DOI:10.12177/emca.2024.173 文章编号:1673-6540(2025)03-0305-10 中图分类号:TM 307 文献标志码:A

分数槽集中绕组单转子感应电机偏心故障分析

周明杰[1], 骆 皓[1,2*], 高 阳[1], 王子刚[1], 张一鸣[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)

Fault Analysis of Single-Rotor Induction Motor with Fractional Slot Concentrated Winding

ZHOU Mingjie[1], LUO Hao[1,2*], GAO Yang[1], WANG Zigang[1], ZHANG Yiming[1]
(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)

Abstract: **[Objective]** Fractional slot concentrated winding (FSCW) induction motors may experience rotor eccentricity during operation, leading to the generation of air-gap flux density of non-dominant pole. This results in variations in radial electromagnetic force density, further inducing unbalanced magnetic pull (UMP), which can cause damage to the motor. To address this issue, this paper investigates the air-gap flux density, radial electromagnetic force density, and UMP of an FSCW induction motor with a 15-slot stator and an 18-slot rotor, where both the stator and rotor are FSCW. **[Method]** First, the causes and effects of rotor eccentricity were introduced, and the air-gap flux density expression was derived using the magnetomotive force-permeance method, followed by an analysis of its harmonic components under ideal conditions and static eccentricity fault conditions. Then, Maxwell´s equations were used to obtain expressions for radial electromagnetic force density and UMP. A two-dimensional finite element model of the FSCW induction motor was developed using Ansys-Maxwell for analysis. Finally, closing the stator slot was proposed as a method to optimize the air-gap flux density and suppress UMP. **[Results]** Rotor eccentricity introduced additional harmonics that were multiples of three, which did not exist under ideal operating conditions, and altered the fundamental wave amplitude without changing the harmonic frequencies. When a static eccentricity fault occurred, the harmonic orders of radial electromagnetic force density shifted to ±1 of those in the ideal state, and the amplitude increased significantly. Moreover, radial electromagnetic force density and UMP increased with the eccentricity value. Compared to stator with slots, the average air-gap flux density of the motor decreased under stator with closed slots, the stator tooth harmonics were significantly reduced, and the average UMP decreased by 21.83%. **[Conclusion]** Rotor eccentricity is the primary cause of UMP. By adopting the stator slot closure method, the air-gap flux density is optimized, significantly reducing stator tooth harmonics and lowering radial electromagnetic force density, ultimately mitigating UMP.

Key words: fractional slot central winding; induction motor; rotor eccentricity; air-gap flux density; unbalanced magnetic pull

摘 要:**【目的】**分数槽集中绕组(FSCW)感应电机在运行过程中会出现转子偏心问题,产生非主导极的气隙磁密,导致径向电磁力密度发生变化,进而产生使电机遭到损坏的不平衡磁拉力(UMP)。针对此问题,本文以一台定子 15 槽转子 18 槽且定转子均为 FSCW 的感应电机为研究对象,对电机的气隙磁密、径向电磁力密度和 UMP 进行了研究。**【方法】**首先,介绍了转子偏心产生的原因和带来的影响,并运用磁势-磁导法推导出了气隙磁密的表达式,分析了理想状态下和静偏心故障下气隙磁密的谐波组成;其次,通过 Maxwell 方程得到了径向电磁力密度和 UMP 的表达式;然后,利用 Ansys-Maxwell 对 FSCW 感

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

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

应电机进行二维有限元建模分析;最后,采用定子闭槽的方法来优化气隙磁密,进而抑制 UMP。【结果】电机转子偏心不但引入了电机在理想状态下运行时所没有的 3 的倍数次谐波,还改变了主波幅值,但谐波的频率不发生变化;电机发生静偏心故障时组成径向电磁力密度的谐波次数为在理想状态下运行时的谐波次数±1,且径向电磁力密度的幅值远大于理想状态;径向电磁力密度和 UMP 会随着偏心距离的增大而增大;相较于定子开槽,定子闭槽时电机的气隙磁密平均值减小,定子齿谐波含量大幅减小,UMP 平均值下降了 21.83%。【结论】转子偏心是产生 UMP 的主要原因。采用定子闭槽法,电机的气隙磁密得到优化,定子齿谐波含量减小从而使径向电磁力密度降低,最终电机的 UMP 也得到降低。

关键词: 分数槽集中绕组; 感应电机; 转子偏心; 气隙磁密; 不平衡磁拉力

0 引言

分数槽集中绕组(Fractional Slot Concentrated Winding,FSCW)感应电机相比于传统的整数槽电机[1],能够以少槽实现多极,在相同体积下能实现更高的功率密度。FSCW 感应电机的磁极和槽之间的相对位置不再是固定的整数倍,能有效地减少齿槽效应,从而显著降低电机在运行时的噪声和振动[2]。

分数槽绕组感应电机在现代工业中广泛应用,但转子偏心故障仍然是影响其性能的关键问题。未来,智能监测技术将成为解决此问题的重要手段。通过安装先进的传感器,实时监测电机的振动、温度和电流变化,能够迅速识别偏心故障并进行预警。此外,结合机器学习算法分析历史数据,将有助于建立准确的故障预测模型,提升故障检测的可靠性[3]。在设计方面,优化分数槽绕组结构,能够有效降低偏心引发的振动。同时,研究新型材料以提高电机的机械强度和稳定性,将进一步降低故障发生率。科学的维护与保养策略,结合定期检查,能够延长电机的使用寿命[4]。

针对电机转子偏心研究,国内外已经进行了广泛的研究。文献[5-6]推导出了不平衡磁拉力(Unbalanced Magnetic Pull,UMP)的数值计算方法,但没有分析气隙磁密的谐波阶次组成。文献[7]研究了电机转子偏心对绕组相电流的影响,发现偏心率越大相电流幅值也越大。文献[8]研究了变频驱动下感应电机偏心故障的检测方法,提出了基于瞬时功率脉动轨迹的故障检测方法和基于频率自适应分数阶傅里叶变换滤波的故障检测方法。文献[9]比较了定子和转子并联路径对 UMP 的抑制效果。文献[10]针对转子偏心故障,研究了感应电机的传统监测技术。

本文以一台定转子均为 FSCW 的感应电机为研究对象,对比了电机理想状态(无摩擦且磁路光滑)与转子偏心故障下的气隙磁密谐波分布变化,同时分析了径向电磁力密度和 UMP,并提出了一种定子闭槽的方法以减小 UMP[11]。

1 转子偏心理论分析

1.1 转子偏心分类

电机的转子偏心基本分为两种[12]:一种是静偏心,即发生偏心故障时,转子的旋转轴和定子的几何中心轴不重合,如图 1 所示;另一种是动偏心,即发生偏心故障时,转子的旋转轴和定子的几何中心轴重合,如图 2 所示。图 2 中,O_1 为定子几何中心轴;O_2 为转子的几何中心轴;旋转箭头为转子运动方向。其他的偏心故障由静偏心和动偏心组合而成,称为混合偏心,即定子几何中心与转子几何中心不重合,且转子绕着定子和转子几何中心之外的另一点旋转。

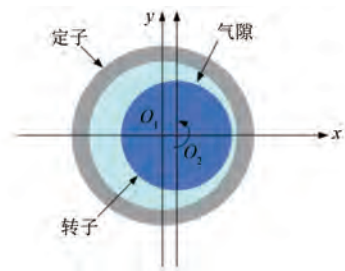


图 1 静偏心

Fig. 1 Static eccentricity

转子偏心故障对 FSCW 感应电机运行的影响不容忽视,对电机进行故障分析能为后续优化电机奠定基础。

1.2 气隙磁密

本文采用磁势-磁导法[13]求解气隙磁密。FSCW 感应电机在理想状态下运行时,气隙合成磁势主要由三部分构成,在空间角 θ 处,其气隙磁势的表达式[14-18]为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

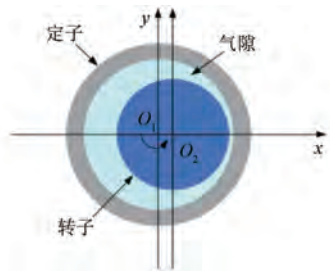


图 2　动偏心

Fig. 2　Dynamic eccentricity

$$f(\theta,t)=f_p(\theta,t)+\sum f_\nu(\theta,t)+\sum f_\mu(\theta,t) \tag{1}$$

$$\begin{cases} f_p(\theta,t)=F_0\cos(p\theta-\omega_1 t-\varphi_p) \\ f_\nu(\theta,t)=F_\nu\cos(\nu\theta-\omega_1 t-\varphi_\nu) \\ f_\mu(\theta,t)=F_\mu\cos(\mu\theta-\omega_\mu t-\varphi_\mu) \\ \nu=k_1Z_1+p,\ k_1=\pm1,\ \pm2\cdots \\ \nu=p(6k_1+1),\ k_1=\pm1,\ \pm2\cdots \\ \mu=k_2Z_2+p,\ k_2=\pm1,\ \pm2\cdots \end{cases} \tag{2}$$

式中：$f_p(\theta,t)$为主波合成磁势；p 为主波合成磁势的极对数；$\sum f_\nu(\theta,t)$、$\sum f_\mu(\theta,t)$分别为定、转子在分数槽绕组下产生的各次谐波磁场的合成结果；ν、μ 分别为定、转子绕组齿谐波极对数；F_0、φ_p 分别为 p 对极合成磁势幅值、起始相位角；F_ν、F_μ 分别为定、转子在分数槽绕组下产生的各次谐波磁场的合成磁势的幅值；φ_ν、φ_μ 分别为 ν 对极、μ 对极合成磁势的起始相位角；$\omega_1=2\pi f$ 为 p 对极合成磁势的角频率，$f=50$ Hz；$\omega_\mu=\omega_1[1+k_2Z_2(1-s)/p]$ 为转子 μ 次谐波磁势相对于定子的角频率，s 为转差率；Z_1、Z_2 分别为定、转子槽数[19-20]。

FSCW 感应电机在理想状态下运行时电机定、转子都存在齿槽效应，因此，进一步对定子和转子开槽时的气隙磁导进行分析。

当电机定子外表面光滑，转子内表面开槽时，气隙磁导表达式为[20]

$$\Lambda_s(\theta,t)=\Lambda_0+\Lambda_{k_1}\cos(k_1Z_1\theta)=\Lambda_0\left[1+\frac{\Lambda_{k_1}}{\Lambda_0}\cos(k_1Z_1\theta)\right] \tag{3}$$

式中：Λ_0 为气隙磁导的不变部分，表示感应电机在理想状态下运行时的气隙磁导；θ 为气隙周向角。

当电机转子内表面光滑，定子外表面开槽时，气隙磁导表达式为

$$\Lambda_r(\theta,t)=\Lambda_0+\Lambda_{k_2}\cos[k_2Z_2(\theta-\omega_r t)]=\Lambda_0\left\{1+\frac{\Lambda_{k_2}}{\Lambda_0}\cos[k_2Z_2(\theta-\omega_r t)]\right\} \tag{4}$$

式中：$\omega_r=(1-s)\omega_1/p$。

本文所用的 FSCW 感应电机定子内表面和转子外表面均开槽，故实际气隙磁导表达式为

$$\Lambda(\theta,t)=\Lambda_0+\Lambda_{k_1}\cos(k_1Z_1\theta)+\Lambda_{k_2}\cos[k_2Z_2(\theta-\omega_r t)]+\Lambda_{k_1}\Lambda_{k_2}\cos(k_1Z_1\theta)\cos[k_2Z_2(\theta-\omega_r t)]/\Lambda_0 \tag{5}$$

将式(5)中的 $\Lambda_{k_1}\cos(k_1Z_1\theta)$、$\Lambda_{k_2}\cos[k_2Z_2(\theta-\omega_r t)]$和 $\Lambda_{k_1}\Lambda_{k_2}\cos(k_1Z_1\theta)\cos[k_2Z_2(\theta-\omega_r t)]/\Lambda_0$ 替换成 λ_{k_1}、λ_{k_2} 和 $\lambda_{k_1}\lambda_{k_2}$，则气隙磁导表达式为

$$\Lambda(\theta,t)=\Lambda_0+\sum_{k_1}\lambda_{k_1}+\sum_{k_2}\lambda_{k_2}+\sum_{k_1}\sum_{k_2}\lambda_{k_1}\lambda_{k_2} \tag{6}$$

式中：λ_{k_1} 为只考虑定子开槽时引起的谐波磁导；λ_{k_2} 为只考虑转子开槽时引起的谐波磁导；$\lambda_{k_1}\lambda_{k_2}$ 为定转子同时开槽时相互作用引起的谐波磁导[21-22]。

转子偏心影响转子轴心和定子轴心的相对位置，间接改变了气隙磁导的分布，但气隙磁势几乎不发生改变。当发生偏心故障时，感应电机整体的轴心位置发生变化，周向气隙长度沿着转子的外圆分布不均匀，在不同位置点处对应的气隙长度不同，相关的电磁特性也会发生变化[23]。为了研究相关的电磁特性随着偏心距离变化的规律，采用如图 3 所示的直角坐标系下的静偏心来表示偏心后的气隙长度。

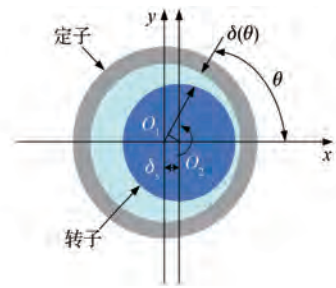


图 3　直角坐标系下静偏心示意图

Fig. 3　Static eccentricity in the rectangular coordinate system

忽略定子开槽和转子开槽相互作用产生的磁导变化，再根据式(2)和式(5)可得气隙磁密表达式[24]：

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$B(\theta,t)=f(\theta,t)\Lambda(\theta,t)=F_0\Lambda_0\cos(p\theta-\omega_1 t-\varphi_p)+\sum_{\nu}F_\nu\Lambda_0\cos(\nu\theta-\omega_1 t-\varphi_\nu)+\sum_{\mu}F_\mu\Lambda_0\cos(\mu\theta-\omega_\mu t-\varphi_\mu)+\sum_{k_1}\frac{F_0\Lambda_{k_1}}{2}\cos(\nu\theta-\omega_1 t-\varphi_p)+\sum_{k_2}\frac{F_0\Lambda_{k_2}}{2}\cos(\mu\theta-\omega_\mu t-\varphi_p) \tag{7}$$

式中:$F_0\Lambda_0\cos(p\theta-\omega_1 t-\varphi_p)$为合成磁密的主要部分,由主波合成磁势和气隙磁导不变部分的积构成;剩余几项为定转子谐波磁势和定转子谐波磁导相互作用所产生的磁密。

根据式(7)可得理想状态下的电机气隙磁密组成成分,如表 1 所示。

表 1 理想状态下的电机气隙磁密组成成分

Tab. 1 Components of motor air-gap flux density under ideal conditions

幅值/T	阶次	频率/Hz
$F_0\Lambda_0$	p	$\omega_1/2\pi$
$F_\nu\Lambda_0$	k_1Z_1+p	$\omega_1/2\pi$
$F_\nu\Lambda_0$	$(6k_1+1)p$	$\omega_1/2\pi$
$F_\mu\Lambda_0$	k_2Z_2+p	$\omega_\mu/2\pi$
$F_0\Lambda_{k_1}/2$	k_1Z_1+p	$\omega_1/2\pi$
$F_0\Lambda_{k_2}/2$	k_2Z_2+p	$\omega_\mu/2\pi$

当电机在转子静偏心故障下时,周向位置 θ 处的气隙长度可以表示为

$$\delta(\theta)=\delta_0-\delta_s\cos\theta=\delta_0(1-\tau\cos\theta) \tag{8}$$

式中:δ_s 为偏心距离长度;δ_0 为初始气隙长度;$\tau=\delta_s/\delta_0$ 为偏心率。

此时,气隙磁导表达式为

$$\Lambda_\tau(\theta,t)=\Lambda(\theta,t)/(1-\tau\cos\theta)\approx\Lambda(\theta,t)(1+\tau\cos\theta) \tag{9}$$

故静偏心下的气隙磁密表达式为

$$B_\tau(\theta,t)=f(\theta,t)\Lambda_\tau(\theta,t)=F_0\Lambda_0\cos(p\theta-\omega_1 t-\varphi_p)+\sum_{\nu}F_\nu\Lambda_0\cos(\nu\theta-\omega_1 t-\varphi_\nu)+\sum_{\mu}F_\mu\Lambda_0\cos(\mu\theta-\omega_\mu t-\varphi_\mu)+\sum_{k_1}\frac{F_0\Lambda_{k_1}}{2}\cos(\nu\theta-\omega_1 t-\varphi_p)+\sum_{k_2}\frac{F_0\Lambda_{k_2}}{2}\cos(\mu\theta-\omega_\mu t-\varphi_p)+\frac{F_0\Lambda_0\tau}{2}\cos[(p\pm1)\theta-\omega_1 t-\varphi_p]+\sum_{\nu}\frac{F_\nu\Lambda_0\tau}{2}\cos[(\nu\pm1)\theta-\omega_1 t-\varphi_\nu]+\sum_{\mu}\frac{F_\mu\Lambda_0\tau}{2}\cos[(\mu\pm1)\theta-\omega_\mu t-\varphi_\mu]+\sum_{k_1}\frac{F_0\Lambda_{k_1}\tau}{4}\cos[(\nu\pm1)\theta-\omega_1 t-\varphi_p]+\sum_{k_2}\frac{F_0\Lambda_{k_2}\tau}{4}\cos[(\mu\pm1)\theta-\omega_\mu t-\varphi_p] \tag{10}$$

根据式(10)可得静偏心故障下的电机气隙磁密组成成分,如表 2 所示。

表 2 静偏心故障下的电机气隙磁密组成成分

Tab. 2 Components of motor air-gap flux density under static eccentricity fault

幅值/T	阶次	频率/Hz
$F_0\Lambda_0$	p	$\omega_1/2\pi$
$F_\nu\Lambda_0$	k_1Z_1+p	$\omega_1/2\pi$
$F_\nu\Lambda_0$	$(6k_1+1)p$	$\omega_1/2\pi$
$F_\mu\Lambda_0$	k_2Z_2+p	$\omega_\mu/2\pi$
$F_0\Lambda_{k_1}/2$	k_1Z_1+p	$\omega_1/2\pi$
$F_0\Lambda_{k_2}/2$	k_2Z_2+p	$\omega_\mu/2\pi$
$F_0\Lambda_0\tau/2$	$p\pm1$	$\omega_1/2\pi$
$F_\nu\Lambda_0\tau/2$	$\nu\pm1$	$\omega_1/2\pi$
$F_\mu\Lambda_0\tau/2$	$\mu\pm1$	$\omega_\mu/2\pi$
$F_0\Lambda_{k_1}\tau/4$	$\nu\pm1$	$\omega_1/2\pi$
$F_0\Lambda_{k_2}\tau/4$	$\mu\pm1$	$\omega_\mu/2\pi$

由表 2 可知,与理想状态下相比,电机在静偏心故障时增加了次数为 $p\pm1$、$\nu\pm1$ 和 $\mu\pm1$,幅值为 $F_0\Lambda_0\tau/2$、$F_\nu\Lambda_0\tau/2$、$F_\mu\Lambda_0\tau/2$、$F_0\Lambda_{k_1}\tau/4$ 和 $F_0\Lambda_{k_2}\tau/4$ 的空间谐波,但其频率依然为 $\omega_1/2\pi$、$\omega_\mu/2\pi$,结果表明静偏心故障只会改变电机气隙磁密的阶次和幅值,而不影响频率。

1.3 电磁力密度及 UMP

电机正常运行时,会产生径向电磁力和切向电磁力。如果电机是对称的,即转子的旋转轴和定子的几何中心轴在同一条直线上,此时径向电磁力被抵消,切向电磁力产生旋转扭矩。发生偏心后,转子旋转轴与定子几何中心轴不重合,作用在转子和定子之间的电磁力不平衡,即产生 UMP。UMP 作用于最短气隙方向,试图进一步增加偏心大小,最终可能导致摩擦接触。

为了计算作用在电机转子中心的 UMP,引入应力张量 $\boldsymbol{\sigma}_\eta$,$\boldsymbol{\sigma}_\eta$ 可根据气隙磁场分布的 Maxwell

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

方程来计算：

$$\boldsymbol{\sigma}_{\eta}=\frac{1}{\mu}\left(\boldsymbol{B}_{i}\boldsymbol{B}_{j}-\frac{1}{2}\delta_{ij}\boldsymbol{B}_{k}\boldsymbol{B}_{k}\right) \tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{B}_i$ 为 x 轴方向单位磁密；$\boldsymbol{B}_j$ 为 y 轴方向单位磁密；$\boldsymbol{B}_k$ 为 z 轴方向单位磁密；δ_{ij} 为 x 轴与 y 轴的夹角。

由于空气磁导率和铁心磁导率相差很大，在引入极坐标后，可以得到电磁力密度表达式：

$$\begin{cases}F_{\mathrm{r}}\approx\sigma_{\mathrm{r}}^{\mathrm{air}}=\dfrac{1}{2\mu_{\mathrm{air}}}(B_{\mathrm{r}}^{2}-B_{\mathrm{t}}^{2})\\F_{\mathrm{t}}\approx\sigma_{\mathrm{t}}^{\mathrm{air}}=\dfrac{1}{\mu_{\mathrm{air}}}B_{\mathrm{r}}B_{\mathrm{t}}\end{cases} \tag{12}$$

式中：$\mu_{\mathrm{air}}=4\pi\times10^{-7}$ 为空气磁导率；B_{r}、B_{t} 分别为径向、切向气隙磁密；F_{r}、F_{t} 分别为径向、切向电磁力密度。

作用在转子中心的 UMP 由 F_{r} 沿转子表面的积分来确定[25]：

$$F=\int_{0}^{2\pi}F_{\mathrm{r}}\cdot r\mathrm{d}\theta \tag{13}$$

对于 FSCW 感应电机而言，B_{r} 大于 B_{t}，因此在计算 UMP 时，可以忽略 B_{t}，此时 $F_{\mathrm{r}}=B_{\mathrm{r}}^{2}/2\mu_{\mathrm{air}}$，$F_{\mathrm{r}}$ 与 B_{r} 的平方成正比。代入静偏心下的气隙磁密表达式 $B_r(\theta,t)$ 可得[26]：

$$F_{\mathrm{r}}=\sum_{k_3}F_{k_3}\cos(k_3\theta-\omega_{k_3}t) \tag{14}$$

式中：k_3 为谐波次数；F_{k_3} 为径向电磁力密度幅值；ω_{k_3} 为径向电磁力密度的角频率。

由式(13)和式(14)可知，感应电机的 UMP 大小受电机气隙磁密，尤其是径向气隙磁密影响，如果能很好地抑制径向气隙磁密，则电机的 UMP 将会减小。

2 有限元模型的建立和分析

2.1 FSCW 感应电机建模和偏心的设置

本文提出了一种 FSCW 单转子感应电机，其结构图和具体参数如图 4 和表 3 所示。

由图 4 可知，电机定转子都采用双层绕组，Y 型连接方式，串联连接。利用 Ansys-Maxwell 对 FSCW 感应电机进行二维有限元建模分析。对于定子 45 槽转子 54 槽的电机，可以将其看作是由定子 15 槽转子 18 槽的单元电机所构成的，且定子和转子能够保持原有的电磁场分布特性。对于



图 4 单转子结构图

Fig. 4 Structure diagram of single rotor

定子 15 槽转子 18 槽的感应电机，转子 18 槽 FSCW 的槽极配合关系满足 $Q=2p\pm4$，其主导极对数为 7 对极和 11 对极；定子 15 槽 FSCW 的槽极配合关系满足 $Q=2p\pm1$，其主导极对数为 7 对极和 8 对极。定子绕组产生的 7 次谐波磁场和转子绕组产生的 7 次谐波磁场发生强耦合，成为感应电机主磁场[27]，故 7 次谐波所占的比例最大，对电机在理想状态下的气隙磁密进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform，FFT)，结果如图 5 所示。

表 3 FSCW 单转子感应电机参数

Tab. 3 FSCW single-rotor induction motor parameters

参数名称	参数值
额定功率/kW	0.096
额定电压/V	380
频率/Hz	50
定、转子外径/mm	91、63.15
定、转子内径/mm	63.5、27.5
轴向长度/mm	100
定、转子槽数	15、18
定、转子极对数	7、7
气隙长度/mm	0.35

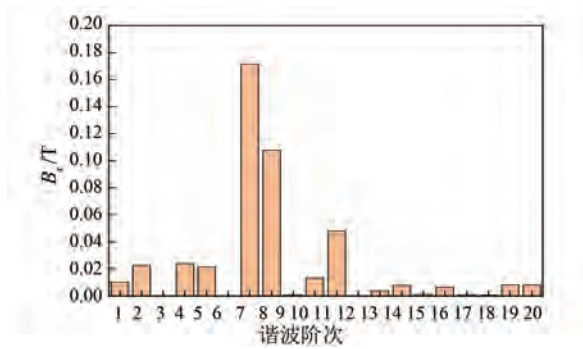


图 5 理想状态下的气隙磁密 FFT 结果

Fig. 5 FFT results of air-gap flux density under ideal conditions

为了确定不同偏心距离下的气隙磁密，通过

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

ACT-Extensions 功能设置 FCSW 感应电机中的转子偏心距离,同时使 FSCW 感应电机处于静偏心状态,如本文所述的 X 方向静偏心。在 X 正方向上设置转子偏心,使转子周围气隙不均匀,即转子向右移动,使右部气隙小于左部气隙,如图 6 所示。

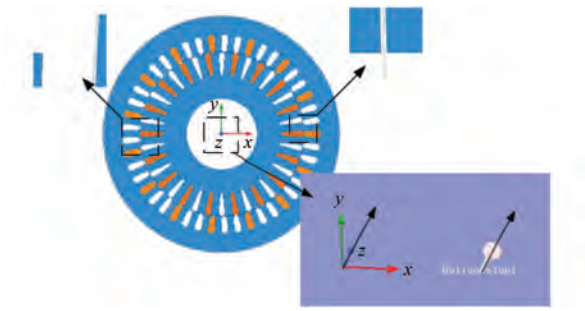


图 6 转子偏心

Fig. 6 Rotor eccentricity

2.2 气隙磁密分析

转子偏心是造成 UMP 的主要原因。由于气隙的不对称,使得周向气隙的磁阻不均匀,因此,相对两侧的电磁力密度不一样[28]。给定子和转子分别通以对称的三相电压和三相电流激励,得到如图 7 所示的不同偏心距离下的气隙磁密图。由图 7 可知,随着偏心距离的增大,气隙磁密幅值也明显增大。进一步对气隙磁密进行 FFT,结果如图 8 所示。以偏心距离为 0.3 mm 为例,分析静偏心故障下的气隙磁密谐波组成,结果如表 4 所示。

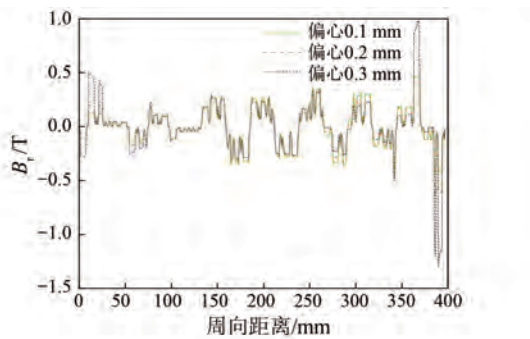


图 7 不同偏心距离下的气隙磁密

Fig. 7 Air-gap flux density at different eccentricity values

由表 4 可知,电机在理想状态下运行时,气隙磁密的空间阶次主要为 7 次、8 次、11 次、22 次、23 次、25 次、29 次、37 次和 38 次。其中,8 次、22 次为定子一阶齿谐波;23 次、37 次为定子二阶齿谐波;38次为定子三阶齿谐波;11次、25次为转子一阶齿谐波;29 次为转子二阶齿谐波。由于其他阶次的定子齿谐波和转子齿谐波幅值较小,故这些齿谐波含量可以忽略不计。FSCW 感应电机在理想状态下运行时,由于其内部磁通的对称性和三相绕组的特性,故不存在 3 次谐波和 3 的倍数次谐波。当感应电机发生静偏心后,不但引入

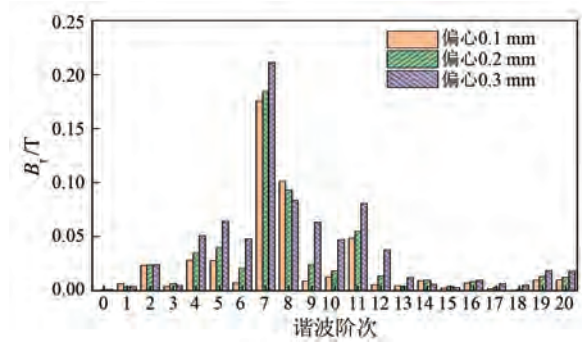


图 8 不同偏心距离下的气隙磁密 FFT 结果

Fig. 8 FFT results of air-gap flux density at different eccentricity values

表 4 静偏心 0.3 mm 时的气隙磁密谐波组成

Tab. 4 Harmonic components of air-gap flux density at 0.3 mm static eccentricity

谐波类型	幅值/T	阶次	频率/Hz
基波	0.171 8	7	50
定子一阶齿谐波	0.048 2	22	50
	0.108 1	−8	
定子二阶齿谐波	0.041 7	37	50
	0.039 6	−23	
定子三阶齿谐波	0.015 4	52	50
	0.053 9	−38	
定子绕组相带谐波	0.013 0	56	50
	0.013 1	−35	
	0.001 5	91	
	0.003 3	−77	
转子一阶齿谐波	0.039 5	25	140
	0.048 2	−11	40
转子二阶齿谐波	0.018 3	43	230
	0.041 1	−29	130
转子三阶齿谐波	0.016 5	61	320
	0.007 2	−47	220
静偏心下引入的磁密谐波	0.047 8	6	50
	0.192 0	8	
	0.063 6	−9	
	0.382 9	−7	
	0.018 7	21	
	0.090 9	23	
	0.023 9	24	140
	0.037 3	26	
	0.047 0	−10	40
	0.037 7	−12	

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

了 3 的倍数次谐波，例如 6 次、9 次、12 次、21 次和 24 次，还改变了原有阶次谐波的幅值，例如 7 次谐波的幅值从 0.171 8 变为 0.211 1。表 4 中阶次为正，幅值为正；阶次为负，幅值为实际值的绝对值，很好地解释了图 8 中静偏心引入了 8 次谐波，但 8 次谐波的幅值却下降的结果。但静偏心故障并不产生其他不同频率的谐波，静偏心故障下谐波的频率还是 50 Hz、40 Hz 和 140 Hz。

2.3 径向电磁力密度和 UMP 分析

由式(14)可知，电机在理想状态下运行时产生的径向电磁力密度主要组成成分为 1 次、4 次、14 次、15 次、18 次、36 次和 45 次。其中 14 次为主波气隙磁场所产生的径向电磁力密度，其余阶次为定子齿谐波和转子齿谐波相互作用所产生的径向电磁力密度。电机发生静偏心故障时组成径向电磁力密度的谐波次数为理想状态下的各次谐波次数±1。不同偏心距离下的径向电磁力密度的 FFT 结果如图 9 所示。

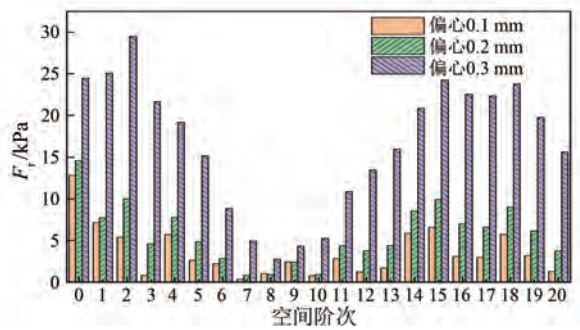


图 9 不同偏心距离下的电磁力密度 FFT 结果

Fig. 9 FFT results of electromagnetic force density at different eccentricity values

由图 9 可知，不同偏心距离下的径向电磁力密度的主要组成成分为 0 次、2 次、3 次、5 次、13 次、14 次、15 次、16 次、17 次和 19 次，仿真结果与理论计算一致。通过有限元计算出不同偏心距离下作用在转子上的 UMP 平均值，结果如表 5 所示。

表 5 不同偏心距离下的 UMP 平均值

Tab. 5 Mean value of UMP at different eccentricity values

偏心距离/mm	UMP 平均值/N
0	0
0.1	325.82
0.2	370.55
0.3	616.14

表 5 的结果表明电机在理想状态下运行时不存在 UMP，但随着偏心距离的增大，UMP 也明显增大。当 UMP 的值增大到某个临界值时，电机可能会发生损坏，故抑制 UMP 十分重要。

3 定子闭槽法

本文采用定子闭槽法来优化气隙磁密从而抑制 UMP。图 10 为定子闭槽示意图。

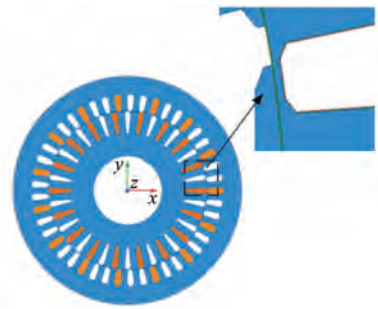


图 10 定子闭槽示意图

Fig. 10 Schematic diagram of stator slot closure

FSCW 感应电机在加对称的三相激励时，由于发生了转子偏心，导致气隙中磁路发生变化，再加上齿槽效应，会引入大量的气隙谐波，影响电磁力密度在定转子上的分布。产生电磁力的原因有三方面：励磁绕组相互作用产生电磁力；电枢绕组相互作用产生径向电磁力；电枢绕组和励磁绕组相互作用产生电磁力。相较于定子开槽的结构，定子闭槽时，电机气隙结构分布均匀，定子齿谐波含量会大量减小，气隙磁密幅值和谐波数量也会降低，电枢绕组相互作用产生的电磁力、电枢绕组和励磁绕组相互作用产生的电磁力也会降低，故电机的 UMP 也会大量减小。对电机在偏心 0.3 mm 时，定子开槽和定子闭槽两种情况的气隙磁密分别进行有限元仿真，结果如图 11 所示。进一步计算可得，定子闭槽下的气隙磁密平均值小于定子开槽下的气隙磁密平均值。

由表 4 可知，定子的一阶齿谐波主要为 22 次和 8 次，定子的二阶齿谐波主要为 37 次和 23 次，定子的三阶齿谐波主要为 52 次和 38 次。对定子开槽和定子闭槽两种情况的气隙磁密进行 FFT，结果如图 12 所示，可见相较于定子开槽，定子闭槽时定子齿谐波含量大量减小。

图 13 为电机在偏心 0.3 mm 时，定子闭槽和定子开槽下的 UMP 对比。由图 13 可知，定子开

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

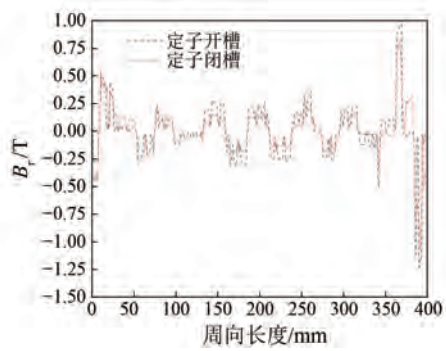


图 11 定子开槽和定子闭槽下的气隙磁密

Fig. 11 Air-gap flux density under stator with slots and stator with closed slots

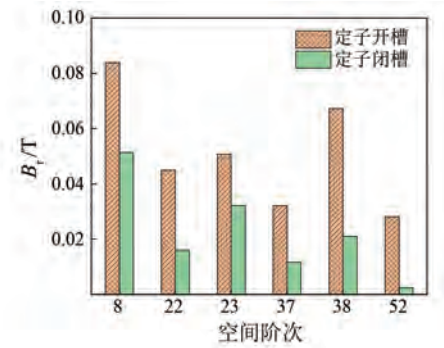


图 12 定子开槽和定子闭槽时的定子齿谐波 FFT 结果

Fig. 12 FFT results of stator tooth harmonic for stator with slots and stator with closed slots

槽下 UMP 平均值为 616.14 N,定子闭槽下 UMP 平均值为 481.65 N,UMP 平均值下降了 134.49 N,下降了 21.83%,该结果证明了定子闭槽能很好地抑制 UMP。

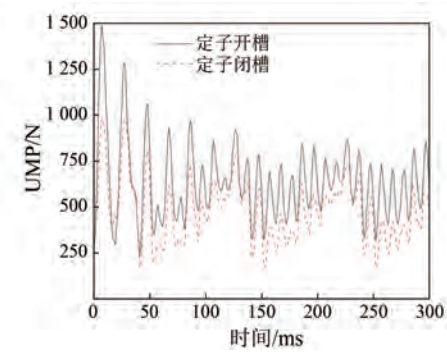


图 13 定子开槽和定子闭槽下的 UMP

Fig. 13 UMP under stator with slots and stator with closed slots

4 结语

本文以一台定子 15 槽转子 18 槽的 FSCW 感应电机为研究对象,通过磁势-磁导法对比分析了电机在理想状态下和发生转子偏心故障下的气隙磁密、径向电磁力密度和 UMP;采用定子闭槽法抑制 UMP,并基于有限元仿真进行验证,得到如下结论。

(1) 电机转子偏心不但引入了电机在理想状态下运行时所没有的 3 的倍数次谐波,还改变了主波幅值,但没有改变原来谐波的频率。

(2) 电机发生静偏心故障时组成径向电磁力密度的谐波次数为理想状态下运行时的谐波次数 ±1,且静偏心故障下的径向电磁力密度的幅值远大于理想状态下的幅值。故电机转子偏心的距离越大,所产生的 UMP 越大。

(3)相较于定子开槽,定子闭槽时电机的气隙磁密平均值减小,定子齿谐波含量大幅减小,UMP 平均值下降了 21.83%。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

周明杰进行了方案设计、内容总结与论文撰写,周明杰、王子刚、张一鸣进行了试验研究,骆皓、高阳参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary and paper writing were carried out by Zhou Mingjie. The experiment research was conducted by Zhou Mingjie, Wang Zigang and Zhang Yiming. The manuscript was revised by Luo Hao and Gao Yang. All authors have read the last version of paper and consented for submission.

参 考 文 献

[1] 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

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

winding induction machines [J]. Electric Machines & Control Application，2023，50(11)：86-95.

[2] 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.

[3] 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.

[4] 狄冲. 感应电机偏心故障下特性分析与检测技术研究[D]. 合肥：合肥工业大学，2017.
DI C. Performance analysis of induction motors with rotor eccentricity faults and its detection technology [D]. Hefei：Hefei University of Technology，2017.

[5] 李志明. 分数槽绕组永磁同步电机不平衡电磁力的分析和抑制[D]. 天津：天津大学，2012.
LI Z M. Analysis and suppression of unilateral magnetic force in permanent magnet synchronous machine with fractional-slot windings [D]. Tianjin：Tianjin University，2012.

[6] 王晓远，李志明. 分数槽绕组永磁同步电机不平衡磁拉力的分析[J]. 微电机，2013，46(2)：9-12+54.
WANG X Y，LI Z M. Analysis of unilateral magnetic force in permanent magnet synchronous machine with fractional-slot winding [J]. Micromotors，2013，46(2)：9-12+54.

[7] 何玉灵，徐明星，张文，等. 发电机转子倾斜偏心对绕组相电流的影响[J]. 中国工程机械学报，2023，21(2)：95-101.
HE Y L，XU M X，ZHANG W，et al. Effect of rotor inclination eccentricity on winding phase current in generators [J]. Chinese Journal of Construction Machinery，2023，21(2)：95-101.

[8] 陈立正. 变频驱动下感应电动机气隙偏心故障检测方法研究[D]. 徐州：中国矿业大学，2023.
CHEN L Z. Research on detection method of air-gap eccentricity fault for inverter-fed induction motor [D]. Xuzhou：China University of Mining and Technology，2023.

[9] BURAKOV A，ARKKIO A. Comparison of the unbalanced magnetic pull mitigation by the parallel paths in the stator and rotor windings [J]. IEEE Transactions on Magnetics，2007，43(12)：4083-4088.

[10] SALAH A A，DORRELL D G，GUO Y G. A review of the monitoring and damping unbalanced magnetic pull in induction machines due to rotor eccentricity [J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2019，55(3)：2569-2580.

[11] DI C，BAO X H，WANG H F，et al. Modeling and analysis of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with curved dynamic eccentricity [J]. IEEE Transactions on Magnetics，2015，51(8)：8106507.

[12] WALLIN M，RANLOF M，LUNDIN U. Reduction of unbalanced magnetic pull in synchronous machines due to parallel circuits [J]. IEEE Transactions on Magnetics，2011，47(12)：4827-4833.

[13] BASHEER J，BINDU G R. A novel technique to arrest unbalanced magnetic pull due to conical motion in three phase induction motor using feedforward control [C]//2017 International Conference on Nascent Technologies in Engineering，Vashi，2017.

[14] 匡建雨，骆皓，孙春阳，等. 分数槽集中绕组极对数谐波抑制方案对比研究[J]. 电机与控制应用，2024，51(11)：110-122.
KUANG J Y，LUO H，SUN C Y，et al. Research on comparison of pole log-harmonic suppression schemes in fractional slot concentrated windings [J]. Electric Machines & Control Application，2024，51(11)：110-122.

[15] NANDI S，BHARADWAJ R M，TOLIYAT H A. Mixed eccentricity in three phase induction machines：Analysis，simulation and experiments [C]// Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference 37th IAS Annual Meeting，Pittsburgh，2002.

[16] DEMIR Y，El-REFAIE A M，AYDIN M. Investigation of asymmetric and unbalanced winding structures for 3-phase permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion，2020，36(3)：1722-1732.

[17] 白晖宇，荆建平，孟光. 电机不平衡磁拉力研究现状与展望[J]. 噪声与振动控制，2009，29(6)：

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

5-7+33.
BAI H Y, JING J P, MENG G. Survey and outlook on the research of the unbalanced magnetic pull in the motors [J]. Noise and Vibration Control, 2009, 29(6): 5-7+33.

[18] 何玉灵, 王世云, 孙凯, 等. 轴径向静态偏心故障下外转子永磁发电机电磁转矩特性分析[J]. 电机与控制学报, 2024,28(1):12-25.
HE Y L, WANG S Y, SUN K, et al. Analysis of electromagnetic torque characteristics of external rotor permanent magnet generator with axial radial static eccentricity fault [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(1): 12-25.

[19] 刘正杨, 宋永兴, 王雨非, 等. 偏心转子表面非平稳电磁力研究 [J]. 山东建筑大学学报, 2023, 38(2): 57-62+78.
LIU Z Y, SONG Y X, WANG Y F, et al. Analysis of unbalanced radial electromagnetic force on the surface of eccentric rotor [J]. Journal of Shandong Jianzhu University, 2023, 38(2): 57-62+78.

[20] 任杰, 王秀和, 赵文良, 等. 永磁同步电机转子偏心空载气隙磁场解析计算[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(8): 26-32.
REN J, WANG X H, ZHAO W L, et al. Open circuit magnetic field prediction in permanent magnet synchronous machine with rotor eccentricity [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(8): 26-32.

[21] 邵思语. 感应电动机转子偏心故障诊断方法研究[J]. 微特电机, 2019, 47(6): 24-30.
SHAO S Y. Research on rotor eccentricity fault diagnosis methods of induction motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2019, 47(6): 24-30.

[22] 张存, 沈意平, 阳雪兵, 等. 气隙偏心下永磁风力发电机定子电磁振动特性分析[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(4): 53-59.
ZHANG C, SHEN Y P, YANG X B, et al. Electromagnetic vibration characteristics analysis of permanent magnet wind generator under air gap eccentricity [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(4): 53-59.

[23] 周凡, 崔江, 杨静. 电励磁双凸极发电机偏心特性研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(4): 40-49.
ZHOU F, CUI J, YANG J. Eccentricity characteristics of doubly salient electromagnetic generator [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(4): 40-49.

[24] 赖文海, 黄开胜, 周游. 永磁同步电机转子偏心电磁力和挠度的分析与计算[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(1): 74-79+95.
LAI W H, HUANG K S, ZHOU Y. Analysis and calculation of eccentric electromagnetic force and deflection of permanent magnet synchronous motor rotor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 74-79+95.

[25] 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):6 2-68.
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.

[26] HE T R, ZHU Z Q, XU F, et al. Influence of rotor eccentricity on electromagnetic performance of 2-pole/3-slot PM motors [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37(1): 696-706.

[27] DORRELL D G. Sources and characteristics of unbalanced magnetic pull in three-phase cage induction motors with axial-varying rotor eccentricity [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 47(1): 12-24.

[28] WU X, ZJU Z Q, WU Z Y, et al. Analysis and suppression of rotor eccentricity effects on fundamental model based sensorless control of permanent magnet synchronous machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 4896-4905.

收稿日期:2024-12-17
收到修改稿日期:2024-12-26

作者简介:

周明杰(2000-),男,硕士研究生,研究方向为新型电机的设计及控制技术,18054047290@163.com;

*通信作者:骆皓(1978-),男,博士,教授,研究方向为双馈风力发电机及交流励磁控制技术,5188051@qq.com。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.