

定子齿轭部附加气隙对轮辐式永磁同步电机 声学性能的影响

戚国阳^{1,2}, 刘畅^{1,2}, 王寅^{1,2}, 邱鑫^{1,2*}, 杨建飞^{1,2}

(1. 南京师范大学 电气与自动化工程学院, 江苏 南京 210023;

2. 江苏省三维打印装备与制造重点实验室, 江苏 南京 210042)

Influence of Additional Air Gap in Stator Tooth-Yoke on the Acoustic Performance of Spoke-Type Permanent Magnet Synchronous Motors

QI Guoyang^{1,2}, LIU Chang^{1,2}, WANG Yin^{1,2}, QIU Xin^{1,2*}, YANG Jianfei^{1,2}

(1. School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China;

2. Jiangsu Key Laboratory of 3D Printing Equipment and Manufacturing, Nanjing 210042, China)

Abstract: [**Objective**] To address the issue of electromagnetic vibration and noise in spoke-type permanent magnet synchronous motor (STPMSM), this study investigates the impact of additional air gap between the stator teeth and yoke on the acoustic performance of STPMSM. The aim is to reduce electromagnetic vibration and noise by designing an optimal additional air-gap structure. [**Methods**] Firstly, a finite element model of the STPMSM was developed to analyze its electromagnetic field characteristics. The electromagnetic force was decomposed into radial and tangential components using the Maxwell stress tensor method and two-dimensional Fourier transform to examine its spatiotemporal distribution. Then, a 10-pole 12-slot STPMSM test platform was constructed to simulate vibration and noise responses under actual operating conditions. Modal analysis, hammer response experiments, and frequency response function measurements were conducted to validate the simulation results. Finally, a comparative study was performed between uniform and non-uniform additional air gap structures, evaluating the effects of triangular and convex tooth-yoke separation structures on overall acoustic performance. [**Results**] Both simulation and experimental results demonstrated that introducing an additional air gap between the stator teeth and yoke reduced the motor's sound pressure level by approximately 2.3 dB. Finite element

analysis revealed that the dominant radial force components corresponded to specific spatial harmonics, aligning with actual noise frequencies. Although the non-uniform additional air gap introduced new spatiotemporal components of electromagnetic force, its impact on overall acoustic performance was negligible. Furthermore, the stator with a triangular tooth-yoke separation structure exhibited significantly better noise reduction performance than the convex structure. [**Conclusion**] This study confirms that the additional air gap effectively reduces electromagnetic vibration and noise in STPMSM. The difference in acoustic performance between uniform and non-uniform air gaps was not significant, while the triangular tooth-yoke separation structure demonstrated superior noise reduction capabilities. Furthermore, optimizing additional air gap parameters using genetic algorithms can further enhance acoustic performance, offering new insights and methodologies for motor noise control.

Key words: spoke-type permanent magnet synchronous motor; additional air gap; tooth-yoke separation structure; acoustic performance

摘要: [**目的**] 针对轮辐式永磁同步电机 (STPMSM) 的电磁振动噪声问题, 本文研究了定子齿部和轭部间附加气隙对 STPMSM 声学性能的影响, 旨在通过设计气隙结构降低电磁振动和噪声。 [**方法**] 首先, 构建 STPMSM 的有限元模型深入分析电磁场特性, 采用麦克斯韦应力张量法与二维傅里叶变换法相结合将电磁力分解为径向分量和切向分量以研究电磁力时空分布特征; 其次, 搭建 10 极 12 槽 STPMSM 试验平台, 模拟实际工况下振动与噪声

基金项目: 2024 年江苏省研究生科研创新项目 (KYCX24_1872)

2024 Jiangsu Province Graduate Research Innovation Project (KYCX24_1872)

响应,并通过模态分析、锤击响应测试及频响函数测量以验证仿真结果;最后,对均匀和非均匀附加气隙两种结构方案进行比较研究,并评估三角形与凸型齿轭分离结构对整体声学性能的影响。【结果】仿真和试验结果均表明,在定子齿部与轭部之间引入附加气隙后,电机的声压级降低了约 2.3 dB。有限元分析显示,主要的径向力分量与特定的空间谐波相对应,与实际噪声频率一致。非均匀附加气隙虽引入新的电磁力时空分量,但对整体声学性能的影响较小;三角形齿轭分离结构设计的定子降噪方面明显优于凸型。【结论】本文研究证实了附加气隙可有效降低 STPMSM 的电磁振动和噪声,均匀与非均匀气隙对声学性能影响差异不显著,三角形齿轭分离结构声学性能更优,且通过遗传算法优化附加气隙结构参数进一步提升声学性能,为电机噪声控制提供新的思路与方法。

关键词: 轮辐式永磁同步电机;附加气隙;齿轭分离结构;声学性能

0 引言

近年来,随着工业自动化水平的提高,轮辐式永磁同步电机(Spoke-Type Permanent Magnet Synchronous Motor, STPMSM)的齿轭分离结构成为研究热门。该齿轭分离结构具有诸多显著优势:便于实现闭口槽、定子绕线方便、槽满率高、节约材料、工艺简化以及便于自动化生产等^[1-3]。此外,采用模块化设计更容易适应不同的应用需求,通过灵活组合各类模块,能够满足特定应用^[4-5]。

目前,国内外大量文献围绕定子模块化的永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)展开了广泛研究。Z. Q. Zhu等^[6]研究了定子分段结构,发现制造公差、缺陷对电磁性能的影响可以忽略不计,但对齿槽转矩却产生了较大影响。为了改善转矩性能,M. Zheng等^[7]提出了一种新型模块化定子槽结构。文献[8]则对模块化定子槽开口进行了改进。在模块化电机的热管理中,R. Zhou等^[9-10]提出在定子结构的模块化间隙中嵌入冷却系统,可以显著提升机体的热量移除效率,进而优化电机的整体散热性能,确保电机在持续运行中维持高效且稳定的性能。总体而言,当前对模块化 PMSM 的声学性能的研究较少。

随着经济、社会和科技的快速发展,工业消费

品领域对电机的性能要求日益提高,其中振动噪声控制成为衡量电机性能的重要指标之一。振动不仅会直接引发噪声问题,而且长期作用的振动极易导致电机疲劳,大幅缩短其使用寿命。更为严峻的是,一旦发生共振现象,电机及负载结构极有可能遭受严重破坏。同时,从环境保护以及提升用户体验舒适性的角度出发,诸如汽车、家用电器及医疗器械等应用领域,将电机振动噪声控制在特定范围内,对于减轻环境噪音污染、优化用户体验具有至关重要的意义。

依据 GB 3096-2008《声环境质量标准》^[11]与 GB 12348-2008《工业企业厂界环境噪声排放标准》^[12]两项国家标准:在日间时段,工业噪声的最大允许值为 65 dB。此外,GB 10069.3-2024《旋转电机噪声测定方法及限值》^[13]的第 3 部分也详细阐述了电机噪声的限值要求。尽管这些标准主要针对大功率三相感应电动机,且自 2017 年 3 月 23 日改为非强制执行,但其对千瓦级电机的噪声规定,仍具有一定借鉴价值。相比之下,针对小型伺服永磁电机,尽管尚未设立专门的统一标准,但鉴于其在众多场所的应用需求,同样不容忽视。小型伺服永磁电机除部分工作于工业,还经常工作于学校、企业等对噪声敏感的区域^[14]。在此类环境下,其应满足 2 类功能区 B 类房间昼间噪声限值指标 50 dB 的要求,限值等级比大型电机 65 dB 的限定标准更为严格。因此,永磁伺服电机在高频条件下的噪声优化值得深入研究。

为了有效控制电机电磁振动及噪声,需从源头入手,通过优化电机结构设计、改进驱动控制策略等措施,从本质上改善电机性能。文献[15]揭示了电机径向力振幅随槽口宽度调整而变化的规律,且这种变化对噪声产生了十分显著的影响。文献[16]提出了一个新的电磁力解析模型并从齿调制的角度说明定子齿、槽对振动噪声的影响较大。文献[17]通过优化定子槽口宽度与槽肩角设计,并结合定子辅助槽的创新应用,有效降低了气隙中的径向磁密强度,进而削弱了电磁力并减少了噪声。然而,该研究中对于此类结构对转矩性能的潜在影响的探讨较为有限。此外,文献[18]也提出通过转子开辅助槽的方法给车用电机降噪,同时利用多因素响应面分析确定了最优的开槽方式。除了转子开辅助槽以外,优化转子隔离磁桥的方法也同样值得

关注。文献[19]研究了转子隔离磁桥偏移对 PMSM 噪声的影响,并提出通过调整转子隔离磁桥有效降低径向电磁力的强度,从而显著改善电机的振动与声学性能。文献[20]借鉴削弱电机齿槽转矩的方法,采用一种独特的转子分段错极和非均匀气隙结合的方式,成功削弱了内嵌式 PMSM 的振动噪声。值得注意的是,该方法在实施过程中所面临的成本问题同样需要综合考虑。

本文针对齿轭分离定子结构,通过研究定子齿部和轭部间附加气隙来优化 STPMSM 的声学性能。建立了 STPMSM 的有限元模型,对比分析传统定子结构和齿轭分离定子结构对 STPMSM 声学性能的影响。并根据麦克斯韦应力张量法和二维傅里叶分解深入分析径向、切向电磁力密度波以及电磁力的时空分布特征。在此基础上分析均匀与非均匀附加气隙对 STPMSM 声学性能的影响。最后,结合仿真,对比分析了三角形和凸型齿轭分离定子结构的声学性能。

1 试验与分析

1.1 噪声试验

本文以一台 10 极 12 槽的 STPMSM 为研究对象,电机基本参数如表 1 所示。为模拟电机在实际应用场景下的噪声与振动响应特性,构建检测电机在不同转速区间内的振动噪声的试验平台,如图 1 所示。其中,测试电机、扭矩传感器与磁滞制动器通过两个联轴器实现连接,麦克风需被放

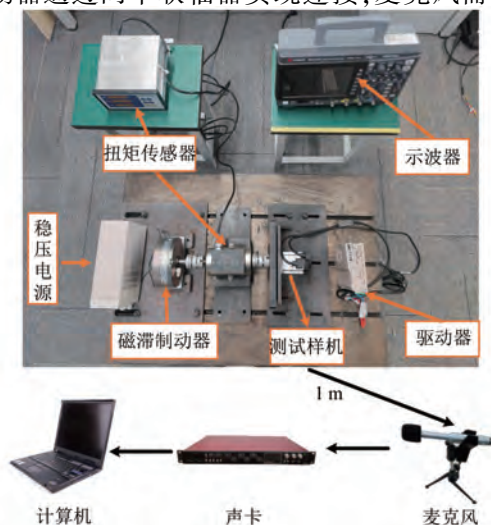


图 1 样机噪声测试试验平台

Fig. 1 Prototype noise testing platform

置于电机的径向位置,因为电机的电磁振动噪声主要沿此方向传播。另外,遵循国家标准 GB/T 10069.1-2006《旋转电机噪声测定方法及限值 第 1 部分:旋转电机噪声测定方法》,麦克风与电机之间的距离被设定为 1 米。测试时,考虑到驱动器噪声对试验的影响,驱动器需要通过隔声板和吸音棉对其进行声学隔离,麦克风将采集到的噪声信号经声卡传输给上位机。

表 1 10 极 12 槽 STPMSM 参数

Tab. 1 Parameters of 10-pole 12-slot STPMSM

| 参数名称 | 参数值 | 参数名称 | 参数值 |
|------------|-----|----------|-----|
| 额定功率/W | 650 | 额定电流/A | 5 |
| 额定转矩/(N·m) | 2 | 定子外径/mm | 57 |
| 定子内径/mm | 38 | 转子外径/mm | 37 |
| 转子内径/mm | 13 | 铁心长度/mm | 45 |
| 永磁体宽度/mm | 3 | 永磁体长度/mm | 6 |
| 气隙长度/mm | 0.5 | 公差范围/mm | 0.1 |

1.2 数据分析

STPMSM 处于带载运行状态时,通过傅里叶变换分析采集数据,得到电机在整个转速区间内的噪声频谱分布,结果如图 2 所示。由于测试样机性能限制,额定负载下样机的最高转速为 4 000 rpm,因此实测的噪声瀑布图转速范围为 1 000 rpm 至 4 000 rpm,噪声大小用声压级描述,其中在 6 302 Hz 处噪声峰值为 69.8 dB。图 3 清晰地显示了电机在 3 000 rpm 额定负载条件下电磁噪声的试验和仿真结果,可以看出在 6 100 Hz

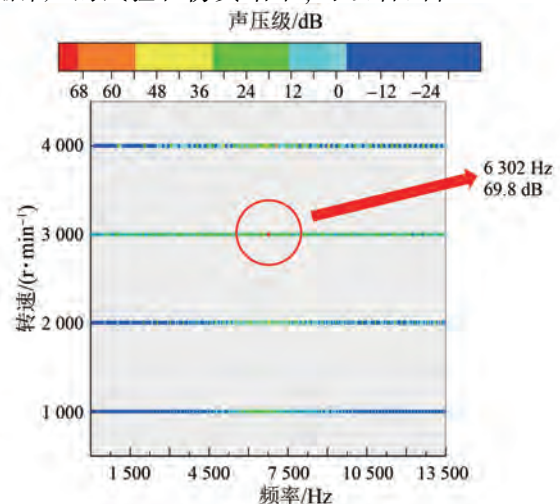


图 2 额定负载条件下的噪声瀑布图

Fig. 2 Noise waterfall chart under rated load conditions

处噪声达到峰值 68.8 dB。

对比图 2 与图 3 的数据可知,试验结果与有限元仿真模型的预测值高度一致,验证了仿真模型的准确性。

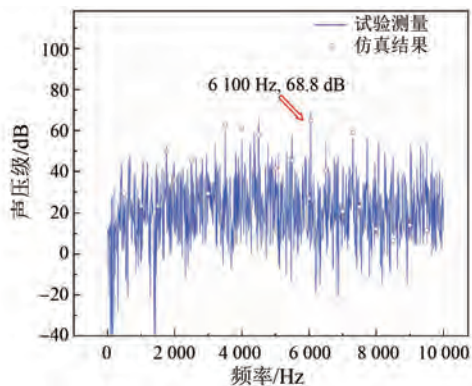


图 3 额定负载条件下 3 000 rpm 噪声频谱图

Fig. 3 Noise spectrum at 3 000 rpm under rated load conditions

1.3 模态试验

测试样机电磁性能的试验平台如图 4 所示。

整个平台由上位机、力锤、加速度传感器、扭矩传感器和测试电机组成。其中,力信号是激励信号,加速度信号是响应信号。

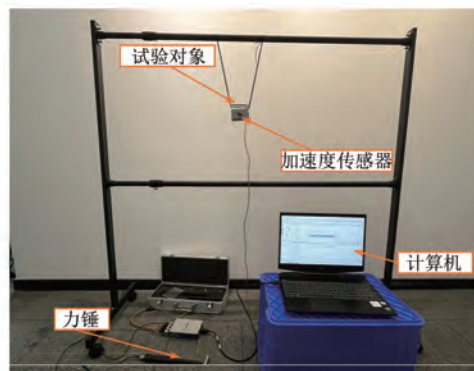


图 4 电机模态测试平台

Fig. 4 Motor modal testing platform

在锤击响应试验过程中,力锤共敲击 3 次,无连击且间隔适中,确保前次加速度信号衰减完毕。力信号与加速度信号的时域波形如图 5 所示,频响函数幅值信息如图 6 所示。

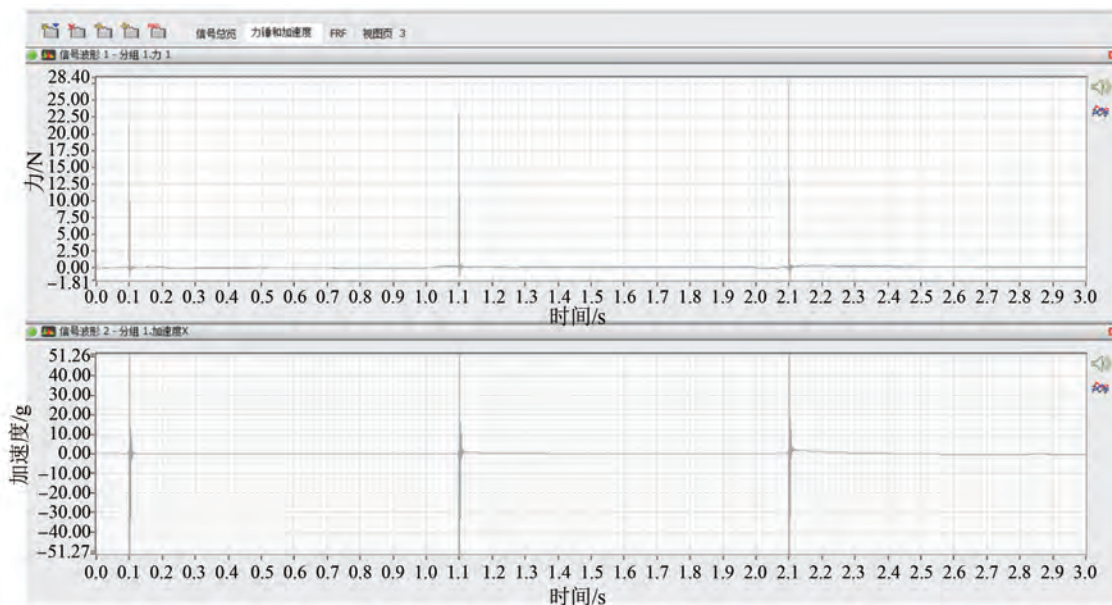


图 5 锤击响应试验

Fig. 5 Hammer response experiments

考虑到基于结构的频响函数在其模态频率位置处会出现峰值,基于此可以实现对结构的模态参数识别。采用峰值拾取法,在图 6 中可以确定的模态频率分别为 2 684 Hz 和 5 865 Hz,与有限元分析的空间一阶模态频率 2 406 Hz、空间二阶模态频率 6 032 Hz(如表 6 所示)基本一致,从而

验证了有限元分析的有效性。

2 电磁振动噪声原理分析

2.1 电磁振动噪声原理

电磁力是 PMSM 产生振动噪声的主要源头,其径向分量导致定子铁心振动形变及电磁噪声,

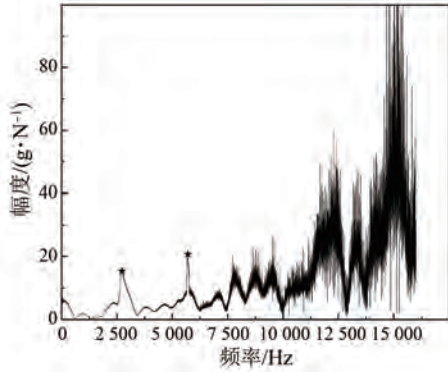


图 6 频响函数

Fig. 6 Frequency response function

切向分量则会引起齿根部的扭转,构成电磁振动噪声的次要来源。噪声优化的重点在于优化径向电磁力,可通过调整定子的固有频率来规避共振现象,从而减少噪声,但可能会影响电机的电磁性能,造成不可忽视的负面效应^[20-25]。因此,降噪时需综合考虑电机整体性能,平衡电磁性能与结构完整性。

为了研究永磁伺服电机的振动和噪声特性并予以优化,需要一个准确的振动和噪声预测模型^[23]。通常使用三种主要方法求解:(1)数值法;(2)解析算法;(3)半数值半解析算法。与有限元法相比,这些方法的计算精确度仍有待提升。因此,本文选择采用有限元法来深入分析电机的电磁振动噪声问题。

2.2 电磁力分析

2.2.1 定子磁动势

PMSM 定子绕组的磁动势计算方法,与感应电机存在一定的相似性。具体而言,当向定子线圈中通入三相正弦交流电流时,根据电机学的基本理论,可以将某一单相绕组(例如 A 相)所产生的磁动势表示为

$$F_{1A}(\theta, t) = \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos(\omega t) \cos(\nu p \theta) = \frac{1}{2} \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos(\omega t - \nu p \theta) + \frac{1}{2} \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos(\omega t + \nu p \theta) \quad (1)$$

式中: p 为极对数; ν 为谐波阶次; θ 为电角度; ω 为电机旋转电角频率; $F_{m\nu}$ 为单相绕组定子磁动势谐波幅值,与绕组匝数和电枢电流有关,具体关系式为

$$F_{m\nu} = \frac{2\sqrt{2}Nk_{w\nu}I_{\varphi}}{\nu\pi p} \quad (2)$$

式中: I_{φ} 为电枢电流有效值; N 为每相绕组串联匝数; $k_{w\nu}$ 为 ν 次谐波的绕组系数,其值等于分布系数与节距系数的乘积。

由于磁动势是奇谐函数,所以推导的解析计算中均不含有偶次项。

PMSM 的三相绕组呈对称分布,且各相绕组轴线在空间位置上彼此相隔 120° 电角度,与此同时,各相绕组中的电流在时间上亦存在 120° 电角度的相位差。因此,B 相绕组与 C 相绕组所产生的磁动势可分别表示为

$$F_{1B}(\theta, t) = \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left[\nu\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] = \frac{1}{2} \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos\left[\omega t - \nu p \theta + \frac{2\pi}{3}(\nu - 1)\right] + \frac{1}{2} \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos\left[\omega t + \nu p \theta - \frac{2\pi}{3}(\nu + 1)\right]$$

$$F_{1C}(\theta, t) = \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left[\nu\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right] = \frac{1}{2} \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos\left[\omega t - \nu p \theta + \frac{4\pi}{3}(\nu - 1)\right] + \frac{1}{2} \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos\left[\omega t + \nu p \theta - \frac{4\pi}{3}(\nu + 1)\right] \quad (3)$$

因此,当 PMSM 的每极每相槽数 q 为整数时,三项绕组电枢反应产生的磁动势为

$$F_1(\theta, t) = F_{1A}(\theta, t) + F_{1B}(\theta, t) + F_{1C}(\theta, t) = \begin{cases} F_1(\theta, t) = 0 \\ F_1(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos(\omega t - \nu p \theta) \end{cases} \quad (4)$$

当每极每相槽数 q 为分数时,则 q 可表示为 $b+c/d$ 的形式,且 c/d 为最简真分数。若 d 为偶数,单元电机数为 $t=2p/d$,则定子磁动势谐波次数为

$$\nu = (3k + 1)t/p, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (5)$$

若 d 为奇数,单元电机数为 $t=p/d$,则定子磁动势谐波次数为

$$\nu = (6k + 1)t/p \quad (6)$$

2.2.2 转子磁动势

根据永磁电机磁路分析理论,将永磁体产生

的磁动势近似等效成方波。因此,永磁体产生的转子磁动势可以表示为

$$F_2(\theta) = \sum_{\mu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{\mu}(\mu p \theta) \quad (7)$$

式中: F_{μ} 为转子磁动势谐波幅值,与永磁体参数有关,具体表示为

$$F_{\mu} = \frac{4B_{\text{m}} h_{\text{m}}}{\mu_0 \mu \pi} \sin\left(\frac{\mu \alpha_p \pi}{2}\right) \quad (8)$$

式中: μ 为转子磁动势谐波次数,其值为1,3,5,⋯; μ_0 为真空磁导率; h_{m} 为永磁体磁化方向厚度; B_{m} 为永磁体剩磁; α_p 为极弧系数。

转子在空间中按一定角速度随电枢磁场同步旋转,则转子磁动势可以表示为

$$F_2(\theta, t) = \sum_{\mu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{\mu} \cos(\mu \omega t - \mu p \theta + \varphi_{\mu}) \quad (9)$$

式中: φ_{μ} 为转子磁动势初相角,与永磁体位置有关,为固定值。

2.2.3 气隙磁导与气隙磁密

当不考虑定子的开槽效应时,气隙长度和气隙磁导为定值;当考虑定子开槽效应时,气隙磁导可表示为

$$\Lambda(\theta) = \Lambda_0 + \sum_{k=0,1,2,\dots}^{\infty} \Lambda_k \cos(kZ\theta) \quad (10)$$

式中: Λ_0 为气隙磁导直流分量; Z 为电机的定子槽数; Λ_k 为气隙磁导 k 次谐波幅值。

在忽略电机铁心局部饱和的条件下,电机气隙磁通密度等于定、转子磁动势之和与气隙磁导的乘积,可表示为

$$B(\theta, t) = [F_1(\theta, t) + F_2(\theta, t)] \Lambda(\theta) \quad (11)$$

2.2.4 径向与切向电磁力密度

根据麦克斯韦应力张量法,在已知气隙磁密的情况下可以求出气隙中径向电磁力密度波 $P_r(\theta, t)$ 、切向电磁力密度 $P_t(\theta, t)$,如式(12)所示:

$$\begin{cases} P_r(\theta, t) = \frac{1}{2\mu_0} [B_r^2(\theta, t) - B_t^2(\theta, t)] \\ P_t(\theta, t) = \frac{1}{\mu_0} B_r(\theta, t) B_t(\theta, t) \end{cases} \quad (12)$$

式中: $B_r(\theta, t)$ 、 $B_t(\theta, t)$ 分别为气隙磁密波径向、切向分量。

在极坐标下的径向、切向气隙磁密可以用直角坐标系下磁密 x 、 y 分量表示,如式13和图7

所示。

$$\begin{cases} B_r = B_x \cos \theta + B_y \sin \theta \\ B_t = B_x \sin \theta - B_y \cos \theta \end{cases} \quad (13)$$

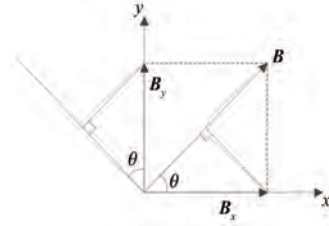


图7 极坐标与直角坐标磁密分量

Fig. 7 Magnetic flux density components in polar and Cartesian coordinates

对非轴向磁通 PMSM 而言,鉴于磁力线近乎垂直穿透铁心,则切向磁通密度可近似视为零。此外,该值经过平方处理,可近似认为 $B_t^2(\theta, t) \approx 0$,即认为 $B_r(\theta, t) = B(\theta, t)$,则径向电磁力密度波可表示为

$$P_r(\theta, t) = \frac{B^2(\theta, t)}{2\mu_0} = \frac{[F_1(\theta, t) + F_2(\theta, t)]^2 \Lambda^2(\theta)}{2\mu_0} = \frac{\Lambda^2(\theta)}{2\mu_0} [F_1^2(\theta, t) + F_2^2(\theta, t) + 2F_1(\theta, t)F_2(\theta, t)] \quad (14)$$

由式(14)可知,径向电磁力密度由三部分组成,将其展开可得到3个分量,为: $\frac{\Lambda^2(\theta) F_1^2(\theta, t)}{2\mu_0}$ 、 $\frac{\Lambda^2(\theta) F_2^2(\theta, t)}{2\mu_0}$ 和 $\frac{\Lambda^2(\theta) F_1(\theta, t) F_2(\theta, t)}{\mu_0}$ 。其中, $\frac{\Lambda^2(\theta) F_1^2(\theta, t)}{2\mu_0}$ 为定子磁动势与气隙磁导各阶分量作用在气隙中产生的电磁力密度波; $\frac{\Lambda^2(\theta) F_2^2(\theta, t)}{2\mu_0}$ 为转子磁动势与气隙磁导各阶分量作用在气隙中产生的电磁力密度波; $\frac{\Lambda^2(\theta) F_1(\theta, t) F_2(\theta, t)}{\mu_0}$ 为定子、转子磁动势和气隙磁导各阶分量作用在气隙中产生的电磁力密度波。

此外,整数槽以及分数槽电机的径向电磁力密度波时空分量如表2和表3所示。其中,空间阶数仅参考三相整数槽且仅气隙磁导波常数项作用,最小空间阶数考虑所有气隙磁导波。上述3个谐波

分量的解析计算可用于有限元分析的验证。

表 2 径向电磁力密度波时空阶数(整数槽)

Tab. 2 Spatiotemporal orders of radial electromagnetic force density wave (integer slots)

| 时间阶数 | 空间阶数 | 最小空间阶数 | 来源 |
|------------------|---|--------|------------|
| $2f_0$ | $2\nu p (\nu=6k+1, k=0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ | $2p$ | 定子产生的磁场作用 |
| $2\mu f_0$ | $2\mu p (\mu=2k+1, k=0, 1, 2, \dots)$ | $2p$ | 转子产生的磁场作用 |
| $(\mu \pm 1)f_0$ | $\nu \pm \mu$ | 0 | 定、转子磁场相互作用 |

表 3 径向电磁力密度波时空阶数(分数槽)

Tab. 3 Spatiotemporal orders of radial electromagnetic force density wave (fractional slots)

| 时间阶数 | 空间阶数 | 最小空间阶数 | 来源 |
|------------------|--|-----------|------------|
| $2f_0$ | $2\nu p [\nu=(3k+1)t/p, k=0, \pm 1, \pm 2, \dots]$ $2\nu p [\nu=(6k+1)t/p, k=0, \pm 1, \pm 2, \dots]$ | 小于等于 $2p$ | 定子产生的磁场作用 |
| $2\mu f_0$ | $2\mu p (\mu=2k+1, k=0, 1, 2, \dots)$ | $2p$ | 转子产生的磁场作用 |
| $(\mu \pm 1)f_0$ | $\nu \pm \mu$ | 0 | 定、转子磁场相互作用 |

本文以典型 10 极 12 槽的 STPMSM 为研究对象,当 STPMSM 三相绕组通正序正弦电流时,根据理论推导,定子磁动势波的表达式为

$$F_1(\theta, t) = \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{m\nu} \cos(\omega t - \nu p \theta) \quad (15)$$

转子磁动势波的表达式为

$$F_2(\theta, t) = \sum_{\mu=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{r\mu} \cos(\mu p \omega t - \mu p \theta + \varphi_{\mu}) \quad (16)$$

在已知气隙磁密波的情况下可以求出 $P_r(\theta, t)$ 、 $P_l(\theta, t)$, 如式(17)所示:

$$\begin{cases} P_r(\theta, t) = \frac{1}{2\mu_0} [B_r^2(\theta, t) - B_l^2(\theta, t)] \\ P_l(\theta, t) = \frac{1}{\mu_0} B_r(\theta, t) B_l(\theta, t) \end{cases} \quad (17)$$

考虑 STPMSM 为径向磁通电机, $B_l^2(\theta, t) \approx 0$,

$P_r(\theta, t)$ 可表示为

$$P_r(\theta, t) = \frac{\Lambda^2(\theta)}{2\mu_0} [F_1^2(\theta, t) + F_2^2(\theta, t) + 2F_1(\theta, t)F_2(\theta, t)] \quad (18)$$

将电磁力各谐波分量作用于电机定子,用于振动噪声计算。

10 极 12 槽的 STPMSM 径向电磁力密度波谐波分量如表 4 所示, k, k_1, k_2 为满足空间阶数为整数的序列。最小空间阶数考虑气隙磁导波谐波分量的作用。

表 4 10 极 12 槽的 STPMSM 径向电磁力密度波时空阶数

Tab. 4 Spatiotemporal orders of radial electromagnetic force density wave for 10-pole 12-slot STPMSM

| 时间阶数 | 空间阶数 | 最小空间阶数 | 来源 |
|--------------------|---------------------------|--------|------------|
| $2f_0$ | $(12k+2)/5$ | -2 | 定子产生的磁场作用 |
| $(4k+2)f_0$ | $20k+4$ | 4 | 转子产生的磁场作用 |
| $(2k+2)f_0, 2kf_0$ | $(6k_1+1)/5 \pm (2k_2+1)$ | 0 | 定、转子磁场相互作用 |

2.3 模态分析

2.3.1 电机振动理论

电机的振动主要是由电机定子受到电磁力的作用而产生的。其中,径向电磁力的幅值、频率扮演着重要角色,当径向电磁力的频率与电机模态频率相近,且其空间阶数与模态振型相契合时,将引发共振现象,进而产生明显的电磁噪声。尽管在电磁力作用下,定子会同时产生径向与切向位移,但对于两极以上的电机而言,切向位移对噪声计算的影响可忽略不计,即仅需考虑定子径向位移。

虽然径向电磁力密度波谐波丰富,但是仍然可以找到一般规律。径向电磁力密度波各个阶次谐波分量均可表示为

$$P_r(\theta, t) = p_{\alpha, \beta} \cos(\alpha \omega t - \beta \theta) \quad (19)$$

式中: α, β 分别为径向力密度波的时间阶次、空间阶次; $p_{\alpha, \beta}$ 为时间阶次等于 α 且空间阶次等于 β 的径向电磁力密度波幅值。

2.3.2 电机模态有限元分析

借助有限元分析软件中的模态分析,对电机的定子进行模态分析。得到电机的各阶模态振型

和自然频率,将其与电机主要径向力阶次和频率比较,初步确定可能存在的共振点。模态分析所需要的参数如表5所示。

表5 电机材料设置






Tab. 5 Motor material settings

| 材料名称 | 定子铁心 | 铝合金 |
|-------------------------|--|-------------|
| 密度/(kg·m ³) | 7 420 | 2 270 |
| 弹性模量/Pa | $E_x = E_y = 2.06 \times 10^{11}$ | $E = 71$ |
| | $E_z = 1.5 \times 10^{11}$ | |
| 剪切模量/Pa | $G_{xz} = G_{yz} = 7.3 \times 10^{10}$ | -- |
| | $G_{xy} = 8.0 \times 10^{10}$ | |
| 泊松比 | $\nu_{xz} = \nu_{yz} = \nu_{xy} = 0.3$ | $\nu = 0.3$ |

本文采用自由模态分析法,即不对定子施加任何外部约束或激励力,通过有限元仿真技术对定子铁心的模态进行计算。鉴于电机振动主要集中于径向,因此,主要研究电机定子周向的模态振型及其频率特性。定子周向前4阶模态振型及其对应的固有频率如表6所示,其与模态试验的空间一阶模态频率2 864 Hz、空间二阶模态频率5 865 Hz基本一致,从而验证了有限元分析的有效性。

表6 定子周向前4阶模态振型及频率

Tab. 6 First four stator circumferential mode shapes and frequencies

| 阶次 β | 振动模态 | 模态频率/Hz |
|------------|---|---------|
| 0 |  | 251 |
| 1 |  | 2 406 |
| 2 |  | 6 032 |
| 3 |  | 9 316 |
| 4 |  | 12 013 |

本文以一台10极12槽的STPMSM为研究对象,根据电磁力的计算理论,可能造成严重噪声的主要径向力空间阶次为0阶、2阶、4阶,所对应的频率分别为251 Hz、6 032 Hz、12 013 Hz。

3 声学性能分析与对比

由于制造公差,定子齿部和轭部间存在附加气隙,这可能会影响STPMSM的声学性能。附加气隙分为均匀附加气隙和非均匀附加气隙。此外,不同的齿轭分离定子结构具有不同形状的附加气隙,其对声学性能的影响同样值得研究。因此,本节主要研究均匀附加气隙、非均匀附加气隙以及不同形状的附加气隙对声学性能的影响。

本文所研究的10极12槽的STPMSM拓扑结构如图8所示。其中,定子齿部与轭部分离,定子槽采用闭口槽结构。其关键设计参数如表1所示,同时,气隙长度为0.5 mm、公差范围为0.1 mm。

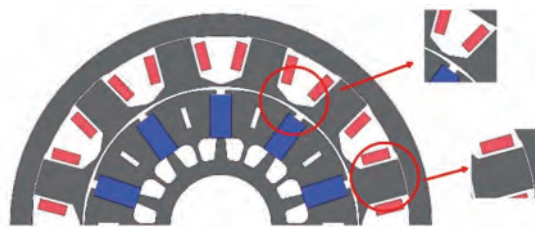


图8 STPMSM拓扑(齿轭分离式定子)

Fig. 8 STPMSM topology (tooth-yoke separation stator)

3.1 均匀附加气隙

假定附加气隙均匀,对比分析附加气隙对STPMSM声学性能的影响如图9所示。结果表明,在3 000 rpm(最大噪声工况)下,考虑附加气隙的模型声压级比不考虑低2.3 dB,说明定子齿部和轭部间的附加气隙可改善声学性能。

由图9可知,最大声压级对应的频率接近定子二阶模态频率6 032 Hz,说明定子二阶模态被

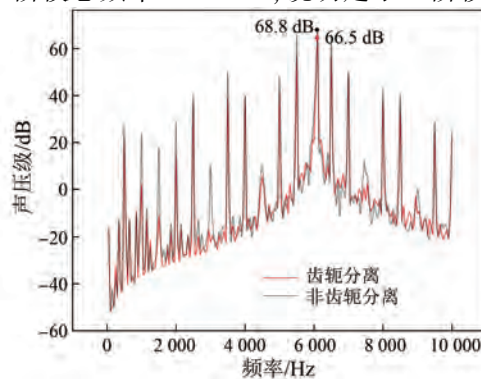


图9 STPMSM有无附加气隙声压级曲线

Fig. 9 Sound pressure level curves of STPMSM with and without additional air gap

空间二阶电磁力所激发,从而产生噪声。为清楚说明这一现象,图 10 和图 11 分别展示了电机理想情况(无额外定子间隙)和具有 0.2 mm 均匀附加气隙时的径向和切向气隙磁通密度谐波分量。

图 10 中,附加气隙的存在使局部漏磁增加,导致空间一阶径向磁通密度下降。此外,图 11 显示附加气隙导致空间一阶切向磁通密度略有提升。考虑到数量级相差较大,切向磁通密度的变化可以忽略不计。结合式(17)、图 10 和图 11,判断空间一阶电磁力得到削弱。通过观察图 12 空间各阶电磁力密度分布,进一步验证了附加气隙削弱空间二阶电磁力,从而降低电磁振动噪声。

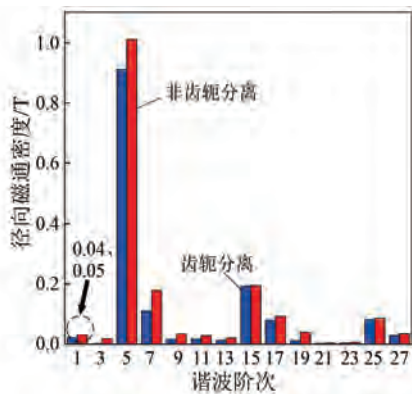


图 10 有无附加气隙径向磁通密度谐波分量
Fig. 10 Radial magnetic flux density harmonic components with and without additional air gap

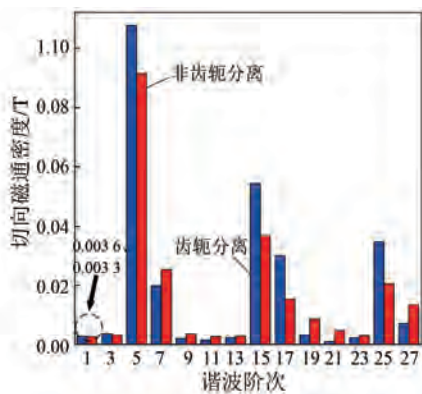


图 11 有无附加气隙切向磁通密度谐波分量
Fig. 11 Tangential magnetic flux density harmonic components with and without additional air gap

电机的电磁振动噪声主要由激发模态的径向电磁力造成,但是也会受到其他空间和时间阶次径向电磁力不同程度的影响,具体表达如式(20)所示:

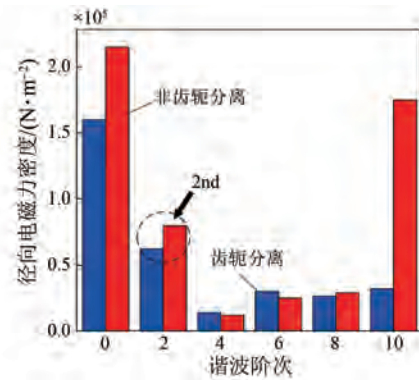


图 12 空间各阶电磁力密度
Fig. 12 Spatial orders of electromagnetic force density

$$A \propto B \propto \frac{F_m}{(r^2 - 1)^2} \times \frac{1}{1 - \left(\frac{f_a}{f_b}\right)^2} \quad (20)$$

式中: A 为噪声幅值; B 为定子表面振动位移的幅值; F_m 为径向电磁力幅值; r 为径向电磁力空间阶次; f_a 为径向电磁力频率; f_b 为被激发模态频率。

根据式(20)和图 9 可以判断,空间阶次 $S=2$ 、时间阶次 $T=24$ (对应频率为 6 000 Hz)的电磁力时空分量对噪声起主要贡献。

为了进一步分析附加气隙对径向电磁力时空分布的影响,对其进行二维傅里叶分解。分析结果如图 13(a)、图 13(b)所示。相比图 13(b),图 13(a)在 $S=2, T=24$ 位置的色块颜色较浅。这表

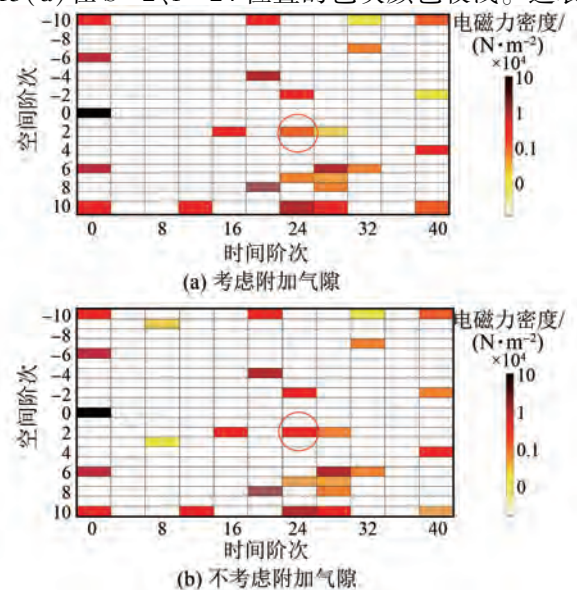


图 13 当转速为 3 000 rpm 时,径向电磁力时空谱
Fig. 13 Spatiotemporal spectrum of radial electromagnetic force at 3 000 rpm

明此处的电磁力时空分量受附加气隙的影响降低,且同空间阶次下,邻近频率的电磁力也同样略有降低。结合式(20),同样反映了附加气隙会降低电磁振动噪声。

3.2 非均匀附加气隙

附加气隙长度在空间上的分布可能是不均匀的。考虑到不均匀的情况有无限多种,选择0.2 mm与0.1 mm两种附加气隙长度组合进行研究。样机有12个均匀附加气隙,编号如图14(a)所示。图14(b)中,当Q1为0.1 mm,其余为0.2 mm时,如图15所示,声压级变化仅为0.5 dB,表明非均匀附加气隙对声学性能影响不大。

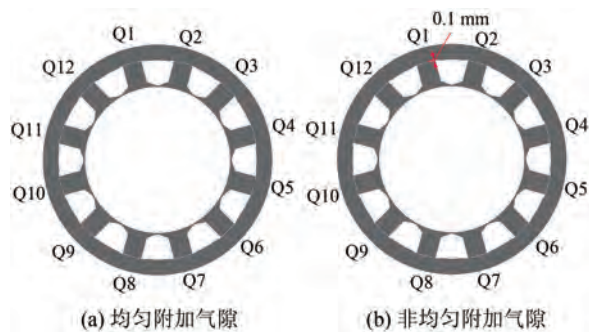


图14 附加气隙编号

Fig. 14 Numbering of additional air gaps

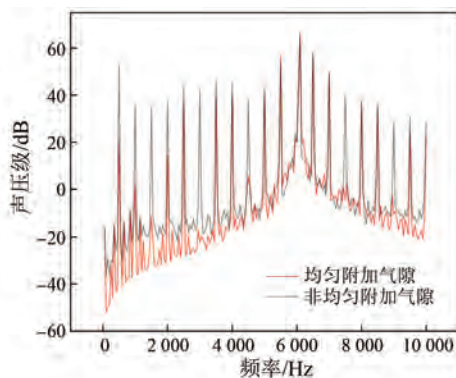


图15 STPMSM均匀与非均匀附加气隙声压级曲线
(Q1为0.1 mm,其余为0.2 mm)

Fig. 15 STPMSM uniform and non-uniform additional air gap sound pressure level curves
(Q1=0.1 mm, others=0.2 mm)

非均匀附加气隙径向电磁力时空谱如图16所示。由图16可知,非均匀附加气隙引入新的电磁力时空分量(如 $S=-2, 4, 0, T=8, 12, 36$),但由于其离产生电磁振动噪声的电磁力分量较远($S=2, T=24$),并不会明显影响其声学性能。

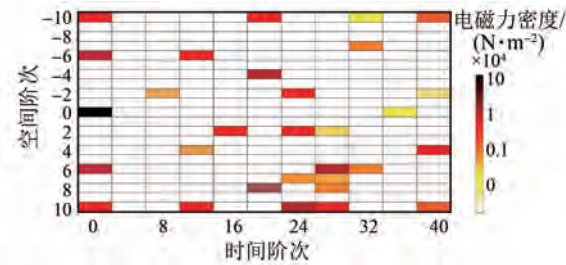


图16 非均匀附加气隙径向电磁力时空谱
(Q1为0.1 mm,其余为0.2 mm)

Fig. 16 Spatiotemporal spectrum of radial electromagnetic force with non-uniform additional air gap
(Q1=0.1 mm, others=0.2 mm)

当0.1 mm附加气隙的数量增加时,声压级变化如图17所示。曲线局部略有波动,总体呈缓慢上升趋势,这是由于空间二阶电磁力密度的增加所导致的,如图18所示。总体来看,非均匀附加气隙虽然影响电磁力并引入新谐波分量,但影响不显著,不会明显改变电机的声学性能。

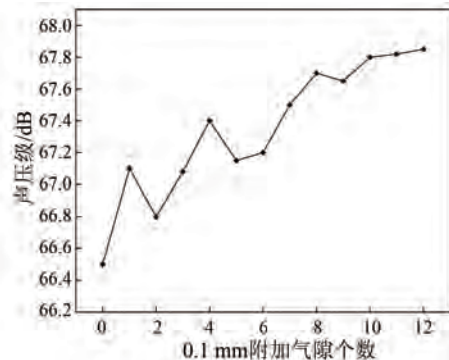


图17 随着0.1 mm附加气隙个数增加,
STPMSM的声压级变化曲线

Fig. 17 Variation of sound pressure level in STPMSM as the number of 0.1 mm additional air gaps increases

3.3 不同形状的附加气隙

样机设计中有多多种定子分段结构可选,其附加气隙形状不同,对电机声学性能的影响各异。选择合适的模块化结构有助于改善STPMSM的声学性能。本文考虑了两类常用齿轭分离定子结构,如图19所示,其附加气隙形状不同。

如表7所示,对比图19所示的两种结构和原始模型的声学性能。值得注意的是,这三者都共享相同长度的附加气隙,且涉及附加气隙的结构参数经遗传算法优化。以凸型齿轭分离定子结构为例,其附加气隙的形状主要由参数 P_1 和 P_w 决

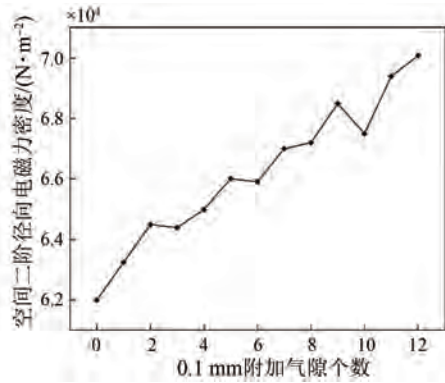


图 18 随着 0.1 mm 附加气隙个数增加,空间二阶电磁力密度变化

Fig. 18 Variation of second-order spatial electromagnetic force density as the number of 0.1 mm additional air gaps increases

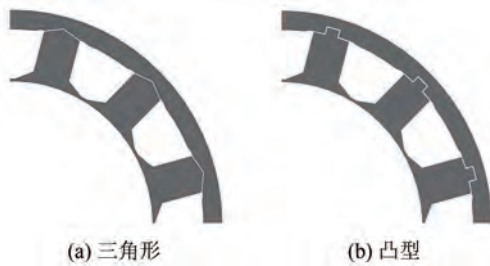


图 19 两类齿轭分离定子结构

Fig. 19 Two types of tooth-yoke separation stator structures

定,如图 20 所示,对应的数学模型可表示为

$$\begin{aligned} \min &: A_{\text{spl}}(x_i) = f(x_1, x_2) \\ X &= [x_1, x_2] = [P_1, P_w] \\ \text{s. t.} & \begin{cases} \min x_1 \leq x_1 \leq \max x_1 \\ \min x_2 \leq x_2 \leq \max x_2 \end{cases} \end{aligned} \quad (21)$$

式中: x_i 为设计参数; X 为设计参数空间。



图 20 附加气隙关键尺寸参数

Fig. 20 Key dimensional parameters of additional air gap

设计参数需要受到结构与配合强度的约束。经设计优化后,从表 7 中可以看出,采用三角形的齿轭分离式定子结构具有更好的声学表现。通过更好地利用附加气隙,使得声压级下降得更多。

表 7 声学性能对比

Tab. 7 Acoustic performance comparison

| | 原始模型 | 三角形 | 凸型 |
|--------------------------------|----------|----------|----------|
| 空间二阶电磁力密度/(N·m ⁻²) | 61 806.6 | 59 132.1 | 61 132.4 |
| 声压级/dB | 68.8 | 63.2 | 65.9 |
| 声压级下降/dB | 2.3 | 5.6 | 2.9 |

4 结语

本文分析了定子齿部和轭部间附加气隙对 STPMMSM 声学性能的影响,发现附加气隙可使电机声压级降低 2.3 dB。非均匀附加气隙会引入新的电磁力时空分量,但对声学性能影响不明显。对比和优化几种常用定子分段结构后,结果表明三角形齿轭分离定子结构的声学性能更优,为模块化永磁电机设计提供了更好的选择。

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

戚国阳进行了方案设计、理论推导与论文撰写,刘畅、王寅进行了试验研究,邱鑫、杨建飞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。

Qi Guoyang contributed to the conceptualization, theoretical analysis, and manuscript writing. Liu Chang and Wang Yin conducted the experimental investigations. Qiu Xin and Yang Jianfei participated in the manuscript review and revision. All authors have read and approved the final manuscript for submission.

参考文献

[1] HUANG X Z, LI J, TAN Q, et al. Design principles of a phase-shift modular slotless tubular permanent magnet linear synchronous motor with three sectional primaries and analysis of its detent force [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (12): 9346-9355.

- [2] 刘朋鹏, 王建辉, 韦福东. 超高速永磁同步电机振动噪声分析[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 47-50.
LIU P P, WANG J H, WEI F D. Vibration and noise analysis of ultra-high-speed permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2020, 47(11): 47-50.
- [3] LEE T Y, SEO M K, KIM Y J, et al. Cogging torque of surface-mounted permanent magnet synchronous motor according to segmented-stator core effect [C] // 2016 XXII International Conference on Electrical Machines, Lausanne, 2016.
- [4] PETROV I, DI C, LINDH P, et al. Fault-tolerant modular stator concentrated winding permanent magnet machine [J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 7806-7816.
- [5] WANG K Y, LIN H Y, YANG H, et al. Novel fault-tolerant stator structure for modular PMSMs with fractional-slot overlapping winding [C] // 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems, Sydney, 2017.
- [6] ZHU Z Q, AZAR Z, OMBACH G. Influence of additional air gaps between stator segments on cogging torque of permanent-magnet machines having modular stators [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(6): 2049-2055.
- [7] ZHENG M, ZHU Z Q, CAI S, et al. A novel modular stator hybrid-excited doubly salient synchronous machine with stator slot permanent magnets [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, 55(7): 1-9.
- [8] LI G J, REN B, ZHU Z Q, et al. Cogging torque mitigation of modular permanent magnet machines [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2016, 52(1): 1-10.
- [9] ZHOU R, LI G J, ZHU Z Q, et al. Novel liquid cooling technology for modular consequent-pole PM machines [C] // 2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Hartford, CT, 2021.
- [10] GE H, GUO B, QIU X, et al. Optimising the flux barriers of interior permanent magnet machine for noise reduction under certain load conditions [J]. *IET Electric Power Applications*, 2021, 15(11): 1512-1528.
- [11] 环境保护部国家质量监督检验检疫总局. 声环境质量标准:GB 3096—2008 [S]. 北京: 中国环境科学出版社, 2008.
- [12] 环境保护部国家质量监督检验检疫总局. 工业企业厂界环境噪声排放标准:GB 12348—2008 [S]. 北京: 中国环境科学出版社, 2008.
- [13] 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局, 中国国家标准化管理委员会. 旋转电机噪声测定方法及限值 第3部分噪声限值:GB/T 10069.3—2024 [S]. 北京: 中国标准出版社, 2024.
- [14] 程旭扬. 噪声污染及其防治[J]. 科技风, 2022, 25: 151-153.
CHENG X Y. Noise pollution and its control [J]. *Technology Wind*, 2022, 25: 151-153.
- [15] 王涛. 车载永磁同步电机的振动噪声以及电磁力特性研究[D]. 西安: 长安大学, 2020.
WANG T. Research on Vibration, Noise and electromagnetic force characteristics of vehicle permanent magnet synchronous motor [D]. Xi'an: Chang'an University, 2020.
- [16] LIANG W, WANG J, LUK P C-K, et al. Analytical study of stator tooth modulation on electromagnetic radial force in permanent magnet synchronous machines [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(12): 11731-11739.
- [17] 魏家明. 新能源汽车用分数槽集中绕组永磁同步电机振动分析与结构优化[D]. 合肥: 安徽大学, 2018.
WEI J M. Vibration analysis and structural

- optimization of PMSM with fractional slot concentrated windings for new energy vehicles [D]. Hefei: Anhui University, 2018.
- [18] 刘皖秋, 代颖, 叶飞, 等. 基于转子辅助槽的车用永磁同步电机振动噪声优化[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(6): 76-81+109.
LIU W Q, DAI Y, YE F, et al. Optimization of vibration and noise of vehicle permanent magnet synchronous motor based on auxiliary slot of rotor [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(6): 76-81+109.
- [19] 孙丽华, 孙会琴, 郭英军, 等. 车用内置径向式永磁同步电机的降振优化设计[J]. 河北科技大学学报, 2022, 43(1): 19-26.
SUN L H, SUN H Q, GUO Y J, et al. Optimal design of vibration reduction of interior of radial permanent magnet synchronous motor for vehicle [J]. Journal of Hebei University of Science and Technology, 2022, 43(1): 19-26.
- [20] 王晓远, 罗潇宇, 高鹏. 基于电动汽车驱动电机振动噪声优化的转子结构设计[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 1: 1-7.
WANG X Y, LUO X Y, GAO P. Design of rotor structure based on optimization of vibration and noise of electric vehicle drive motor [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 1: 1-7.
- [21] 刘畅, 邱鑫, 杨建飞, 等. 永磁同步电机电磁振动噪声优化方法研究[J]. 微特电机, 2023, 51(4): 20-25+31.
LIU C, QIU X, YANG J F, et al. Research on optimization method of electromagnetic vibration noise of permanent magnet synchronous motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2023, 51(4): 20-25+31.
- [22] 黄鹏程, 马吉恩, 郑国丽, 等. 自通风型牵引电机气动噪声特征分析与控制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(10): 1-8.
HUANG P C, MA J E, ZHENG G L, et al. Characteristic analysis and control study of aerodynamic noise in self-ventilated traction motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(10): 1-8.
- [23] 孙东, 刘志远, 鲍晓华, 等. 径向斜槽转子潜水电机电磁噪声优化[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(4): 39-42+48.
SUN D, LIU Z Y, BAO X H, et al. Optimization of electromagnetic noise of submersible motors with radial skewed slot rotor [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(4): 39-42+48.
- [24] 范庆锋, 王光晨. 转子不同方式分段斜极对永磁同步电机噪声的影响[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(9): 79-83.
FAN Q F, WANG G C. Effect of rotor stepped skewing in different ways on vibration and noise of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(9): 79-83.
- [25] 安忠良, 于浩泽. 轮毂电机振动噪声抑制措施[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(3): 103-108.
AN Z L, YU H Z. Vibration and noise suppression measures for in-wheel motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(3): 103-108.

收稿日期:2024-11-12

收到修改稿日期:2025-02-18

作者简介:

戚国阳(2000-),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机的电磁振动噪声,3211239575@qq.com;

*通信作者:邱鑫(1985-),男,博士,副教授,研究方向为电机控制、电机优化设计,qiuxin_nh@163.com。