

基于空间多分量极对数磁场耦合的 FSCW 双馈感应电机电磁及损耗特性分析

高 阳¹, 骆 皓^{1,2*}, 肖一凡^{1,3}, 朱坤硕¹, 翟长春¹, 孙春阳¹

(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备协同创新中心, 江苏 南京 211167;

3. 华能南通电厂, 江苏 南通 226000)

Analysis of Electromagnetic and Loss Characteristics of FSCW Doubly-Fed Induction Motor Based on Spatial Multi-Component Polar-Pair Magnetic Field Coupling

GAO Yang¹, LUO Hao^{1,2*}, XIAO Yifan^{1,3}, ZHU Kunshuo¹,

ZHAI Changchun¹, SUN Chunyang¹

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

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

3. Hua'neng Nantong Power Plant, Nantong 226000, China)

Abstract: A large number of non-dominant pole-pair harmonics are present in fractional slot concentrated winding (FSCW) induction motors, resulting in high torque ripple and core losses. To address this problem, a FSCW doubly-fed induction motor with a 15-slot stator and 18-slot rotor was used to study the torque characteristics and core loss characteristics of this type of motor. Firstly, the structure and working principle of FSCW doubly-fed induction motor were introduced, and the stator current equation under doubly-fed operation was derived. Secondly, the sum of self-inductance and mutual inductance of the first n harmonics of the stator and rotor under a specific pole-slot fit was calculated using the winding function method and turns function method. Then, the electromagnetic torque was theoretically calculated based on the virtual displacement method, and the results were compared and analyzed with the finite element simulation results as well as the experimental measurement results. Finally, the torque characteristics and core loss

characteristics under different operating conditions were analyzed, revealing the variation patterns of electromagnetic torque ripple frequency and core losses at different slip rates. Specifically, the torque ripple frequency increased as the slip rate decreased, while core losses decreased with the reduction in slip rate.

Key words: fractional slot concentrated winding; doubly-fed induction motor; electromagnetic torque; core loss

摘 要: 分数槽集中绕组 (FSCW) 感应电机中存在大量非主导极对数谐波, 导致其转矩脉动及铁心损耗较大。针对此问题, 以一台定子 15 槽、转子 18 槽的 FSCW 双馈感应电机为研究对象, 对该类电机的转矩特性和铁心损耗特性进行了研究。首先, 介绍了 FSCW 双馈感应电机的结构及工作原理, 推导了其在双馈工况下的定子电流方程; 其次, 通过绕组函数法及匝数函数法求解了特定极槽配合下定转子前 n 次谐波自感和互感之和; 然后, 基于虚位移法对电磁转矩进行理论计算, 并将理论计算结果与有限元仿真结果以及试验测量结果进行对比分析; 最后, 对不同工况下的转矩特性及铁心损耗特性进行了分析, 得到了不同转差率下的电磁转矩脉动频率和铁心损耗的变化规律, 即转矩脉动频率随转差率减小而增大, 铁心损耗随转差率的减小而降低。

关键词: 分数槽集中绕组; 双馈感应电机; 电磁转矩; 铁心损耗

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); Projects supported by Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network (XTCX202405)

0 引言

近年来有关于大功率风力发电系统的主流技术主要为永磁直驱系统以及双馈系统。由于风力发电机组的容量不断提高,永磁直驱系统控制的风力发电系统为实现低速大转矩的系统传动过程,电机的体积会随之增大,在一定程度上限制了永磁直驱电机的安装配置^[1]。

相对于传统的整数槽绕组,分数槽集中绕组(Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW)具有结构简单、耗铜量低以及效率高的优势^[2]。但是 FSCW 电机定转子气隙间存在丰富的谐波磁场,同时也会产生较大的转矩脉动,这部分转矩脉动主要是由齿槽效应产生的^[3-4]。文献[5-8]从 FSCW 谐波磁动势出发,计算了 FSCW 自感、互感以及绕组系数的数值并总结其变化规律。文献[9-12]对于 FSCW 感应电机的电磁耦合特性进行了研究,并分析了 FSCW 感应电机的非主导极对数次谐波抑制方法以及电磁转矩脉动产生原因。

提高 FSCW 感应电机的运行效率不仅要非主导极对数的谐波以及转矩脉动进行抑制,同时也要对感应电机的铁心损耗进行抑制。文献[13-17]中对永磁同步电机的铁心损耗计算方法进行了归纳整理,并对永磁同步电机特定位置处的磁滞损耗和涡流损耗进行了切向和法向的分解计算,最终通过试验对结果进行了验证。文献[18]发现在谐波激励条件下,谐波阶次、含量以及相位都会影响铁心损耗,并对谐波激励下铁心损耗计算的 Steinmetz 经验公式进行了改进。文献[19]针对 Bertotti 损耗计算模型中磁滞损耗以及杂散损耗计算出现较大误差的问题,通过考虑频率无关项对 Bertotti 损耗计算模型进行了优化,优化后的计算模型铁损计算值和试验值基本吻合。文献[20]基于 SRMA 试验平台对铁损进行了分析,并利用 play 磁滞模型对非正弦多次谐波激励下的铁损理论计算方法进行了优化,使其理论计算铁损值和试验测量铁损值差距相对于传统 Bertotti 模型更小。由于传统 Bertotti 模型的损耗计算式中只考虑了交变磁场的影响,而没有考虑到谐波和旋转磁场的影响,文献[21]发现考虑谐波分量和旋转磁场的影响后,铁损计算模型的计算结果

与有限元仿真结果更接近。文献[22]利用有限元分析法、谐波分析法以及正弦等效分析法分别对永磁同步电机低速、中速和高速运行条件下的铁损值进行计算,并通过试验证明谐波分析法所计算的铁损值与试验值更接近。文献[23]对感应电机铁损计算方法进行了总结,并通过有限元仿真以及试验研究了定子不同槽型对铁耗的影响。

本文以定转子都采用 FSCW 结构的双馈感应电机为研究对象。首先,介绍 FSCW 双馈感应电机的基本工作原理,简述其电磁耦合特性以及电磁耦合参数;其次,利用拉普拉斯变换推导 FSCW 双馈感应电机在双馈状态下的定子电流方程,并利用磁能守恒和虚位移法推导电磁转矩、洛伦兹力转矩以及磁阻转矩表达式,分析在不同工况下的电磁转矩特性;然后,将电磁转矩的理论计算结果与有限元方法(Finite Element Method, FEM)仿真结果进行对比分析;通过 FEM 对不同工况下铁心损耗的仿真结果所体现出的损耗特性进行归纳分析;最后,基于试验样机平台对特定工况下的电磁转矩和铁心损耗进行测量,并分析理论计算结果和 FEM 结果的误差因素。

1 电机结构及工作原理

本文提出了一种基于空间多分量极对数谐波磁场耦合的 FSCW 双馈感应电机。该电机定子槽数为 15,转子槽数为 18,定子和转子均采用双层 FSCW 结构。基于所提设计对该 FSCW 双馈感应电机进行 FEM 建模,图 1 为 FSCW 双馈感应电机的三维结构模型。

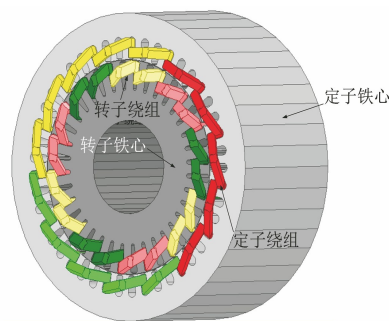


图 1 FSCW 双馈感应电机三维结构模型

Fig. 1 Three-dimensional structural model of an FSCW doubly-fed induction motor

本文提出的 FSCW 双馈感应电机定转子电磁耦合原理如图 2 所示。

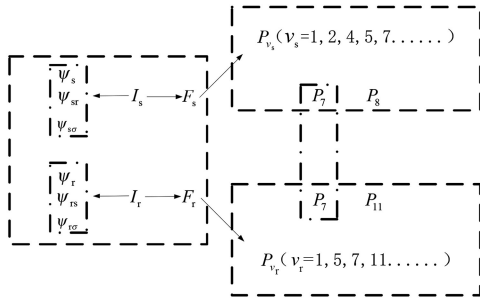


图 2 FSCW 双馈感应电机定转子磁场耦合原理

Fig. 2 Principle of magnetic field coupling between the stator and rotor of an FSCW doubly-fed induction motor

图 2 中: I_s 、 I_r 分别为定、转子励磁电流; ψ_s 、 ψ_r 分别为定、转子穿过包含谐波漏感的气隙主磁通所对应的磁链; ψ_{sr} 、 ψ_{rs} 分别为定、转子互感所对应的磁链; $\psi_{s\sigma}$ 、 $\psi_{r\sigma}$ 分别为定、转子端部和槽部漏感的磁链; F_s 、 F_r 分别为定、转子在励磁条件下的磁动势。

根据 FSCW 理论, 当槽的数量为奇数时, 主导极对数不为 3 的整数倍; 当槽的数量为偶数时, 主导极对数不为 3 的整数倍且不为偶数。由于该电机定子有 15 槽, 适用于 $Q=2p\pm 1$ 的极槽配合比情况, 所以 P_7 和 P_8 为定子绕组的主导极对数; 转子有 18 槽, 适用于 $Q=2p\pm 4$ 的极槽配合比情况, 所以 P_7 和 P_{11} 为转子绕组的主导极对数。

图 3 为 FSCW 双馈感应电机等效磁路模型。图中: $R_{m,ry}$ 、 $R_{m,rt}$ 、 $R_{m,air}$ 以及 $R_{m,sy}$ 分别为转子轭部磁阻、转子齿部磁阻、定子气隙磁阻以及定子轭部磁阻; $\varphi_{s\delta}$ 、 $\varphi_{s\sigma}$ 分别为定子槽漏磁通、定子端部漏磁通; $R_{m,s\delta}$ 、 $R_{m,s\sigma}$ 分别为定子槽漏磁阻、定子端部漏磁阻。

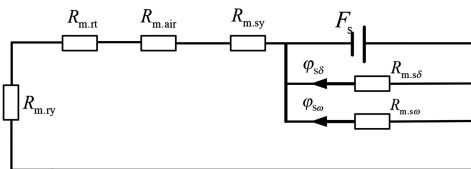


图 3 FSCW 双馈感应电机磁路模型

Fig. 3 Magnetic circuit model of an FSCW doubly-fed induction motor

2 FSCW 双馈感应电机定转子电压电流方程及电磁耦合参数分析

2.1 定转子电压电流方程

FSCW 双馈感应电机的电压和电流关系与传

统感应电机不同, 该电机的定子由电压源励磁, 转子为电流源激励, 其定转子气隙间存在大量的非主导极部分谐波磁场。所以在主导极对谐波磁场下的定、转子 A 相电压方程为

$$\begin{cases} u_A = R_A i_A + L_{A\delta} \frac{di_A}{dt} + L_{A,m.7.8} \frac{di_A}{dt} + \\ L_{m.7} \cos(\theta_\Delta) \frac{di_a}{dt} + L_{m.11} \cos(\theta_\Delta) \frac{di_a}{dt} \\ u_a = R_a i_a + L_{a\delta} \frac{di_a}{dt} + L_{a,m.7.11} \frac{di_a}{dt} + \\ L_{m.7} \cos(\theta_\Delta) \frac{di_A}{dt} + L_{m.8} \cos(\theta_\Delta) \frac{di_A}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_A 、 U_a 分别为定、转子端电压; R_A 、 R_a 分别为定、转子 A 相电阻; $L_{A\delta}$ 、 $L_{a\delta}$ 分别为定、转子漏感; $L_{A,m.7.8}$ 、 $L_{a,m.7.11}$ 分别为定转子自感、在各自主导极对数谐波磁场下的互感; $L_{m.7}$ 、 $L_{m.8}$ 和 $L_{m.11}$ 为定转子之间主导极对数谐波磁场下的互感; θ_Δ 为定转子夹角; $L_{m,n}$ 为定转子各次谐波下的互感。

由于转子为电流源激励, 即 i_a 已知, 因此可利用拉普拉斯变换对线性微分方程式 (1) 进行求解, 得到定子电流 i_A 。 i_A 方程如式 (2) 所示:

$$\begin{aligned} i_A = i(t) = & \left(\frac{U_A}{L_3} + i_{(t=0)} \right) e^{-\left(\frac{R_A}{L_3}\right)t} + \\ & L_3 e^{-\left(\frac{R_A}{L_3}\right)t} \left(L_1 \sum_{n=1}^2 \frac{\xi_n^2}{R_A^2 + L_3^2 \xi_n^2} + L_2 \sum_{n=3}^4 \frac{\xi_n^2}{R_A^2 + L_3^2 \xi_n^2} \right) - \\ & L_3 \left(L_1 \sum_{n=1}^2 \frac{\xi_n^2}{R_A^2 + L_3^2 \xi_n^2} t \cos \xi_n + L_2 \sum_{n=3}^4 \frac{\xi_n^2}{R_A^2 + L_3^2 \xi_n^2} t \cos \xi_n \right) + \\ & R_A \left(L_1 \sum_{n=1}^2 \frac{\xi_n}{R_A^2 + L_3^2 \xi_n^2} t \sin \xi_n + L_2 \sum_{n=3}^4 \frac{\xi_n}{R_A^2 + L_3^2 \xi_n^2} t \sin \xi_n \right) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{cases} L_{m.7} \times i_{a,AM} \times \frac{1}{2} = L_1 \\ L_{m.11} \times i_{a,AM} \times \frac{1}{2} = L_2 \\ L_{A\delta} + L_{A,m.7.11} = L_3 \\ 7\omega_\Delta + \omega_e = \xi_1 \\ 11\omega_\Delta + \omega_e = \xi_3 \\ 7\omega_\Delta - \omega_e = \xi_2 \\ 11\omega_\Delta - \omega_e = \xi_4 \end{cases}$$

式中: $i_{a,AM}$ 为转子激励电流幅值; ω_e 为转子激励电流角频率; ω_Δ 为定转子轴线位置夹角; ξ_1 、 ξ_2 分别

为 7 次谐波磁场与转子电流角频率之和、差; ξ_3 、 ξ_4 分别为 11 次谐波磁场与转子角频率之和、差。

2.2 FSCW 双馈感应电机电磁耦合参数分析

由于 FSCW 感应电机中谐波磁场较为丰富, 所以 FSCW 感应电机定转子自感以及相间互感较为复杂。为了对其电磁耦合参数进行分析, 引入了绕组函数法以及匝数函数法^[24-25]。匝数函数 $n(\theta)$ 主要描述定转子绕组在空间中的实际分布情况; 绕组函数 $N(\theta)$ 与空间中磁动势波形的实际分布相同, 其为匝数函数减去匝数函数在圆周上的平均值, 如式(3)所示:

$$N(\theta) = n(\theta) - \overline{n(\theta)} = n(\theta) - \frac{\int_0^{2\pi} n(\theta) d\theta}{2\pi} \quad (3)$$

为准确分析电感参数, 以定子 A 相绕组为例, 对其匝数函数进行傅里叶级数变换, 可得谐波匝数函数, 如式(4)所示:

$$n_A(\theta) = \frac{2N_s Q_s}{\pi m} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} k_{sN\nu} \cos(\nu\theta) + \overline{n_A(\theta)} \quad (4)$$

式中: N_s 为定子绕组匝数; Q_s 为定子槽数; ν 为极对数; m 为相数; $k_{sN\nu}$ 为定子绕组系数。

结合式(3)、式(4)对特定次谐波磁场的自感和互感之和进行归纳。

定子 A 相前 n 次谐波自感之和为

$$L_{AA} = \frac{u_0 r l_1}{l_2} \int_0^{2\pi} \sum_{\nu=1}^n n_A(\theta) N_A(\theta) d\theta = \sum_{\nu=1}^n \frac{4u_0 r l_1 N_s^2 Q_s^2 k_{sN\nu}^2}{l_2 \pi m^2 \nu^2} \quad (5)$$

式中: u_0 为真空磁导率; r 为绕组半径; l_1 为电机内外半径之差; l_2 为电机气隙长度。

转子 a 相前 n 次谐波自感之和为

$$L_{aa} = \frac{u_0 r l_1}{l_2} \int_0^{2\pi} \sum_{\nu=1}^n n_a(\theta) N_a(\theta) d\theta = \sum_{\nu=1}^n \frac{4u_0 r l_1 N_r^2 Q_r^2 k_{rN\nu}^2}{l_2 \pi m^2 \nu^2} \quad (6)$$

式中: N_r 为转子绕组匝数; Q_r 为转子槽数; $k_{rN\nu}$ 为转子绕组系数。

定子 A 相与定子 B 相前 n 次谐波互感之和为

$$L_{AB} = \frac{u_0 r l_1}{l_2} \int_0^{2\pi} \sum_{\nu=1}^n n_A(\theta) N_B(\theta) d\theta =$$

$$\sum_{\nu=1}^n \frac{4u_0 r l_1 N_s^2 Q_s^2 k_{sN\nu}^2}{l_2 \pi m^2 \nu^2} \cos\left(\frac{2\pi\nu}{3}\right) \quad (7)$$

定子 A 相与转子 a 相前 n 次谐波互感之和为

$$L_{Aa} = \frac{\mu_0 r l_1}{l_2} \int_0^{2\pi} \sum_{\nu=1}^n n_A(\theta) N_a(\theta) d\theta = \sum_{\nu=1}^n \frac{\mu_0 r l_1 4N_r Q_r k_{rN\nu} N_s Q_s k_{sN\nu}}{(\pi m \nu)^2} \pi \cos\left[\left(1-s\right) \frac{\omega}{p} \nu t\right] \quad (8)$$

式中: s 为转差率; p 为电机极对数; ω 为同步磁场转速。

通过式(5)~式(8)对 FSCW 感应电机前 500 次谐波自感之和与互感之和进行理论解析计算, 并与 FEM 仿真结果进行对比, 如图 4 和图 5 所示。

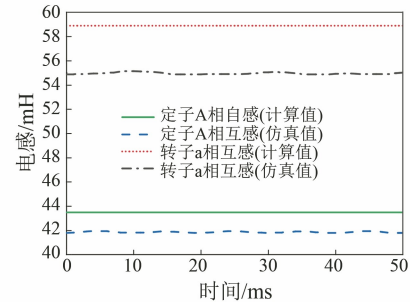


图 4 定转子 A 相前 500 次谐波自感的计算及仿真结果

Fig. 4 Calculation and simulation results of the first 500 harmonics of phase A self-inductance of the stator and rotor

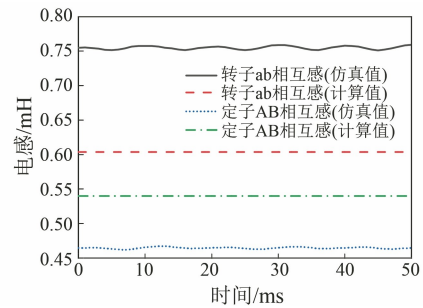


图 5 定、转子 AB 相前 500 次谐波互感的计算及仿真结果

Fig. 5 Calculation and simulation results of the first 500 harmonics of mutual inductance between phase A and phase B of the stator and rotor

由图 4 和图 5 可知, 定子 A 相自感、转子 a 相自感、定子 AB 相互感和转子 ab 相互感的理论计算结果与 FEM 仿真结果的误差分别约为 3.8%、6.7%、14% 和 20%。

3 FSCW 双馈感应电机电磁及损耗特性分析

3.1 电磁特性分析

本文通过基于空间多分量极对数磁场耦合的 FSCW 双馈感应电机在三种不同定转子激励工况下对气隙磁密频谱进行分析, 得到其电磁耦合特性, 如图 6 所示。

三种不同激励工况分别为: 定转子同时采用 1 A/50 Hz 三相交流电流激励、定子单独采用 1 A/50 Hz 三相交流电流激励以及转子单独采用 1 A/50 Hz 三相交流电流激励。

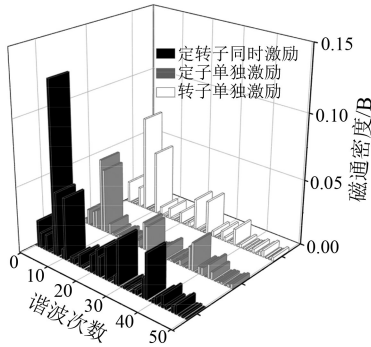


图 6 三种不同激励工况下 FSCW 双馈感应电机气隙频谱分析

Fig. 6 Analysis of air gap spectrum of an FSCW doubly-fed induction motor under three different excitation conditions

由图 6 可知, 三种不同激励下的气隙磁密频谱中, 定子单独激励下, 以 7 对极和 8 对极的气隙磁密幅值最大; 转子单独激励下, 以 7 对极和 11 对极的气隙磁密幅值最大。所以定转子磁场通过 7 对极谐波磁场进行强耦合, 以 8 对极、11 对极及其他数量谐波磁场进行弱耦合。

定转子之间气隙磁场合成产生电磁转矩, 但由于定转子开槽导致气隙磁场发生畸变, 进而导致槽内线圈受到的洛伦兹力发生变化。同时由于空气磁阻变大, 为保证受力平衡, 从槽内作用到定转子齿壁方向上的合成切向电磁力所产生的齿槽转矩将会增强, 其与气隙磁场变化后所产生的洛伦兹力转矩之和与定转子未开槽时所产生的洛伦兹力转矩相等。

定转子未开槽时, 电磁转矩与洛伦兹力转矩相等, 即:

$$T_e = T_l \quad (9)$$

式中: T_e 为电磁转矩; T_l 为洛伦兹力转矩。

定转子开槽时, 电磁转矩为洛伦兹力转矩以及磁阻转矩之和, 即:

$$T_e = T_l + T_r \quad (10)$$

式中: T_r 为磁阻转矩。

假设定转子电流保持不变, 系统为无损耗储能系统, 依据磁能守恒, 忽略定转子开槽以及漏磁影响, 且假设磁路线性。对定转子合成气隙磁密进行积分, 得到磁共能 W'_m 表达式为

$$W'_m = \int_V \frac{b_{\text{sum}}^2}{2\mu_0} dV = \frac{r_{\text{air}} l g}{2p u_0} \int_0^{2p\pi} (b_s + b_r)^2 d\theta \quad (11)$$

式中: r_{air} 为气隙平均半径; b_{sum} 为定转子气隙总磁密; b_s 、 b_r 分别为定子磁场气隙磁密分量、转子磁场气隙磁密分量; l 为电机轴向长度; g 为电机径向长度。

结合三角函数正交性, W'_m 表达式可化简为

$$W'_m = \frac{\pi r l u_0}{2g} [F_s^2 + F_r^2 + F_s F_r \cos(\omega_s t - \omega_r t + \delta_{sr})] \quad (12)$$

式中: δ_{sr} 为定转子轴线位置夹角; ω_s 、 ω_r 分别为定、转子磁场转速。

当定转子磁场出现虚角位移 $\Delta\delta_{sr}$ 时, 对其求偏导可得:

$$T_e = p \frac{\partial W'_m}{\partial \delta} = \begin{cases} -p \frac{\pi r l u_0}{2g} F_s^2 F_r^2 \sin[(\omega_s - \omega_r)t + \delta_{sr}], & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (13)$$

根据式 (13), 归纳电磁转矩的特点:

(1) 定转子极数相等 ($m = n$) 才会产生电磁转矩, 定转子极数不相等 ($m \neq n$) 不会产生电磁转矩, 定转子极数相等是产生电磁转矩的必要条件;

(2) 在定转子极数相等的前提下, 定转子磁场转速相等 ($\omega_s = \omega_r$), 才会产生恒定的电磁转矩, 且转矩大小随 δ_{sr} 的变化而变化;

(3) 若定转子极数相等, 定转子磁场转速不一致 ($\omega_s \neq \omega_r$), 会产生转矩脉动, 脉动频率为 $(\omega_s - \omega_r)/2\pi$ 。

由此分析可知, 在双馈工况下定子侧磁场转速不变, 即 ω_s ; 转子侧磁场转速随转差率变化, 即 $\omega_r = (1-s)\omega_s$; 转子旋转磁场相对于定子主导极对

数磁场运动方向相同的旋转磁场的转速为: $\omega_{rv-p} = s\omega_{sv-p} + (1-s)\omega_s$, 其产生的转矩脉动频率为

$$f_{ripple-p} = [(1-s)(\omega_{sv-p} - \omega_s)]/2\pi \quad (14)$$

转子旋转磁场相对于定子主导极对数磁场运动方向相反的旋转磁场的转速为: $\omega_{rv-n} = s\omega_{sv-n} - (1-s)\omega_s$, 其产生的转矩脉动频率为

$$f_{ripple-n} = [(1-s)(\omega_{sv-n} + \omega_s)]/2\pi \quad (15)$$

式中: ω_{sv-p} 、 ω_{sv-n} 分别为与定子主导极对数磁场运动方向相同、相反的旋转磁场转速。

为将电磁转矩剥离为洛伦兹力转矩和磁阻转矩, 根据磁能和磁共能守恒 $W'_m = W_m$ 以及磁能计算式 $W_m = Li^2/2$, 通过列写电感矩阵计算定转子磁场能量总和。电磁转矩为发生虚拟角位移时磁共能的变化率, 即:

$$T_e = \frac{\partial W'_m}{\partial \delta} = \frac{1}{2} \cdot \left(\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) / \delta \quad (16)$$

式中: δ 为虚拟角位移; L_{AA} 、 L_{BB} 、 L_{CC} 分别为定子 ABC 相绕组自感; L_{aa} 、 L_{bb} 、 L_{cc} 分别为转子 abc 相绕组自感。

将电磁转矩剥离为磁阻转矩和洛伦兹力转矩, 分别如式 (17) 和式 (18) 所示:

$$T_r = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\partial L_{AA}}{\partial \delta} i_A^2 + \frac{\partial L_{BB}}{\partial \delta} i_B^2 + \frac{\partial L_{CC}}{\partial \delta} i_C^2 + \frac{\partial L_{aa}}{\partial \delta} i_a^2 + \frac{\partial L_{bb}}{\partial \delta} i_b^2 + \frac{\partial L_{cc}}{\partial \delta} i_c^2 \right) \quad (17)$$

$$T_l = \frac{\partial L_{AB}}{\partial \delta} i_A i_B + \frac{\partial L_{AC}}{\partial \delta} i_A i_C + \frac{\partial L_{Aa}}{\partial \delta} i_A i_a + \frac{\partial L_{Ab}}{\partial \delta} i_A i_b + \frac{\partial L_{Ac}}{\partial \delta} i_A i_c + \frac{\partial L_{BC}}{\partial \delta} i_B i_C + \frac{\partial L_{Ba}}{\partial \delta} i_B i_a + \frac{\partial L_{Bb}}{\partial \delta} i_B i_b + \frac{\partial L_{Bc}}{\partial \delta} i_B i_c + \frac{\partial L_{Ca}}{\partial \delta} i_C i_a + \frac{\partial L_{Cb}}{\partial \delta} i_C i_b + \frac{\partial L_{Cc}}{\partial \delta} i_C i_c + \frac{\partial L_{ab}}{\partial \delta} i_a i_b + \frac{\partial L_{ac}}{\partial \delta} i_a i_c + \frac{\partial L_{bc}}{\partial \delta} i_b i_c \quad (18)$$

式中: L_{AB} 、 L_{AC} 、 L_{Aa} 、 L_{Ab} 、 L_{Ac} 分别为定子 A 相绕组与定子 B 相绕组、定子 C 相绕组、转子 a 相绕组、转子 b 相绕组、转子 c 相绕组的互感; L_{BC} 、 L_{Ba} 、 L_{Bb} 、 L_{Bc} 分别为定子 B 相绕组与定子 C 相绕组、转子 a 相绕组、转子 b 相绕组、转子 c 相绕组的互感; L_{Ca} 、 L_{Cb} 、 L_{Cc} 分别为定子 C 相绕组与转子 a 相绕组、转子 b 相绕组、转子 c 相绕组的互感; L_{ab} 、 L_{ac} 分别为转子 a 相绕组与转子 b 相绕组、转子 c 相绕组的互感; L_{bc} 为转子 b 相绕组与转子 c 相绕组互感。

针对 FSCW 双馈感应电机, 对其定子侧施加 40 V/50 Hz 三相对称电压激励, 对其转子侧施加 1 A/50 Hz 三相对称电流激励。在此激励条件下, 对不同转差率下 FSCW 双馈感应电机电磁转矩 FEM 结果进行分析, 如图 7 所示。

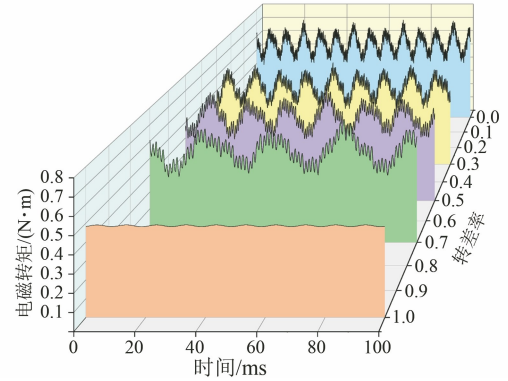


图 7 不同转差率下 FSCW 双馈感应电机电磁转矩 FEM 分析结果

Fig. 7 FEM analysis results of electromagnetic torque of an FSCW doubly-fed induction motor under different slip rates

不同转差率下 FSCW 感应电机转矩脉动如表 1 所示。 $s=1$, 即转子静止工况下, 转矩脉动以及平均转矩相对较小, 此时定转子次数相同的谐波磁场保持同步运行状态; $s \neq 1$ 时, 不同转差率条件下平均转矩数值较为接近, 相差在 4% 以内, 并且转矩脉动相对静止状态下较大。转矩脉动频率随转差率减小而增大, 其主要由于定转子相同次数谐波磁场的转速不同所导致的。

根据式 (16) ~ 式 (18) 得到 FSCW 双馈感应电机电磁转矩的理论计算结果, 如图 8 所示, 并与 FEM 仿真结果进行对比分析, 结果如图 9 所示。

图 9 中, 理论计算得到的平均转矩和转矩脉动分别为 503.31 mN·m 和 316.87 mN·m; FEM 仿真得

到的平均转矩和转矩脉动分别为 525.22 mN·m 和 295.37 mN·m。因此,电磁转矩平均值及转矩脉动的计算误差分别为 4.17% 和 7.28%。

表 1 不同转差率下 FSCW 感应电机转矩脉动
Tab. 1 Torque ripple of an FSCW induction motor under different slip rates

转差率	转矩脉动/ (mN·m)	转矩脉动频 率/Hz	平均转矩/ (mN·m)
1	10.06	10	486.91
0.7	344.04	775	544.53
0.5	326.97	1 282	533.65
0.3	311.45	1 818	525.22
0	330.58	2 564	547.71

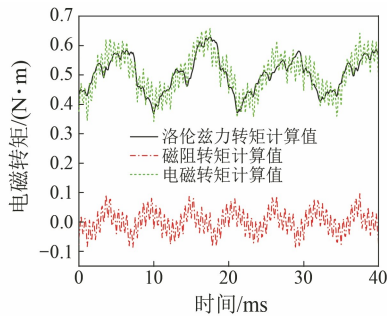


图 8 转差率为 0.3 时 FSCW 双馈感应电机洛伦兹力转矩、磁阻转矩以及电磁转矩的理论计算结果

Fig. 8 Theoretical calculation results of Lorentz force torque, reluctance torque, and electromagnetic torque of an FSCW doubly-fed induction motor at a slip rate of 0.3

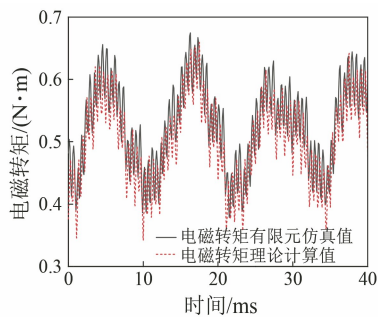


图 9 转差率为 0.3 时 FSCW 双馈感应电机电磁转矩理论计算值与 FEM 结果对比

Fig. 9 Comparison between theoretical calculation and FEM results of electromagnetic torque of an FSCW doubly-fed induction motor at a slip rate of 0.3

为进一步对比电磁转矩理论计算结果与 FEM 结果的变化趋势,在此引入转矩脉动比 k' :

$$k' = T_p / T_e \quad (19)$$

式中: T_p 为转矩脉动。

理论计算的转矩脉动比和 FEM 结果的转矩脉动比分别为 0.63 和 0.56,误差为 12.5%。

3.2 损耗特性分析

Bertotti 经典系数模型是铁心损耗的常用计算方法。在不考虑集肤效应以及局部磁滞回环导致 B - H 曲线发生畸变的条件下,将经典的铁耗计算式分为三个部分,即磁滞损耗、涡流损耗以及杂散损耗。铁耗有效值计算如式 (20) 所示:

$$P = k_h B_{\max}^\alpha f + \frac{\pi^2}{6} \sigma d^2 (B_{\max} f)^2 + 8 \sqrt{\sigma G S D_0} (B_{\max} f)^{1.5} \quad (20)$$

式中: k_h 为磁滞损耗系数; $B_{\max}$ 为磁通密度幅值; f 为激励频率; σ 为材料电导率; d 为硅钢片厚度; S 为叠片截面积; G 为无量纲系数, $G = 0.1375$; D_0 为表征统计特征的参数,其数值大小与 $B_{\max}$ 有关。

对式 (20) 进行整理,可得:

$$P = (k_1 B_{\max}^2 + k_2 B_{\max}^{1.5}) \times V = [(k_h f + k_e f^2) B_{\max}^2 + k_a f^{1.5} B_{\max}^{1.5}] \times V \quad (21)$$

式中: k_e 为附加损耗系数, $k_e = 8 \sqrt{\sigma G S D_0}$; k_c 为涡流损耗系数, $k_c = \pi^2 \sigma d^2 / 6$; V 为电机铁心体积。

由式 (21) 可知,铁损系数是铁磁材料的固有属性,与铁磁材料的本身性质有关,而与磁化频率和磁密大小无关。因此,只需求得磁密分布和磁化频率即可计算铁损。

采用 FEM 求解感应电机铁心损耗时,需要对其求解边界施加限定条件以求解矢量磁位。矢量磁位轴向分量应满足条件:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{u} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{u} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_z + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} \\ A_z|_{S_1} = 0 \end{cases} \quad (22)$$

式中: A_z 为矢量磁位轴向分量; u 为相对磁导率; J_z 为电流密度轴向分量; S_1 为矢量磁位轴向分量为 0 的平面。

由于电机铁心磁密波形中存在谐波,考虑其各次谐波影响,对磁密波形进行快速傅里叶变换,得到定转子磁场径向分量和切向分量,如式 (23) 所示:

$$\begin{cases} B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \alpha} \\ B_\alpha = -\frac{\partial A_z}{\partial r} \end{cases} \quad (23)$$

式中: α 为定转子径向磁场方向与水平方向夹角。
根据感应电机频率与转差特性可将式 (21) 整理为

$$\begin{cases} P_s = \left\{ \left[k_h \frac{pn_s}{60} + k_c \left(\frac{pn_s}{60} \right)^2 \right] \sum_{\nu=1}^n [B_{r\nu\max}(t) + B_{\alpha\nu\max}(t)]^2 + k_e \left(\frac{pn_s}{60} \right)^{1.5} \sum_{\nu=1}^n [B_{r\nu\max}(t) + B_{\alpha\nu\max}(t)]^{1.5} \right\} \times V_s \\ P_r = \left\{ \left[k_h \frac{spn_s}{60} + k_c \left(\frac{spn_s}{60} \right)^2 \right] \sum_{\nu=1}^n [B_{r\nu\max}(t) + B_{\alpha\nu\max}(t)]^2 + k_e \left(\frac{spn_s}{60} \right)^{1.5} \sum_{\nu=1}^n [B_{r\nu\max}(t) + B_{\alpha\nu\max}(t)]^{1.5} \right\} \times V_r \end{cases} \quad (24)$$

式中: n_s 为同步转速; P_s 、 P_r 分别为定、转子铁耗; V_s 、 V_r 分别为定、转子铁心体积。

对 FSCW 双馈感应电机在不同转差率下的铁心损耗进行 FEM 分析, 结果如图 10 和表 2 所示。

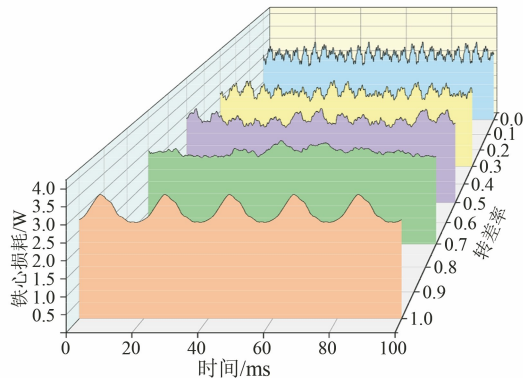


图 10 不同转差率下 FSCW 双馈感应电机铁心损耗 FEM 分析结果

Fig. 10 FEM analysis results of core loss of an FSCW doubly-fed induction motor with different slip rates

表 2 不同转差率下 FSCW 双馈感应电机平均铁损
Tab. 2 Average core loss of an FSCW doubly-fed induction motor with different slip rates

转差率	定子铁心平均铁损/W	转子铁心平均铁损/W	平均铁损/W
1	1.55	1.49	3.04
0.7	1.53	1.41	2.94
0.5	1.52	1.30	2.83
0.3	1.45	1.25	2.71
0	1.43	1.18	2.61

由表 2 可知, 对于 FSCW 感应电机, 在不考虑旋转磁场对其铁损的影响只计及交变磁场对其铁损影响的情况下, 其平均铁损随转差率的减小而降低。

4 FSCW 双馈感应电机样机电磁转矩测量试验及对比

基于以上理论分析以及 FEM 结果, 以本文基于空间多分量极对数磁场耦合的 FSCW 双馈感应电机为例, 搭建样机试验平台, 如图 11 所示。



图 11 FSCW 双馈感应电机试验样机平台

Fig. 11 Experimental prototype platform of an FSCW doubly-fed induction motor

基于所搭建的试验样机平台, 对 FSCW 双馈感应电机的定子侧施加 40 V/50 Hz 三相对称电压激励; 由 Rtunit 快速原型开发控制器控制下的三相全控桥逆变器所输出的三相电流对其转子侧施加 1 A/50 Hz 三相对称电流激励^[26]。利用变频器对原动机施加特定频率以及电压激励使 FSCW 双馈感应电机在转差率为 0.3 的工况下运行, 得到该工况下 FSCW 双馈感应电机定子电流的试验值, 并与 FEM 仿真进行对比, 如图 12 所示。

由图 12 可知, 定子电流仿真值峰峰值为

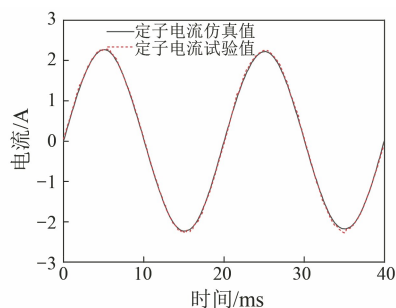


图 12 转差率为 0.3 时 FSCW 双馈感应电机定子电流 FEM 仿真值及试验值对比

Fig. 12 Comparison between FEM simulation and experimental values of stator current of an FSCW doubly-fed induction motor at a slip rate of 0.3

4.5 A, 定子电流试验值峰峰值为 4.47 A, 试验与仿真误差为 0.67%; 定子电流正半周期仿真值和试验值分别为 2.27 A 和 2.25 A, 误差约为 0.88%。可见, 定子电流试验值与 FEM 仿真值基本吻合。

基于以上试验样机平台以及激励条件, 通过连接原动机和 FSCW 双馈感应电机转轴之间的扭矩传感器对转差率为 0.3 时的电磁转矩进行测量。试验测量值与 FEM 仿真值和理论计算值对比分别如图 13 和图 14 所示。

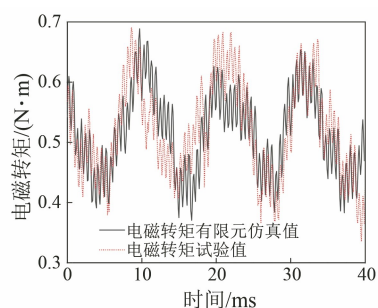


图 13 转差率为 0.3 时 FSCW 双馈感应机电磁转矩 FEM 仿真值及试验值对比

Fig. 13 Comparison between FEM simulation and experimental values of electromagnetic torque of an FSCW doubly-fed induction motor at a slip rate of 0.3

由图 13 可知, 试验测量所得的电磁转矩的平均转矩值和转矩脉动分别为 500.56 mN·m 和 356.34 mN·m; FEM 仿真所得的电磁转矩的平均转矩值和转矩脉动分别为 525.22 mN·m 和 295.37 mN·m。与试验测量结果相比, 两者的 FEM 仿真结果误差分别为 1.53% 和 14.21%。可得转

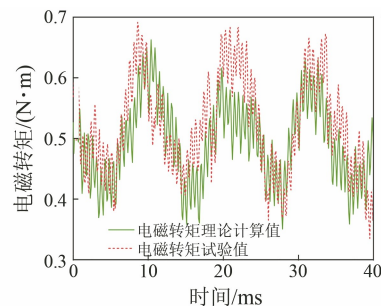


图 14 转差率为 0.3 时 FSCW 双馈感应电机电磁转矩理论计算值及试验值对比

Fig. 14 Comparison between theoretical calculation and experimental values of electromagnetic torque of an FSCW doubly-fed induction motor at a slip rate of 0.3

矩脉动比的试验值和 FEM 仿真值分别为 0.71 和 0.56, 误差为 21.1%。

由图 14 可知, 电磁转矩理论计算结果平均转矩值和转矩脉动分别为 493.29 mN·m 和 311.98 mN·m, 与试验测量结果相比, 理论计算结果误差分别为 1.53% 和 14.21%。可得转矩脉动比的试验测量值和理论计算值分别为 0.71 和 0.63, 误差为 11.3%。

进一步对转差率为 0.3 时的铁心损耗的 FEM 仿真值和试验测量值进行对比分析, 如图 15 所示。由图 15 可知, 铁心损耗的仿真值和试验值分别为 2.71 W 和 2.99 W, 误差约为 7%。

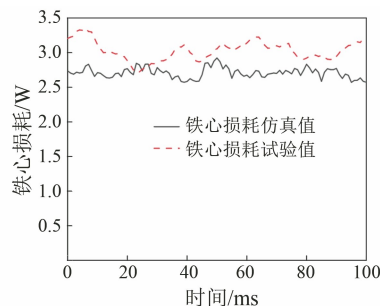


图 15 转差率为 0.3 时 FSCW 双馈感应电机铁心损耗 FEM 仿真值及试验值对比

Fig. 15 Comparison between FEM simulation and experimental values of core loss of an FSCW doubly-fed induction motor at a slip rate of 0.3

综上, FSCW 双馈感应电机电磁转矩的理论计算值、试验测量值以及 FEM 仿真值存在误差的原因主要有:

(1) 由于理论计算时,假设定转子电流保持不变,磁路线性,系统为无损耗储能系统,且忽略了齿槽效应以及漏磁影响,所以理论计算结果在三者中最小;而试验测量时,由扭矩传感器通过转轴连接 FSCW 双馈感应电机所测得的电磁转矩存在一定的摩擦转矩和其他杂散损耗,导致其平均转矩数值比 FEM 结果要略小。

(2) 由于 FSCW 双馈感应电机转子侧激励电流为由 R_{tunit} 快速原型开发控制器控制下的三相全控桥逆变器所输出的三相电流,该三相电流存在一定数量的谐波电流,进而导致电磁转矩存在一部分非主导极次谐波转矩,从而导致转矩脉动的试验测量值较大。

(3) 由于铁心损耗 FEM 结果与磁通密度幅值相关,而磁通密度幅值是通过电机模型进行网格剖分,再通过网格剖分进行 *B-H* 体积分解计算得到的,因此 FEM 结果和试验结果会存在误差。

5 结语

本文以一台基于空间多分量极对数磁场耦合的 FSCW 双馈感应电机为例,对电机结构及工作原理进行分析;通过磁能和磁共能守恒、虚位移法对电磁转矩进行理论计算,进一步基于 FEM 对其电磁转矩和铁心损耗进行分析;最后搭建样机试验平台,将理论计算值、FEM 仿真值和试验测量值进行对比分析。得到如下结论:

(1) 通过绕组函数法及匝数函数法对 FSCW 双馈感应电机前 n 次谐波电磁耦合参数之和进行分析,与 FEM 结果相比,理论计算得到的定转子前 500 次谐波自感误差在 7% 以内,定转子前 500 次谐波互感误差在 20% 以内。

(2) 通过磁能和磁共能守恒、虚位移法推导出 FSCW 双馈感应电机的电磁转矩理论计算式,将电磁转矩剥离为洛伦兹力转矩和磁阻转矩。在特定转差率下,与 FEM 仿真值相比,平均转矩和转矩脉动的理论计算值误差均在 7.5% 以内;与试验测量值相比,平均转矩和转矩脉动的 FEM 仿真值误差在 15% 以内。

(3) FSCW 双馈感应电机电磁转矩和铁心损耗与转差率相关。转矩脉动频率随转差率减小而增大,转差率从 1 减小到 0,转矩脉动频率从 10 Hz 增大到 2 564 Hz;铁心损耗随转差率减小而

降低,转差率从 1 减小到 0,电机铁心损耗从 3.04 W 降低至 2.61 W。

参考文献

- [1] 鲍晓华,刘佳伟,孙跃,等. 低速大转矩永磁直驱电机研究综述与展望[J]. 电工技术学报, 2019, 34(6): 1148-1160.
- BAO X H, LIU J W, SUN Y, et al. Review and prospect of low-speed high-torque permanent magnet machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(6): 1148-1160.
- [2] 郑军洪,孙国伟,陈汉锡. 分数槽集中绕组高效内置式永磁同步电机研究[J]. 微电机, 2019, 52(1): 17-20+25.
- ZHENG J H, SUN G W, CHEN H X. Analysis of high efficiency interior permanent magnet motor with fractional-slot concentrated winding [J]. Micromotors, 2019, 52(1): 17-20+25.
- [3] 段世英. 分数槽集中绕组永磁同步电机的若干问题研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- DUAN S Y. Research on related problems of fractional slot concentrated winding permanent magnet synchronous machines [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2014.
- [4] ZHU Z C, HUANG Y K, DONG J N, et al. Investigation study of the influence of pole numbers on torque density and flux-weakening ability of fractional slot concentrated winding wheel-hub machines [J]. IEEE Access, 2019, 7: 84918-84928.
- [5] 陈益广. 分数槽集中绕组永磁同步电机的电感计算[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 119-124.
- CHEN Y G. Inductance calculation of permanent magnet synchronous machines with fractional-slot concentrated winding [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 119-124.
- [6] 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.
- XUN 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.
- [7] 田圆圆,莫会成. 分数槽集中绕组永磁交流伺服电机定子磁动势及绕组系数分析[J]. 微电机, 2012, 45(4): 1-5.

- TIAN Y Y, MO H C. Stator magneto-motive force and winding coefficient analysis of permanent magnet servo motor with fractional-slot concentrated windings [J]. *Micromotors*, 2012, 45(4): 1-5.
- [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: 159-165.
- LUO H, XUN 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, 41:159-165.
- [9] 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): 18-22.
- 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): 18-22.
- [10] 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.
- [11] 吴刚, 翟长春. 多层分数槽集中绕组的谐波磁动势分析[J]. 电工技术, 2023, 5: 208-210+213.
- WU G, ZHAI C C. Analysis of harmonic magneto-dynamic potential of multilayer fractional slot centralized winding [J]. *Electric Engineering*, 2023, 5: 208-210+213.
- [12] 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.
- [13] LI Y, WANG Y L, WEN H X. Research and calculation of permanent magnetic synchronous machine's core loss [C] // 2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific, Beijing, 2014.
- [14] 黄允凯, 胡虔生, 朱建国. 永磁无刷直流电机铁耗计算方法[J]. 电机与控制应用, 2007, 34(4): 6-9+56.
- HUANG Y K, HU Q S, ZHU J G. Methods for calculating core losses in permanent magnet motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2007, 34(4): 6-9+56.
- [15] ZHU J G, RAMSDEN V S. Improved formulations for rotational core losses in 0.35 rotating electrical machines [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1998, 34(4): 2234-2242.
- [16] 张继鹏, 苏锦智, 付荣华, 等. 高速交流永磁发电机定子铁心损耗计算[J]. 微电机, 2014, 47(11): 10-14.
- ZHANG J P, SU J Z, FU R H, et al. Calculation of stator iron losses in a high-speed AC permanent magnet generator [J]. *Micromotors*, 2014, 47(11): 10-14.
- [17] 吕飞. 高速永磁同步电机定子铁心损耗计算与分析[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2019.
- LV F. Calculation and Analysis of stator core loss in high speed permanent magnet synchronous electrical machine [D]. Harbin: Harbin University of Science and Technology, 2019.
- [18] 赵志刚, 郭莹, 刘佳, 等. 谐波激励条件下铁心损耗测量与计算[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(8): 162-168.
- ZHAO Z G, GUO Y, LIU J, et al. Measurement and calculation of transformer core loss under harmonic excitation [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2018, 39(8): 162-168.
- [19] 李丹丹, 朱聪聪, 乔振阳, 等. 基于改进的 Bertotti 损耗分离模型的铁心损耗计算[J]. 实验室研究与探索, 2021, 40(4): 19-23.
- LI D D, ZHU C C, QIAO Z Y, et al. Core loss calculation based on improved bertotti loss separation model [J]. *Research and Exploration in Laboratory*, 2021, 40(4): 19-23.
- [20] 邹震, 陈龙, 贲彤, 等. 考虑磁滞与谐波特性的开关磁阻电机铁损分析[J]. 电工电能新技术, 2023, 42(5): 14-24.
- ZHOU Z, CHEN L, BEN T, et al. Core loss analysis of switched reluctance motor considering hysteresis and harmonic characteristics [J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering*, 2023, 42(5): 14-24.
- [21] 戈宝军, 罗前通, 王立坤, 等. 高速永磁同步电动机

- 机铁耗分析[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(4): 32-39.
- GE B J, LUO Q T, WANG L K, et al. Analysis of iron losses of high-speed permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(4): 32-39.
- [22] 赵南南, 许檬, 杨延忠, 等. 电动汽车用高速永磁同步电机的优化设计与铁损分析[J]. 汽车技术, 2023, 1: 21-28.
- ZHAO N N, XU M, YANG Y Z, et al. Optimization design and iron loss analysis of high-speed permanent synchronous motor for electric vehicles [J]. Automobile Technology, 2023, 1: 21-28.
- [23] 贾连涛. 多相感应电机铁耗分析的研究[D]. 青岛: 青岛大学, 2019.
- JIA L T. Research on iron loss analysis of multiphase induction motors [D]. Qingdao: Qingdao University, 2019.
- [24] 佟文明, 吴胜男, 安忠良. 基于绕组函数法的分数槽集中绕组永磁同步电机电感参数研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(13): 150-157.
- TONG W M, WU S N, AN Z L. Study on the inductance of permanent magnet synchronous machines with fractional slot concentrated winding based on the winding function method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(13): 150-157.
- [25] 王璐, 许雪峰. 分数槽集中绕组表贴式永磁同步电机电感参数研究[J]. 微特电机, 2020, 48(12): 19-22+26.
- WANG L, XU X F. Study on inductance parameters of surface-mounted permanent magnet synchronous motor with fractional slot concentrated winding [J]. Small & Special Electrical Machines, 2020, 48(12): 19-22+26.
- [26] 孙春阳, 骆皓, 肖一凡, 等. 基于快速原型的感应电机电流源激励系统开发[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(7): 51-58+65.
- SUN C Y, LUO H, XIAO Y F, et al. Development of induction motor current source excitation system based on rapid prototyping [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(7): 51-58+65.
-
- 收稿日期:2024-05-06
收到修改稿日期:2024-06-14
作者简介:
高 阳(1999-), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型电机的设计及控制技术, 799256686@qq.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。

Analysis of Electromagnetic and Loss Characteristics of FSCW Doubly-Fed Induction Motor Based on Spatial Multi-Component Polar-Pair Magnetic Field Coupling

GAO Yang¹, LUO Hao^{1,2*}, XIAO Yifan^{1,3}, ZHU Kunshuo¹,
ZHAI Changchun¹, SUN Chunyang¹

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

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

3. Hua' neng Nantong Power Plant, Nantong 226000, China)

Key words: fractional slot concentrated winding; doubly-fed induction motor; electromagnetic torque; core loss

In recent years, permanent magnet direct drive systems and doubly-fed systems have become the mainstream technologies for high-power wind power generation systems. However, as wind turbine capacity increases, the growing size of motors limits the installation and configuration of permanent magnet direct drive systems. Applying fractional slot concentrated winding (FSCW) in doubly-fed systems not only achieves direct drive control, but also effectively reduces motor size and improves power density.

To address this issue and accurately analyze the electromagnetic torque and core loss characteristics of this type of motor under different operating conditions, an FSCW doubly-fed induction motor with 15 stator slots and 18 rotor slots was used as the research object in this paper. First, the structure and working principle of the FSCW doubly-fed induction motor were introduced. Next, the stator and rotor voltage equations under doubly-fed operation, considering the dominant pole-pair magnetic field, were formulated. These equations were solved using Laplace transformation to obtain the stator current equation. The winding function method and the turns function method were introduced to analyze the sum of self-inductance and mutual inductance for the first n harmonics of the stator and rotor in the FSCW induction motor with specific pole-slot configurations. Then, based on the theory of virtual displacement, the electromagnetic torque of the

FSCW doubly-fed induction motor was calculated and separated into Lorentz force torque and reluctance torque. The electromagnetic torque and core loss characteristics of the FSCW doubly-fed induction motor under different operating conditions were analyzed using the finite element method (FEM).

An experimental prototype platform for the FSCW doubly-fed induction motor was established, where a three-phase symmetrical voltage excitation of 40 V/50 Hz was applied to the stator side, and a three-phase symmetrical current excitation of 1 A/50 Hz was applied to the rotor side, controlled by an Rtunit rapid prototype development controller and a fully controlled three-phase bridge inverter. Using a prime mover to drive the FSCW doubly-fed induction motor at a slip rate of 0.3, the electromagnetic torque and core loss were measured.

In conclusion, under specific slip rate conditions, the comparison between theoretical electromagnetic torque and FEM results showed that the average torque and torque ripple error were within 7.5%, while the comparison with experimental measurements showed that the average torque and torque ripple error were within 15%. The core loss experimental values were within 7% of the FEM results. Based on the FEM analysis, it was concluded that the torque ripple frequency increased as the slip rate decreased, and the average core loss decreased with decreasing slip rate, without considering rotating magnetization effects.