

基于定转子协同斜极的双定子无刷双馈电机电磁优化与特性分析

姜永将*, 张文峰, 胡 震, 杨 艳

南京邮电大学自动化学院 江苏南京

【摘要】本文针对双定子无刷双馈发电机因磁场调制环所引起的三相磁路不对称与转矩脉动问题, 提出一种基于定转子协同斜极的优化方法。在阐明不对称产生机理的基础上, 理论推导了通过协同设计内定子、外定子及转子三者斜极角度以重建三相对称磁路的约束条件。通过将转子斜极引入补偿系统, 建立了三者斜极角度的协同分配模型, 并据此提出多种可行的斜极组合方案, 从而克服了传统仅依靠定子大角度斜槽所导致的槽空间严重受限的问题。有限元分析表明, 相较于文献[13]提出的仅定子斜槽方案, 新方案在完全保持原有电磁补偿性能的同时, 将内定子斜槽角度降低了 50%, 显著提高了槽利用率与电机的工艺可行性。本研究揭示了补偿角度分配的优化潜力, 为双定子无刷双馈电机的工程化设计提供了新的技术路径。

【关键词】无刷双馈电机; 双定子; 不对称补偿; 协同斜极; 有限元分析

【收稿日期】2026 年 5 月 15 日

【出刊日期】2026 年 6 月 20 日

【DOI】10.12208/j.jeea.20260015

Electromagnetic optimization and characteristic analysis of the dual-stator brushless doubly-fed generator based on stator-rotor collaborative skewing

Yongjiang Jiang*, Wenfeng Zhang, Zhen Hu, Yan Yang

College of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu

【Abstract】 An optimization method based on stator-rotor collaborative skewing is proposed to address the three-phase magnetic circuit asymmetry and significant torque ripple in dual-stator brushless doubly-fed generators (BDFG-DS) caused by the field modulation ring. Following a detailed clarification of the asymmetry mechanism, the constraint conditions for reconstructing three-phase magnetic symmetry are theoretically derived through coordinated skew-angle design of the inner stator, outer stator, and rotor. By introducing rotor skew into the compensation system, a collaborative distribution model for the skew angles of the three components is established, leading to multiple feasible skew-angle combination schemes. This approach overcomes the severe slot-space limitation inherent in traditional methods that rely solely on large skew angles applied to the stators. Finite element analysis confirms that the proposed scheme, compared to the stator-only skewing scheme proposed in literature [13], maintains the original electromagnetic compensation performance while reducing the inner stator skew angle by 50%, significantly improving slot utilization and manufacturability. This study reveals the optimization potential in compensating angle distribution and provides a new technical pathway for the engineering design of BDFG-DS.

【Keywords】 Brushless doubly-fed generator (BDFG); Dual stator; Asymmetry compensation; Collaborative skewing; Finite element analysis

1 引言

双馈感应发电机因其配备部分功率变换器、成本较低且风能利用效率高等优势, 在过去几十年间一直是变速风力发电系统的主流方案之一^[1-3]。然而, 其转子侧需设置控制绕组并依赖电刷和滑环进行馈电, 导致系统可靠性下降、维护成本增加。为彻底取消滑环和

电刷, 无刷双馈发电机 (Brushless doubly-fed generator, BDFG) 引起了广泛研究关注^[4-6]。传统无刷双馈发电机将功率绕组与控制绕组共同置于同一单定子内, 导致槽空间受限、功率密度难以提升。此外, 其转子结构 (如笼型或磁阻型) 设计复杂, 在磁场调制性能与工艺可实现性之间存在矛盾, 致使电机整体谐波含量较高、效率

*通讯作者: 姜永将

偏低, 与实际工程应用仍存在一定距离。

为突破上述瓶颈, 研究学者提出了双定子无刷双馈发电机 (Brushless doubly-fed generator with dual stator, BDFG-DS) 构型, 该结构将功率绕组与控制绕组分别布置于两个独立的定子上, 实现了绕组的物理解耦, 并为提高电负荷与功率密度提供了更大的槽面积^[7-9]。BDFG-DS 主要有两类, 第一类采用两台传统的双馈感应电机级联, 功率绕组与控制绕组完全解耦, 但体积庞大^[7,8]; 第二种采用具有调制功能的转子, 共有两种转子结构, 绕线式和磁阻式^[9,10]。其中, 绕线式转子的制造工艺相对复杂^[9]。相比之下, 磁阻式转子采用了一种结构简单的调磁环设计, 该调磁环由导磁材料与非导磁材料间隔排列而成, 因此更便于加工^[10]。然而, 可旋转的调制环打破了传统电机固有的周向对称磁路结构, 导致三相磁路不对称, 进而引起三相感应电动势幅值不平衡、相位分布不均, 并伴随大量谐波和显著的周期性转矩脉动, 严重影响电能质量与系统运行稳定性^[11,12]。

为解决三相磁路不对称问题, 文献[13]提出了互补斜槽定子方案, 通过内外定子以特定比例反向斜槽, 理论上可重建磁路对称性。但该方案存在一项明显工程局限: 为达到有效补偿效果, 所需定子斜槽角度通常较大。例如, 对于一台功率绕组极对数为 4、控制绕组极对数为 2 的电机, 若仅采用定子斜槽, 根据文献[13]分析, 内定子理论斜槽角度需达到 30° 机械角以上。尤其内定子槽型狭长, 大角度斜槽会导致铁心有效槽面积减小、槽满率降低、绕组嵌线工艺复杂, 还可能引发额外的轴向磁拉力和振动噪声, 从而削弱该拓扑在槽空间与功率密度方面的固有优势。

为克服上述矛盾, 本文提出一种定转子协同斜极的优化新思路。其核心在于: 将转子斜极作为一个新增

自由度引入优化体系, 通过合理分配内定子、外定子与转子三者的斜极角度, 在满足磁路对称性补偿条件的同时, 协同降低各部件 (尤其是定子) 所需的实际斜极角度。

2 BDFG-DS 不对称机理分析

2.1 BDFG-DS 的结构及运行机理

BDFG-DS 的结构如图 1 (a) 所示, 转子位于内定子与外定子中间, 由导磁块与非导磁块间隔构成, 导磁与非导磁块均匀分布。外定子上嵌入功率绕组, 内定子嵌入控制绕组, 功率绕组与控制绕组采用不同的极对数, 两者的磁场通过转子的磁场调制作用实现间接耦合。基于气隙磁场调制理论, 功率绕组与控制绕组产生的磁场通过转子的磁场调制作用, 分别变为^[14,15]。

$$B_p(\theta) = \frac{\alpha\mu_0 F_p}{\delta_1 + \delta_2} \cos[p_p(\theta - \omega_p t + \theta_{p0})] + \frac{\mu_0 F_p \sin(\alpha\pi)}{\pi(\delta_1 + \delta_2)} \cos \begin{bmatrix} (p_p + p_r)\theta \\ -(p_p\omega_p + p_r\omega_r)t \\ + (p_p\theta_{p0} + p_r\theta_{r0}) \end{bmatrix} + \frac{\mu_0 F_p \sin(\alpha\pi)}{\pi(\delta_1 + \delta_2)} \cos \begin{bmatrix} (p_p - p_r)\theta \\ -(p_p\omega_p - p_r\omega_r)t \\ + (p_p\theta_{p0} - p_r\theta_{r0}) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$B_c(\theta) = \frac{\alpha\mu_0 F_c}{\delta_1 + \delta_2} \cos[p_c(\theta - \omega_c t + \theta_{c0})] + \frac{\mu_0 F_c \sin(\alpha\pi)}{\pi(\delta_1 + \delta_2)} \cos \begin{bmatrix} (p_c + p_r)\theta \\ -(p_c\omega_c + p_r\omega_r)t \\ + (p_c\theta_{c0} + p_r\theta_{r0}) \end{bmatrix} + \frac{\mu_0 F_c \sin(\alpha\pi)}{\pi(\delta_1 + \delta_2)} \cos \begin{bmatrix} (p_c - p_r)\theta \\ -(p_c\omega_c - p_r\omega_r)t \\ + (p_c\theta_{c0} - p_r\theta_{r0}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

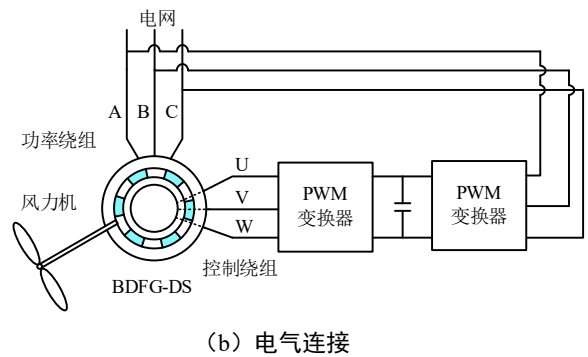
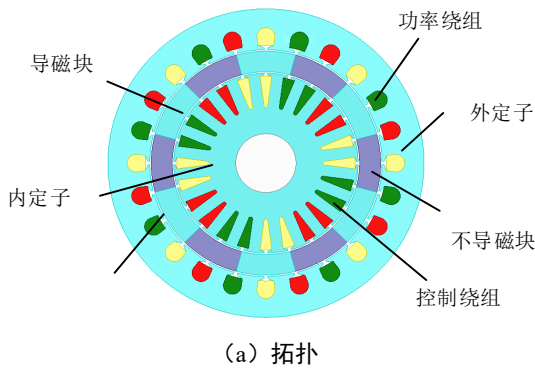


图 1 BDFG-DS 的结构及接线

式中, B_p 和 B_c 分别表示由功率绕组电流和控制绕组电流产生的气隙磁场; θ 表示气隙中沿圆周方向的位

置; F_p 和 F_c 分别表示由功率绕组和控制绕组电流提供的磁动势; α 表示转子导磁块的占空比; μ_0 表示真空磁导

率; δ_1 和 δ_2 分别代表内外层气隙长度; p_p 和 p_c 分别代表功率绕组和控制绕组的极对数; p_r 代表转子的极数, 即导磁块的个数; ω_p 和 ω_c 分别代表功率绕组和控制绕组产生基波磁场的机械角速度; ω_r 代表转子的机械角速度; θ_{p0} 和 θ_{c0} 分别表示初始时刻由功率绕组和控制绕组电流提供的磁动势轴线的位置。

为了不同极对数的两套绕组之间实现间接耦合, 同时使之适用于低速的风力发电场景, 根据式 (1) 和 (2) 可知, 功率绕组、控制绕组和转子之间, 应满足:

$$p_r = p_p + p_c \quad (3)$$

$$\omega_r = \frac{p_p \omega_p + p_c \omega_c}{p_r} \quad (4)$$

根据式 (4), 可知转子的转速为

$$n_r = \frac{60(f_p + f_c)}{p_p + p_c} \quad (5)$$

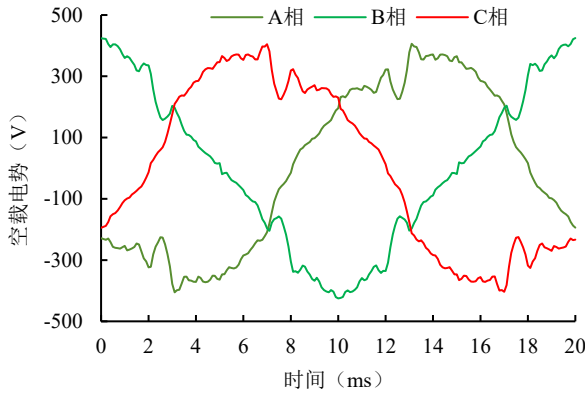
式中, f_p 和 f_c 分别代表功率绕组和控制绕组的通电频率。基于 BDFG-DS 的风电系统如图 1 (b) 所示, 功率绕组直接并网, 控制绕组通过功率变换器并网。根据风速的不同, 可以通过调节控制绕组的电流相位、幅值控制转子转速实现最大功率跟踪, 同时调节控制绕

组的通电频率, 保证功率绕组恒频发电。

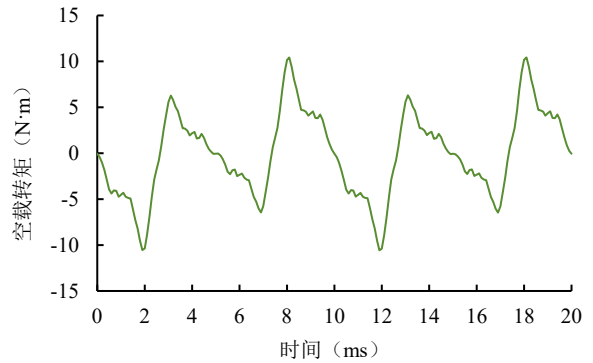
2.2 BDFG-DS 的不对称机理分析

表 1 BDFG-DS 尺寸参数

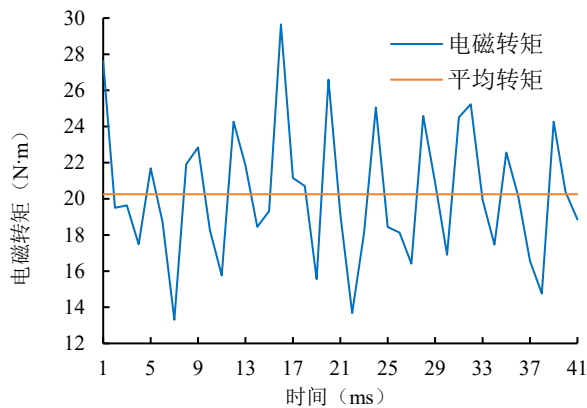
参数	数值
额定转速 ($f_c=0$) /r/min	500
外定子外径/mm	210
外定子内径/mm	154.4
外层气隙长度 (δ_1) /mm	0.5
导磁块厚度/mm	14
内层气隙长度 (δ_2) /mm	0.5
内定子内径/mm	41
叠长/mm	150
转子导磁块占空比	0.5
外定子槽数	24
内定子槽数	24
功率绕组每槽匝数	120
控制绕组每槽匝数	80
功率绕组极对数 (p_p)	4
导磁块数 (p_r)	6
控制绕组极对数 (p_c)	2
定转子硅钢片牌号	DW360-50



(a) 空载电动势



(b) 空载转矩



(c) 电磁转矩

图 2 BDFG-DS 仿真波形

以表 1 中给出尺寸的 BDFG-DS 为例, 探讨其三相不对称现象及产生机理。通过有限元法进行仿真分析额定转速下功率绕组空载电动势的波形, 如图 2 所示。可以看到, 功率绕组频率为 50Hz, 满足式 (5), 功率绕组波形出现三相不对称现象, 此时三相电动势不平衡度约为 12.6%, 总谐波畸变率(THD)为 16.2%, 转矩脉动约为 80.7%。

BDFG-DS 的不对称性根源, 在于旋转的调制环使得静止的功率绕组三相所“感知”到的、由控制绕组产生的等效励磁磁动势不再对称。如图 3(a)所示, 传统电机, 以集中式绕组的凸极同步电机为例, 转子凸极可以看成 BDFG-DS 的调磁块, 控制绕组即励磁绕组与功率绕组的极对数相同, 产生的磁场与转子一起同步旋转, 假设开始时刻励磁磁动势轴线(也是凸极轴线)与 A 相功率绕组轴线重合, 由于功率绕组三相排布的对称性, 三相绕组轴线彼此相差 120 电角度, 故经过 1/3 电周期之后, 励磁磁动势轴线(也是凸极轴线)与 B 功率绕组轴线重合, 再经过 1/3 电周期之后, 励磁磁动势轴线(也是凸极轴线)与 C 相功率绕组轴线重合, 可见, 三相功率绕组磁路对称, 保证了三相功率绕组波形的对称性。而对于 BDFG-DS, 以额定转速为例, 同样以 A、B、C 三相功率绕组轴线为

参考, 其在 $t=0$, $t=T/3$, 和 $t=2T/3$ 时刻, 磁路不变, 三相磁路不再对称, 最终表现为三相空载电动势幅值不等, 并伴随丰富的谐波和显著的转矩脉动, 如图 2 所示。

3 双定子互补斜槽优化方法

3.1 三段式 BDFG-DS

对比图 3 的 (a) 和 (b), 只要能够保证, 在 $t=0$, $t=T/3$, 和 $t=2T/3$ 时刻, 三相磁路相同, 即解决不对称问题。因此, 将内定子轴向分为三段, 使得内定子第二段旋转 120 度的电角度(相对于功率绕组), 第三段旋转 240 度电角度, 如图 4 所示。此时, 三段内定子对应的三相绕组磁路相同(如第一段的 A 相与第二段的 B 相与第三段的 C 相), 仿真得到的三段电机的三相绕组波形如图 5 所示。可见, 由于第一段内定子没有移动, 第一段电机的三相绕组波形与分段前相同; 由于第二段内定子旋转 120 度的电角度, 故第二段的 B 相波形与分段前 A 相绕组波形相同; 由于第三段内定子旋转 240 度的电角度, 故第三段的 C 相波形与分段前 A 相绕组波形相同。故不同段间, 不同相的空载电势均可找到相同的波形, 三相实现对称。但是, 由于三段彼此移动了 120 度电角度, 使得每一相绕组的空载电势在不同段下的波形彼此相差 120 度。

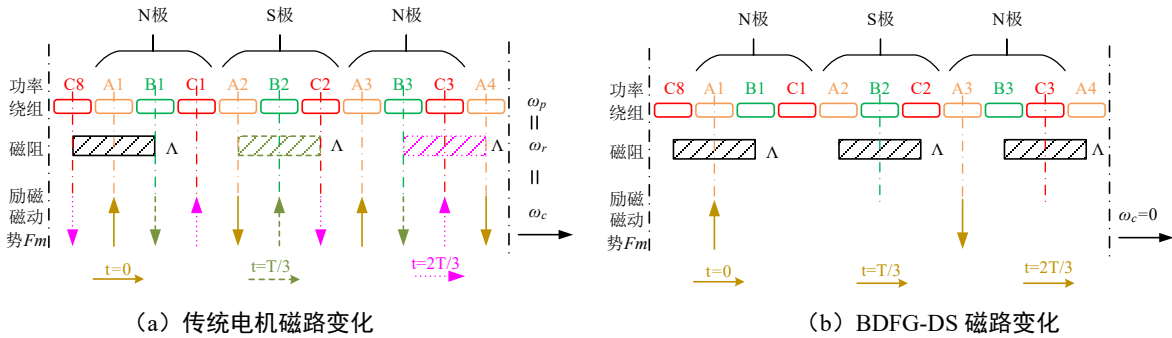


图 3 BDFG-DS 的不对称机理分析

由式 (2) 的第三项可知, 当内转子分段旋转偏移时, 转子轴向同样进行分段并旋转偏移合适的角度, 即可保证三段下的功率绕组励磁磁场相位不变, 即满足下式:

$$p_r \Delta \theta_{r0} - p_c \Delta \theta_{c0} = 0 \quad (6)$$

式中, $\Delta \theta_{r0}$ 和 $\Delta \theta_{c0}$ 分别表示转子和内定子分段旋转偏移机械角度。由于绕组的空间对称性, 内定子分段偏移角度只需选择 60 度电角度, 即可保证第二段与第三段的励磁磁动势分别由 A 相轴线旋转到 B 相和 C 相绕组轴线, 使得三段下的三相磁路对称。因此, 选择

$\Delta \theta_{r0}=10^\circ$, $\Delta \theta_{c0}=15^\circ$, 即可满足式 (6), 外定子无需分段, 此时三段下的三相空载电势波形如图 5 所示。可见, 三段下三相绕组的波形同相位, 且分别与分段前的 A、B、C 相空载电势波形相同, 理论分析正确, 三相磁路对称性满足。

此时, 三段式 BDFG-DS 的三相空载电势即为各段三相空载电势的叠加, 如图 6 所示。采用三段式 BDFG-DS 结构, 三段内定子槽之间要错开旋转角度 $\Delta \theta_{c0}$, 因此绕组于不同段之间需要跨槽嵌线, 跨槽角度越多, 需要保留越大的段间间隙以保证嵌线。因此, 三段式并未选用最初的 60° 机械角度(由图 4 分析, 该值为理想

对称磁路下的理论最优值为 120° 电角度, 内定子极对数为 2, 对应的机械角度即为 60°), 而采用了 15° 机械角度 (仿真验证, 该值为保证磁路对称性的最小值, 如图 5 所示), 以在保证磁路对称性的同时, 降低嵌

线工艺复杂度与段间间隙需求。

三段式 BDFG-DS 结构保证了三相绕组电动势的对称性, 但段间跨槽绕线的需求增加了绕组端部长度和电机的轴向长度, 同时, 功率绕组波形正弦度略差。

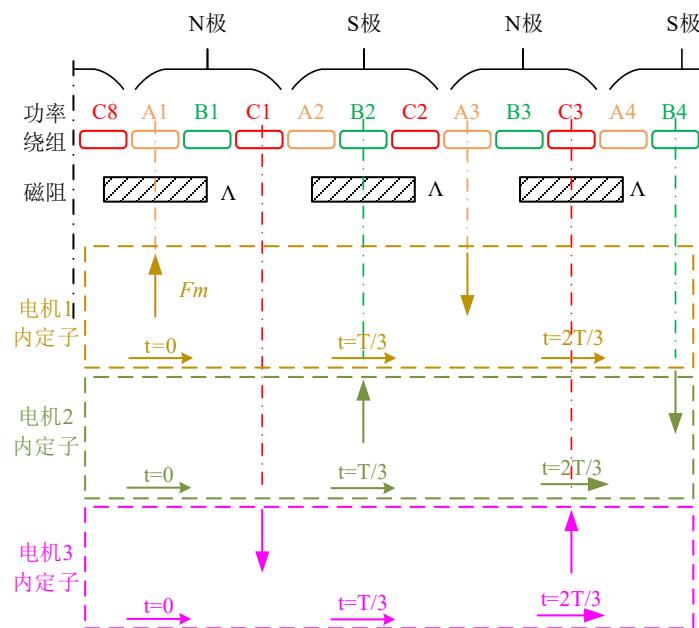


图 4 三段 BDFG-DS 的三相磁路图

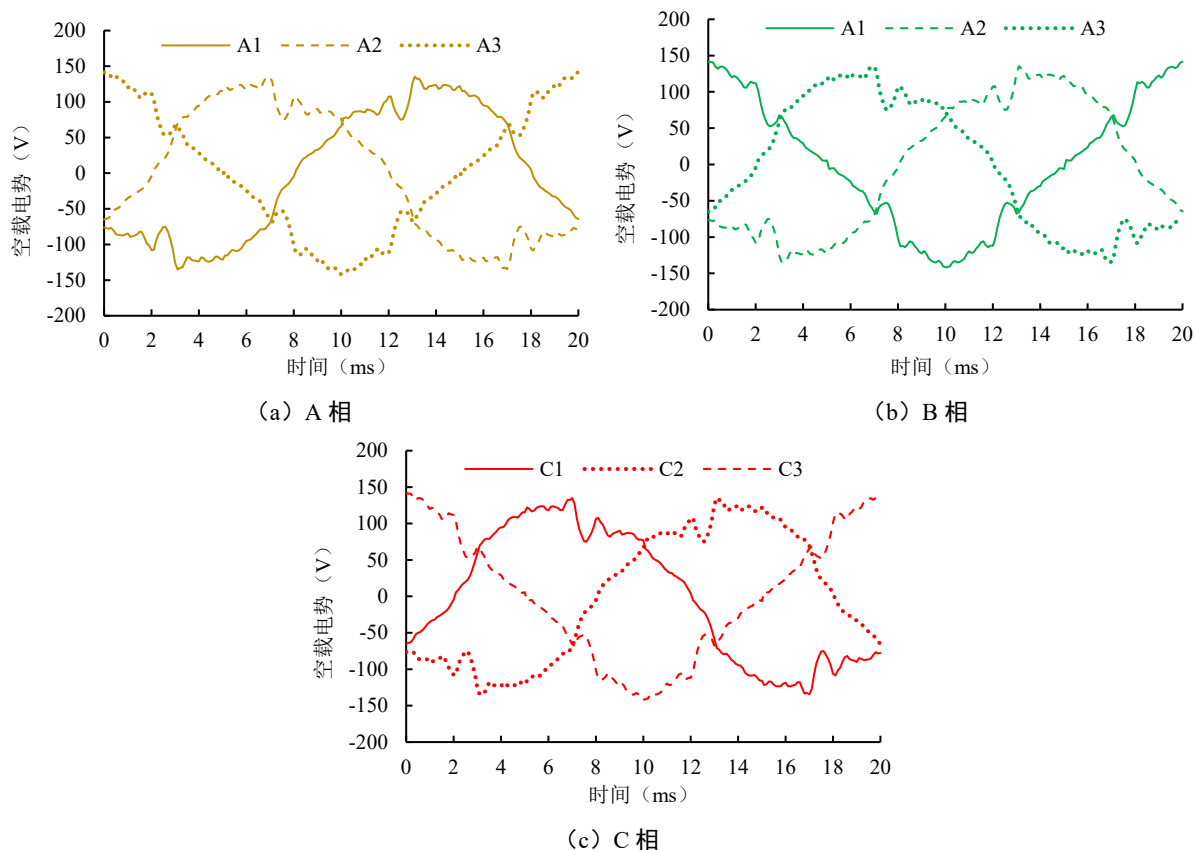


图 5 三段 BDFG-DS 的空载电势 (仅内定子分段)

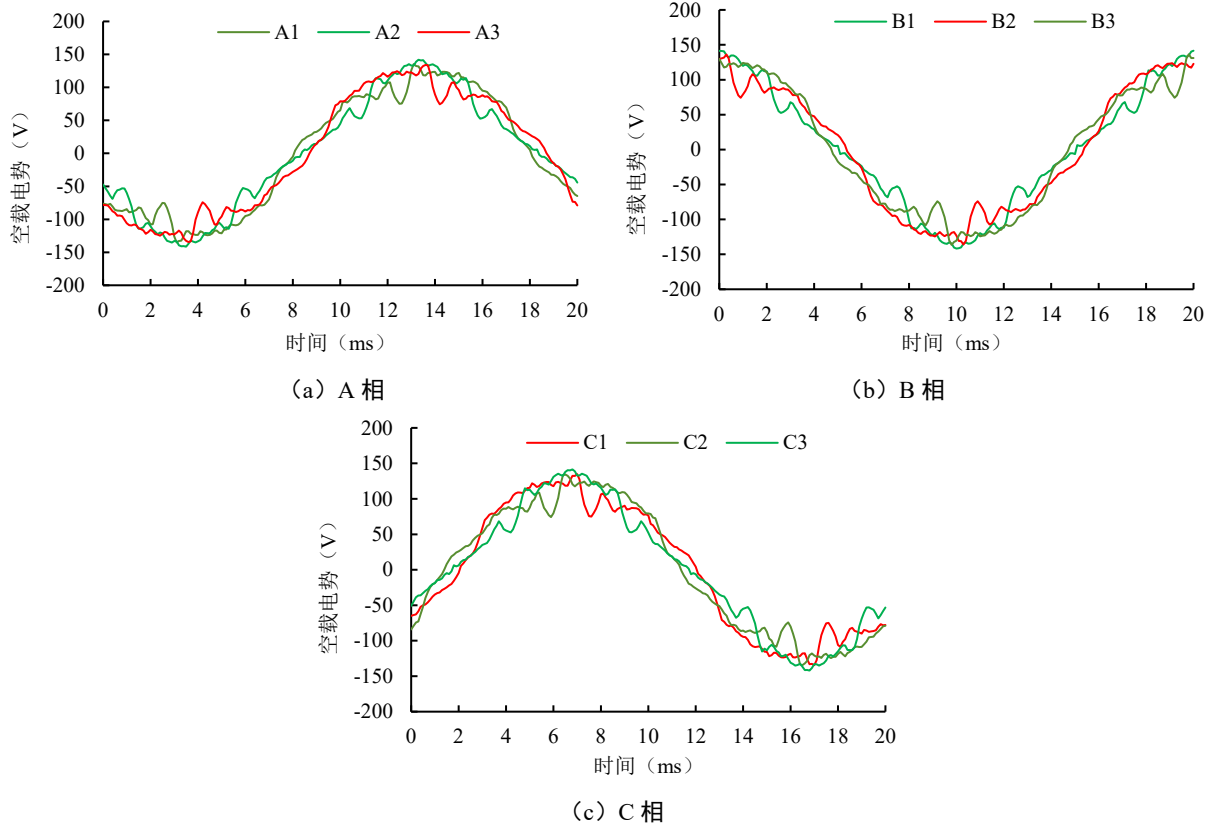
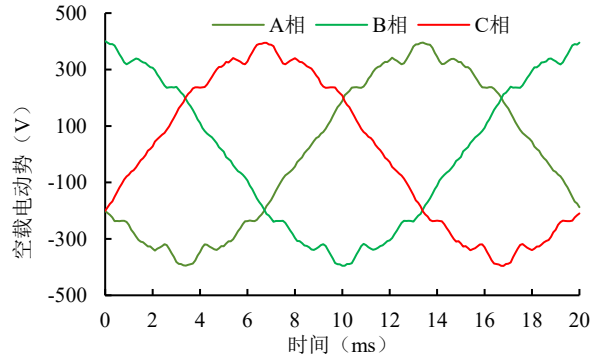
图6 三段 BDFG-DS 的空载电势 ($\Delta\theta_{r0}=10^\circ$, $\Delta\theta_{c0}=15^\circ$)

图7 三段式 BDFG-DS 的空载电势

3.2 斜极式 BDFG-DS

分段斜极常作为连续斜极的近似模型, 以简化斜极问题的求解过程; 反之, 也可采用连续斜极等效替代分段斜极, 并通过调控斜极角度, 实现三段式 BDFG-DS 相同的对称磁路。定子连续斜极即斜槽, 无需跨槽绕线, 进而节省了段间的端部绕组, 减小了轴向长度。同时, 连续斜极可以有效削弱定子槽、转子极带来的谐波和转矩脉动问题。

假定双定子、转子均分三段, 由图 4 中功率绕组与内定子磁动势之间的位置可知, 构造对称磁路, 必须满足:

$$\Delta\theta_{p0} - \Delta\theta_{c0} = n \times 15^\circ, n \neq 3m, n \in N + \quad (7)$$

式中, $\Delta\theta_{p0}$ 表示外定子分段旋转偏移机械角度。同时, 为了保证三段功率绕组励磁磁动势相位一致, 由式 (4) 和 (6) 可知, 应满足

$$p_p \Delta\theta_{p0} = p_r \Delta\theta_{r0} - p_c \Delta\theta_{c0} \quad (8)$$

当采用 $\Delta\theta_{r0}=0$, 即仅采用双定子分段斜极, 此时, 为了尽量减小斜极角度, 应选择 $n=1$, 根据上节分析, 结合式 (8) 可知, 三段式应取 $\Delta\theta_{p0}=5^\circ$, $\Delta\theta_{c0}=-10^\circ$ 。采用连续斜极等效替代分段斜极, 应取双定子斜槽角度分别为 15° 和 30° 。此时, 外定子斜槽角度为 1 个槽

距, 内定子为 2 个槽距, 可以有效消除由内外定子齿槽引起的谐波和转矩脉动。但是由于内定子槽型狭小, 采用 2 个槽距的斜槽将极大的减小内定子的有效槽面积。而外定子槽型较宽, 可以承担较大的斜槽角度, 双定子斜槽方案与之矛盾。

基于式 (7), 结合连续斜极与分段斜极角度关系可知, 成功构造三相对称磁路的限定条件为:

$$\Delta\theta_p - \Delta\theta_c = 45^\circ \quad (9)$$

式中, $\Delta\theta_p$ 和 $\Delta\theta_c$ 分别表示外定子和内定子斜槽角度。结合式 (8) 可知, 通过调节转子斜极角度, 可以更改外定子和内定子的斜槽分配, 实现灵活配置, 故可以得到内外定子与转子斜极角度协同分配模型如下:

$$\begin{cases} \Delta\theta_p - \Delta\theta_c = 45^\circ \\ p_p \Delta\theta_p = p_r \Delta\theta_r - p_c \Delta\theta_c \end{cases} \quad (10)$$

基于该模型, 可以得到多种组合方案, 如: 内定子斜槽 -20° , 外定子斜槽 25° , 转子斜极 10° ; 内定子斜槽 -22.5° , 外定子斜槽 22.5° , 转子斜极 7.5° ; 内定子斜槽 -15° , 外定子斜槽 30° , 转子斜极 15° 等。考虑到内定子相比外定子承担较小的斜极角度, 选择

第三种方案, 构造斜极式 BDFG-DS 如图 8 所示。

4 有限元验证与分析

为验证协同分配方案的有效性, 建立了包含转子斜极的斜极式 BDFG-DS 有限元模型, 模型设定内定子斜槽 -15° , 外定子斜槽 30° , 转子斜槽 15° , 仿真结果如图 9 和图 10 所示。图 9 展示了斜极式 BDFG-DS 的空载三相电势波形, 可以观察到, 本斜极分配方案基本消除了三相波形的不对称性, 获得了幅值相等、相位对称的正弦波。此时, 三相电动势不平衡度由 12.6% 降至 1.5%, THD 由 16.2% 降至 1.7%, 波形质量明显改善。

图 10 为斜极式 BDFG-DS 的稳态电磁转矩波形, 由图可见, 平均转矩为 $20.1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 通过与图 2 (c) 相比, 有效平均转矩并未下降, 说明内外定子与转子斜极角度协同分配并未影响电机的出力能力。而转矩脉动峰值被抑制在 $\pm 0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的极低水平, 转矩脉动仅为 4%, 较优化前的 15% 显著降低。仿真结果充分证明, 式 (10) 分配模型的正确性, 在满足式 (10) 的条件下无论如何在内、外、转子之间分配, 最终的电磁补偿效果等价。

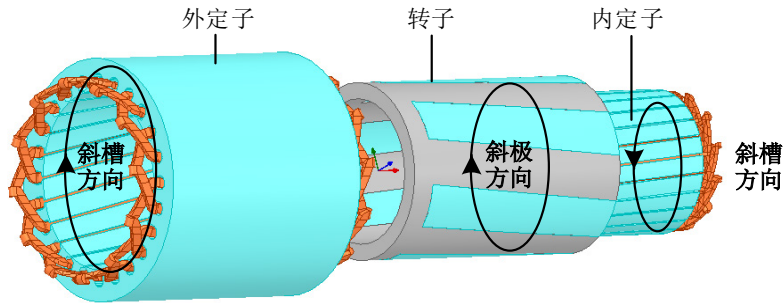


图 8 斜极式 BDFG-DS 的结构图

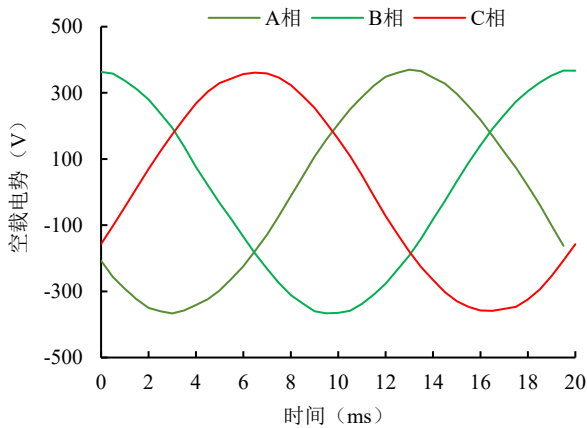


图 9 斜极式 BDFG-DS 的空载电势

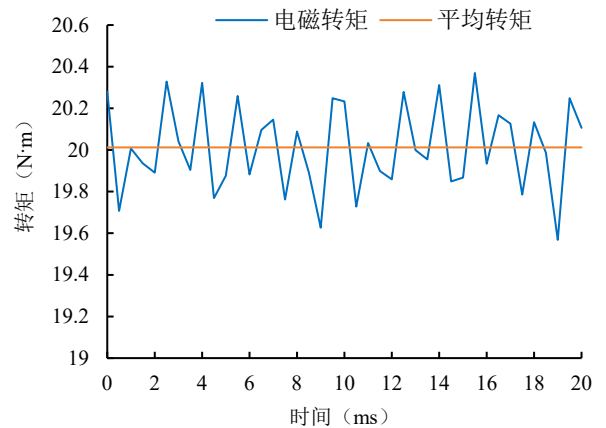


图 10 斜极式 BDFG-DS 的电磁转矩

5 结论

本文针对双定子无刷双馈发电机的三相不对称与转矩脉动问题, 提出并深入研究了定转子协同斜极的优化方法, 通过引入转子斜极自由度, 构建了内定子、外定子、转子三者斜极角度的协同分配数学模型, 提出了以减轻内定子负担为核心的优化分配方案。仿真验证表明, 新方案在维持平均转矩的同时, 有效消除了三相不对称, 极大的降低了转矩脉动。本研究为双定子无刷双馈发电机提供了一种兼顾电磁性能与结构工艺性的综合优化方案, 为双定子无刷双馈发电机以及其他采用磁场调制原理的复合电机的工程化设计提供了具有普遍参考价值的新思路。

参考文献

- [1] Ma, Y.; Zhu, D.; Hu, J.; Liu, R.; Zou, X.; Kang, Y. Optimized design of demagnetization control for dfig-based wind turbines to enhance transient stability during weak grid faults. *IEEE Trans. Power Electron.* 2025, 40, (1), pp. 76-81.
- [2] Li, Z.; Xie, Z.; Zhang, X. An improved strategy of grid-forming dfig based on disturbance rejection stator flux control. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2024, 71, (3), pp. 2498-2509.
- [3] 凌禹. 双馈风力发电机故障穿越关键技术综述[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 141-151.
- [4] 于克训, 陈曦, 谢贤飞, 等. 无刷双馈电机研究综述与展望[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 397-422.
- [5] 阚超豪, 殷仁杰, 曾家乐, 等. 不同槽配比下绕线式无刷双馈电机性能对比研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(15): 6199-6208.
- [6] Mohammed O. M. E.; Liu Y.; Xu W.; Zhao Y.. Overview of control strategies for improving power quality of brushless doubly fed generators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39, (8), pp. 10118-10137.
- [7] Zeng, Y.; Cheng, M.; Zhang, C. Investigation of cascaded and modulated rotors for dual-stator brushless doubly-fed machines. *IEEE Trans. Energy Conver.* 2024, 39, (1), pp. 344-355.
- [8] Dauksha G.; Iwanski G. Indirect power control of a cascaded brushless doubly-fed induction generator operating with unbalanced power grid. 2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Gliwice, Poland, 2021, pp. 357-362,
- [9] Zeng Y.; Cheng M.; Wei X.; Zhang G. Grid-connected and standalone control for dual-stator brushless doubly fed induction generator. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 68, (10), pp. 9196-9206,
- [10] 王玉彬, 朱新凯, 程明. 海上风力发电用静态密封双定子高温超导发电机的样机研制与测试[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(23): 8148-8158.
- [11] Jiang, Y.; Zhang, J.; Li, T. A segmented brushless doubly fed generator for wind power applications. *IEEE Trans. Magn.* 2018, 54, (3), pp. 1-4,
- [12] Sun, L.; Cheng, M.; Jia, H. Analysis of a novel magnetic-geared dual-rotor motor with complementary structure. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2015. 62, (11), pp. 6737-6747.
- [13] Jiang, Y.; Wang, K.; Zhou, L.; Zhang, W.; Hu, Z. Characteristics improvement of brushless doubly-fed wind turbine generator with minimized asymmetric phenomena. *Electronics*, 2025, 14, (8), 1649.
- [14] Cheng, M.; Han, P.; Hua, W. General airgap field modulation theory for electrical machines. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2017, 64, (8), 6063-6074.
- [15] Zhu, X.; Cheng, M.; Wang, Y.; Hua, W.; Han P.; Wang, W. Mathematical analysis model of double-stator field modulation hts machine based on general airgap field modulation theory. *IEEE Trans. Energy Conver.* 2022, 37, (1), pp. 475-486.

版权声明: ©2026 作者与开放获取期刊研究中心(OAJRC)所有。本文章按照知识共享署名许可条款发表。

<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



OPEN ACCESS