

# 散热片数对湿式潜水感应电机噪声影响分析<sup>\*</sup>

刘志远<sup>1</sup>, 王庆龙<sup>1</sup>, 王路尧<sup>1</sup>, 鲍晓华<sup>1,2</sup>, 朱庆龙<sup>3</sup>

(1. 合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009;

2. 合肥工业大学 智能制造技术研究院, 安徽 合肥 230009;

3. 大型潜水电泵及装备安徽省重点实验室, 安徽 合肥 231131)

**摘 要:** 针对感应电机运行中的噪声问题, 通过对一台 160 kW 潜水感应电机进行多物理场耦合有限元计算, 结合解析法对径向电磁力的阶次和频率进行探究, 分析了电机气隙中径向电磁力波的时空特性, 并通过声学仿真进行了噪声的相关计算。考虑径向电磁力的二维傅里叶分解得到的结果和机壳模型模态的阶次与频率, 分析说明了噪声的来源, 提出可通过如调整电机机壳散热片数等方式改变电机模态在阶次与频率上的分布或降低机壳振动系数实现噪声控制的目的。

**关键词:** 潜水感应电机; 电磁噪声; 二维傅里叶分解; 散热片

中图分类号: TM346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)06-0029-07

doi: 10.12177/emca.2022.025

## Analysis of the Influence of Radiator Number on Wet Submersible Induction Motor Noise<sup>\*</sup>

LIU Zhiyuan<sup>1</sup>, WANG Qinglong<sup>1</sup>, WANG Luyao<sup>1</sup>, BAO Xiaohua<sup>1,2</sup>, ZHU Qinglong<sup>3</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Intelligent Manufacturing Institute of Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

3. Anhui Province Key Laboratory of Large-Scale Submersible Electric Pump and Accoutrements, Hefei 231131, China)

**Abstract:** Aiming at noise problem in the operation of induction motor, through the multi physical field coupling finite element calculation of a 160 kW submersible induction motor, combined with the analytical method to explore the the order and frequency of the radial electromagnetic force, the space-time characteristics of radial electromagnetic force wave in the motor air gap are analyzed, and the correlation calculation of the noise is carried out through acoustic simulation. Considering the results of two-dimensional Fourier decomposition of radial electromagnetic force and the order and frequency of the mode of the shell model, the source of noise is analyzed and explained. The aim of noise control is proposed, such as changing the distribution of motor mode in order and frequency by adjusting the number of radiator ribs of the motor shell or reducing the vibration coefficient of motor shell.

**Key words:** submersible induction motor; electromagnetic acoustic noise; two-dimension Fourier decomposition; radiator

收稿日期: 2022-04-01; 收到修改稿日期: 2022-05-07

<sup>\*</sup> 基金项目: 国家自然科学基金项目(51977055); 安徽省科技重大专项项目(201903a05020042)

作者简介: 刘志远(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机设计理论和电机噪声控制等。

王庆龙(2000—), 男, 本科生, 研究方向为电机设计理论和技术等。

## 0 引言

城市防洪排水救援工作越来越受到人们的重视,潜水电机作为一种可以在水下运行的抢险救灾型电机,在救援工作中发挥着举足轻重的作用。因潜水电机工作地点在城市近郊及部分居住区域,要求电机运行时的噪声应尽可能的低<sup>[1]</sup>。电磁噪声作为电机运行过程中噪声的主要部分,其是由电气隙中径向电磁力引起的电磁振动导致的,当径向电磁力的阶次及频率与电机机壳模态对应的阶次及频率相接近或一致时,可能会引发共振,产生较大的电磁噪声。削弱电磁噪声是目前降低电机噪声的主要方法。

在机械结构方面,文献[2]中通过研究潜水电机焊缝结构给电机噪声带来的影响,推导了全贯流泵用焊接转子的力波组成,分析了潜水电机不同工况下的噪声数值,提出一种安装阻尼环抑制噪声的方法。文献[3]中通过选用不同的感应电机槽配合模型,对力波进行分析进而对电磁振动及噪声进行计算,选择了一种合适的槽配合以降低电磁噪声的数值。Wang等<sup>[4]</sup>对比分析了不同鼠笼型转子斜槽下感应电机的电磁噪声,提出了一种新型的转子斜槽类型,并验证了该类型斜槽转子能够抑制电机运行中的电磁噪声。文献[5]中通过对转子双斜槽感应电机运行时的径向电磁力的阶次与频率进行研究,发现通过采用双斜槽结构可以有效削弱转子谐波磁场及其附加谐波磁场与其他谐波作用产生的径向力波,达到降低振动噪声的目的。在电磁设计上,Li等<sup>[6]</sup>通过对定子绕组进行研究,改变了传统的星形三角形接法,提出了一种单-双层星-三角接法,并对气隙中的磁感应强度和径向电磁力分布进行研究,通过改变绕组匝数,实现了改善电机电磁振动特性、降低运行噪声的目的。在运行方式上,Fodorean等<sup>[7]</sup>对一台45 kW的感应电机负载和空载情况下的噪声和振动情况进行了分析,对其静态和动态性能进行了测试,并研究了如风扇外部设备等对电机的影响。韩锐等<sup>[8]</sup>计算分析了变频调速感应电机中的电磁噪声情况。

本文通过对一台160 kW潜水感应电机的振动及噪声性能进行解析法和有限元法的对比计算,结合振动、形变以及径向电磁力的二维傅里叶

分解示意图对噪声频谱图进行分析,研究了不同频率下噪声的来源;进一步对机壳模型进行优化,计算了不同散热片数机壳对应的阶次与频率,并综合电磁计算中得到的径向电磁力二维傅里叶分解示意图,指出可以从机电结合的角度出发对机壳模型进行设计调整,控制机壳模态在阶次与频率的分布,使其与径向电磁力阶次与频率错开;同时定义了机壳振动系数的概念,说明在电磁方案保持不变的前提下,可通过降低振动系数的方式实现削弱电机噪声的目的。

## 1 电机运行磁场及径向力波分析

根据Maxwell张量法,气隙中的径向电磁力主要由径向气隙磁密和切向气隙磁密引起,其中切向的气隙磁密相对较小,通常忽略处理<sup>[9]</sup>。电机径向电磁力大小为

$$p_r = \frac{b^2(\theta, t)}{2\mu_0} = \frac{1}{2\mu_0}(b_n^2 - b_t^2) \approx \frac{b_n^2}{2\mu_0} \quad (1)$$

式中: $b_n$ 为气隙磁密法向分量; $b_t$ 为气隙磁密切向分量; $\mu_0$ 为真空磁导率; $\theta$ 为机械角位移; $t$ 为电机运行时间。

由式(1)可见,电机运行时径向电磁力的大小与运行过程中气隙磁密息息相关。因此,为进一步对电机运行磁场及径向力波进行分析,首先要对气隙磁密进行分析,当忽略铁心饱和的情况时,气隙磁密的瞬时值可表示为磁势与磁导的乘积<sup>[10]</sup>。感应电机气隙合成磁势为

$$f(\theta, t) = f_p(\theta, t) + \sum_v f_v(\theta, t) + \sum_\mu f_\mu(\theta, t) \quad (2)$$

式中: $f_p(\theta, t)$ 为主波合成磁势; $f_v(\theta, t)$ 为定子绕组谐波磁势; $f_\mu(\theta, t)$ 为转子绕组谐波磁势。

在感应电机中,气隙磁导计算如下<sup>[9]</sup>:

$$\Lambda(\theta, t) = \Lambda_0 + \Lambda_1 \cos Z_1 \theta + \Lambda_2 \cos Z_2 \left[ \theta - \frac{\omega_1}{p}(1-s)t \right] \quad (3)$$

式中: $\Lambda_0$ 为气隙磁导中的不变部分; $\Lambda_1$ 为转子光滑时定子一阶齿谐波磁势的幅值; $\Lambda_2$ 为定子光滑时转子一阶齿谐波磁导的幅值; $Z_1$ 为定子槽数; $Z_2$ 为转子槽数; $\omega_1$ 为主波合成磁势的角频率; $p$ 为电机极对数; $s$ 为转差率。

根据式(2)、式(3)可得电机运行时气隙磁密瞬时值的表达式为

$$\begin{aligned}
 b(\theta, t) = & b_1(\theta, t) + b_v(\theta, t) + b_\mu(\theta, t) + b_{01}^{(1)}(\theta, t) + b_{02}^{(1)}(\theta, t) = \\
 & B_1 \cos(p\theta - \omega_1 t - \varphi_0) + B_v \cos(\nu\theta - \omega_1 t - \varphi_\nu) + B_\mu \cos(\mu\theta - \omega_\mu t - \varphi_\mu) + \\
 & B_{01}^{(1)} \cos[(\pm Z_1 + p)\theta - \omega_1 t - \varphi_0] + B_{02}^{(1)} \cos[(\pm Z_2 + p)\theta - \omega_\mu t - \varphi_\mu]
 \end{aligned} \quad (4)$$

式中:  $b_1(\theta, t)$  为主波磁场;  $b_v(\theta, t)$  为定子绕组磁势建立的谐波磁场;  $b_\mu(\theta, t)$  为笼型转子绕组磁势建立的谐波磁场;  $b_{01}^{(1)}(\theta, t)$  为定子气隙磁导一阶齿谐波磁场;  $b_{02}^{(1)}(\theta, t)$  为转子气隙磁导一阶齿谐波磁场。  $B_1$  为主波磁场幅值;  $B_v$  为定子绕组磁势建立的谐波磁场幅值;  $B_\mu$  为笼型转子绕组磁势建立的谐波磁场幅值;  $B_{01}^{(1)}$  为定子气隙磁导一阶齿谐波磁场幅值;  $B_{02}^{(1)}$  为转子气隙磁导一阶齿谐波磁场幅值;  $\omega_\mu$  为  $\mu$  次谐波相对于定子铁芯的角频率;  $\mu$  为转子绕组磁势的谐波次数;  $\nu$  为定子绕组磁势的谐波次数;  $\varphi_0$  为主波合成磁势的初相角;  $\varphi_\nu$  为定子绕组  $\nu$  次谐波磁数;  $\varphi_\mu$  为转子绕组  $\mu$  次谐波磁势的初相角。

将式(4)代入式(1)分别可得:

(1) 主波磁场产生的力波为

$$p_r = \frac{1}{2} \frac{B_1^2}{2\mu_0} [1 + \cos 2(p\theta - \omega_1 t - \varphi_0)] \quad (5)$$

(2) 由定、转子绕组谐波磁场产生的径向电磁力波为

$$\begin{aligned}
 p_{\nu\mu} = & \frac{(b_\nu + b_\mu)^2}{2\mu_0} = \frac{b_\nu^2 + 2b_\nu b_\mu + b_\mu^2}{2\mu_0} \approx \\
 & \frac{B_\nu B_\mu}{2\mu_0} \cos[(\mu \pm \nu)\theta - (\omega_\mu \pm \omega_1)t - (\varphi_\mu \pm \varphi_\nu)]
 \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)可见, 径向电磁力波属于行波, 对于主波磁场力波次数  $r=2p$ , 角速度为  $\omega_1$ ; 绕组谐波磁场力波次数  $r=\mu \pm \nu$ , 角速度为  $\omega_\mu \pm \omega_1$ 。根据电磁噪声理论, 电磁力波引起的电磁振动与噪声, 不仅和力波幅值有关, 还与力波的阶次有关, 力波阶次越小, 引起电机振动与噪声越大。因此, 在对径向电磁力波进行计算时, 忽略定转子气隙磁导一阶齿谐波的影响, 主要考虑其中低次谐波成分; 在进行电机设计时, 应采用远槽配合, 以避免较大的力波幅值和较低的力波阶次同时出现, 从而导致电磁噪声较大<sup>[9]</sup>。

## 2 有限元模型建立与结果

根据上述电磁噪声理论结合电机设计原理, 本文以 160 kW 定转子槽配合为 36~42 的充水式

潜水感应电机为例, 利用 Ansys Workbench 软件通过有限元计算的方法对运行过程中电机的电磁性能 and 力波特性和力波特性进行分析, 所设计电机的基本参数如表 1 所示, 电机模型及其表面剖分如图 1 所示。

表 1 电机基本设计参数

| 参数名称    | 参数值   |
|---------|-------|
| 额定功率/kW | 160   |
| 额定电压/V  | 380   |
| 定/转子槽数  | 36/42 |
| 极数      | 4     |
| 定子外径/mm | 400   |
| 定子内径/mm | 225   |
| 转子内径/mm | 85    |
| 气隙长度/mm | 1     |
| 铁心长度/mm | 450   |
| 绕组形式    | 单层同心式 |

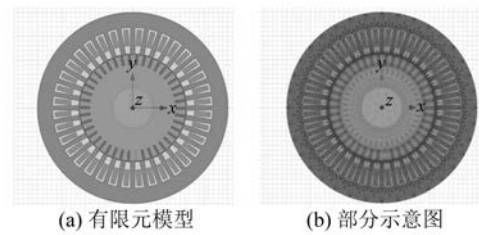


图 1 电机有限元模型及剖分示意图

在 Maxwell 2D 软件中, 根据气隙磁密法向分量表达式为

$$B_r = B_x \cdot \cos\varphi + B_y \cdot \sin\varphi \quad (7)$$

式中:  $B_r$  为气隙磁密法向分量;  $B_x$  为气隙磁密沿  $x$  轴的分量;  $B_y$  为气隙磁密沿  $y$  轴的分量; 夹角  $\varphi$  为  $x$  轴与法向的夹角。

利用场计算器完成设置后对径向气隙磁密进行求解, 并对其作傅里叶分解可得电机运行时气隙磁密部分谐波分量如图 2 所示。由图 2 可见, 通过对气隙磁密进行傅里叶分解发现气隙磁密谐

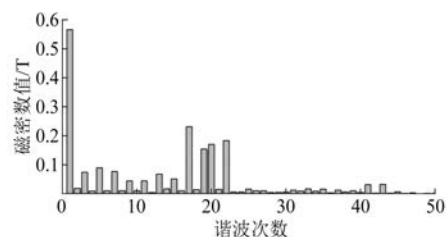


图 2 气隙磁密部分谐波分量

波中定转子齿谐波占据主要成分。在本文所用 36~42 槽配合 4 极电机的背景下,定子侧对应 17、19 次齿谐波,转子侧对应 20、21 次齿谐波。再由式(7)所对应的定转子绕组谐波磁势产生的径向电磁力对应的幅值与阶次可知,除主波磁场对应产生的径向电磁力外,齿谐波是噪声电机运行时电磁噪声的主要因素<sup>[10]</sup>。

表 2、表 3 所示为根据电机运行原理通过解析法得到的定转子谐波对应的力波阶数与频率,但电机在运行过程中由于开槽以及相带谐波等因素会导致气隙中具有丰富的谐波含量使气隙磁密产生畸变<sup>[11]</sup>。为更加精确地计算电机运行时径向电磁力的情况,采用有限元的方式在 Maxwell 2D 软件中通过场计算器完成对径向电磁力的求解设置,对电磁力进行进一步地计算分析,得到电机运行时沿圆周方向上的径向力波分布如图 3 所示。通过对气隙圆周方向得到的径向电磁力进行傅里叶分解,得到径向电磁力力波随阶数的变化如图 4 所示。为研究径向电磁力随时间的变化,在气隙中取一点,通过对仿真步长及数据记录点进行设置,得到气隙中一点对应的径向电磁激振力在一个电周期内的分布如图 5 所示。同理对径向电磁力随时间分布曲线进行傅里叶分解得到电机运行径向电磁力频谱图如图 6 所示。

| 表 2 定转子谐波磁场对应力波阶数 |  |          |    |     |    |     |    |      |     | 阶        |
|-------------------|--|----------|----|-----|----|-----|----|------|-----|----------|
| 转子谐波              |  | 定子谐波磁场次数 |    |     |    |     |    |      |     |          |
| 磁场次数              |  | -34      | 38 | -46 | 50 | -82 | 86 | -118 | 122 | -130 134 |
| -40               |  | -6       | -2 | 6   |    |     |    |      |     |          |
| 44                |  |          | 6  | -2  | -6 |     |    |      |     |          |
| -82               |  |          |    |     |    | 0   | 4  |      |     |          |
| 86                |  |          |    |     |    | 4   | 0  |      |     |          |
| -124              |  |          |    |     |    |     |    | -6   | -2  | 6        |
| 128               |  |          |    |     |    |     |    |      |     | -6       |

| 表 3 定转子谐波磁场对应力波频率 |  |          |      |       |     |        |       |        |        | Hz       |
|-------------------|--|----------|------|-------|-----|--------|-------|--------|--------|----------|
| 转子谐波              |  | 定子谐波磁场次数 |      |       |     |        |       |        |        |          |
| 磁场次数              |  | -34      | 38   | -46   | 50  | -82    | 86    | -118   | 122    | -130 134 |
| -40               |  | -987     | -887 | -987  |     |        |       |        |        |          |
| 44                |  |          | 987  | 1 087 | 987 |        |       |        |        |          |
| -82               |  |          |      |       |     | -1 074 | 1 874 |        |        |          |
| 86                |  |          |      |       |     | 2 074  | 1 974 |        |        |          |
| -124              |  |          |      |       |     |        |       | -2 961 | -2 861 | -2 961   |
| 128               |  |          |      |       |     |        |       |        |        | 2 961    |

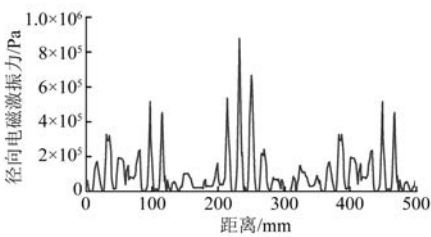


图 3 径向电磁激振力随圆周方向分布曲线

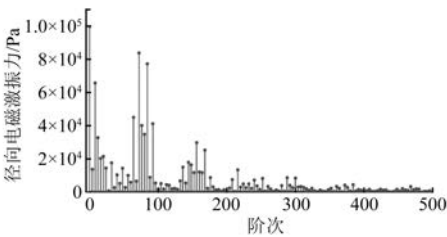


图 4 径向电磁激振力随阶数的变化

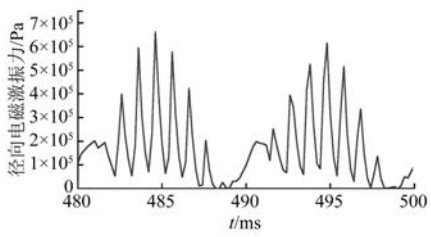


图 5 径向电磁力随时间分布曲线

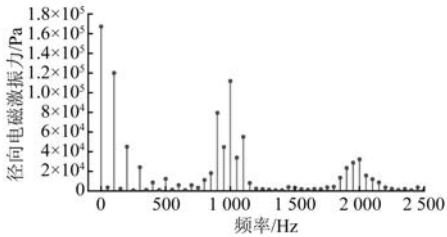


图 6 径向电磁力频谱图

通过图 4 发现,本文设计的电机阶数较低且幅值较大的径向电磁激振力主要集中在 0 阶、2 阶、4 阶和 6 阶。根据前文对径向电磁力的分析描述可以发现,0 阶和 4 阶主要是由主波磁场产生;根据力波表,2 阶、4 阶和 6 阶为定转子谐波磁场对应产生。由图 6 可知,径向电磁激振力幅值较高的频率主要在 0、100、200、900、1 000、1 100 Hz,其中 0 Hz 和 100 Hz 的径向电磁力谐波为主波磁场对应产生,而 200、900、1 000、

1 100 Hz 为定转子谐波磁场对应产生。其中 900、1 000、1 100 Hz 与通过解析法得到的电磁力频谱位于 900~1 100 Hz 部分重合,其误差主要来源于采样频率与解析法对应的计算精度问题。由此可见,解析法与有限元对径向电磁激振力的阶数以及频谱的计算较为贴合。考虑到电机气隙径向电磁力为频率与阶次的函数,通过二维傅里叶分解可得到径向电磁力的三维图如图 7 所示。

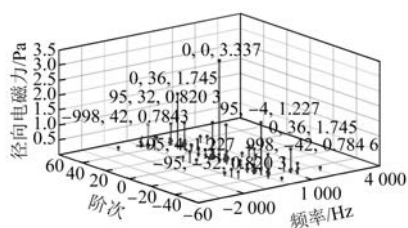


图 7 径向电磁力时空二维傅里叶分解图

### 3 模态计算及声场仿真

上一部分别利用有限元法和解析法对电机运行时的径向电磁力的力波阶数与频率进行了求解,为了进一步计算电机运行噪声的特性,利用 Ansys Workbench 软件中多物理场耦合方式对电磁噪声及电机固有模态进行仿真分析<sup>[1]</sup>,以寻找对应噪声较高的频率点并减小共振减弱噪声数值,如图 8 所示。

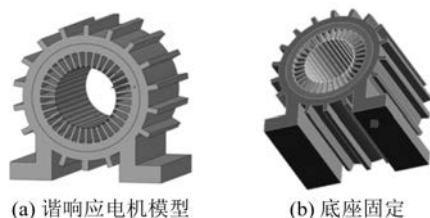


图 8 潜水电机噪声分析模型

考虑到人耳对不同频率噪声的敏感度不同,在 Harmonic Response 谐响应中,主要对噪声频率 5 000 Hz 以下的部分共取 500 个数据点进行仿真分析,间隔频率为 10 Hz。由采样定理,为可以达

到所要求的频谱范围对 Maxwell 2D 有限元仿真设置的时间步长为 0.000 1 s,选择 Element Based (Surface) 计算节点力可以更精确地以节点为计算单元计算物体表面或边缘的麦克斯韦电磁力,但与常用的 Objet Based 方式计算集中力不同,不能对电机运行时与转矩对应的轴向电磁力进行抑制而导致计算值相较实际值偏大。在声场分析模块,选取圆柱体声场仿真模型,模型边界与机壳边界距离为 1 m<sup>[10]</sup>,对其进行 A 计权噪声频谱及三维声场分析,所用模型如图 9(a) 所示, A 计权噪声声场云图如图 9(b) 所示。所得电机噪声频谱及振动速度与形变随频率变化的曲线如图 10 所示。

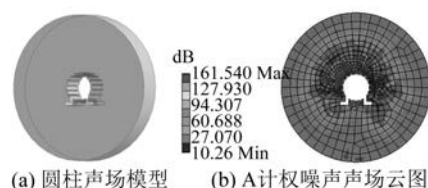


图 10 声场模型及噪声云图

由图 10 可知,当考虑仿真采样点间隔频率为 10 Hz 时,可认为振动速度与振动形变是沿统一趋势变化的。通过观察噪声频谱中幅值较大点对应频率的模式情况,发现在 530 Hz 对应振型为 1 阶,3 363.8~3 385.3 Hz 部分对应 3 阶,3 668.6~4 207.8 Hz 对应 3~4 阶,4 484.2~5 251.2 Hz 对应 4~5 阶。基于此,为进一步探究此部分噪声的来源,观察径向电磁激振力在此部分的分布如图 11 所示。发现径向电磁力在此频率下也对应着相对较大的幅值,可得此部分频率下对应的较大幅值可能是电磁力与机壳阶次模式重合发生共振引起的。而观测 2 220 Hz 附近的模式情况,发现没有明显对应的阶次,但通过观察电磁振动速度与形变发现此部分振动和速度形变幅值较大,可能是引起噪声幅值较大的原因。后对仿真所用的电机模型进行模态分析,可得所用电机的 2~5 阶模态

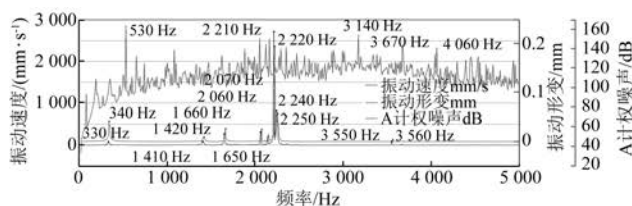


图 10 电机噪声及振动速度与形变频谱图



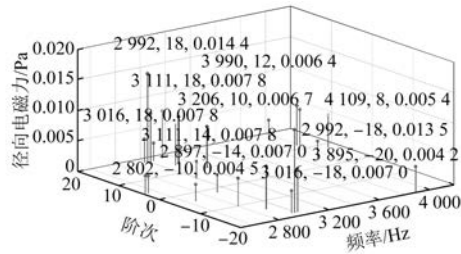


图 11 部分阶次与频率对应下径向电磁力时空二维傅里叶分解示意图

如图 12 所示。为探讨机壳的存在对电机模态的影响,根据电机噪声理论提高电磁的对称性可以改善电机运行噪声情况,由此通过对增加电机机壳散热片数目,提高其机械电磁结构的对称性,进行模态的有限元求解,对应阶次下频率对比如表 4 所示。

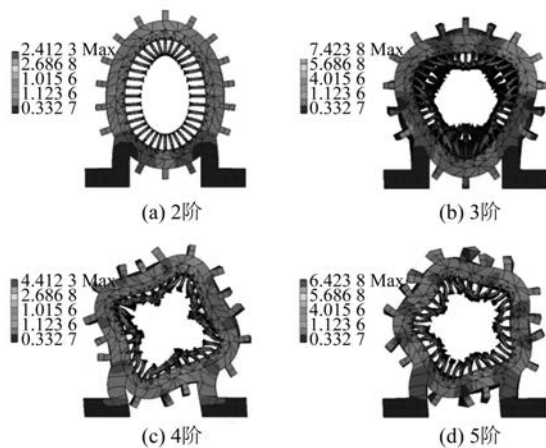


图 12 原电机模型 2~5 阶模态振型

表 4 两电机模型 2~5 阶模态频率 Hz

| 阶次 | 原机壳模型频率 | 改散热片数模型频率 |
|----|---------|-----------|
| 2  | 842.38  | 796.87    |
| 3  | 4 207.8 | 4 224.1   |
| 4  | 4 484.2 | 4 641.0   |
| 5  | 6 052.4 | 6 287.7   |

由表 4 可知,改变电机散热片数目后的电机模型相较于带机壳模型模态频率整体呈上升趋势,考虑到噪声主要是由电磁力模态频率与机壳自身相近或相同而引起共振产生的,当模态频率升高后,如要发生共振电磁激振力频率也应对应提高,但电磁力越高的频率一般与变小的力波幅值相对应,噪声可能不会出现明显上升趋势。

为进一步探究在保留原电磁方案不变的基础上改变机壳来实现降噪的方法,定义机壳振动系数  $k_r$ 。声强表达式为<sup>[9]</sup>

$$I = \rho c v^2 \quad (8)$$

式中: $\rho$  为传播声波的介质密度; $c$  为介质中的声速; $v$  为机壳振动速度。

因声强与噪声数值成正比关系,可知噪声与机壳振动速度的平方成正比,可通过对机壳进行调整设计以降低机壳振动速度的方式实现对电机的降噪。已知:

$$v = \frac{p_m}{Z_m} = \frac{F_r}{m'} \cdot \frac{1}{Z_m} \quad (9)$$

式中: $p_m$  为作用在单位面积质量上的激振力幅值; $Z_m$  为机械系统的复阻抗; $F_r$  为激振  $x$  的幅值; $m'$  为单位面积质量。

当忽略振动阻尼时, $Z_m$  为

$$Z_m = \omega m' - \frac{1}{\omega \lambda_{j1}} \quad (10)$$

式中: $\lambda_{j1}$  为定子轭的柔度。

对于  $r \geq 2$  的振动, $m'$  和  $\lambda_{j1}$  为

$$m' = \frac{m_j}{2\pi R_{j1} l_j} \quad (11)$$

$$\lambda_{j1} = \frac{12R_{j1}^4}{Eh_j^3} \cdot \frac{r^2 + 1}{r^2(r^2 - 1)^2} \quad (12)$$

式中: $m_j$  为机壳总质量; $R_{j1}$  为定子轭平均半径。

定子轭的弹性模量为

$$E = \frac{F_r R_{j1}}{2\pi h_j l_j L} \quad (13)$$

式中: $l_j$  为定子轭的轴向长度; $h_j$  为定子轭的径向高度。

当近似认为定子轭与机壳总质量  $m_j$  与定子轭平均半径  $R_{j1}$  成正比( $m_j = kR_{j1}$ )时,其中  $k$  为机壳总质量与定子轭平均半径的正此关系。联立求解式(8)~式(13)可得声强与定子轭平均半径关系表达式为

$$I = \rho c F_r^2 \left[ \frac{1}{k^2 \omega} - \frac{k F_r h_j^2 r^2 (r^2 - 1)^2}{48 \pi^2 \omega l_j^2 R_{j1}^3 L (r^2 + 1)} \right]^2 \quad (14)$$

机壳振动系数为

$$k_r = \frac{1}{\frac{k^2 \omega}{4 \pi^2 l_j^2} - \frac{k F_r h_j^2 r^2 (r^2 - 1)^2}{48 \pi^2 \omega l_j^2 R_{j1}^3 L (r^2 + 1)}} \quad (15)$$

将式(15)代入式(14)可得:

$$I = \rho c F_r^2 k_r^2 \quad (16)$$

因增加机壳散热片的数目可等效为提高定子轭平均半径  $R_{j1}$ , 当保留原有电磁方案不变时, 其余量均可认为是常量, 则机壳振动系数  $k_r$  与  $R_{j1}$  呈负相关, 随  $R_{j1}$  增大而减小, 声强  $I$  则随  $k_r$  的减小而减小, 即电机运行噪声随  $k_r$  的减小而减小, 呈正相关。由此可得, 增加散热片数目在一定程度上降低机壳振动系数, 实现了削弱电机运行噪声的目的。进一步地, 对噪声数值的有限元计算可得原机壳与散热片机壳噪声频谱图如图 13 所示。

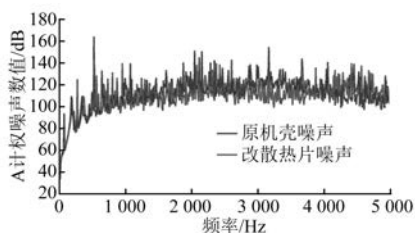


图 13 改散热片前后噪声对比示意图

增加散热片后的噪声分布相较于原机壳整体呈下降趋势, 通过对噪声的对数计算发现, 增加散热片后电机噪声平均值相较原机壳噪声下降约 10%, 约 14 dB, 与前文所得结论相符。由此发现可以在保留原电磁方案不变的背景下通过对机壳结构部件进行调整设计, 降低机壳振动系数  $k_r$  以达到降电机运行噪声的目的。同时, 通过调整散热片数目分布等效提高电机机壳机械对称性及电磁对称性以保证磁场的对称性来降低二倍转差频率噪声的含量也有助于电机噪声控制<sup>[10-11]</sup>。

## 4 结 语

本文主要针对 160 kW 潜水感应电机进行噪声相关内容仿真探讨, 分析电机运行过程中气隙磁场主要分量来源和径向电磁激振力, 并通过建立有限元模型, 对电机运行过程中的径向电磁力、噪声以及电机模型的模态进行计算求解, 得到以下结果:

(1) 根据噪声理论通过解析法推导出电机在运行过程中的力波阶数和频率与进一步利用有限元法从电机气隙部分提取出径向电磁力随时间和空间的变化曲线进行一维傅里叶分解得到的径向电磁力阶数和频率大致相同。后对径向电磁力进行二维傅里叶分解, 得到了与阶次和频率同时对

应的径向电磁力数值。通过多物理场耦合的方式对电机运行时的谐响应力与噪声进行计算, 综合电机形变、加速度与 A 计权噪声的频率分布, 结合电磁力二维傅里叶分解结果, 并由此对噪声的来源进行了合理化分析。

(2) 在保持原电磁方案不变的情况下, 推导出定义了与机壳噪声相关的机壳振动系数, 发现当维持原有电磁方案时, 提高定子轭平均半径  $R_{j1}$  可以达到降低噪声的目的。由此, 通过提高机壳散热片数目的方式等效提高  $R_{j1}$ , 并由有限元计算发现噪声呈下降趋势。同时, 此方式可以改善机械电磁对称性达到降低二倍转差频率噪声含量的效果。

## 【参考文献】

- [1] 徐翌翔, 鲍晓华, 朱庆龙. 潜水电机电磁噪声分析和对比[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(9): 62.
- [2] 程帅. 转子扇形片焊接工艺对全贯流泵用潜水电机起动性能与噪声的影响分析[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2020.
- [3] 王韬, 孙玉田, 王倩, 等. 基于多物理场耦合的感应电机噪声分析[J]. 大电机技术, 2018(3): 11.
- [4] WANG C, BAO X, XU S, et al. Analysis of vibration and noise for different skewed slot-type squirrel-cage induction motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11): 1.
- [5] 鲍晓华, 王春雨. 双斜槽感应电机气隙偏心时的径向电磁力分析[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 75.
- [6] LI Z, DI C, BAO X. Analysis of vibration and noise of induction motor equipped with concentric single-double-layer star-delta winding[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2019, 5(1): 36.
- [7] FODOREAN D, POPP A, BIRTE O, et al. Noise and vibration behavior and analysis conditions of a 45 kW induction motor [C] // 2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2015.
- [8] 韩锐, 唐友义, 徐熊明, 等. 电动汽车异步电机电磁噪声分析与仿真[J]. 电气工程学报, 2019, 14(3): 74.
- [9] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [10] 陈永校, 诸自强, 应善成. 电机噪声的分析与控制[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1987.
- [11] 马思群, 朱昊天, 苏航, 等. 结构参数对三相异步电机电磁力的影响仿真研究[J]. 微电机, 2018, 51(9): 23.