

改变转子单绕组变极接线方式的 不等匝无刷双馈发电机

贾磊¹ 李龙金²

(1. 南华大学电气工程学院, 湖南 衡阳 421001;

2. 合力工业车辆有限公司, 湖南 衡阳 421001)

摘要 为了解决无刷双馈发电机转子单绕组变极等匝方案中每相并联支路磁动势相位不一致, 以及转子绕组电流幅值不同导致磁动势百分比随负载变化而变化、降低了导线利用率的问题, 本文提出不等匝设计方案和将 3 个自短接运行支路上的所有线圈反向连接后转移到相应连接线上的改进方案。通过有限元仿真分析等匝、不等匝和改进方案中的发电机运行特性, 结果显示: 不等匝方案减少了谐波含量, 降低了并联支路电流幅值之差且改善了波形质量; 改进方案的转子各支路电流波形质量良好、幅值相等, 提高了导线整体利用率, 进一步降低了谐波含量, 同时磁动势含量百分比固定不变, 便于发电机线性控制。

关键词: 无刷双馈发电机; 单绕组变极; 不等匝; 磁动势; 谐波含量

The unequal-turn brushless doubly-fed generator with improved rotor single pole-changing winding connection mode

JIA Lei¹ LI Longjin²

(1. School of Electrical Engineering, University of South China, Hengyang, Hunan 421001;

2. HeLi Industrial Vehicle Co., Ltd, Hengyang, Hunan 421001)

Abstract In order to solve the problems that the magnetomotive force angles of parallel branches of each phase are different in the rotor single pole-changing equal-turn winding scheme of the brushless doubly-fed generator, and the current amplitudes of rotor winding branches are different resulting in the percentages of the magnetomotive force changing with the load and the reduction of the wire utilization, the unequal-turn design scheme and improved scheme for reversing all the coils of the three self-shortened branches to the corresponding connecting line are proposed. The generator operating characteristics of equal-turn, unequal-turn and improved scheme are simulated based on the finite element. Results show that the unequal-turn scheme reduces the harmonic contents, cuts down the difference among the current amplitudes of parallel branches and improves the waveform quality. In the improved scheme, the rotor branches waveforms quality is good, the current amplitudes are equal, the wire utilization rates are improved, the harmonic contents are furtherly reduced, and the magnetomotive force are fixed, which is easy for the generator control.

Keywords: brushless doubly-fed generator; single pole-changing winding; unequal-turn; magnetomotive force; harmonic content

0 引言

无刷双馈发电机 (brushless doubly-fed generator, BDFG) 最早是通过两台级联式异步发电机转子绕组

反相序串联演化而来的一种新型交流感应发电机, 定子侧有两套不同极对数的功率绕组 (power winding, PW) 和控制绕组 (control winding, CW), 它们不能直接耦合, 而是通过特殊设计的转子间接

实现能量的交换与传递。BDFG 可以调节控制绕组的电压和频率,实现变速恒频恒压发电。功率绕组一般接电网或用电负载,控制绕组通过一台能量可双向流动的变频器供电,该变频器与电网直接相连^[1]。由于变频器只提供转差功率,因此它的容量只占系统总容量的一小部分,减少了系统成本。而且,BDFG 转子侧取消了电刷和集电环,消除了故障来源,减少了维护成本,因此被认为是风力发电行业广泛应用的双馈集电环发电机的替代品^[2-7]。BDFG 有“和调制”和“差调制”两种模式,对应的转子绕组接线方式不同,转速运行范围也不同^[8-9]。BDFG 有不同的转子结构,目前主要包括特殊笼型、磁阻式和绕线式。特殊笼型和磁阻式转子均存在谐波含量大且随着负载变化而变化,容易导致发电机出力不足或过载能力不强的问题,同时特殊笼型转子的导体利用率较低^[10-12]。绕线转子基于齿谐波原理和正弦绕组理论设计,与特殊笼型和磁阻式转子相比,绕线转子可以灵活设计从而减少谐波含量,无论负载或磁路饱和度如何,其谐波含量都不会发生变化^[13-16]。这种类型的转子可以在需要时提供强激励,但有时为了提高转子绕组的利用率,必须丢弃部分转子槽,槽空间利用率较低^[17-18]。还有学者提出一种磁阻式和绕线式相结合的新型混合转子结构,通过仿真与实验验证了其具有耦合能力强、发电机输出功率密度高等优点^[19]。此外,还可以将转子设计成单绕组结构,通过重复利用来提高绕组的利用率。采用单绕组结构时,基于单绕组变极原理,一套绕组可同时产生两种不同极对数的磁场,转子绕组和槽空间利用率高,用铜量少,电阻和漏抗小,铜耗低,发电机内部产生的热量少,温升低^[20-24]。但是,基于单绕组变极原理的转子绕组等匝设计方案容易出现各支路电流分布不平衡、幅值不一致的情况。

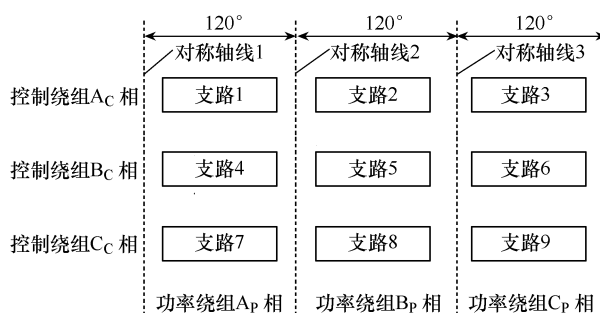
为解决上述问题,本文提出一种改变接线方式的转子单绕组变极不等匝设计方案,通过采用不等匝线圈和改变转子绕组的接线方式,使转子各并联支路磁动势相位一致,达到电流相互平衡、幅值相等的目的。

1 转子单绕组变极方案

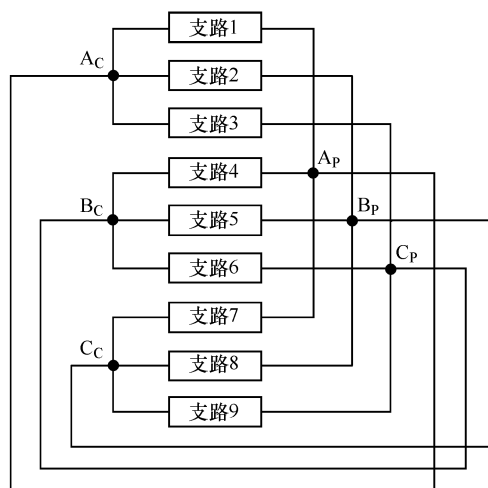
1.1 转子单绕组变极原理

转子单绕组变极设计方案步骤如下:首先,绘制转子槽数下功率绕组和控制绕组极对数的槽号相位图,槽号相位图中的每一行占 360° 电角度;然后,

将每个极对数下的槽号相位图划分为一个对称的三相系统,三相之间互差 120° 电角度;然后,将每相分成3条并联支路,要求这3条支路在另一极对数的槽号相位图下彼此互差 120° 电角度,则共有9条支路;最后,在确定各分支绕组的槽号时,应尽可能确保转子单绕组方案中功率绕组和控制极对数下的三相合成磁动势对称分布,并将9条支路按一定方式连接即可得到BDFG 转子单绕组变极连接方案。转子单绕组变极原理和连接方式如图1所示。



(a) 单绕组变极原理



(b) 绕组连接方式

图1 转子单绕组变极原理和连接方式

图1(b)中转子功率绕组和控制绕组每相包含的支路如图中所示。两组转子绕组按照三相反相序直接连接,即 A_C 和 A_P , B_C 和 C_P , C_C 和 B_P 连接,此时发电机工作在“和调制”运行模式下。如果BDFG 定子侧控制绕组接三相对称交流电压源,转子绕组各支路会感应出电流,进而产生控制绕组极对数的圆形旋转磁场,电流从转子绕组 A_C 、 B_C 和 C_C 相流出,然后流入 A_P 、 C_P 和 B_P 相,同时产生功率绕组极对数的反向旋转磁场,该磁场切割定子功率绕组即可感应出电动势。同理,如果BDFG 定子侧功率绕组接三相对称交流电压源,转子不仅能

产生功率绕组极对数的磁场，还能同时产生旋转方向相反的控制绕组极对数的磁场。如果 BDFG 定子侧功率绕组和控制绕组同时接入三相对称交流电压源，通过转子相互作用，发电机如同常规 BDFG 一样进入双馈同步运行模式。

1.2 等匝设计方案

转子 72 槽、功率绕组 8 极和控制绕组 4 极的槽号相位图分别如图 2 和图 3 所示。当采用单绕组结构时，这里选用 3Y/3Y 的连接方式。3Y/3Y 换相变极对称轴线法的设计如图 2 和图 3 所示。图 2 给出单绕组在极对数为 4 时的槽号相位图，并按 160° 相带划分各线圈的相属，A_p、B_p、C_p 相所属线圈如图中所示；图 3 给出单绕组在极对数为 2 时的槽号相位图，3 个相隔 120° 的相带绕组分别分配给 A_c、B_c、C_c 相，同时把每相槽号分为 3 段，得出 3Y/3Y 的连接方式下每条支路线圈的排列方案即 72 槽 4/8 极转子单绕组变极等匝方案如图 4 所示。此外，还需要选择一定的节距，使所有线圈按照一定的槽满率排列于转子槽中，受转子槽容纳线圈数的限制，

每个线圈匝数为 10，节距为 10。若转子单绕组变极等匝方案设计不当，易出现并联支路磁动势相位不相等，从而产生环流引起波形畸变，严重时甚至影响电机性能，因此有必要加以分析。以图 4 所示方案中控制绕组 A_c 相支路 1、2、3 为例进行说明，其余每相各支路的分析方法类似，不再赘述。

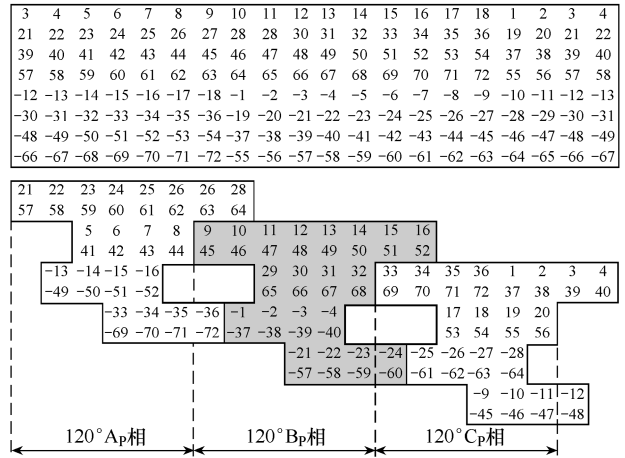


图 2 转子绕组在 72 槽 8 极槽号相位图下的分布

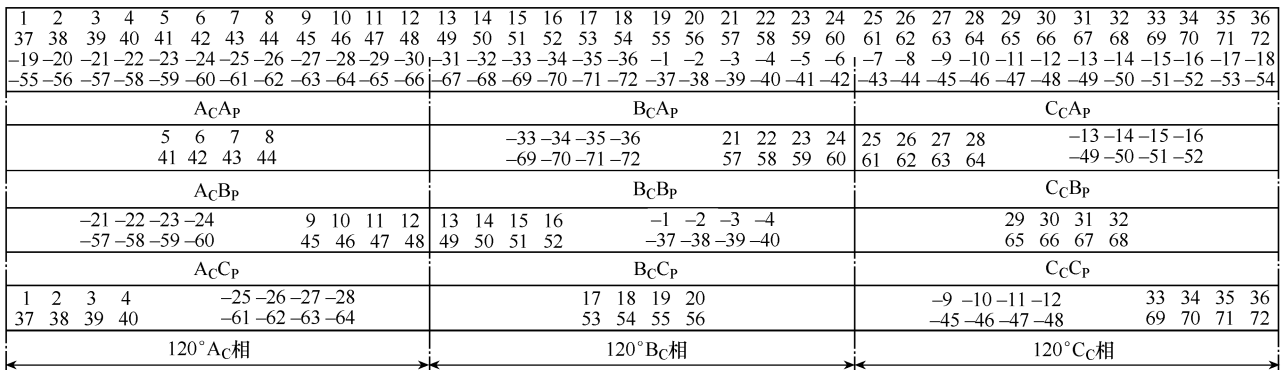


图 3 转子绕组在 72 槽 4 极槽号相位图下的分布

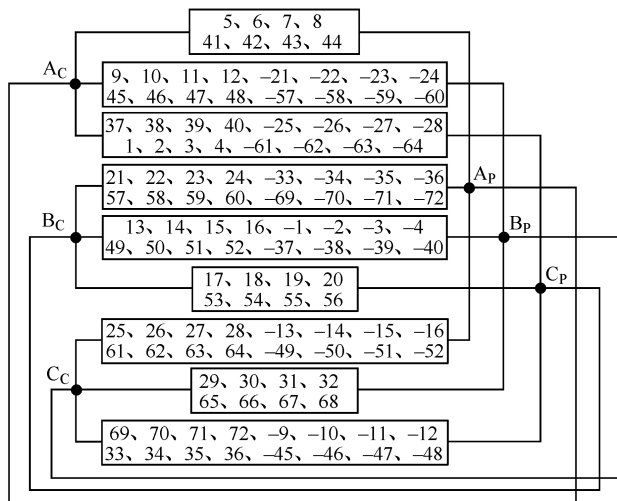


图 4 72 槽 4/8 极转子单绕组变极等匝方案

假设转子单绕组变极等匝方案中每个线圈的匝数相等，均为 W 匝，选定支路 1 的合成磁动势轴线为参考轴，那么支路 2 和支路 3 的合成磁动势轴线偏离参考轴的夹角 $\Delta\delta_2$ 和 $\Delta\delta_3$ 分别如式 (1) 和式 (2) 所示。

$$\Delta\delta_2 = \arctan \frac{\sum_{i=1}^{\gamma} \sin\alpha_{2i}}{\sum_{i=1}^{\gamma} \cos\alpha_{2i}} \quad (1)$$

$$\Delta\delta_3 = \arctan \frac{\sum_{k=1}^{\chi} \sin\alpha_{3k}}{\sum_{k=1}^{\chi} \cos\alpha_{3k}} \quad (2)$$

式中: α_{2i} 为支路 2 中第 i 个槽号与参考磁动势之间的电角度; γ 为支路 2 所占槽数; α_{3k} 为支路 3 中第 k 个槽号与参考磁动势之间的电角度; χ 为支路 3 所占槽数。支路 1、支路 2、支路 3 的磁动势轴线分布示意图如图 5 所示。以图 3 中 A_C 相的支路 2 为例, 其合成磁动势角度偏离参考磁动势轴线的角度为

$$\Delta\delta_2 = \arctan \frac{\sin 5^\circ + \sin 15^\circ - \sin 45^\circ - \sin 55^\circ}{\cos 5^\circ + \cos 15^\circ + 2 \cos 25^\circ + 2 \cos 35^\circ + \cos 45^\circ + \cos 55^\circ} = \arctan(-0.1764) = -10^\circ \quad (3)$$

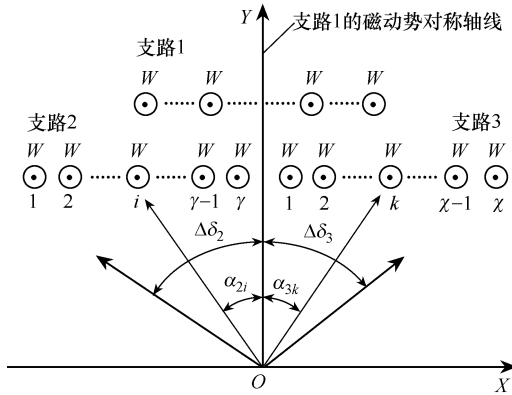


图 5 等匝设计方案中磁动势轴线分布示意图

支路 3 的合成磁动势轴线偏离支路 1 参考磁动势轴线的电角度计算方法与此类似, 有 $\Delta\delta_3 = 10^\circ$ 。因此, 当选取支路 1 的合成磁动势轴线作为参考磁动势轴时, 支路 1、2、3 的磁动势相位分别为 0° 、 -10° 和 10° 电角度, 3 个并联支路合成磁动势相位不相等, 需要采取措施削弱这种不平衡性使之成为可平衡化运行的转子单绕组。

1.3 不等匝设计方案

为了削弱转子每相并联支路磁动势相位的不一致性, 现转子绕组采用不等匝设计方案, 将等匝方案中转子槽上层的线圈匝数由 W 匝调整为 W_2 匝, 下层的线圈匝数由 W 匝调整为 W_1 匝, 且仍然满足 $W_1 + W_2 = 2W = S$, 那么转子每个槽内线圈的总匝数保持不变, 相当于电机槽满率不变。在嵌线的过程中, 如果转子槽内下层放 W_1 匝线圈, 那么槽上层就只能放置 W_2 匝线圈; 如果转子槽内下层放 W_2 匝线圈, 那么槽上层就只能放置 W_1 匝线圈。假设选定支路 1 合成磁动势轴线为参考轴, 其线圈匝数均为 W_{11} ; 支路 2 有 f 个多匝线圈, 匝数为 W_{22} , 有 e 个少匝线圈, 匝数为 W_{21} ; 支路 3 有 m 个多匝线圈, 匝数为 W_{31} , 有 n 个少匝线圈, 匝数为 W_{32} 。对于电机转子控制绕

组 A_C 来说, 其磁动势轴线分布示意图如图 6 所示。此时, 支路 2 和支路 3 偏离支路 1 的参考磁动势轴的角度 $\Delta\delta_2$ 和 $\Delta\delta_3$ 分别为

$$\Delta\delta_2 = \arctan \frac{\sum_{i=1}^e W_{21} \sin \alpha_{2i} + \sum_{k=1}^f W_{22} \sin \alpha_{2k}}{\sum_{i=1}^e W_{21} \cos \alpha_{2i} + \sum_{k=1}^f W_{22} \cos \alpha_{2k}} \quad (4)$$

$$\Delta\delta_3 = \arctan \frac{\sum_{i=1}^m W_{31} \sin \alpha_{3i} + \sum_{k=1}^n W_{32} \sin \alpha_{3k}}{\sum_{i=1}^m W_{31} \cos \alpha_{3i} + \sum_{k=1}^n W_{32} \cos \alpha_{3k}} \quad (5)$$

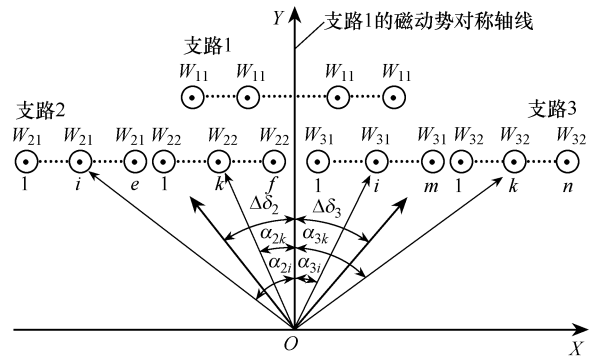


图 6 不等匝设计方案中磁动势轴线分布示意图

若要求支路 2、3 关于支路 1 镜像分布, 则满足 $\Delta\delta_2 = \Delta\delta_3$ 即可; 若要求支路 2、3 与支路 1 的合成磁动势轴线一致, 即要求 $\Delta\delta_2 = 0^\circ$, $\Delta\delta_3 = 0^\circ$, 则多匝线圈、少匝线圈匝数之比 W_{22}/W_{21} 和 W_{31}/W_{32} 可根据式 (6) 和式 (7) 求出, 但发电机的匝数一般为整数, 所以理论数值要取整。计算得到多匝线圈和少匝线圈匝数之比 $W_{31}/W_{32} = W_{22}/W_{21} = 1.87938$ 。由于线圈匝数为整数, 同时结合转子每个槽所能容纳线圈匝数的限制, 确定 W_{11} 为 15, W_{22} 和 W_{31} 均为 11, W_{21} 和 W_{32} 均为 6。

$$\sum_{i=1}^e W_{21} \sin \alpha_{2i} + \sum_{k=1}^f W_{22} \sin \alpha_{2k} = 0 \quad (6)$$

$$\sum_{i=1}^m W_{31} \sin \alpha_{3i} + \sum_{k=1}^n W_{32} \sin \alpha_{3k} = 0 \quad (7)$$

对于图 4 所示的转子单绕组变极等匝方案, 将支路 1、支路 6 和支路 8 的线圈匝数改为 15, 在其他支路绕组中, 正槽号的线圈匝数改为 6, 负槽号的线圈匝数改为 11, 所有线圈的节距不变仍为 10,

即得到转子单绕组变极不等匝方案。在这种情况下，如果选择支路 1 的合成磁动势轴线作为参考轴，支路 2 和支路 3 的合成磁动势轴线偏离所选参考轴的电角度分别为 $\Delta\delta_2 = -0.362 6^\circ$ 、 $\Delta\delta_3 = 0.362 6^\circ$ ，每相并联支路合成磁动势相位偏差降低了 96.37%。此时，转子等匝和不等匝方案中各支路合成磁动势相位 $\Delta\delta_i$ ($i=1\sim 9$) 见表 1。由表 1 可以看出，转子单绕组采用不等匝线圈设计方案大大改善了并联支路之间的不平衡，转子每相并联支路的磁动势相位几乎相同。

表 1 等匝方案和不等匝方案中各支路合成磁动势相位
单位: $^\circ$

磁动势相位	理想情况	等匝方案	不等匝方案
$\Delta\delta_1$	0	0	0
$\Delta\delta_2$	0	-10	-0.362 6
$\Delta\delta_3$	0	10	0.362 6
$\Delta\delta_4$	120	110	119.637 4
$\Delta\delta_5$	120	130	120.362 6
$\Delta\delta_6$	120	120	120.000 0
$\Delta\delta_7$	240	250	240.362 6
$\Delta\delta_8$	240	240	240.000 0
$\Delta\delta_9$	240	230	239.637 4

1.4 改进方案

从图 4 可以看到，单绕组变极转子绕组的 9 条支路中，支路 1、6、8 与其余支路的槽号数量、线圈匝数和排列方式均不同。当磁场作用时，支路 1、6、8 与其余支路感应电动势幅值和感应电流应不同，所以变极转子绕组结构存在电流分布不均衡的问题；支路 1、6、8 对称分布，电流幅值应对称相等。同理，剩余支路的槽号数量和排布一致，电流应相互对称且幅值相等。但是，转子每条支路所能承受的电流幅值有限，这导致转子绕组导线的整体利用率降低。更重要的是，如果 BDFG 定子功率绕组和控制绕组之间电压比值发生变化或发电机负载变化，转子支路 1、6、8 和其他支路之间的电流比值随之变化，那么转子绕组各次谐波磁动势百分比也随之改变，这给 BDFG 的磁场调节带来很多困难，不利于发电机的线性控制。究其原因， A_C 、 B_C 、 C_C 相和 A_P 、 B_P 、 C_P 相之间的 3 根连接线虽然保证了转子功率绕组和控制绕组出线端反相序连接，产生旋转方向相反的两个磁场，但是也导致支路 1、6、8 自短接独立运行。其余各支路，如支路 3 和 4、5

和 9、2 和 7 均形成一个电路环成对运行，且相互对称分布，电流幅值相等。为解决这一问题，可在节点之间相应的连接线上串联来自支路 1、6、8 的部分线圈，如图 7 所示。为了保证电流流入方向不变，将连接线上串联的线圈反向连接，即支路 1、6、8 分别和 1'、6'、8' 支路相差 180° 。

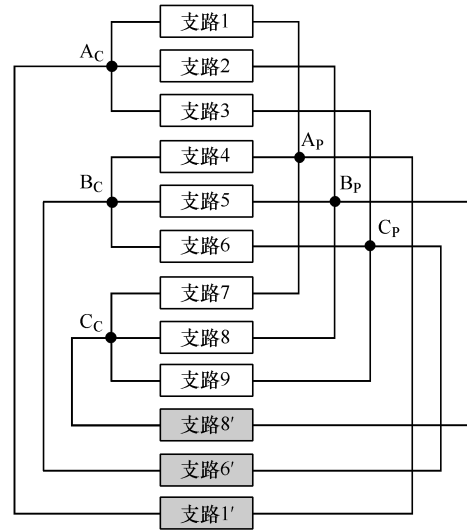


图 7 连接线上串联线圈

考虑极端情况，将转子支路 1、6、8 的所有线圈全部转移到相应连接线上，得到转子单绕组变极改进方案，如图 8 所示。从图 8 可知，通过改变绕组连接方式，取消了连接线，避免了自短接支路出现，但仍然保留了 BDFG 转子同时产生旋转方向相反的两个磁场的重要功能，支路 1、6、8 与其余支路相互联动。由图 8 可知，除了将支路 1、6、8 的所有线圈反向连接外，转子绕组其他参数包括各个线圈的匝数、节距等均跟前述不等匝方案参数相同。

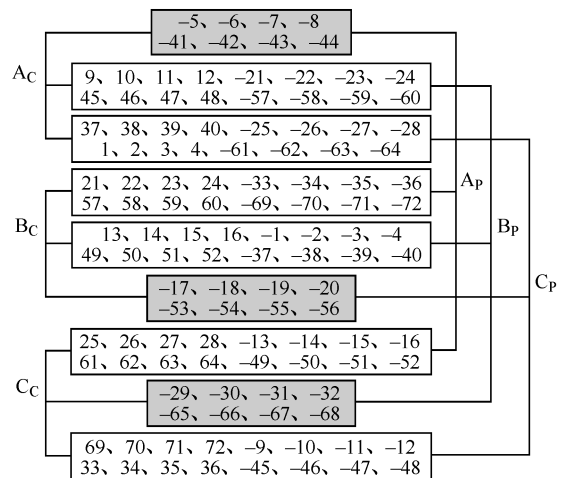


图 8 转子单绕组变极改进方案

改进的转子单绕组变极方案谐波含量分析结果见表 2, 正、负号表示磁动势旋转方向不同, 相对相反。控制绕组 4 极的基波绕组系数为 0.690 7, 高次谐波含量均低于 3%; 功率绕组 8 极的基波绕组系数为 0.837 6, 高次谐波含量均低于 8%, 该方案总体谐波含量较低, 可以预测发电机性能良好。

表 2 转子改进方案谐波含量分析结果

极数	控制绕组 4 极		功率绕组 8 极	
	绕组系数	谐波含量/%	绕组系数	谐波含量/%
4	0.690 7	+100.000 0	0.031 5	-7.528 8
8	0.038 2	-2.768 6	0.837 6	+100.000 0
16	0.010 3	+0.373 9	0.010 3	-0.616 6
20	0.023 0	-0.665 0	0.023 0	+1.096 8
28	0.002 0	+0.042 2	0.044 7	-1.525 2
32	0.078 6	-1.422 2	0.003 6	+0.107 1
40	0.065 9	+0.954 7	0.003 0	-0.071 9
44	0.001 4	-0.018 8	0.031 3	+0.679 6

2 BDFG 参数和有限元仿真

2.1 发电机数据

为了验证转子单绕组变极改进方案的有效性, 将等匝方案、不等匝方案和改进方案应用于一台 100 kW 纯电阻性负载的 BDFG 中, 并在有限元软件中进行仿真分析。100 kW BDFG 参数见表 3。

表 3 100 kW BDFG 参数

参数	数值
定子外径/mm	620
气隙长度/mm	1
定子内径/mm	445
转子内径/mm	74
定子槽数	84
转子槽数	72
铁心长度/mm	520
转速/(r/min)	300~700
PW 极对数	4
CW 极对数	2
PW 额定电压/V	400
PW 额定电流/A	144.3
PW 频率/Hz	50
CW 频率/Hz	-20~20

2.2 定子控制绕组设计

定子控制绕组为单层整距绕组, 节距等于极距 21, 放置在槽的顶部, 每相串联且为星形联结。定子控制绕组连接方案如图 9 所示, 前 35 次谐波含量分析见表 4。

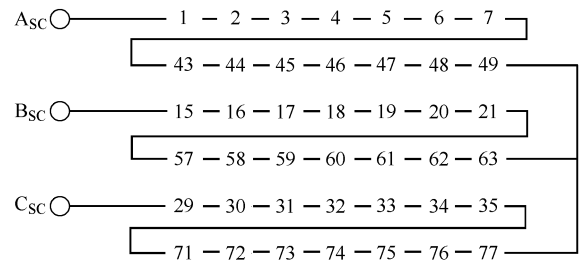


图 9 定子控制绕组连接方案

表 4 定子控制绕组谐波含量分析

极数	绕组系数	谐波含量/%
4	0.955 8	+100.000 0
20	0.195 5	-4.091 0
28	0.142 9	+2.135 1
44	0.097 4	-0.926 8
52	0.086 5	+0.695 7
68	0.074 7	-0.460 0
76	0.072 2	+0.397 8
92	0.072 2	-0.328 6
100	0.074 7	+0.312 8
116	0.086 5	-0.311 9
124	0.097 4	+0.328 9
140	0.142 9	-0.427 0

2.3 定子功率绕组设计

功率绕组为双层短距绕组, 节距为 10, 放置在槽的底部, 并联支路数为 2, 星形联结。定子功率绕组连接方案如图 10 所示, 谐波含量分析见表 5。由表 4 和表 5 可以看出, 功率绕组和控制绕组谐波极对数各不相同, 不存在磁场直接耦合。

单绕组变极改进方案中转子绕组支路 1、支路 2 和支路 3 的详细接线如图 11 所示, 其余支路均可按照此规律连接。有限元建模中, 定子侧完全一致, 采用不同方案的转子单绕组变极 BDFG 有限元模型截面如图 12 所示。等匝和不等匝方案的有限元模型只有转子绕组线圈匝数不同, 不等匝方案和改进方案有限元模型的不同之处在于支路 1、6、8 的各个线圈极性不同和转子绕组端部接线方式的差异。图 12 (a) 和图 12 (b) 中转子侧红色表示线圈极性为

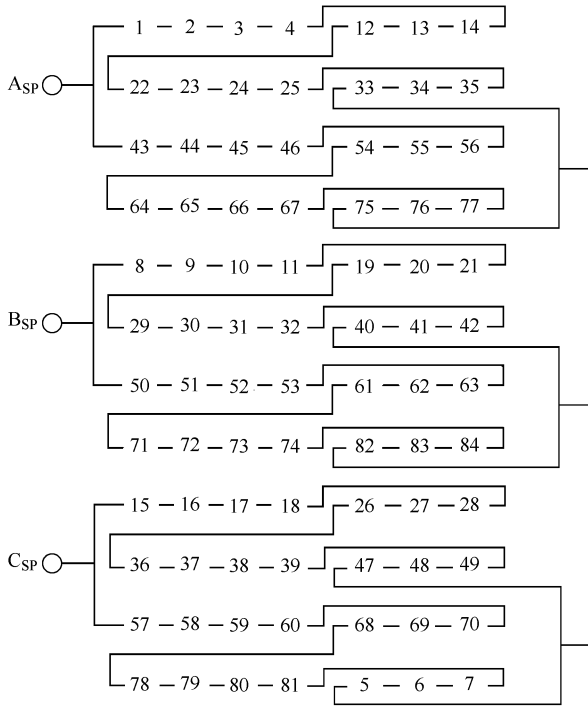


图 10 定子功率绕组连接方案

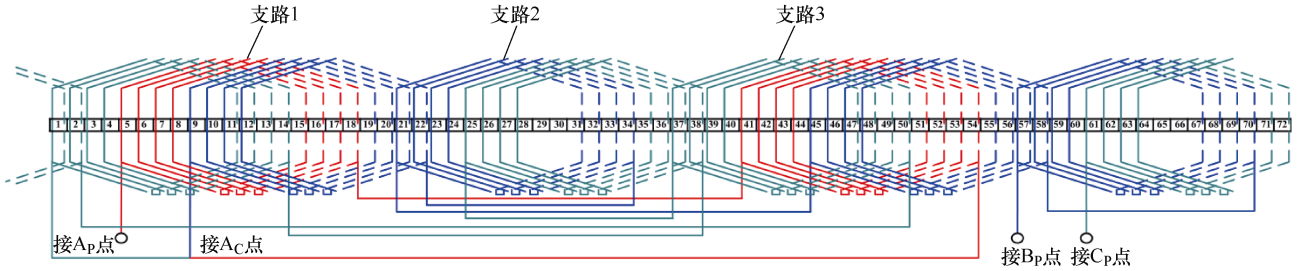
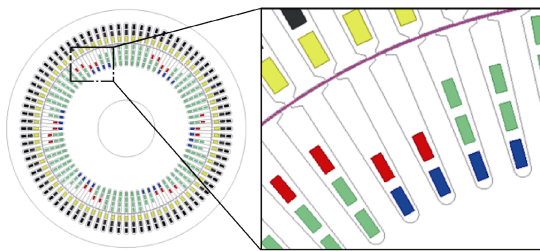
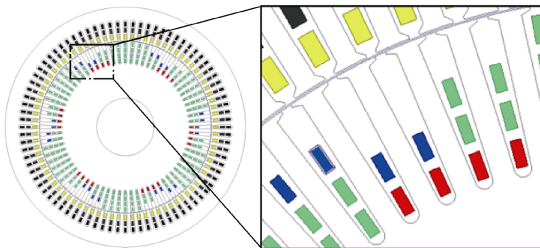


图 11 改进方案中转子绕组支路 1、2、3 的详细接线



(a) 等匝和不等匝方案有限元模型及局部放大图



(b) 改进方案有限元模型及局部放大图

图 12 不同方案 BDFG 有限元模型截面

表 5 定子功率绕组谐波含量分析

极数	绕组系数	谐波含量/%
8	0.953 1	+100.000 0
16	0.010 8	-0.564 8
32	0.022 0	+0.577 9
40	0.182 0	-3.818 9
56	0.123 7	+1.854 3
64	0.048 7	-0.638 7
80	0.066 3	+0.695 3
88	0.066 3	-0.632 1
104	0.048 7	+0.393 0
112	0.123 7	-0.927 1
128	0.182 0	+1.193 4
136	0.022 0	-0.136 0

正，蓝色表示线圈极性为负，对应于图 4 和图 8 中支路 1、6、8 极性的不同。

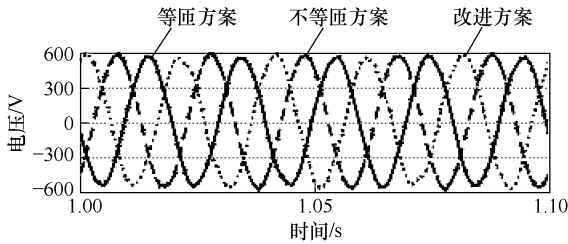
设定如下仿真条件：发电机转速 600 r/min，控

制绕组接三相正相序对称电压源，频率均为 10 Hz，等匝方案、不等匝方案和改进方案的控制绕组线电压有效值分别为 165.2 V、153.4 V 和 145.6 V。BDFG 定子功率绕组每相接 1.6 Ω 的电阻，用来模拟 100 kW 电阻性负载。有限元仿真结果包括功率绕组发电电压、控制绕组励磁电流、气隙磁感应强度、磁感应强度云图、径向电磁力密度、转子支路电流，以及控制绕组线电压和总输出有功功率随转速变化情况。

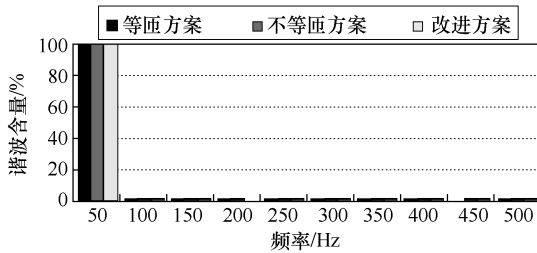
2.4 有限元仿真分析

1) 功率绕组发电电压

等匝方案、不等匝方案和改进方案的功率绕组发电电压波形及谐波分析如图 13 所示，电压有效值分别为 403.1 V、402.4 V 和 401.9 V，波形畸变率分别为 1.89%、1.72%和 0.89%。电压波形主要包含 50 Hz 频率的电压，其余谐波含量小，波形正弦性好。发电质量良好。



(a) 电压波形



(b) 电压谐波分析

图 13 功率绕组发电电压和谐波分析

2) 控制绕组励磁电流

仿真条件下等匝方案、不等匝方案和改进方案的控制绕组励磁电流波形如图 14 所示,其有效值分别为 168.8 A、165.6 A 和 163.1 A。由图 14 可知,控制绕组励磁电流波形正弦性良好。

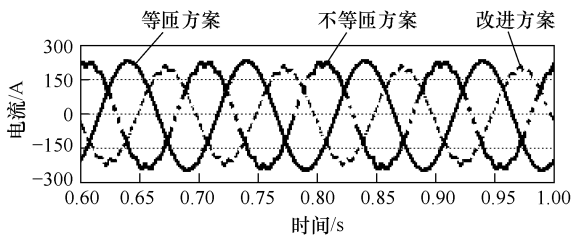
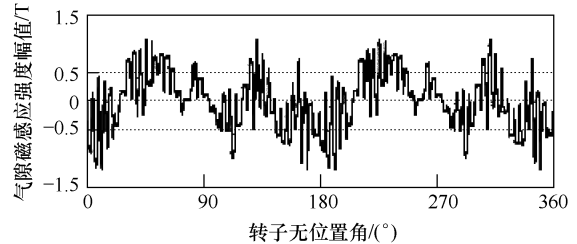


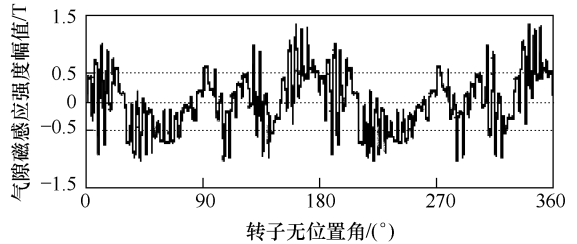
图 14 控制绕组励磁电流波形

3) 气隙磁感应强度、磁感应强度云图和径向电磁力密度

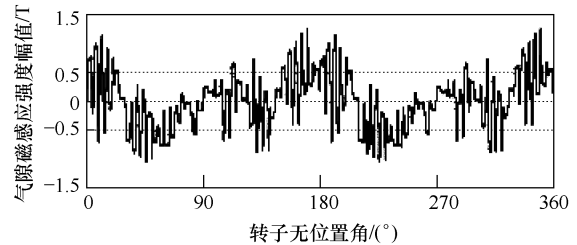
等匝方案、不等匝方案和改进方案气隙磁感应强度波形和谐波分析如图 15 所示,4 极磁场磁感应强度幅值分别为 0.344 5 T、0.339 0 T 和 0.326 0 T;8 极磁场磁感应强度幅值分别为 0.291 2 T、0.308 0 T 和 0.299 1 T。8 极磁感应强度幅值相对 4 极比例分别为 84.5%、90.8%和 91.7%。由图 15 可知,气隙磁场主要由 4 极和 8 极组成,其他各次谐波含量较小,等匝方案中的 16 极和 20 极谐波含量较大,达到了 0.167 5 T 和 0.187 2 T。采用不等匝设计方案后,8 对极和 10 对极磁感应强度幅值减少为 0.080 7 T 和 0.069 6 T,降幅分别为 51.8%和 62.8%,谐波含量明显减小。改进方案中转子各支路电流幅值趋于一致,谐波含量进一步降低。



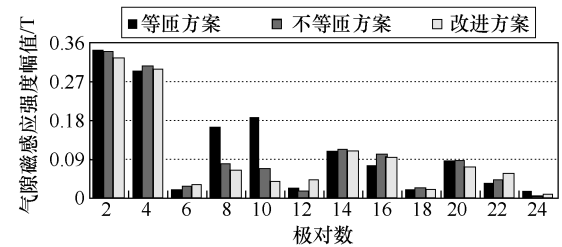
(a) 等匝方案气隙磁感应强度



(b) 不等匝方案气隙磁感应强度



(c) 改进方案气隙磁感应强度



(d) 磁感应强度波形谐波含量分析

图 15 气隙磁感应强度及谐波分析

等匝、不等匝和改进方案的 BDFG 磁感应强度云图和径向电磁力密度波形如图 16 所示。从图 16 可知,3 种方案均不存在不平衡的磁拉力,径向电磁力在任意直径的两个端点可以相互抵消。不同于传统的三相异步发电机的对称磁场分布,BDFG 内部存在不同极对数和不同转速旋转的磁场,导致发电机内部磁场在部分区域加强,在另一部分区域削弱,磁场分布不规则,如图 16 所示,等匝方案的 BDFG 饱和程度最高,不等匝和改进方案的发电机饱和程度相似。

4) 转子各支路电流

等匝、不等匝和改进方案中转子支路 1、2、3 电流波形如图 17 所示,电流频率均为 10 Hz。等匝

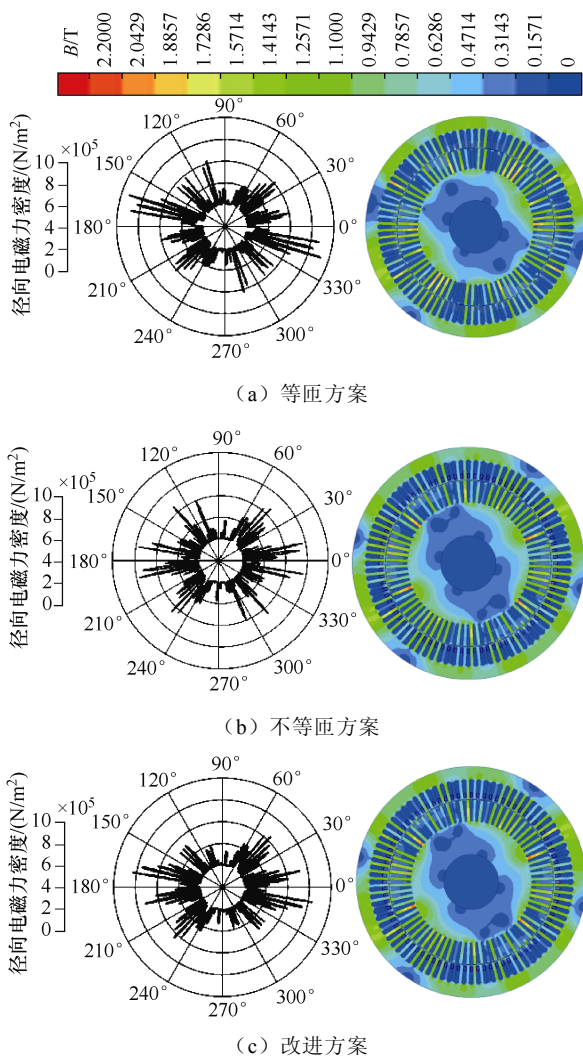


图 16 发电机磁感应强度云图和径向电磁力密度波形方案中转子各支路电流幅值不一致, 差距较大, 支路 1、2、3 的电流有效值分别为 98.4 A、19.9 A、20.6 A, 波形质量较差, 此时由于转子每相并联支路的合成磁动势相位差 10° , 绕组内部环流加剧了并联支路电流幅值差距。不等匝方案中转子各支路电流幅值虽不一致, 但差距较等匝方案减小, 支路 1、2、3 的电流有效值分别为 61.8 A、31.9 A、30.6 A, 波形质量有所提升, 由于采用了不等匝设计, 每相并联支路的合成磁动势相位只差 0.3626° , 绕组内部几乎没有环流, 缩小了电流幅值的差距, 这时电流的幅值差是由于转子本身电路结构中支路 1、6、8 自行短接引起。改进方案中转子各支路电流相互平衡, 幅值相等, 支路 1、2、3 的电流有效值分别为 40.5 A、40.2 A、40.3 A, 波形质量较好。若转子绕组选择同种规格导线, 此时等匝方案、不等匝方案和改进方案转子铜耗分别为 3.849 kW、3.077 kW

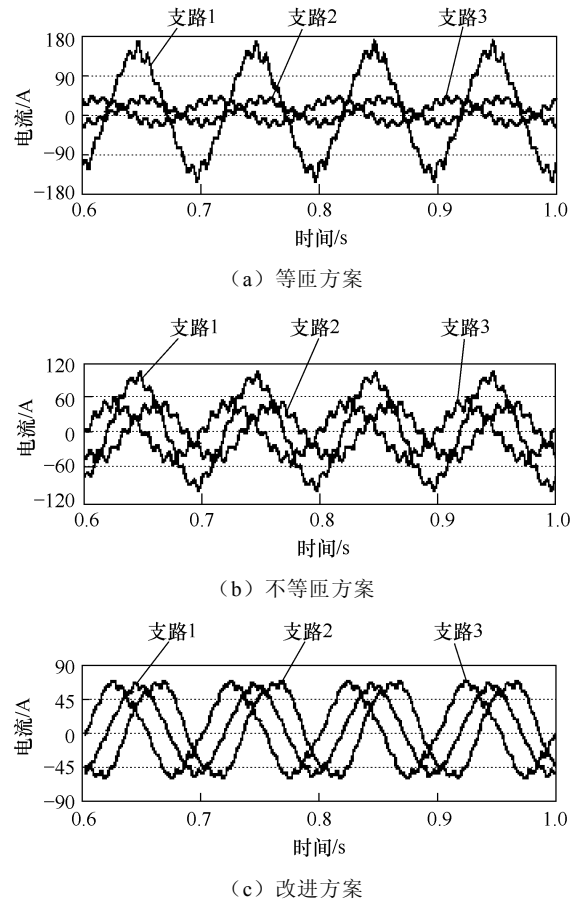


图 17 转子支路 1、2、3 电流波形和 2.709 kW, 改进方案的 BDFG 转子铜耗最小。

5) 全转速范围内控制端电压、有功功率和发电机效率随转速变化情况

当等匝方案、不等匝方案和改进方案的 BDFG 定子功率绕组均接 100 kW 电阻性负载, 且功率绕组发电电压均为 400 V、频率均为 50 Hz 时, 控制绕组线电压和三相总有功功率随转速在 300 ~ 700 r/min 范围内的变化情况分别如图 18 和图 19 所示。由图 18 可知, 当接近自然同步转速 500 r/min 时, 控制绕组线电压较低, 越远离自然同步转速, 电压越大, 电压和频率基本成线性关系。在图 15 的气隙谐波含量分析中发现, 改进方案的谐波含量最小, 等匝方案谐波含量最大, 不等匝方案次之。当功率绕组带相同的负载时, 谐波含量越大, 需要的无功功率也越大, 控制绕组线电压越高, 且此时需要保持控制绕组 4 极磁场恒定, 那么相应的控制绕组端电压与频率的比值要保持不变。当低于自然同步转速时, BDFG 工作在亚同步运行状态, 此时控制绕组由三相负相序对称电源供电并从外吸收电能; 高于自然同步转速时, BDFG 工作在超同步运

行状态,此时控制绕组由三相正相序对称电源供电并向外输出电能,如图19所示。越远离自然同步转速,控制绕组发出或吸收的三相有功功率越多,近似与频率呈正相关。

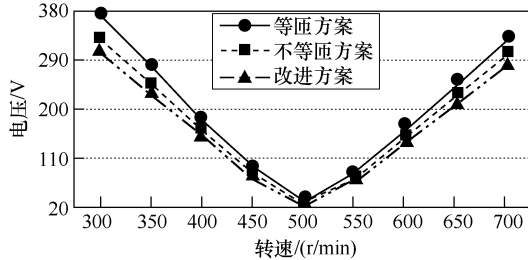


图18 控制绕组线电压随转速变化情况

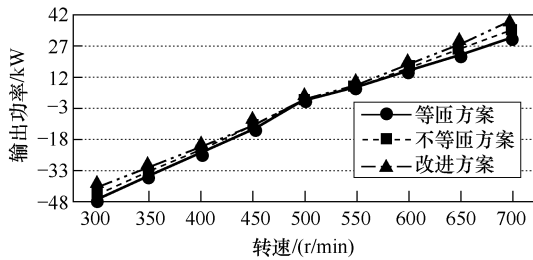


图19 控制绕组三相总有功功率随转速变化情况
无刷双馈发电机效率计算公式为

$$\eta = \frac{P_p + P_c}{P_p + P_c + p_{cup} + p_{cuc} + p_{cur} + p_{Fe} + p_{mec}} \times 100\% \quad (8)$$

式中: P_p 和 P_c 为定子功率绕组和控制绕组输出的有功功率; p_{cup} 、 p_{cuc} 和 p_{cur} 为发电机功率绕组、控制绕组和转子绕组的铜耗; p_{Fe} 为铁耗; p_{mec} 为风阻和摩擦损耗, 约占总输出功率的 0.5%。

全转速满载情况下, 等匝、不等匝和改进方案的 BDFG 效率随转速变化情况如图 20 所示。由图 20 可知, 改进方案的发电机效率高于另外两种方案, 这得益于改进方案中转子各支路电流幅值相等, 电流分布均匀, 气隙谐波含量较少, 减少了转子绕组和控制绕组的铜耗。由图 20 还可看出, 随着发电机

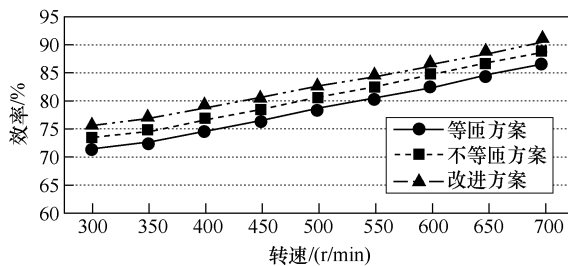


图20 效率随转速变化情况

转速的增加, BDFG 从亚同步运行模式逐步过渡到超同步运行模式, 定子控制绕组端在此过程中由从外部吸收功率变化为向外输出功率, 发电机效率逐渐升高, 因此为了提高 BDFG 的运行效率, 发电机应当在超同步运行状态下工作。

3 结论

针对 BDFG 转子单绕组变极等匝方案中转子每相并联支路磁动势相位不相等和转子各支路电流不平衡、幅值不一致的问题, 提出了转子单绕组变极不等匝设计方案和将转子 3 条自短接支路上所有线圈反向连接后转移到相应连接线上的改进方案, 通过有限元对比仿真验证了所提方法的有效性。结果表明, 不等匝方案可以削弱甚至消除每相并联支路磁动势相位不相等的情况, 改进方案实现了 BDFG 转子各支路电流相互平衡、幅值一致, 不仅提高了转子绕组导线的整体利用率且一定程度上降低了发电机谐波含量, 同时使转子绕组各次谐波磁动势百分比固定不变, 方便 BDFG 进行线性控制。本文研究可为转子单绕组变极 BDFG 的设计提供参考。但是, 本文所采用的单绕组变极转子绕组设计过程复杂, 须谨慎设计。

参考文献

- [1] 徐伟, 陈俊杰, 刘毅, 等. 无刷双馈独立发电系统的改进无参数预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(19): 4002-4015.
- [2] 任泰安, 阚超豪, 吴红斌, 等. 一种具有不等匝数同心式转子绕组的无刷双馈电机[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(17): 5199-5210.
- [3] 冯志宇, 王博, 袁野. 永磁有刷直流电动机齿槽转矩与电磁噪声研究[J]. 电气技术, 2022, 23(5): 62-67.
- [4] CHEN Hao, EL-REFAIE A M, ZUO Yuefei, et al. A permanent magnet brushless doubly fed electric machine for variable-speed constant-frequency wind turbines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6663-6674.
- [5] 李珍平, 王雪帆, 陈曦, 等. 无刷双馈电机的双馈与异步起动控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3576-3586.
- [6] 雷现永, 岑先富, 高保印, 等. 简析风力发电机组偏航工况下的两种典型电能传输系统[J]. 电气技术, 2024, 25(11): 63-69.
- [7] 苏荣强, 施志良, 张高峰, 等. 发电机励磁在线监测

- 系统的研制及应用[J]. 电气技术, 2024, 25(11): 70-75.
- [8] PAN Weidong, CHEN Xi, WANG Xuefan. Generalized design method of the three-phase Y-connected wound rotor for both additive modulation and differential modulation brushless doubly fed machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 1940-1952.
- [9] 程源, 王雪帆, 何怡刚. 一种差分运行方式新型无刷双馈发电机的仿真和实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 612-619.
- [10] 郭业凯, 邹炯斌. 高压电动机双速改造导致鼠笼条断裂的原因分析[J]. 电气技术, 2020, 21(8): 136-141.
- [11] ZHANG Fengge, YU Siyang, WANG Yutao, et al. Design and performance comparisons of brushless doubly fed generators with different rotor structures[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 631-640.
- [12] LIU Hao, ZHANG Yue, ZHANG Fengge, et al. Design and performance analysis of dual-stator brushless doubly-fed machine with cage-barrier rotor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(3): 1347-1357.
- [13] PAN Weidong, YU Kexun, CHEN Xi, et al. Design of a wound rotor brushless doubly-fed machine with 1/5 pole-pair combination[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 10969-10980.
- [14] CHENG Yuan, YU Bo, WANG Xuefan. Rotor winding design and standalone operation research of high natural synchronous speed brushless doubly-fed generator based on differential modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6608-6617.
- [15] 欧乐知, 王雪帆, 李振明, 等. 绕线转子无刷双馈电机齿驻波特性研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(17): 3559-3606.
- [16] MATHEKGA M E, ADEMI S, MCMAHON R A. Brushless doubly fed machine magnetic field distribution characteristics and their impact on the analysis and design[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(4): 2180-2188.
- [17] JIA Lei. A double concentric wound rotor brushless doubly fed generator[J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2019, 14(2): 321-332.
- [18] 阚超豪, 王雪帆. 64 kW 双正弦结构无刷双馈发电机的设计与测试[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 115-122.
- [19] 任泰安, 阚超豪, 吴红斌, 等. 新型混合式转子无刷双馈电机[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(9): 2753-2762.
- [20] 阚超豪, 赵威, 储成龙, 等. 基于变极绕组的无刷双馈电机起动特性研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(7): 1392-1403.
- [21] 金亮, 王京涛, 刘向贞, 等. 电磁云计算的多目标任务调度算法研究[J]. 电气技术, 2020, 21(4): 44-49.
- [22] 阚超豪, 鲍习昌, 金科, 等. 绕线转子无刷双馈电机多谐波联合起动过程中磁动势及性能分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(3): 481-493.
- [23] 王雪帆. 一种转子绕组采用变极法设计的新型无刷双馈电机[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6): 108-111, 127.
- [24] 刘荣林, 许实章, 熊衍庆. 并联支路不平衡变极绕组对称化调整的新方法[J]. 哈尔滨电工学院学报, 1988, 11(2): 111-118.
-
- 收稿日期: 2024-12-19
修回日期: 2025-01-12
- 作者简介**
贾 磊(1986—), 男, 河南信阳人, 博士, 讲师, 主要研究方向为无刷双馈电机运行理论、建模与仿真、设计和优化。
-
- (上接第 20 页)
- control in active distribution networks[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(5): 3921-3931.
- [18] 周颖, 龚桃荣, 陈宋宋, 等. 面向新型电力负荷管理的分层分区动态调控架构展望[J]. 电力信息与通信技术, 2023, 21(4): 51-58.
- [19] 罗李子. 互动环境下分布式电源与电动汽车充电站的优化配置方法研究[D]. 南京: 东南大学, 2019.
- [20] 徐智威, 胡泽春, 宋永华, 等. 充电站内电动汽车有序充电策略[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(11): 38-43.
-
- 收稿日期: 2024-12-17
修回日期: 2025-03-13
- 作者简介**
刘露露(1998—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电动汽车调度。