

基于转子初始位置参变量的分数槽集中绕组 感应电机电磁特性分析

骆皓^{1,2*}, 陈艳¹, 肖一凡^{1,3}, 翟长春¹, 朱正鹏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)

Electromagnetic Characteristics Analysis of FSCW Induction Motor Based on Rotor Initial Position Parameters

LUO Hao^{1,2*}, CHEN Yan¹, XIAO Yifan^{1,3}, ZHAI Changchun¹, ZHU Zhengpeng¹

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

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

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

Abstract: [Objective] Fractional slot concentrated winding (FSCW) has the advantages of high torque density and low copper consumption, but its rich harmonic magnetic field and high proportion of low-order harmonics can cause torque ripple, affecting motor stability. This study focuses on FSCW induction motors. [Methods] Based on the initial rotor position, the expressions for each harmonic magnetic density in the air gap were deduced; the influence of each harmonic magnetic density on the total torque was qualitatively analyzed; and Maxwell variant was applied to calculate the electromagnetic torque of the motor. Secondly, through mathematical analysis and finite element simulation, the effects of the initial rotor position on the harmonic magnetic flux density in the air gap and the electromagnetic torque of the motor were analyzed. Finally, the prototype locked-rotor test was carried out. [Results] The correctness of the theoretical analysis of the magnetic flux density in the air gap and electromagnetic torque of the FSCW induction motor was verified based on theory, simulation, and experiment. [Conclusion] Starting the motor with different rotor initial

positions can result in varying electromagnetic torque.

Key words: fractional slot concentrated winding; rotor initial position; harmonic magnetic density; electromagnetic torque

摘要: 【目的】分数槽集中绕组(FSCW)具备高转矩密度、低铜耗的优点,但其丰富的谐波磁场、占比较高的低次谐波会产生转矩脉动,影响电机稳定性。本文以FSCW感应电机为研究对象进行研究。【方法】首先,基于转子初始位置,推导气隙各次谐波磁密表达式,定性分析各次谐波磁密对总转矩的影响,应用麦克斯韦变式计算电机电磁转矩。其次,通过数学解析和有限元仿真,分析了转子初始位置对气隙各次谐波磁密和电机电磁转矩的影响。最后,进行样机堵转试验。【结果】根据理论、仿真和试验验证了FSCW感应电机气隙磁密和电磁转矩理论分析的正确性。【结论】研究发现,电机在不同转子初始位置下启动可以获得不同的电磁转矩。

关键词: 分数槽集中绕组; 转子初始位置; 谐波磁密; 电磁转矩

0 引言

分数槽集中绕组(Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW)具有多种优势,包括高功率密度、高转矩密度及低齿槽转矩等^[1],尤其是高转矩密度、低铜耗的特点,使得FSCW成为电动汽车、数控机床等低速大转矩传动领域的首要选择^[2-4]。

目前,国内外关于FSCW基础理论的研究已

基金项目: 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(XTCX202405); 江苏省研究生科研与实践创新计划(SJCX23_1194)

Open Fund Project of Jiangsu Collaborative Innovation Center for Distribution Grid Intelligent Technology and Equipment(XTCX202405); Jiangsu Postgraduate Research and Practice Innovation Programme(SJCX23_1194)

经比较完善,主要包括绕组系数、极槽配合、电感参数和转矩特性分析等。文献[3]以一台三相 12 槽永磁游标电机为例,对比分析了 FSCW 极槽配合分别为 1/2、2/5、2/7 时的电磁特性,并得出极槽配合 2/5 时转矩脉动小,具有更好的性能。文献[5]针对不同极槽配合的 FSCW 单元电机进行磁动势分析,为合理选取 FSCW 槽极数提供指导,并指出 FSCW 单元电机存在幅值较大的次谐波,会对电机造成不良影响。文献[6]推导了不同极槽配合 FSCW 单元电机的电感公式,并指出电机总电感中谐波漏感很大,能够提高电机的弱磁调试范围。文献[7]采用绕组函数法对不同极槽配合的 FSCW 电感进行推导,并通过有限元分析验证计算结果。计算 FSCW 电磁转矩主要有三种方法:洛伦兹力法、虚位移法和麦克斯韦应力张量法^[8-10]。

但 FSCW 也存在缺点,其丰富的谐波磁场会引发转矩脉动,高幅值低次谐波使得铁耗、涡流损耗较大,影响电机稳定性和经济性^[11]。因此,研究者针对谐波抑制展开研究。文献[12]分析了 FSCW 不同极槽配合下谐波磁动势分布规律,并通过设置补偿绕组抑制非主导极次谐波。文献[13]分析总结了目前国内外关于 FSCW 低次谐波抑制的研究成果,包括绕组分布、绕组相移、内置磁障和改变齿槽结构这四个方面。文献[14]针对 FSCW 永磁电机,设计了四种不同定子模块化结构,并通过仿真说明了定子模块化选取合适的定子间隙可降低齿槽转矩。

上述研究多以 FSCW 永磁电机为研究对象,而 FSCW 感应电机的研究和分析较少。本文针对 FSCW 感应电机展开研究。研究发现,电机在转子不同初始位置下启动,可获得幅值变化、正负各异的电磁转矩。为此,本文基于转子初始位置,推导气隙谐波磁密计算式,定性分析各次谐波磁密对总转矩的影响,以麦克斯韦变式计算电磁转矩。通过数学解析、有限元仿真和样机堵转试验,分析验证转子初始位置对各次谐波磁密、启动转矩的影响。本文可以为同类型电机电磁转矩的分析提供指导。

1 FSCW 感应电机结构

本文研究的 FSCW 感应电机,定转子均采用

双层分数槽集中绕组结构,节距为 1,拓扑结构如图 1 所示。表 1 为本文研究电机的各项参数,感应电机定子 15 槽、转子 18 槽,定转子间主要通过 7 对极气隙磁场进行电磁强耦合,其余非主导极谐波磁场呈现弱耦合,这些丰富的非主导极谐波磁场会产生涡流损耗、转矩脉动^[5, 15]。

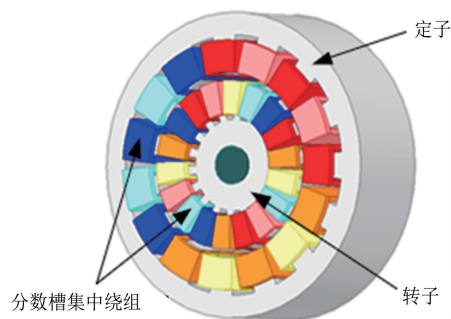


图 1 FSCW 感应电机结构图

Fig. 1 Structural diagram of FSCW induction motor

表 1 定转子 FSCW 感应电机参数

Tab. 1 Parameters of stator-rotor FSCW induction motor

参数名称	参数值
定子内、外半径/mm	63.5、91
转子内、外半径/mm	27.5、63.15
电机轴向长度/mm	100
定、转子线圈匝数	35、40
定子槽数、主导极对数	15、7/8
转子槽数、主导极对数	18、7/11
气隙长度/mm	0.35

2 FSCW 感应电机电磁特性理论分析

2.1 FSCW 感应电机气隙磁场磁密分析

FSCW 感应电机启动时定子侧施加 50 Hz 电压源激励,转子静止,转子感应出工频电流,在理论分析时,以电机稳态后电流为输入推导气隙各次谐波磁密。同时,为简化分析,假设^[9, 16]:

- (1) 定、转子铁心磁导率无穷大,即忽略铁心部分的磁位降;
- (2) 定、转子之间的气隙均匀;
- (3) 槽内导体上流过的电流集中于槽中心线,即忽略槽开口的影响;
- (4) 忽略铁心局部磁饱和以及漏磁影响。

FSCW 电机的单个线圈内通入正弦电流 $i = I_m \sin(\omega t)$ 时,对其进行傅里叶分解,由此,可得到包含所有极对数 $\nu = 1, 2, \dots$ 的谐波磁密分量:

$$B(\alpha, t) = \frac{2\mu_0 N I_m}{\pi l} \sin(\omega t)$$

$$\sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \sin \frac{\nu\pi}{Q} [\cos \nu(\alpha - \alpha_0)] \quad (1)$$

式中: Q 为槽数; N 为匝数; α 为机械角度; α_0 为线圈中心线处的角度; $\sin(\nu\pi/Q)$ 为短距系数, 其正/负决定了谐波磁密的正波幅/负波幅落在线圈的中心位置; μ_0 为空气磁导率; l 为电机气隙长度。

2.1.1 定子磁场谐波磁密分析

FSCW 感应电机定子槽数 $Q_s = 15$, 槽数为奇数, 极槽配合符合 $Q_s = 2p_s \pm 1$ 规律, 主导极对数为 7/8 对极, 线圈排列顺序为 AaAaABbBbBCcCcC。

忽略开槽影响, 将不同空间位置的磁密叠加, 引入定子短距系数 $k_{sy\nu}$ 和定子分布系数 $k_{sq\nu}$, 可以

$$k_{sq\nu} = \sqrt{\left[\sum_{n=1}^5 (-1)^{n-1} \cos \frac{(2n-1)\nu\pi}{Q_s} \right]^2 + \left[\sum_{n=1}^5 (-1)^{n-1} \sin \frac{(2n-1)\nu\pi}{Q_s} \right]^2} \quad (6)$$

式中: $B_{s\nu m} = 2\mu_0 N_1 I_{1m} k_{sy\nu} k_{sq\nu} / (\pi \nu l)$ 为各次谐波磁密幅值, N_1 为定子线圈匝数, I_{1m} 为定子激励电流幅值; φ_1 为定子电流初相角, $\varphi_{s\nu}$ 为定子 ν 次谐波分布系数折合角度; n 为线圈编号。

需要说明的是, 式 (6) 与其他作者分布系数惯用表达式不同, 因与谐波磁密幅值表达式中系数 Q_s/N_s 抵消, 所以省去系数 N_s/Q_s 。

定子 ν 次三相合成谐波磁密表达式为

$$B_{s\nu}(\alpha, t) = \begin{cases} \frac{3}{2} B_{s\nu m} \sin(\omega t - \nu\alpha - \varphi_{s\nu 0}), \nu = 3k + 1 \\ \frac{3}{2} B_{s\nu m} \sin(\omega t + \nu\alpha - \varphi_{s\nu 0}), \nu = 3k - 1 \end{cases} \quad (7)$$

式中: $k = 1, 2, \dots$; $3k$ 次谐波三相合成磁密为 0; $\nu = 3k+1$ 次谐波中包含 $\nu = 1$; $\nu = 3k+1$ 时, 谐波磁密初相角 $\varphi_{s\nu 0} = \varphi_1 - \varphi_{s\nu}$; $\nu = 3k-1$ 时, 谐波磁密初相角 $\varphi_{s\nu 0} = \varphi_1 + \varphi_{s\nu}$ 。

若以逆时针方向为 ν 次磁密前进正方向, 则 $\nu = 3k+1$ 次谐波磁密以逆时针方向沿圆周前进, 旋转角速度为 ω/ν ; 而 $\nu = 3k-1$ 次谐波磁密则相反, 旋转角速度为 $-\omega/\nu$ 。

2.1.2 转子磁场谐波磁密分析

FSCW 感应电机转子槽数 $Q_r = 18$ 为偶数, 极槽配合符合 $Q_r = 2p_r \pm 4$ 规律, 主导极对数为 7/11 对极, 线圈排列顺序为 ABbcaABCcabBCAaabcC。

得到定子三相谐波磁密在气隙磁场的时空表达式:

$$B_A(\alpha, t) = \sin(\omega t - \varphi_1) \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{s\nu m} \cos(\nu\alpha - \varphi_{s\nu}) \quad (2)$$

$$B_B(\alpha, t) = \sin\left(\omega t - \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{s\nu m} \cos\left[\nu\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_{s\nu}\right] \quad (3)$$

$$B_C(\alpha, t) = \sin\left(\omega t - \varphi_1 - \frac{4\pi}{3}\right) \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{s\nu m} \cos\left[\nu\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) - \varphi_{s\nu}\right] \quad (4)$$

$$k_{sy\nu} = \sin \frac{\nu\pi}{Q_s} \quad (5)$$

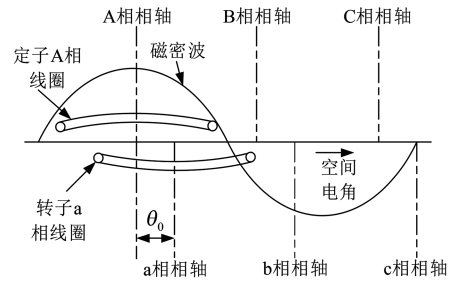


图 2 定转子空间位置图

Fig. 2 Spatial position diagram of stator and rotor

由图 2 可知, 转子转速为 0, 定、转子六个绕组及其轴线固定不动, 而各次谐波磁密则以角速度 $\pm\omega/\nu$ 在磁场内旋转。转子初始位置不同, 转子绕组相轴位置发生变化, 启动时刻各次谐波磁密空间位置也发生变化。为量化分析, 以电机启动时刻定子 A 相轴线与转子 a 相轴线之间的夹角为 θ_0 , 如图 2 所示。逆时针沿圆周将 360° 分为 8 个位置, 每个位置间隔 45° 。以定转子 1 号槽中心线对齐为初始模型, 此时定子 A 相轴线滞后于转子 a 相轴线 50° , 第一个位置为定转子 Aa 相轴线对齐位置。转子 ν 次三相合成谐波磁密为

$$B_{r\nu}(\alpha, \theta_0, t) = \begin{cases} \frac{3}{2} B_{r\nu m} \sin[\omega t - \nu(\alpha - \theta_0) - \varphi_{r\nu 0}], \nu = 3k + 1 \\ \frac{3}{2} B_{r\nu m} \sin[\omega t + \nu(\alpha - \theta_0) - \varphi_{r\nu 0}], \nu = 3k - 1 \end{cases} \quad (8)$$

$$k_{ry\nu} = \sin \frac{\nu\pi}{Q_r} \quad (9)$$

$$k_{rq\nu} = \sqrt{\left[\sum_{n=1,2,10,11} (-1)^{n-1} \cos \frac{(2n-1)\nu\pi}{Q_r} + \sum_{n=6,15} (-1)^{n-1} \cos \frac{(2n-1)\nu\pi}{Q_r} \right]^2 + \left[\sum_{n=1,2,10,11} (-1)^{n-1} \sin \frac{(2n-1)\nu\pi}{Q_r} + \sum_{n=6,15} (-1)^{n-1} \sin \frac{(2n-1)\nu\pi}{Q_r} \right]^2} \quad (10)$$

式中: θ_0 为转子初始位置; $k_{ry\nu}$ 为转子节距系数; $k_{rq\nu}$ 为转子分布系数; $\nu = 3k+1$ 时, 谐波磁密初相角 $\varphi_{rv0} = \varphi_1 - \varphi_{rv}$; $\nu = 3k-1$ 时, 谐波磁密初相角 $\varphi_{rv0} = \varphi_1 + \varphi_{rv}$; $B_{rvm} = 2\mu_0 N_2 I_{2m} k_{ry\nu} k_{rq\nu} / (\pi \nu l)$ 为转子各次谐波磁密幅值, N_2 为转子线圈匝数, I_{2m} 为转子电流幅值; φ_2 为转子电流初相角; φ_{rv} 为转子 ν 次谐波分布系数折合角度。

因转子槽数为 18 槽, 每一相包含 6 个槽, 空间分布使得一相绕组中 $\nu = 2k$ 偶数次谐波磁密互相抵消, 所以转子磁场中只包含奇数次谐波磁密。

2.1.3 气隙磁场磁密谐波分析

电机启动时, 转子不转, 定、转子各相绕组相

$$B_{vm+} = \sqrt{[B_{svm} \cos \varphi_{sv0} + B_{rvm} \cos(\varphi_{rv0} - \nu\theta_0)]^2 + [B_{svm} \sin \varphi_{sv0} + B_{rvm} \sin(\varphi_{rv0} - \nu\theta_0)]^2} \quad (13)$$

$$B_{vm-} = \sqrt{[B_{svm} \cos \varphi_{sv0} + B_{rvm} \cos(\varphi_{rv0} + \nu\theta_0)]^2 + [B_{svm} \sin \varphi_{sv0} + B_{rvm} \sin(\varphi_{rv0} + \nu\theta_0)]^2} \quad (14)$$

$$\varphi_{v+} = \arctan$$

$$\frac{B_{svm} \sin \varphi_{sv0} + B_{rvm} \sin(\varphi_{rv0} - \nu\theta_0)}{B_{svm} \cos \varphi_{sv0} + B_{rvm} \cos(\varphi_{rv0} - \nu\theta_0)} \quad (15)$$

$$\varphi_{v-} = \arctan$$

$$\frac{B_{svm} \sin \varphi_{sv0} + B_{rvm} \sin(\varphi_{rv0} + \nu\theta_0)}{B_{svm} \cos \varphi_{sv0} + B_{rvm} \cos(\varphi_{rv0} + \nu\theta_0)} \quad (16)$$

由式 (12) ~ 式 (16) 可知, 气隙合成磁密幅值、初相角皆随转子初始位置变化。气隙合成磁场中包含定子磁场的偶数次谐波磁密, 但因转子磁场三相合成偶数次谐波磁密为 0, 所以气隙中偶数次谐波磁密无法耦合产生稳定的电磁转矩。

2.2 电磁转矩理论分析

2.2.1 谐波运行状态

转子初始位置的不同, 会影响转子各次谐波磁密幅值与相角, 从而使得电磁转矩出现正负交替、幅值变化的现象, 如表 2 所示。定、转子 ν 次谐波磁密之间的相角差, 决定了谐波转矩的方向。如图 3(a) 所示, 当转子 ν 次谐波磁密超前于相应的定子谐波磁密, 转子上会受到一个与磁场旋转方向相同的力, 驱动电机运行, 输出正谐波转矩 ($\nu = 3k+1$ 和 $\nu = 3k-1$ 次谐波磁密前进方向不同,

轴与时轴重叠且静止不动, 相量与空间矢量保持一致性。定、转子 ν 次谐波磁密在空间上相对静止, 因此气隙 ν 次磁密为

$$B_\nu(\alpha, \theta_0, t) = B_{s\nu}(\alpha, t) + B_{r\nu}(\alpha, \theta_0, t) \quad (11)$$

经三角和差化积后可得:

$$B_\nu(\alpha, \theta_0, t) =$$

$$\begin{cases} \frac{3}{2} B_{vm+} \sin(\omega t - \nu\alpha - \varphi_{v+}), \nu = 3k+1 \\ \frac{3}{2} B_{vm-} \sin(\omega t + \nu\alpha - \varphi_{v-}), \nu = 3k-1 \end{cases} \quad (12)$$

但规律相同)。如图 3(b) 所示, 当转子 ν 次谐波磁密滞后于相应的定子谐波磁密, 转子上会受到一个与磁场旋转方向相反的力, 电机发电运行, 输出负谐波转矩。转子在某个特定初始位置下启动, 当正谐波转矩之和大于负谐波转矩之和, 电机输出转矩为正, 电机整体为电动运行。当电机各次负谐波转矩大于正谐波转矩, 电机输出转矩为负, 电机整体为发电运行。

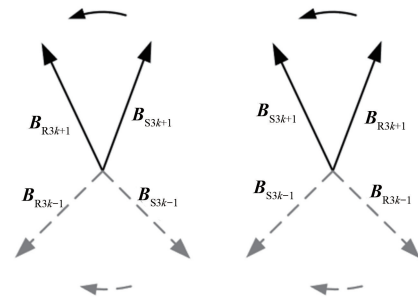


图 3 不同运行状态时定转子磁场谐波向量图

Fig. 3 Harmonic vector diagrams of stator and rotor magnetic field under different operating conditions

2.2.2 计算电磁转矩

基于麦克斯韦应力张量法, 计算感应电机

磁转矩的表达式为

$$T_e = \frac{L}{\mu_0} \int_0^{2\pi} r^2 B_r B_t d\theta \quad (17)$$

式中: r 为气隙中心圆半径; L 为电机轴向长度; B_r 、 B_t 分别为径向磁密、切向磁密。

若此表达式为精确解, 当 r 在气隙内外径之间变化时, 电磁转矩应不受积分路径影响, 而实际上, 电磁转矩会随积分路径的变化而变化。文献[17]中说明电磁转矩随半径 r 的变化可能高达平均值的 50%。文献[18]以 C 行电磁铁为例, 分析了三种不同积分路径下应用式(17)计算电磁转矩的结果, 也说明了积分路径选取对计算结果的精度影响很大, 通过有限元分析验证了此现象。

由于精确的电磁转矩解与半径无关, 学者 Arkko 提出麦克斯韦应力张量改进法^[17], 沿径向对式(17)进行积分, 由此可得:

$$T_e = \frac{L}{\mu_0} \int_{S_{air}} r B_r B_t dS \quad (18)$$

式中: S_{air} 为气隙的径向截面积; dS 为面积微元。

3 FSCW 感应电机有限元分析

根据图 1 所示拓扑结构、表 1 所示电机参数, 在 Ansys Maxwell 软件中建立二维有限元模型, 如图 4 所示。有限元模型工况设置: 定子侧施加 50 V、50 Hz 电压源, 转子短路, 转速为 0。

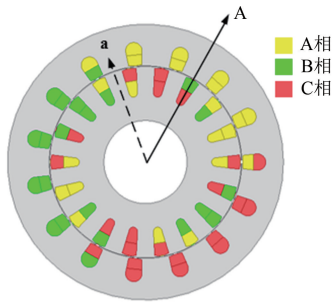


图 4 有限元仿真二维模型图

Fig. 4 2D model diagram for finite element simulation

3.1 FSCW 感应电机磁密有限元分析

以转子初始位置 0° 为例, 在定、转子单独激励、定转子同时激励三种情况下, 对比前 50 次谐波磁密幅值的理论计算与有限元仿真结果, 验证谐波磁密理论分析的正确性, 如图 5 所示。

图 5(a)、图 5(b) 中 7 次谐波幅值最高, 表明该电机主要通过 7 对极磁场强耦合传递能量。图

5(c) 中 8 次谐波磁密幅值大于 7 次, 这是由于在转子初始位置 0° 时, 定子电流幅值约大于转子电流的 3 倍, 使得气隙中 8 次谐波磁密更为明显。但由于转子中不存在 8 次谐波磁密, 气隙中 8 次谐波磁密无法耦合产生稳定的电磁转矩。

此外, 图 5 中理论值稍大于有限元仿真值, 且转子仿真值存在偶数次谐波, 这主要受铁心磁位降、漏感和齿槽等影响^[19]。

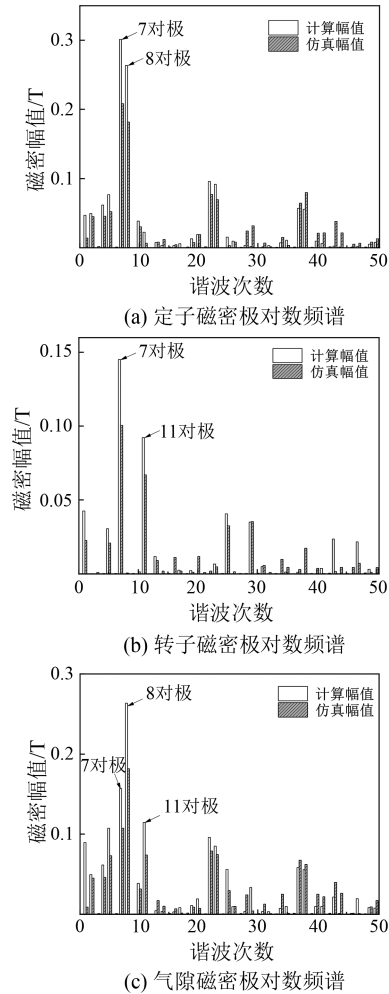


图 5 转子初始位置 0° 磁密极对数频谱计算与仿真对比图

Fig. 5 Comparison of calculated and simulated magnetic flux density frequency spectrum at rotor initial position of 0°

通过仿真数据可知电机在转子初始位置 225° 启动时, 获得正向最大转矩; 在 90° 启动时, 获得正向最小转矩。以转子初始位置 90° 、 225° 为例, 取前 25 次谐波, 对比分析转子初始位置对谐波磁密幅值的影响。因偶数次谐波磁密无法耦合产生电磁转矩, 所以图 6 中不讨论偶数次谐波磁密幅值。

由图 6 可知,磁密计算值稍大于有限元分析值。在转子初始位置影响下,转子 90° 时的 5 次、7 次谐波磁密幅值大于转子 225° 时的 5 次、7 次谐波磁密幅值;而 1 次、11 次谐波磁密幅值则相反;其余谐波磁密幅值受转子位置影响不甚明显。存在 19 次、23 次等高次谐波计算结果变化趋势与仿真变化趋势相反的现象,但差异不明显。误差原因:在理论分析时,忽略铁心磁位降和齿槽效应,用叠加定理计算;而有限元软件 Ansys Maxwell 是依据 $B-H$ 曲线以体积分(2D 场为边缘密度或面密度)对磁场 H 进行计算求得。因此存在一定误差。

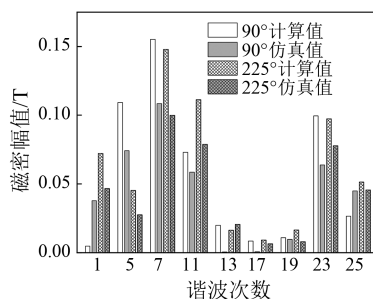


图 6 转子初始位置 90° 、 225° 气隙磁密计算与仿真对比图

Fig. 6 Comparison of calculated and simulated air-gap magnetic flux density at rotor initial positions of 90° and 225°

3.2 FSCW 感应电机电磁转矩有限元分析

3.2.1 验证麦克斯韦变式计算电磁转矩的正确性

以转子初始位置 225° 为例,对比麦克斯韦应力张量法计算结果与有限元分析结果,如图 7 所示。有限元分析电磁转矩平均值为 $0.351 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动峰-峰值为 $9.157 \text{ mN}\cdot\text{m}$,脉动占比约为 2.6%。应用麦克斯韦应力张量法计算电磁转矩时,转矩平均值为 $0.474 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩波动大,转矩脉动峰-峰为 $0.346 \text{ N}\cdot\text{m}$,脉动占比约为 73.16%;应用麦克斯韦变式计算电磁转矩,转矩平均值为 $0.358 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动峰-峰值为 $0.0205 \text{ N}\cdot\text{m}$,脉动占比约为 5.73%。

由以上分析可知,在实际操作中,式(17)计算所得电磁转矩平均值比有限元分析电磁转矩平均值高出约 35%,且波动较大,验证了前文中说明的不足之处。误差较大的原因是电磁转矩受积分路径选取影响很大,本文样机功率较小,转矩为 mN 级,积分路径影响更加明显。

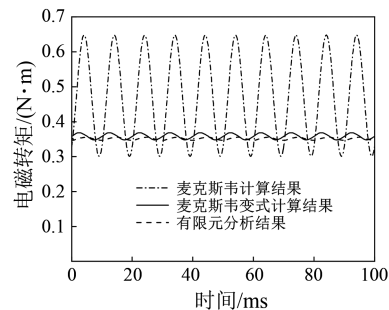


图 7 麦克斯韦变式计算转矩对比图

Fig. 7 Comparison of torque calculated using the Maxwell variant

式(18)计算结果与有限元分析结果相差约为 $0.007 \text{ N}\cdot\text{m}$,误差率约为 1.9%,说明麦克斯韦变式计算电磁转矩更具有—般性与准确性。但与有限元分析结果对比,麦克斯韦变式计算波形与其相差 2.6 ms ,滞后其 46.8° ,这是由于两种方法计算原理不一致导致的。有限元分析是基于磁共能的虚位移法,依据电机内部磁场密度计算^[20],而式(18)只考虑气隙域内磁场,因此存在一定误差。

3.2.2 基于转子初始位置的启动转矩分析

调整有限元模型的转子初始位置,使得定、转子之间相轴绕组夹角分别为 0° 、 90° 、 225° 和 315° ,得到不同位置下的电磁转矩波形图,如图 8 所示。电磁转矩平均值与转矩脉动如表 2 所示。

由前述关于磁密的理论分析与有限元分析结果可知,转子初始位置变化,绕组空间位置也变化,对气隙内 5 次、7 次、11 次谐波磁密影响较大,使得各次谐波转矩大小、正负发生变化。例如,转子初始位置 0° 、 90° 、 225° 时,电机总电磁转矩为正,处于电动运行状态;转子初始位置 315° 时,电机总电磁转矩为负,处于发电运行状态。

表 2 不同转子初始位置下电磁转矩分析

Tab. 2 Analysis of electromagnetic torque at different initial rotor positions

转子初始位置/ $^\circ$	电磁转矩平均值/ $(\text{N}\cdot\text{m})$	转矩脉动/%
0	0.090 32	7.74
90	0.064 49	7.98
225	0.351 23	2.6
315	-0.155 11	6.77

4 样机试验

根据表 1 参数制作样机并搭建试验平台,如

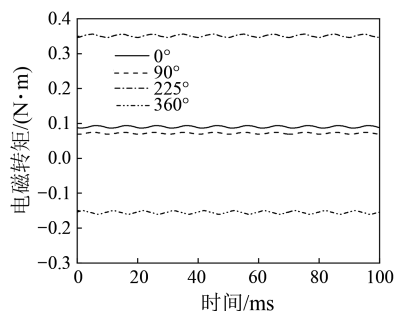


图 8 不同转子初始位置启动转矩图

Fig. 8 Starting torque for different initial rotor positions

图 9 所示。将编码器通过联轴器固定在转子上,测定转子实时位置与旋转方向^[15]。因电机功率较小,电机经减速机放大转矩与扭矩传感器相连,测量不同转子初始位置下的启动转矩。定子通过变压器输入 50 V、50 Hz 电压源,转子短路。

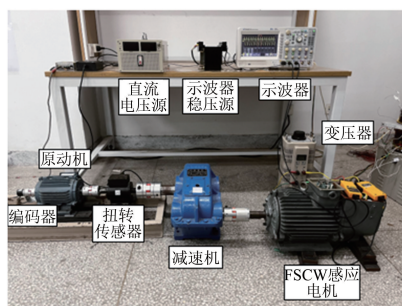


图 9 试验平台

Fig. 9 Experimental platform

在进行样机试验时,用编码器确定转子初始位置后,先通过电流探头测定定、转子电流幅值与夹角,以定子 A 相电流与转子 a 相电流夹角保证试验与仿真工况保持一致。以转子初始位置为 225° 为例,定转子电流试验与仿真对比波形如图 10 所示。由图 10 可知,试验与仿真的定转子电流幅值、相角基本吻合,验证了样机设计的合理性。

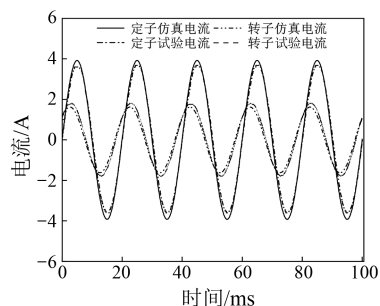


图 10 定转子电流试验仿真对比图

Fig. 10 Comparison of test and simulation results for stator and rotor currents

调整转子初始位置,测试电机的启动转矩。选取 90°、225° 两个位置,将试验结果与有限元仿真电磁转矩、麦克斯韦变式计算结果对比,如图 11、图 12 所示。

因扭矩传感器无法测量高频转矩脉动,所得试验转矩波形较平稳,取其平均转矩值。如表 3 所示,试验值略低于计算值与有限元仿真值,这是由于样机运行时机械损耗、摩擦损耗以及转子轴刚性变形导致。转子初始位置为 90° 时,计算值略小于仿真值,误差率为 0.9%;而 225° 时,计算值略大于仿真值,误差率为 1.99%,误差在可控范围内。转子初始位置 225° 时试验误差略大于 90°,试验样机功率较小,受试验条件影响波动较大。

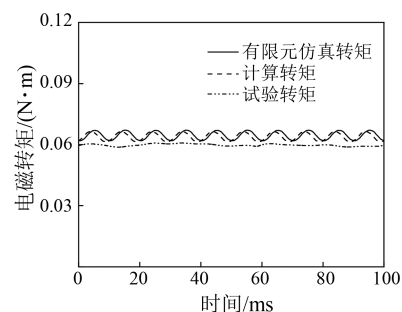


图 11 转子初始位置 90° 有限元仿真、计算和试验转矩波形图

Fig. 11 Finite element simulation, calculated, and experimental torque waveforms for rotor initial position of 90°

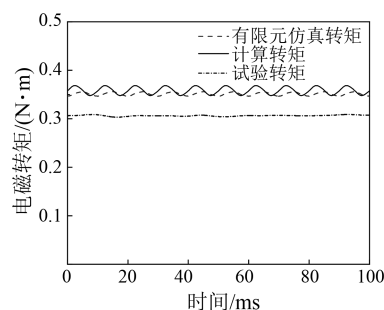


图 12 转子初始位置 225° 有限元、计算和试验转矩波形图

Fig. 12 Finite element, calculated, and experimental torque waveforms for rotor initial position of 225°

5 结语

本文基于 FSCW 感应电机,以转子初始位置为参变量,推导气隙谐波磁密表达式,引用麦克斯韦变式计算电磁转矩,分析转子初始位置对谐波磁密、启动转矩的影响。得出以下结论:

表 3 不同转子初始位置下计算、仿真、试验电磁
转矩平均值分析

Tab. 3 Analysis of the average electromagnetic torque
from calculation, simulation, and experiment
under different rotor initial positions

转子初始 位置/(°)	计算电磁 转矩平均 值/(N·m)	仿真电磁 转矩平均 值/(N·m)	试验电磁 转矩平均 值/(N·m)	试验误 差/%
90	0.063 88	0.064 49	0.059 77	7.31
225	0.358 2	0.351 2	0.309 5	11.87

(1) 麦克斯韦应力法计算电磁转矩受积分路径选择影响很大,电磁转矩计算平均值比仿真值高出约 35%,而选用麦克斯韦变式,不需要选取恰当积分路径,误差率约为 1.9%,精确度高;

(2) 经数学解析和有限元验证可知,转子初始位置不同,会影响气隙各次谐波磁密的幅值与相角,导致电机的转矩平均值和转矩脉动发生变化,其中,5 次、7 次、11 次谐波磁密受影响较大;

(3) 本文定性分析了转子初始位置对电磁转矩的影响,可以给同类型电机分析电磁转矩提供一定指导。后续可以尝试分离各次谐波转矩,进行定量分析。

参 考 文 献

- [1] EL-REFAIE M A. Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (1): 107-121.
- [2] DUTTA R, CHONG L, RAHMAN F M. Design and experimental verification of an 18-slot/14-pole fractional-slot concentrated winding interior permanent magnet machine [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28 (1): 181-190.
- [3] YANG J Q, LIU G H, ZHAO W X, et al. Quantitative comparison for fractional-slot concentrated-winding configurations of permanent-magnet vernier machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(7): 3826-3829.
- [4] 王晓远,贺晓钰,高鹏. 电动汽车用 V 型磁钢转子永磁电机的电磁振动噪声削弱方法研究 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(16): 4919-4926+4994.
- WANG X Y, HE X Y, GAO P. Research on electromagnetic vibration and noise reduction method

- of V type magnet rotor permanent magnet motor electric vehicles [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(16): 4919-4926+4994.
- [5] 陈益广,潘玉玲,贺鑫. 永磁同步电机分数槽集中绕组磁动势 [J]. 电工技术学报, 2010, 25 (10): 30-36.
- CHEN Y G, PAN Y L, HE X. Magnetomotive force in permanent magnet synchronous machine with concentrated fractional-slot winding [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(10): 30-36.
- [6] 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.
- [7] 佟文明,吴胜男,安忠良. 基于绕组函数法的 FSCW 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.
- [8] 姚有光,汤蕴璆. 用麦克斯韦应力法计算凸极同步电机的电磁转矩 [J]. 哈尔滨电工学院学报, 1989, (1): 20-25.
- YAO Y G, TANG Y Q. Numerical calculation of tangential forces and electromagnetic torque of salient pole synchronous machine by maxwell stress method [J]. Journal of Harbin Institute of Electrical Technology, 1989, (1): 20-25.
- [9] 汤蕴璆. 电机学 [M]. 5 版. 北京: 机械工业出版社, 2014.
- TANG Y M. Electric Machinery [M]. 5th ed. Beijing: China Machine Press, 2014.
- [10] 王培欣,花为,胡铭颢,等. 余弦削极转子磁通切换永磁电机设计与性能分析 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(22): 8372-8382.
- WANG P X, HUA W, HU M J, et al. Design and performance analysis of flux-switching permanent magnet machine with cos-chamfering rotor [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(22): 8372-8382.

- [11] 陈滨斐, 凌志豪, 范晨阳, 等. 星-三角接法的分数槽永磁电机匝间短路故障分析 [J]. 电力自动化设备, 2024, 44(1): 181-187.
CHEN Z F, LING Z H, FAN C Y, et al. Analysis of inter-turn short circuit fault of fractional slot permanent magnet machine with star-delta connection [J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(1): 181-187.
- [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] 郑军强, 赵文祥, 吉敬华, 等. 分数槽集中绕组永磁电机低谐波设计方法综述 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(增刊 1): 272-280.
ZHENG J Q, ZHAO W X, JI J H, et al. Review on design methods of low harmonics of fractional-slot concentrated windings permanent magnet machine [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(S1): 272-280.
- [14] 王艾萌, 李姗姗, 李大双. 不同定子模块化结构对分数槽永磁电机性能的影响 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 54-59+66.
WANG A M, LI S S, LI D S. Influence of different tator modular structures on performance of fractional slot permanent magnet motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 54-59+66.
- [15] 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.
- [16] 陈会崇, 宋承林. 分数槽集中绕组定子磁动势的分解 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(1): 62-68.
CHEN H C, SONG C L. Decomposition of stator magnetomotive force of fractional-slot concentrated winding [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 62-68.
- [17] ARKKIO A. Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations [D]. Espoo: Helsinki University of Technology, 1987.
- [18] 阎秀格, 谢德馨, 高彰燮, 等. 电磁力有限元分析中麦克斯韦应力法的积分路径选取的研究 [J]. 电工技术学报, 2003, (5): 32-36.
YAN X K, XIE D X, GAO Z X, et al. Research on integration path selection of Maxwell stress tensor method used in electromagnetic force FEM analysis [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, (5): 32-36.
- [19] 骆皓, 许祥威, 侍正坤, 等. 基于多频对极磁场耦合的直驱型双馈电机电磁耦合特性分析 [J]. 电力自动化设备, 2021, 41(2): 159-165.
LUO H, XU X W, SHI Z K, et al. Analysis of electromagnetic coupling characteristics for doubly-fed induction generator based on multi-frequency pole pairs' magnetic field coupling [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(2): 159-165.
- [20] 方金龙. 双斜槽转子感应电机的等效电路参数计算及电磁转矩分析 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2019.
FANG J L. Calculation of equivalent circuit parameters and analysis of electromagnetic torque for doubly skewed rotor induction motor [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2019.

收稿日期: 2024-08-14

收到修改稿日期: 2024-09-04

作者简介:

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, 5188501@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, 5188501@qq.com。

Electromagnetic Characteristics Analysis of FSCW Induction Motor Based on Rotor Initial Position Parameters

LUO Hao^{1,2*}, CHEN Yan¹, XIAO Yifan^{1,3}, ZHAI Changchun¹, ZHU Zhengpeng¹

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

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

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

Key words: fractional slot concentrated winding; rotor initial position; harmonic magnetic density; electromagnetic torque

Fractional slot concentrated winding (FSCW) has the advantages of high torque density and low copper consumption, but its rich harmonic magnetic field and high proportion of low-order harmonics can cause torque ripple and affect the stability of the motor. It is found that starting the motor with different rotor initial positions can result in varying electromagnetic torque.

This study focused on FSCW induction motors. Based on the initial rotor position (as shown in Fig.1), the formulas for each harmonic magnetic density of the air gap were deduced, and the influence of each harmonic magnetic density on the total torque was qualitatively analyzed. Mathematical analysis and finite element simulation showed that different initial rotor positions influenced the amplitude and phase angle of each harmonic magnetic density of the air gap, leading to changes in the motor's average torque and torque ripple. The 5th, 7th, and 11th harmonic magnetic densities were most significantly affected.

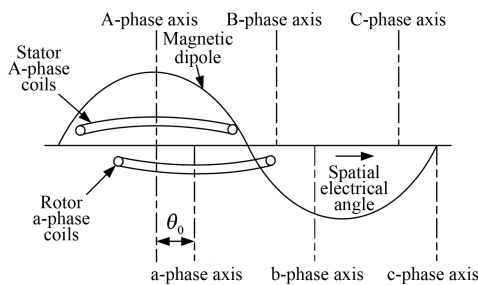


Fig. 1 Spatial position diagram of stator and rotor

Maxwell variant was applied to calculate the electromagnetic torque. When the initial rotor positions were 0° , 90° and 225° (as shown in Tab.1), the total electromagnetic torque of the motor was positive, indicating electric operation. When the initial rotor position was 315° , the total electromagnetic torque of the motor was negative, indicating power generation. The Maxwell variant, which eliminated the need to select an appropriate integration path, achieved a high accuracy with an error rate of approximately 1.9% compared with the simulation results.

Tab. 1 Analysis of electromagnetic torque at different initial rotor positions

Initial rotor position / ($^\circ$)	Average electromagnetic torque / ($\text{N}\cdot\text{m}$)	Torque ripple/%
0	0.090 32	7.74
90	0.064 49	7.98
225	0.351 23	2.6
315	-0.155 11	6.77

The correctness of the theoretical analysis of the air gap magnetism and electromagnetic torque of the FSCW induction motor was verified through the prototype blocking experiment. This study qualitatively analyzed the effect of initial rotor position on electromagnetic torque, offering insights for analyzing the electromagnetic torque of similar motors. Future work could involve separating and quantitatively analyzing various harmonic torques.