析计算结果,得出以下结论。

(1) 对定子绕组单独激励与双转子分别单独激励,通过对主导极对数的频谱分布、定转子间谐波极对数磁场的耦合特性结果的分析发现,定子绕组激励产生的 7 对极谐波磁动势与 1 号转子绕组直流电流激励产生的 7 对极谐波磁动势呈现强耦合,同时定子绕组的另一个主导极 11 对极谐波磁动势与 2 号转子绕组直流电流激励产生的 11 对极谐波磁动势呈现强耦合,而定转子间其他大量的非主导极谐波磁动势呈现弱耦合。

(2) 利用空间区域导磁能力与匝数函数,提

出该轴向磁场三维模型定子绕组的磁链计算方法,并与有限元仿真结果进行对比。发现定转子齿部导磁面正对位置处磁链计算较为准确,而定转子齿部偏移处由于含有气隙漏感存在一定的计算偏差。

(3) 双转子同步风力发电机发电效率为由定子分别与两个转子以各自相同的一个主导极构成的两个发电机产生的感应电动势之和,而模块化后的电机感应电动势中谐波成分会增加。

(4) 采用轴向磁场设计的同步风力发电机存在较为丰富的端部漏磁现象,产生的谐波对风机并网有着严重的影响,针对此问题可以考虑在定转子原绕组外层增加补偿绕组,研究不同补偿方式下对削弱特定次谐波的提升效果。

## 参考文献

- [1] 周旋,汪小娜,沈昊旻. 开绕组永磁同步电机最小铜耗控制策略研究[J]. 微电机, 2024, 57(3): 59-64.  
ZHOU X, WANG X N, SHENG H M. Research on minimum copper loss control strategy for open winding permanent magnet synchronous motor [J]. Micromotors, 2024, 57(3): 59-64.
- [2] 金石,朱熙,金无痕,等. 基于谐波提取器的永磁同步电机谐波抑制方法[J]. 电气工程学报, 2021, 16(1): 9-15.  
JIN S, ZHU X, JIN W H, et al. Harmonic suppression method of permanent magnet synchronous motor based on harmonic extractor [J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16(1): 9-15.
- [3] 丁石川,何旺,杭俊,等. 基于径向气隙磁密和定子电流的永磁同步电机均匀退磁故障诊断研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(1): 332-341.  
DING S C, HE W, HANG J, et al. Uniform demagnetization fault diagnosis for PMSM based on radial air-gap flux density and stator current [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(1): 332-341.
- [4] ULLAH K, GUZINSKI J, MIRZA A F. Critical review on robust speed control techniques for permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed regulation [J]. Energies, 2022, 15(3): 1235.
- [5] MAHFOUD S, DEROUICH A, IQBAL A, et al. ANT-colony optimization-direct torque control for a doubly fed induction motor: An experimental

- validation [J]. *Energy Reports*, 2022, 8: 81-98.
- [ 6 ] 陈志强, 于彬. 双馈风机同步转速工况下变流器运行分析[J]. *吉林电力*, 2021, 49(5): 50-53.  
CHEN Z Q, YU B. Analysis of converter operation under synchronous speed condition of doubly-fed wind turbine generator system [J]. *Jilin Electric Power*, 2021, 49(5): 50-53.
- [ 7 ] AROUSSI H A, ZIANI E M, BOUDERBALA M, et al. Improvement of direct torque control applied to doubly fed induction motor under variable speed [J]. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2020, 11(1): 97-106.
- [ 8 ] 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.
- [ 9 ] 吴刚, 骆皓, 翟长春, 等. 基于分数槽集中绕组的多层绕组低次谐波抑制方法[J]. *微电机*, 2023, 56(3): 16-22+34.  
WU G, LUO H, ZHAI C C, et al. Low harmonic suppression method for multilayer windings based on fractional slot concentrated winding [J]. *Micromotors*, 2023, 56(3): 16-22+34.
- [ 10 ] ARAGHI S M T, KIYOUMARSI A, DEHKORDI B M. Synchronous reluctance machines with new type of fractional-slot concentrated-windings based on the concept of stator slot shifting [J]. *IET Electric Power Applications*, 2023, 17(1): 92-108.
- [ 11 ] DIANA M, LUNDMARK S T, THIRNGER T. High voltage direct drive generators with multiphase single layer fractional slot concentrated windings [C]// 2020 International Conference on Electrical Machines, Gothenburg, 2020.
- [ 12 ] 李泽星, 夏加宽, 刘铁法, 等. 基于分段交错梯形磁极的分数槽集中绕组永磁电机局部切向力的削弱[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(6): 1447-1459+1485.  
LI Z X, XIA J K, LIU T F, et al. Reduction of local tangential force of fractional-slot concentrated winding permanent magnet synchronous machines with piecewise stagger trapezoidal poles [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(6): 1447-1459+1485.
- [ 13 ] 尹海斌, 李锦凡, 张罕. 内置式高效永磁同步电机结构优化[J]. *数字制造科学*, 2024, 22(1): 1-5.  
YAN H B, LI J F, ZHANG H. Structural optimization for high-efficiency interior permanent magnet synchronous motors [J]. *Digital Manufacture Science*, 2024, 22(1): 1-5.
- [ 14 ] SHIN K H, BANG T K, CHO H W, et al. Characteristic analysis of wave power generator considering bolting to fix permanent magnet based on analytical method [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, 55(10): 7501805.
- [ 15 ] 孙丽兵, 王金玉, 李肖艳. 无轴承永磁同步电机电磁特性仿真研究[J]. *电机与控制应用*, 2022, 49(5): 69-74+109.  
SUN L B, WANG J Y, LI X Y. Simulation study of electromagnetic characteristics of bearingless permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2022, 49(5): 69-74+109.
- [ 16 ] 孙文龙, 雷家帅, 包智勇. 极槽配合对表贴式交流永磁同步电机齿槽转矩的影响分析[J]. *内燃机与配件*, 2024, 6: 16-18.  
SUN W L, LEI J S, BAO Z Y. Analysis of groove slot of AC permanent magnet synchronous motor [J]. *Internal Combustion Engine & Parts*, 2024, 6: 16-18.
- [ 17 ] 黄守道, 成双银, 罗德荣, 等. 盘式对转双转子永磁同步电机的设计和特性分析[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(23): 72-80.  
HUANG S D, CHENG S Y, LUO D R, et al. Design and characteristic analysis of an axial-flux permanent magnet synchronous motor with contra-rotating rotors [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(23): 72-80.
- [ 18 ] ZHANG F G, YAO Y G, CHEN J H. Design and analysis of a novel wind-power permanent magnet generator with opposite-rotation dual rotors [C]// 2010 International Conference on Electrical Machines & Systems, Incheon, 2010.
- [ 19 ] 许祥威, 骆皓, 侍正坤, 等. 分数槽集中绕组双转子感应电机电磁耦合特性的分析[J]. *微电机*, 2019, 52(9): 34-40.  
XU X W, LUO H, SHI Z K, et al. Analysis of electromagnetic coupling characteristics of dual rotor induction machine with fractional slot concentrated

- winding [J]. *Micromotors*, 2019, 52(9): 34-40.
- [20] 陈丽香, 林瑞. 轴向磁通永磁轮毂电机转矩密度分析[J]. *微电机*, 2023, 56(6): 7-13.  
CHEN L X, LIN R. Torque density analysis of axial flux permanent magnet hub motor [J]. *Micromotors*, 2023, 56(6): 7-13.
- [21] 孙春阳, 骆皓, 吴刚, 等. 分数槽集中绕组感应电机非主导极次谐波磁动势抑制方法[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(11): 86-95.  
SUN C Y, LUO H, WU G, et al. Method for suppressing non-dominant pole log-harmonic magnetomotive force in fractional slot concentrated winding induction machines [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(11): 86-95.
- [22] 刘细平, 李亚, 刘章麒, 等. 机械调磁式轴向永磁同步电机调磁特性分析与试验研究[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(5): 989-997.  
LIU X P, LI Y, LIU Z Q, et al. Analysis and experimental investigation on flux-adjusting characteristic for a mechanical flux-adjusting axial PM synchronous machine [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(5): 989-997.
- [23] 孙张俊, 宋飞跃. 考虑故障归一化的五相永磁电机低转矩脉动容错控制[J]. *测控技术*, 2024, 43(3): 77-84.  
SUN Z J, SONG F Y. Fault-tolerant control for five-phase permanent-magnet motor with low torque pulsation considering fault normalization [J]. *Measurement & Control Technology*, 2024, 43(3): 77-84.

---

收稿日期:2024-05-24

收到修改稿日期:2024-08-19

作者简介:

任明洋(2000-),男,硕士研究生,研究方向为新型电机的设计及控制技术,yzyzrmy@163.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。

## Electromagnetic Characteristics Analysis of Dual-Rotor Synchronous Wind Generator Based on Wideband Coupling of Spatial Pole Pairs

REN Mingyang<sup>1</sup>, LUO Hao<sup>1,2\*</sup>, ZHU Kunshuo<sup>1</sup>, NI Xijun<sup>1</sup>, GAO Yang<sup>1</sup>

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

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

**Key words:** dual-rotor synchronous wind generator; magnetic flux linkage; fractional slot concentrated winding; induced electromotive force

Currently, permanent magnet synchronous generators (PMSGs) are the primary choice in wind power generation systems. However, in recent years, the increasing capacity and scale of wind turbines have posed challenges for the design, installation, and maintenance of large-scale units. Additionally, permanent magnets have the drawbacks of an unadjustable magnetic field and high costs, while double-fed induction generators (DFIGs) involve a complex drivetrain. To address these issues, this paper presents the design of a dual-rotor synchronous wind generator based on fractional slot concentrated winding (FSCW) and wideband coupling of spatial pole pairs. This design employs a coreless, modular, dual-rotor axial flux generator structure, utilizing electrically excited field regulation to overcome the limitations of traditional PMSGs and DFIGs.

The paper first introduced the basic structure and operating principles of the dual-rotor synchronous wind generator. The generator adopted an axial flux design, with two rotors positioned on either side of the stator. The stator windings were designed using FSCW to improve winding utilization and enhance the overall efficiency of the generator. Both rotor windings were concentrated and excited by direct current. Magnetic flux linkage occurred between the dominant poles of the stator and those of

the rotors, significantly boosting the electromagnetic coupling efficiency of the stator's dominant poles.

Next, a mathematical model of the generator was established, and its electromagnetic characteristics, including magnetic flux linkage and induced electromotive force, were analyzed based on FSCW theory. Finally, a modular axial flux generator model was constructed with appropriate parameters, followed by a comparative analysis of finite element simulation results and theoretical calculations.

The following conclusions are drawn:

1. The calculated values of magnetic flux linkage at the aligned positions of the stator and rotor teeth are accurate. However, at misaligned positions, the presence of air gaps introduces discrepancies between the calculated values and simulation results.
2. When the dual rotor windings are excited simultaneously, the amplitude of the induced electromotive force on the stator side is approximately equal to the sum of the induced electromotive force amplitudes generated when each rotor winding is excited separately.
3. The presence of modular gaps disrupts the continuity of the magnetic flux path, leading to an increase in harmonic components within the induced electromotive force of the modular generator.