

分类号: TP391

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2220320102



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

# 硕士学位论文

题 目

切向聚磁式永磁同步电机振动噪声  
产生机理及抑制方法研究

论 文 作 者

束浩林

校 内 导 师

江明(教授)

校 外 导 师

陈玮(高级工程师)

专业学位类别

电子信息

研究方向(领域)

永磁电机振动与噪声

论文提交日期: 2025 年 5 月 15 日

分类号: TP391

单位代码: 10363

密类级: 公开

学 号: 2220320102

题 目 切向聚磁式永磁同步电机振动噪声产生机理  
及抑制方法研究

---

题 目 RESEARCH ON VIBRATION AND NOISE  
GENERATION MECHANISM AND  
SUPPRESSION METHOD OF SPOKE-  
TYPE FLUX-CONCENTRATING  
PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS  
MACHINE

---

学 生 姓 名 : 束浩林

---

校 内 导 师 : 江明(教授)

---

校 外 导 师 : 陈玮(高级工程师)

---

专业学位类别 : 电子信息

---

研究方向(领域): 永磁电机振动与噪声

---

论文答辩日期 : 2025 年 4 月 29 日

---

## 安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：束浩林

日期：2025 年 05 月 15 日

## 安徽工程大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 \_\_\_\_\_ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：束浩林

指导教师签名：jz

日期：2025 年 05 月 15 日

日期：2025 年 05 月 15 日

# 切向聚磁式永磁同步电机振动噪声产生机理及 抑制方法研究

## 摘 要

切向聚磁式永磁电机因其高气隙磁密、高功率密度等优势，在新能源汽车行业展现出广泛的发展空间。然而，高气隙磁通密度易产生较为严重的电磁振动噪声问题，降低了新能源汽车乘坐的舒适性。因此，如何研究并抑制此类电机的电磁振动噪声问题逐渐成为了相关专家学者关注的重点和难点。本文以一台 12 槽 10 极切向聚磁式永磁电机为研究对象，基于磁动势-磁导法揭示了径向电磁力产生机理，并深入分析了气隙磁场和电磁力谐波分量的时空特性和来源，在此基础上研究了振动噪声特性及其抑制措施。主要研究内容包括：

首先，构建了永磁电机磁动势-磁导数学模型，推导出不同工况下气隙磁场分布情况，基于麦克斯韦应力张量法获得了径向电磁力解析模型，并将时空阶次谐波来源进行了分类归纳。除此之外，利用有限元仿真，探究了不同运行工况下径向电磁力时空分布特性与谐波分布规律，为电磁振动噪声的抑制策略提供了基础支撑。

其次，建立永磁电机电磁-结构-声场多物理场耦合仿真模型，分析了定子铁心以及机壳组合模态振型和固有频率。基于模态叠加法，研究了空载与负载条件下的振动特性以及多转速下噪声分布。结果表明，在  $2f_0$  处，电机振幅与噪声达到最大值。随着转速的增加，振动与噪声会进一步加剧，特别是转速超过 6000r/min 以上部分。

然后,针对高转速下高振动噪声的问题,提出了定子削齿与转子开槽两种抑制方法,全面研究了不同方法对磁密谐波、低阶径向电磁力以及振动特性的影响,并将优化后结构的电磁性能进行了比较。结果表明,全开槽设计由于端部漏磁的减少,表现出更高的转矩能力,但存在转矩脉动高与噪声偏大的问题;采用定子削齿结构振动与噪声分别下降了 11.1%、6.64%。验证了所提抑制方法的有效性。

最后,搭建振动噪声实验平台,对实验样机进行了基本电磁性能以及振动噪声测试。结果表明,实验结果与有限元结果呈现较高程度吻合,验证了有限元结果的准确性和所提抑制方法的有效性。本研究解决了高气隙磁密所导致的新能源汽车 NVH 问题,改善了电磁性能以及提高了乘坐的舒适性,为推动新能源汽车的发展提供了参考价值。

**关键词:** 切向永磁电机, 径向电磁力, 模态分析, 转子开槽, 振动噪声

# RESEARCH ON VIBRATION AND NOISE GENERATION MECHANISM AND SUPPRESSION METHOD OF SPOKE- TYPE FLUX-CONCENTRATING PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE

## ABSTRACT

Spoke-Type Flux-Concentrating Permanent Magnet (STFC-PM) machine have shown a wide range of development potential in the new energy vehicles (EVs) industry due to high air-gap flux density and high power density. However, high air-gap flux density is prone to serious electromagnetic vibration noise problems, which reduces the comfort of riding in new energy vehicles. Therefore, how to investigate and suppress the electromagnetic vibration and noise of such machines has gradually become the focus and difficulty for relevant experts and scholars. In this paper, a 12-slot/10-pole STFC-PM machine is investigated as the research object. The generation mechanism of radial electromagnetic forces is revealed based on the magnetomotive force (MMF)-permeance method, and the air-gap magnetic field and spatiotemporal characteristics and sources for the electromagnetic force harmonic components are analyzed in depth. On this basis, the vibration noise characteristics and suppression measures are studied. The main research contents include:

Firstly, the MMF mathematical model of PM machine is constructed, and the distribution of air-gap magnetic field under different operating conditions is derived. The Maxwell stress tensor method is employed to derive an analytical model characterizing the radial electromagnetic force, and the sources of spatiotemporal order harmonics are classified and summarized. Finite element is employed to investigate the spatiotemporal distribution characteristics of radial electromagnetic forces and harmonic distribution patterns under different operating conditions, providing basic support for the suppression strategy of electromagnetic vibration noise.

Secondly, a multi physics coupling simulation model of electromagnetic-structure-acoustic for PM machine is established, and the combined modal shapes and natural frequencies of stator core and housing are analyzed. Based on the modal superposition method, the vibration characteristics under no-load and load conditions and the noise distribution at different speeds operation are studied. The results show that the motor amplitude and sound pressure level reach the maximum value at  $2f_0$ , the machine amplitude and noise reach their maximum values. With the increase of the speed, vibration and noise will further intensify, especially the part of the speed exceeding 6000r/min.

Then, in response to the problem of high vibration noise at high speeds, two suppression methods are proposed: stator tooth chamfering and rotor slotting. A comprehensive investigation is conducted on the influence of



different methods on magnetic flux density harmonics, low-order radial electromagnetic forces, and vibration characteristics, and electromagnetic properties of the optimized structures are compared. The results show that the open slot design exhibits higher torque capacity due to the reduction of end leakage flux, but there are issues with high torque ripple and excessive noise. The use of stator tooth chamfering structure reduces vibration and noise by 11.1% and 6.64%, respectively. Verified the effectiveness of the proposed suppression method.

Finally, a vibration and noise experimental platform was established to conduct basic electromagnetic performance and vibration-noise tests on the prototype. The results demonstrated a high degree of consistency between the experimental data and finite element analysis results, which validated both the accuracy of the finite element method and the effectiveness of the proposed suppression approach. This study addresses the NVH issues caused by high air-gap flux density in new EVs, improves electromagnetic performance and enhances ride comfort, thereby providing reference value for promoting the development of new EVs.

Shu Haolin (Electronic Information)

Supervised by Professor Jiang Ming

KEY WORDS: spoke-type permanent magnet machine, radial electromagnetic force, modal analysis, rotor slotting, vibration noise

## 目录

|                              |     |
|------------------------------|-----|
| 摘 要.....                     | I   |
| ABSTRACT.....                | III |
| 第 1 章 绪论.....                | 1   |
| 1.1 课题的研究背景及研究意义.....        | 1   |
| 1.2 永磁电机的研究现状.....           | 2   |
| 1.3 永磁电机电磁振动噪声研究现状.....      | 5   |
| 1.3.1 永磁电机径向电磁力的研究现状.....    | 5   |
| 1.3.2 永磁电机振动噪声研究现状.....      | 6   |
| 1.3.3 永磁电机振动噪声的抑制措施.....     | 7   |
| 1.4 论文研究内容与架构安排.....         | 9   |
| 1.4.1 主要研究内容.....            | 9   |
| 1.4.2 论文构建安排.....            | 10  |
| 第 2 章 切向聚磁式永磁电机电磁力计算与分析..... | 12  |
| 2.1 引言.....                  | 12  |
| 2.2 永磁电机气隙磁场分析.....          | 12  |
| 2.2.1 转子永磁体磁动势.....          | 13  |
| 2.2.2 定子电枢反应磁动势.....         | 13  |
| 2.2.3 气隙磁导.....              | 14  |
| 2.3 永磁电机径向电磁力特性分析.....       | 15  |
| 2.4 永磁电机有限元分析.....           | 17  |
| 2.4.1 电机有限元模型建立.....         | 17  |
| 2.4.2 气隙磁通密度有限元分析.....       | 18  |
| 2.4.3 径向电磁力密度有限元分析.....      | 21  |
| 2.5 本章小结.....                | 24  |
| 第 3 章 切向聚磁式永磁电机振动噪声特性.....   | 25  |
| 3.1 引言.....                  | 25  |
| 3.2 结构模态分析.....              | 25  |

|                                     |           |
|-------------------------------------|-----------|
| 3.2.1 模态分析基础理论.....                 | 25        |
| 3.2.2 定子结构模态分析.....                 | 27        |
| 3.3 多物理场分析模型的构建.....                | 30        |
| 3.4 电磁振动噪声特性分析.....                 | 33        |
| 3.5 本章小结.....                       | 35        |
| <b>第 4 章 切向聚磁式永磁电机振动噪声抑制.....</b>   | <b>37</b> |
| 4.1 引言.....                         | 37        |
| 4.2 定子结构对振动噪声抑制分析.....              | 37        |
| 4.2.1 定子削齿原理分析.....                 | 37        |
| 4.2.2 定子削齿对气隙磁密与径向电磁力的影响.....       | 39        |
| 4.2.3 定子削齿对电磁振动噪声的影响.....           | 41        |
| 4.3 转子结构对振动噪声抑制分析.....              | 43        |
| 4.3.1 转子开槽结构设计.....                 | 43        |
| 4.3.2 转子开槽对气隙磁密与径向电磁力的影响.....       | 43        |
| 4.3.3 转子开槽对电磁振动噪声的影响.....           | 45        |
| 4.4 电磁性能比较.....                     | 47        |
| 4.5 本章小结.....                       | 49        |
| <b>第 5 章 切向聚磁式永磁电机振动噪声实验测试.....</b> | <b>50</b> |
| 5.1 引言.....                         | 50        |
| 5.2 基本电磁性能试验.....                   | 50        |
| 5.3 振动噪声测试.....                     | 52        |
| 5.4 本章小结.....                       | 55        |
| <b>第 6 章 总结与展望.....</b>             | <b>56</b> |
| 6.1 全文总结.....                       | 56        |
| 6.2 研究展望.....                       | 57        |
| 参考文献.....                           | 58        |
| 攻读学位期间发表的学位论文.....                  | 64        |
| 致谢.....                             | 65        |

# 第1章 绪论

## 1.1 课题的研究背景及研究意义

近年来，随着石油等化石燃料的枯竭以及全球环境污染等问题愈发严重，发展高效、零排放和低噪音的电动汽车已然成为国家的政策方针。根据《新能源汽车产业发展规划(2021-2035)》的相关部署<sup>[1]</sup>，国内汽车产业将分阶段实现技术转型升级目标。规划明确指出，至 2025 年新能源汽车消费市场份额预期提升约 20%；再此基础上，至 2035 年，纯电动汽车将主导汽车生产格局。作为新能源汽车动力系统的核心组成部分，驱动电机的市场需求与产业扩张呈现显著的正相关。永磁电机凭借高效率、高转矩密度和高功率因数等优势，在汽车推进系统、航空动力装置以及风能转换设备等场景中具有广泛的应用前景<sup>[2]、[3]</sup>。伴随着新能源、智能制造和高端设备等新兴行业的快速崛起，永磁电机振动噪声问题受到了越来越多领域的关注，也逐渐成为了一项衡量电机性能的关键指标。

永磁电机在运行期间，根据其产生原理不同，电机噪声主要分为机械噪声、电磁噪声和气动噪声三大类型<sup>[4]</sup>，如图 1-1 所示。其中，机械噪声源于电机内部结构摩擦，如轴承运转时摩擦、转子不对称而引发的振动等。气动噪声则通常由外部散热风扇的运转所导致的气流扰动而产生。电磁噪声主要源自气隙磁场中磁密相互作用产生的电磁激振力，通过定子齿传导至定子轭部引发振动<sup>[5]</sup>。电磁激振力是一种时变力，具有时空特性，且与气隙磁通密度呈平方关系<sup>[6]</sup>，同时需要与电机模态进行综合分析，避免产生共振，导致电机整体平稳性降低。

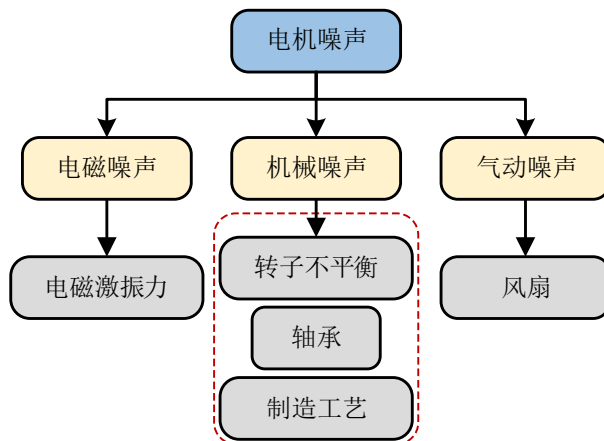


图 1-1 电机噪声分类

内置式永磁电机转子内部的永磁体布局方式较为灵活, 尽管如此, 相较于表贴式永磁电机, 其漏磁现象更加明显, 需要采取相应的隔磁措施以优化磁路。对比永磁体磁场方向, 可将内置式永磁电机分为三种类型。其中切向式每极磁通由两块相邻的永磁体提供, 具有聚磁能力强, 转矩密度高等特点<sup>[7]</sup>。但较高的磁通磁密会导致转子漏磁严重, 产生剧烈的电磁振动噪声问题。

目前, 永磁电机振动噪声问题的研究面临着以下关键科学挑战。首先, 工况多样性是影响永磁电机振动噪声的重要因素之一。不同工况条件会引发电磁激振力的时空分布特性改变, 导致定子铁芯与机壳结构呈现复杂的非线性振动模态。其次, 模型问题是制约永磁电机振动噪声预测和控制的重要因素。由于永磁电机结构复杂, 具有非线性特性, 传统的模态分析和有限元模型可能无法准确预测振动噪声。此外, 高精度谐波抑制策略的工程实现存在挑战。需要突破基于磁势重构的电磁力波主动补偿技术, 以及基于矢量控制的高精度谐波注入方法。针对切向聚磁式永磁电机的振动噪声产生机理, 深入揭示其电磁力波的空间谐波分布规律, 提出电磁振动噪声的抑制方法。对于提升新能源汽车 NVH(噪声、振动和声振粗糙度)性能、推动环境友好型电驱动系统发展具有重要实用价值。该研究既能为电动汽车动力系统优化设计提供理论支撑, 又能推动高效低噪电机在电动汽车领域实现可持续发展。

## 1.2 永磁电机的研究现状

相比于传统励磁电机, 永磁电机无需依赖励磁电源与励磁绕组, 其磁场激励并非来自外电路, 而是依靠安装于转子的固定在转子上的永磁体来产生磁场。永磁材料的演进与永磁电机技术的进步相辅相成, 两者之间存在密不可分的联系<sup>[8]</sup>。

得益于优异的磁性特征与可靠的磁化稳定性, 永磁体在电机领域的应用显著提升了系统性能。伴随着材料制备技术的持续革新, 高性能的钕铁硼(NdFeB)和钐钴(SmCo)等稀土永磁材料应运而生<sup>[9]</sup>, 这些材料不仅具有极高的剩磁和矫顽力, 还能够高温环境下保持良好的磁稳定性, 极大地拓展了永磁电机的应用范围。

凭借先进永磁材料的突破性进展, 永磁电机得以在众多领域被广泛运用, 其发展历程如图 1-2 所示<sup>[10]</sup>。以稀土永磁电机为例, 集中体现在紧凑型结构设计、运行稳定性、效率指标优异等显著特点<sup>[11]</sup>。此外, 该电机结构参数根据不同场景

可进行灵活配置，不仅能满足农业、航空航天以及日常生活等多方面。在如今这个追求高效节能的绿色能源时代，永磁电机凭借其高能效比和低能耗的优势，成为了推动可持续发展的重要技术之一。

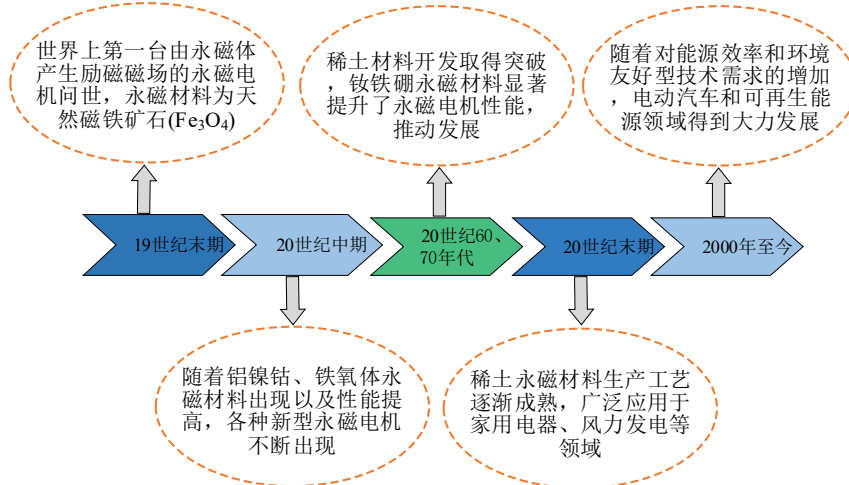


图 1-2 永磁电机发展历程

永磁电机的性能特征与其转子上永磁体的排列方式密切相关。不同的排列方式不仅影响电机的基本参数，如气隙磁通密度和绕组电感，还会影响其磁阻转矩等关键性能指标。永磁电机类型分为表贴式<sup>[12]</sup>和内置式<sup>[13]</sup>，如图 1-3 所示，每种布局都有其独特的特性与应用优势。

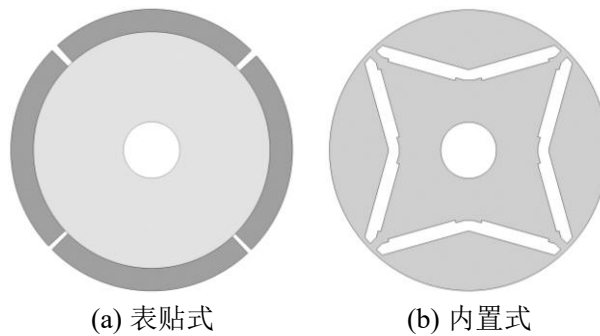


图 1-3 永磁电机分类

表贴式永磁电机的典型结构特征是转子铁心外表面配置瓦片型永磁体阵列，其电磁特性是直轴与交轴方向的主电感值相等。这种转子结构的主要优点在于永磁体产生的磁通可直接抵达气隙区域，使得漏磁系数相对较低，进而在气隙处能形成更高强度的磁通密度，且永磁磁极更容易进行优化设计，促使气隙磁密波形更接近于正弦波形态，这有助于提高电机整体的运行效率。但也存在局限性，当负载增加或定子磁场产生的去磁作用增强时，可能会导致永磁体出现较大幅度的去磁现象。

内置式永磁电机在高速驱动领域具有广泛的应用前景。其结构特点是永磁体

集成于转子铁心之中，并在定转子气隙间配置铁磁性极靴。一方面为永磁体提供机械保护并增强其抗去磁性能；另一方面形成独特的直交轴电感差异特性。采用非对称磁路拓扑的转子设计方案，不仅能够充分激发磁阻转矩分量，同时可提升电机的功率输出能力，优化其瞬态响应性能。然而，相较于表贴式结构，由于永磁体嵌入深度深且磁路结构复杂，导致漏磁现象更为明显，漏磁系数更高。此外，特殊的磁路设计和复杂的制造工艺使得内置式电机的生产成本明显增加，这也成为其在某些成本高的应用领域推广的主要制约因素。

内置式永磁电机又根据充磁方向可分为径向式<sup>[14]</sup>、切向式<sup>[15]</sup>、混合式<sup>[16]</sup>，如图 1-4 所示。

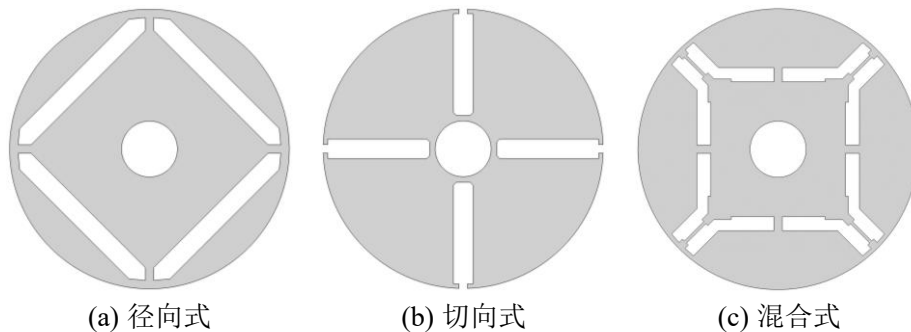


图 1-4 转子结构的分类

各结构的主要特点为：

(1) 径向式转子结构中，永磁体的磁化方向与转子旋转方向彼此垂直，结构优势在于其磁路设计使得漏磁现象得以有效降低，从而提高了磁能的利用率。同时，转轴部分无需额外的隔磁设计，简化了制造工艺。此外，转子冲片具备良好的机械强度特性，通过优化冲片结构设计及选用高强度电工钢材料，使其在高速旋转工况下仍能保持完整的力学性能。这种结构设计赋予了转子冲片优异的离心力承载能力，能够有效抵御因高速旋转产生的径向应力，从而为高速工况下的转子动态稳定性提供了可靠保障。

(2) 切向式转子结构中，永磁体的磁化方向与转子方向保持一致。由于磁极与气隙之间存在较大距离，导致该结构的极间漏磁现象相较于径向结构更为显著。为有效抑制漏磁场对电机性能的不利影响，需要采用隔磁设计，以优化气隙磁场的分布特性。基于磁极并联作用原理，在单极距范围内，双极协同工作显著增强了气隙磁场强度，从而实现了单极磁通的提升。此外，该结构能更好地利用磁阻转矩分量，有助于提高电机效率，增强电机弱磁扩速能力。但固定方式相对复杂，

需采取相应的结构部件来增强机械可靠性,确保电机在高速运行时的安全性和稳定性。

(3) 混合式转子结构综合了径向与切向结构的优势,能够提高电机输出转矩的同时改善电机输出性能指标,如转矩脉动、齿槽转矩等。但相对结构更加复杂,制造成本更高。

### 1.3 永磁电机电磁振动噪声研究现状

#### 1.3.1 永磁电机径向电磁力的研究现状

永磁电机的径向电磁力是引起电磁振动的主要激励源,作用于定子齿表面,使得定子铁心产生径向振动与形变。径向电磁力主要由电机气隙磁场中谐波相互作用产生,随时间和空间变化<sup>[17]</sup>。因此,从永磁和电枢磁场两方面考虑,分析磁密谐波来源,降低谐波幅值或改变空间阶次,达到抑制电机振动噪声的效果。径向电磁力一直是研究电机振动噪声问题的必要研究对象,一般求解方法分为解析法和有限元法。

解析法首先通过磁势乘以磁导率得到磁场的分布,然后根据麦克斯韦应力张量法得到电磁力。文献<sup>[18]</sup>首次提出采用磁动势乘以磁导的解析方法对电机气隙磁场进行建模,并在此基础上建立了径向电磁力解析表达式,但简化和假设处理导致精度较差。文献<sup>[19,20]</sup>根据 Maxwell 应力方程对永磁电机径向电磁力进行推导,揭示了径向电磁力的阶次分布规律与频率调制特性。文献<sup>[21]</sup>提出了一种预测饱和磁场引起的非线性径向电磁力的解析模型方法,可用于计算任意极对数和任意转子位置的径向电磁力。而解析法在计算径向电磁力时存在一定的局限性,因为无法充分考虑电机饱和程度的影响。若仅依据磁场线性化处理来进行计算,会导致结果不够精准,无法真实反映电机在实际运行状态下的电磁力情况。

随着有限元软件的不断进步,数值法在径向电磁力计算领域的应用日益普及。有限元法通过差分原理将电机离散成有限个单元,提高了电机电磁计算的精度,并且可以通过有限元分析处理非线性和局部饱和效应。文献<sup>[22]</sup>针对永磁电机不同槽极配合方案径向电磁力的特性展开研究,结合有限元仿真与实验测试方法,分数槽电机由于其独特的绕组排列方式和齿谐波特性,其振动噪声幅值普遍高于



整数槽电机的结论。文献<sup>[23]</sup>针对不同气隙状态的 IPMSM 建立了电磁有限元模型，认为气隙变形会影响振动计算结果。文献<sup>[24]</sup>通过三维有限元法计算了电机径向电磁力波，总结了电磁力波沿电机轴向的变化规律。文献<sup>[25]</sup>提出了电磁力密度的快速计算方法，并通过有限元分析验证了该方法的有效性。

### 1.3.2 永磁电机振动噪声研究现状

在永磁电机运行过程中，振动噪声的产生受多种因素的影响，其中电磁振动噪声是主要的贡献源<sup>[26]</sup>，为了深入研究这一问题，建立精确的振动噪声分析模型显得尤为重要。电磁振动噪声的计算具有较高的复杂性，涉及多个研究领域，具体的流程如图 1-5 所示。针对永磁电机的振动噪声特性，首先通过电磁场数值模拟获取定子表面时变电磁力分布，随后将电磁力数据传递至三维结构场进行动力学求解。基于模态叠加原理或瞬态响应分析获得结构振动特性，最终将振动位移作为边界条件输入声学模型，实现电磁噪声的数值预测。围绕永磁电机电磁噪声抑制问题<sup>[27-29]</sup>，国内外研究者开展了深入的理论探索与实验研究，在电磁激励特性分析与声振耦合等方面取得了显著进展。

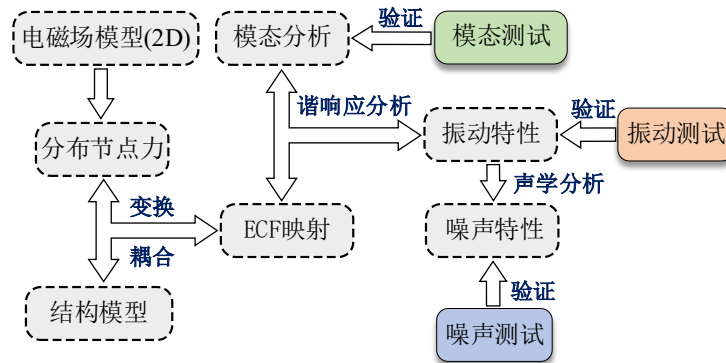


图 1-5 振动噪声仿真流程<sup>[30]</sup>

文献<sup>[31]</sup>对盘式电机的电磁振动进行了研究，建立了盘式电机振动响应模型。文献<sup>[32]</sup>采用模态叠加原理与实验测试方法相结合，分析了电机高频边带噪声的特性成分及其动态演变规律。文献<sup>[33]</sup>建立了空间矢量脉冲宽度调制控制-电磁场仿真模型，分析了样机的振动噪声特性。文献<sup>[34]</sup>基于多物理场耦合的感应电机振动特性分析与研究方法。通过谐波响应分析，将永磁游标电机的电磁力与振动特性耦合，实现了永磁游标电机的振动解和计算。文献<sup>[35]</sup>通过多物理场耦合仿真对比分析谐波电流注入前后电机电磁振动噪声特性。文献<sup>[36]</sup>分析了在热应力和电

磁力共同作用下电机的结构变形,突出对比强弱耦合变形情况下电机电磁力及振动噪声情况。

### 1.3.3 永磁电机振动噪声的抑制措施

在抑制永磁电机的电磁振动噪声方面,可采取多种有效措施。通过合理配置定转子槽极数,维持磁场的对称分布特性,有助于提高径向电磁力的最低空间谐波阶次<sup>[37]</sup>,有效抑制非平衡电磁激励。其次,从电机结构优化与控制策略改进两个关键方向入手,可进一步提升系统整体性能

在电机结构方面,优化电机本体结构来抑制电磁振动噪声主要从以下设计方面来考虑:

(1) 优化电机关键几何参数,有效降低径向电磁力的谐波分量幅值。如辅助槽、槽宽以及气隙长度等结构要素会显著改变气隙磁场分布特性。值得注意的是,这些几何参数的调整对电机固有频率的影响相对有限。针对这些参数,可以采用多目标优化算法,降低电磁振动噪声的同时,确保不牺牲转矩性能。例如,文献<sup>[38]</sup>为提高内置 U 型永磁同步电机电磁性能及抑制电机低频振动噪声,提出一种 U 一型磁极结构并结合 Halbach 充磁方式、转子开槽的电机拓扑,结构如图 1-6 所示。文献<sup>[39]</sup>介绍了不同极弧宽度的转子分段电机,从而抑制零阶振动分量,有效降低了电机的电磁振动。文献<sup>[40]</sup>提出一种定转子开设辅助槽,转子采用钕铁硼和铁氧体混合永磁体,同时部分永磁体分段 Halbach 充磁方式的电机拓扑结构。

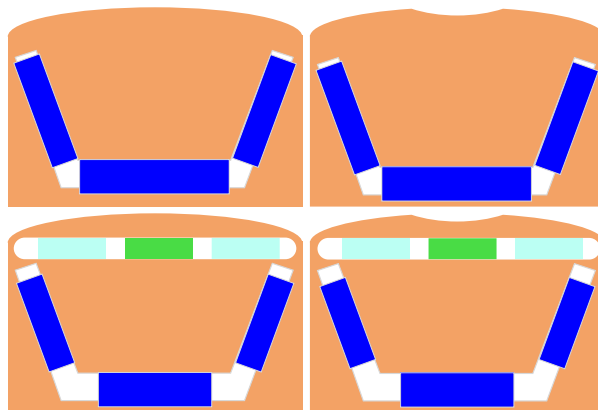


图 1-6 不同 U 型电机转子结构

(2) 通过斜极或斜槽等方式。当定子与转子采用斜槽或斜极设计时,径向电磁力在电机轴向上会产生相位移动,从而有效降低平均径向电磁力幅值。转子斜极技术是抑制永磁电机振动噪声的重要手段,常用的形式包括分段斜极、V 字形

斜极和线性斜极等多种结构<sup>[41,42]</sup>。文献<sup>[43]</sup>采用转子分段移位斜极的方法来削弱谐波磁场，从而削弱该电机轴向电磁力。文献<sup>[44]</sup>提出了如图 1-7 所示的分段错开不等宽永磁磁极设计方法，降低了定子齿上径/切向力谐波。文献<sup>[45]</sup>对比分析了斜槽法、分段转子法以及非对称磁极法三者的电磁振噪优缺点、电磁性能与工程制作成本。

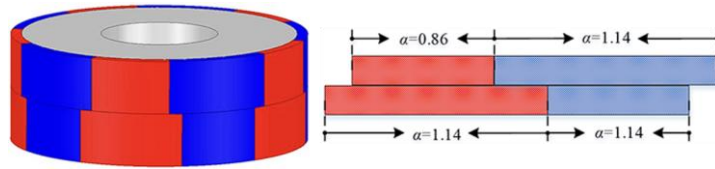


图 1-7 分段错开不等宽永磁磁极

(3) 调控径向电磁力幅值或相位关系实现低阶振动抑制。采用降低低阶振动为直接调控目标，利用引起同阶振动的不同阶次径向力波之间的相位差异，通过优化永磁体结构参数，有针对性地调整特定阶次径向电磁力波的幅值或相位关系。文献<sup>[46]</sup>对 12 槽 10 极永磁电机的气隙 10 阶与 2 阶径向电磁力存在  $180^\circ$  相位差，而气隙 10 阶径向电磁力被调制为定子上 2 阶径向电磁力，引起 2 阶振动，如图 1-8 所示。

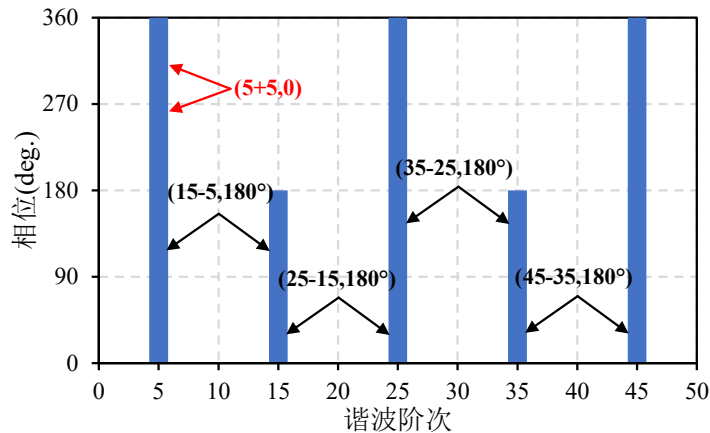


图 1-8 永磁磁密谐波相位关系

在控制策略方面，采用先进的控制算法、优化电枢电流、调整开关频率以及优化控制策略等方法。文献<sup>[47]</sup>采用定子绕组注入 13 次谐波电流的方法，削弱 0 阶径向电磁力波中 12 倍频引起的振动噪声并分析对比了谐波电流注入前后电机电磁振动噪声特。文献<sup>[48]</sup>提出一种新的随机非对称载波 PWM 技术，如图 1-9 所示，用于永磁同步电机全频率范围的减振，锯齿波取代了传统的对称三角波，有效抑制了低频相电流谐波。

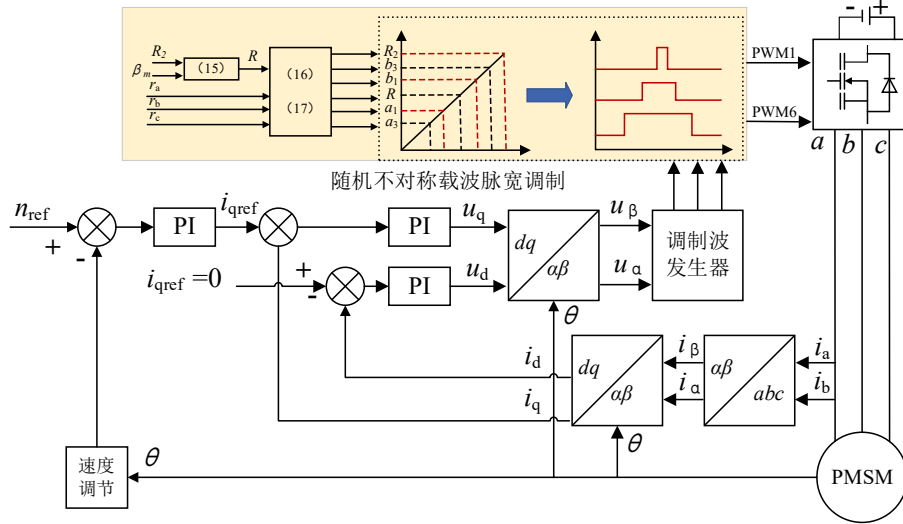


图 1-9 随机不对称载波脉宽调制原理

综上所述，降低永磁电机的电磁振动噪声一方面在于结构参数设计优化，避免引发共振现象，比如改变模态刚度和质量<sup>[49]</sup>；另一方面在于抑制低阶振动，调整径向电磁力幅值或相位，优化控制策略等方式进行振动噪声削弱。

## 1.4 论文研究内容与架构安排

### 1.4.1 主要研究内容

综合永磁电机背景及其国内外电磁振动噪声研究现状，本文以 12 槽 10 极切向聚磁式永磁电机为研究对象，针对永磁电机高气隙磁密以及高转速运行时所产生的高振动噪声的问题，通过提出两种抑制方法来解决上述问题，本文的研究内容如图 1-10 所示，重点研究内容如下：

(1) 切向聚磁式永磁电机电磁力计算与产生机理。本文构建了永磁电机磁动势-磁导数学模型，推导了不同工况下气隙磁密分布情况，基于 Maxwell 应力张量法获得了径向电磁力解析式，揭示了其产生机理与时空特性并分类归纳了谐波来源。除此之外，利用有限元仿真，探究了不同运行工况下径向电磁力时空分布特性与谐波分布规律。

(2) 切向聚磁式永磁电机多物理场耦合分析。建立永磁电机电磁-结构-声场多物理场耦合仿真模型，分析了定子铁心及其机壳组合模态振型和固有频率。基于模态叠加法，研究了空载与负载工况下的振动响应特性与噪声以及宽转速范围运行时的等效辐射声功率级。

(3) 切向聚磁式永磁电机振动噪声抑制方法研究。提出了定子削齿和转子开槽两种抑制方法，分析了两种抑制方法下电机的气隙磁通密度、谐波分量、径向电磁力空间分布特性与谐波分布规律；然后，分析了两种方法对应的电磁振动特性与噪声分布；最后，比较了优化后结构的电磁性能。

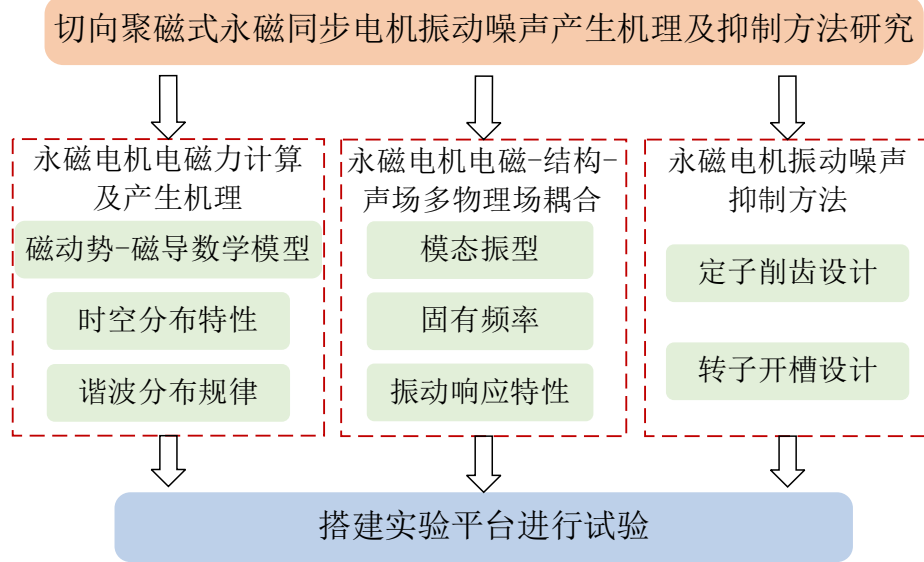


图 1-10 研究内容框图

#### 1.4.2 论文构建安排

本文共分为 6 章，具体结构如下：

第 1 章为绪论部分。通过分析新能源汽车的优势与汽车行业发展前景，明确了本课题的研究背景和研究意义，阐述了永磁电机噪声分类与来源以及面临的诸多重要挑战；然后从径向电磁力、振动噪声以及抑制措施三方面综述了永磁电机研究现状；最后给出了本文的重点研究内容与架构安排。

第 2 章为切向聚磁式永磁电机理论分析。考虑电机定子与转子开槽效应的影响，基于磁动势-磁导数学模型，通过分析永磁体励磁磁动势、定子电枢反应磁动势以及开槽气隙磁导，推导了气隙磁密分布函数与电磁力密度的解析表达式，揭示了磁场谐波与电磁力谐波分量时空特性及来源。

第 3 章为切向聚磁式永磁电机结构模态与振动噪声多物理场耦合仿真分析。首先，基于模态叠加法振动力学，分析了电机模态分析基础理论。其次，建立了定子结构的三维有限元模型，分析了电机自由模态振型与固有频率；然后，建立了电磁-结构-声场多物理场耦合仿真模型，并对电机声学理论进行了研究。最后，

对永磁电机在空载和负载两种工况下的电磁振动特性与噪声分布进行了仿真分析。

第 4 章提出两种切向聚磁式永磁电机振动噪声的抑制方法：定子削齿和转子开槽。首先，揭示了其抑制方法的原理；其次，分析了抑制方法下电机的气隙磁通密度、谐波分量、径向电磁力空间分布特性与谐波分布规律；然后，分析了抑制方法对应的电磁振动特性与噪声分布；最后，比较了优化后结构的电磁性能。

第 5 章为切向聚磁式永磁电机振动噪声实验测试。首先，对样机的基础电磁性能进行分析，验证实验测试与有限元仿真的准确性；之后对样机进行了噪声测试并与仿真结果进行对比。

第 6 章为总结与展望。对课题研究内容总结归纳，指出本文存在的不足与展望。

## 第2章 切向聚磁式永磁电机电磁力计算与分析

### 2.1 引言

永磁电机气隙区域中存在着相互作用的基波磁场以及一系列谐波磁场,进而产生具有时变特性的电磁力,其主要包含径向分量与切向分量<sup>[50]</sup>。其中,切向电磁力是促进电机旋转并产生转矩的关键因素;而径向电磁力则会随着时间与空间变化,在定子铁心上施加径向应力,使其发生形变,最终引发电磁振动噪声。径向电磁力通常为电磁振动的主要来源<sup>[51]</sup>,在分析振动噪声时,忽略切向电磁力的影响。此外,电机的结构模态特性同样对振动噪声具有重要影响,当结构固有频率与电磁激振力波频率发生耦合时,将引发共振响应,从而导致振动幅值急剧增大<sup>[52]</sup>。因此,在研究电机振动噪声时,必须综合考虑径向电磁力和结构模态的影响,以准确评估和有效控制电机的振动噪声水平。

在研究永磁电机的振动与噪声问题上,需要通过分析气隙中的谐波磁场对电机径向电磁力密度的影响。本节构建了永磁电机磁动势-磁导数学模型,并考虑了电机定子开槽与转子开槽效应的影响,基于麦克斯韦应力张量法获得了径向电磁力解析模型,探究了不同运行工况下径向电磁力时空分布特性以及谐波分布规律,为电磁振动噪声的抑制策略提供了基础支撑。

### 2.2 永磁电机气隙磁场分析

气隙磁场包含两种类型:一种是由永磁体产生的永磁磁场,另一种是定子绕组通电后产生的电枢磁场<sup>[53]</sup>。不同的负载条件下,合成的气隙磁场有所不同。当电机处于空载运行时,气隙磁场主要由永磁磁场单独主导;而在负载状态下,则是由定子电枢磁场与永磁磁场共同作用形成合成气隙磁场。径向电磁力密度受到气隙磁通密度的影响,不考虑铁芯饱和带来的影响,基于磁动势-磁导法推导气隙磁通密度表达式为<sup>[54]</sup>:

$$\begin{aligned} B(\theta, t) &= B_{Sn}(\theta, t) + B_{Rm}(\theta, t) \\ &= [f_s(\theta, t) + f_r(\theta, t)] \Lambda(\theta, t) \end{aligned} \quad (2-1)$$

式中,  $B_{Sn}(\theta, t)$  为电枢气隙磁场;  $B_{Rm}(\theta, t)$  为转子气隙磁场;  $f_s(\theta, t)$  为定子电枢绕组磁动势;  $f_r(\theta, t)$  为转子永磁体磁动势;  $\Lambda(\theta, t)$  为气隙合成磁导。  $\theta$  为转子位置角;  $t$  为时间。

### 2.2.1 转子永磁体磁动势

电机在空载运行时, 定子侧绕组中无电流, 气隙磁场只由转子侧永磁体产生, 永磁体磁动势可以表示为<sup>[55]</sup>:

$$f_r(\theta, t) = \sum_{\mu}^{\infty} F_{r\mu} \cos[\mu p(\omega_r t - \theta)] \quad (2-2)$$

式中,  $\mu$  为转子永磁体磁动势谐波阶数;  $F_{r\mu}$  为永磁体  $\mu$  次谐波磁动势幅值;  $\omega_r$  为转子角速度。

转子谐波阶数  $\mu$  可表示为:

$$\mu = (2r + 1)p \quad r = 1, 2, 3 \dots \quad (2-3)$$

式中,  $p$  为电机极对数。

### 2.2.2 定子电枢反应磁动势

在负载工况下, 定子侧绕组中通入电流, 因此, 气隙磁场由电枢绕组与永磁体共同产生。则电枢绕组磁动势可以表示为:

$$f_s(\theta, t) = \sum_{\nu}^{\infty} F_{s\nu} \cos[p(\omega_r t - \nu\theta)] \quad (2-4)$$

式中,  $\nu$  为电枢绕组磁动势谐波次数;  $F_{s\nu}$  为电枢绕组  $\nu$  次谐波磁动势幅值。

定子电枢绕组磁动势次数由电机的每极每相槽数决定:

$$q = \frac{Z_s}{2mp} = q_0 + \frac{c}{d} \quad (2-5)$$

式中,  $Z_s$  为定子槽数;  $m$  为相数;  $q_0$  为  $q$  的整数部分,  $c, d$  为互质的非负整数(且  $c < d$ )。当  $c=0$  时, 电机为整数槽绕组, 否则为分数槽绕组。

当电机为整数槽时,  $\nu$  的表达式如下:

$$\nu = 6k + 1 \quad (k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2-6)$$



当电机为分数槽绕组时， $\nu$  的取值如下所示<sup>[56]</sup>：

$$\nu = \left( \frac{6k+1}{d} \right) p \quad (k=0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2-7)$$

### 2.2.3 气隙磁导

在电机无槽结构中，气隙长度保持均匀变化，此时的气隙磁导函数为恒定值。当考虑定子与转子开槽效应综合影响时，开槽引入的谐波分量将导致气隙磁导函数发生周期性变化。气隙磁导可表示为两者磁导函数的乘积形式：

$$\Lambda(\theta, t) = \frac{g}{\mu_0} \Lambda_s(\theta) \Lambda_r(\theta, t) \quad (2-8)$$

式中， $\Lambda_s(\theta)$  为考虑定子开槽时相对磁导率； $\Lambda_r(\theta, t)$  为考虑转子开槽时相对磁导率； $g$  为气隙长度。

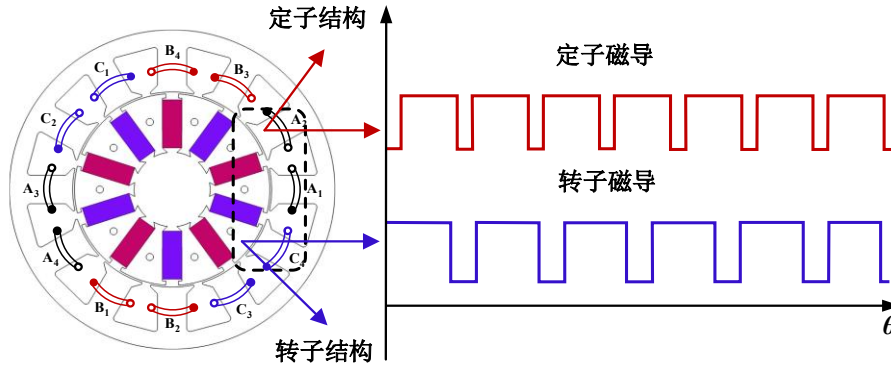


图 2-1 电机定子与转子磁导率分布模型

图 2-1 为考虑定子与转子开槽的磁导率模型，分别进行傅里叶展开得到函数表达式。

定子磁导率函数可表示为<sup>[57]</sup>：

$$\Lambda_s(\theta) = \Lambda_{s0} + \sum_{n=1}^{\infty} \Lambda_{sn} \cos(nZ_s\theta) \quad (2-9)$$

式中， $Z_s$  为定子槽数； $\Lambda_{s0}$  和  $\Lambda_{sn}$  为零阶和  $n$  阶定子磁导系数。

此外，转子磁导函数可以表示为：

$$\Lambda_r(\theta, t) = \Lambda_{r0} + \sum_{m=1}^{\infty} \Lambda_{rm} \cos[2mp(\theta - \omega_r t - \varphi_0)] \quad (2-10)$$

式中， $\Lambda_{r0}$  和  $\Lambda_{rm}$  为零阶和  $m$  阶转子磁导系数； $\varphi_0$  为转子初始位置角。

根据式 (2-4)、(2-9)，可得到定子电枢气隙磁场：

$$\begin{aligned}
 B_{Sn}(\theta, t) = & \sum_v^{\infty} B_{sv} \cos[p(\omega_r t - v\theta)] \\
 & + \sum_v^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} B_{svn} \cos[p\omega_r t + \theta(nZ_s - pv)]
 \end{aligned} \quad (2-11)$$

根据式(2-2)、(2-10)，可得到转子永磁气隙磁场：

$$\begin{aligned}
 B_{Rm}(\theta, t) = & \sum_{\mu}^{\infty} B_{r\mu} \cos[\mu p(\omega_r t - \theta)] \\
 & + \sum_{\mu}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} B_{r\mu m} \cos[\mu p(\omega_r t - \theta) + 2mp(\theta - \omega_r t - \varphi_0)]
 \end{aligned} \quad (2-12)$$

因此，在负载条件下，电机的气隙合成磁场可表示为：

$$\begin{aligned}
 B(\theta, t) = & B_{Sn}(\theta, t) + B_{Rm}(\theta, t) \\
 = & \sum_v^{\infty} B_{sv} \cos[p(\omega_r t - v\theta)] \\
 & + \sum_{\mu}^{\infty} B_{r\mu} \cos[\mu p(\omega_r t - \theta)] \\
 & + \sum_v^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} B_{svn} \cos[p\omega_r t + \theta(nZ_s - pv)] \\
 & + \sum_{\mu}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} B_{r\mu m} \cos[\mu p(\omega_r t - \theta) + 2mp(\theta - \omega_r t - \varphi_0)]
 \end{aligned} \quad (2-13)$$

### 2.3 永磁电机径向电磁力特性分析

电机运行状态下，周向分布的径向电磁力是产生电磁振动的主导激励源。开展精确的求解计算以及产生机理的研究共同构成了电机振动噪声分析的理论基础。根据麦克斯韦应力张量法可以得到作用在定子铁心上的径向电磁力密度可表示为<sup>[58]</sup>：

$$P_r(\theta, t) = \frac{B_r^2(\theta, t) - B_t^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (2-14)$$

式中， $B_r(\theta, t)$ 为径向磁密； $B_t(\theta, t)$ 为切向磁密； $\mu_0$ 为真空磁导率。

由于空气磁导率远低于铁磁材料，且忽略切向磁密的影响，因此，径向电磁力表达式可化简为：

$$P_r(\theta, t) = \frac{B_r^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (2-15)$$

将式(2-13)代入式(2-15)中, 获得径向电磁力密度时间-空间分布规律, 其表达式为:

$$\begin{aligned}
 P_r(\theta, t) &\approx \frac{1}{2\mu_0} B_r^2(\theta, t) \\
 &= \frac{1}{2\mu_0} (B_{Sn}^2 + B_{Rm}^2 + 2B_{Sn}B_{Rm}) \\
 &= \frac{1}{2\mu_0} \left\{ \sum_v B_{sv} \cos[p(\omega_r t - v\theta)] + \sum_v \sum_{n=1}^{\infty} B_{svn} \cos[p\omega_r t + \theta(nZ_s - pv)] \right\}^2 \\
 &\quad + \frac{1}{2\mu_0} \left\{ \sum_{\mu} B_{r\mu} \cos[\mu p(\omega_r t - \theta)] + \sum_{\mu} \sum_{m=1}^{\infty} B_{r\mu m} \cos[\mu p(\omega_r t - \theta) + 2mp(\theta - \omega_r t - \varphi_0)] \right\}^2 \\
 &\quad + \frac{1}{\mu_0} \left\{ \sum_v B_{sv} \cos[p(\omega_r t - v\theta)] + \sum_v \sum_{n=1}^{\infty} B_{svn} \cos[p\omega_r t + \theta(nZ_s - pv)] \right\} \\
 &\quad \times \left\{ \sum_{\mu} B_{r\mu} \cos[\mu p(\omega_r t - \theta)] + \sum_{\mu} \sum_{m=1}^{\infty} B_{r\mu m} \cos[\mu p(\omega_r t - \theta) + 2mp(\theta - \omega_r t - \varphi_0)] \right\}
 \end{aligned} \tag{2-16}$$

电机气隙磁场主要由定子电枢磁场与转子永磁磁场相互作用形成。径向电磁力密度按来源分为三类: 第1类为永磁磁场单独作用产生; 第2类为电枢磁场单独作用产生; 第3类为永磁磁场和电枢磁场相互作用共同产生<sup>[59]</sup>。空间阶次和频率特征如表2-1所示。

表 2-1 空间阶次与频率特征

| 分类  | 阶次                                                    | 频率                     |
|-----|-------------------------------------------------------|------------------------|
| 第1类 | $(\mu_1 \pm \mu_2)p$<br>$(\mu_1 \pm \mu_2)p \pm kZ_s$ | $(\mu_1 \pm \mu_2)f_0$ |
| 第2类 | $(v_1 \pm v_2)p$<br>$(v_1 \pm v_2)p \pm kZ_s$         | $2f_0/0$               |
| 第3类 | $(\mu \pm v)p$<br>$(\mu \pm v)p \pm kZ_s$             | $(\mu \pm 1)f_0$       |

从表中得出以下结论:

- (1) 径向电磁力时间阶次表示为  $\mu_1 \pm \mu_2$ , 即电磁力频率为电流基频的偶数倍。
- (2) 径向电磁力空间阶数由定子与转子谐波相互作用产生, 即  $n = \mu + v$ 。

径向电磁力波的时空特性主要取决于电机的槽极组合关系<sup>[60]</sup>。通常情况下, 该力波的最低非零阶次可由槽数与极数最大公约数确定, 可表示为:

$$r_{\min} = \text{GCD}(Z/m, 2p) \tag{2-17}$$

对径向电磁力进行阶次分解的目的是为了分析电磁力的具体来源, 一般整数

槽永磁电机由于其结构特点，具有较高的最小非零空间阶数，在运行过程中引起的振动幅度相对较小。相反，零阶径向电磁力在整数槽电机的电磁振动中占据了主要地位，是导致振动问题的关键因素。本文所研究的分数槽永磁电机，其最小非零空间阶数为 2。在此类电机中，由该阶电磁力引起的振动幅值显著高于零阶径向电磁力所导致的振动。因此，在进行电机的减振降噪设计时，将最小非零阶径向电磁力作为主要的抑制目标，对于降低电机的振动与噪声水平具有关键作用。根据上述式(2-17)与表 2-1 中磁场阶次-频率特征，得出最小非零阶径向电磁力密度对应的气隙磁通密度谐波的阶次-频率表达式为：

$$\begin{aligned} &[(2n+1)p, (2n+1)f_0] \\ &[(2n+1)p \pm r_{\min}, f_0] \end{aligned} \quad (2-18)$$

## 2.4 永磁电机有限元分析

### 2.4.1 电机有限元模型建立

为了更好地验证永磁电机气隙磁密谐波以及径向电磁力的理论分析，本文以一台 12 槽 10 极切向聚磁式永磁电机为研究对象，各项电机的主要参数如表 2-2 所示。

表 2-2 永磁电机主要参数

| 参数(单位)      | 数值   | 参数(单位)        | 数值   |
|-------------|------|---------------|------|
| 定子外径(mm)    | 180  | 定子内径(mm)      | 110  |
| 转子外径(mm)    | 108  | 轴向长度(mm)      | 180  |
| 槽数 $Z_s$    | 12   | 极对数 $p$       | 5    |
| 转子槽宽度(mm)   | 7.0  | 气隙长度 $g$ (mm) | 1    |
| 剩磁(T)       | 1.02 | 额定功率(kW)      | 50   |
| 额定电流(A)     | 140  | 额定转速(r/min)   | 2400 |
| 最高转速(r/min) | 9000 | 峰值功率(kW)      | 90   |

此外，定子和电枢绕组以及转子结构如图 2-2 所示。切向聚磁式永磁电机采用双面开槽结构优点可以概括为：(1)转子开槽位于转子两侧，转子强度更高；(2)增强磁通集中能力，减少转子漏磁，从而提高转矩密度。

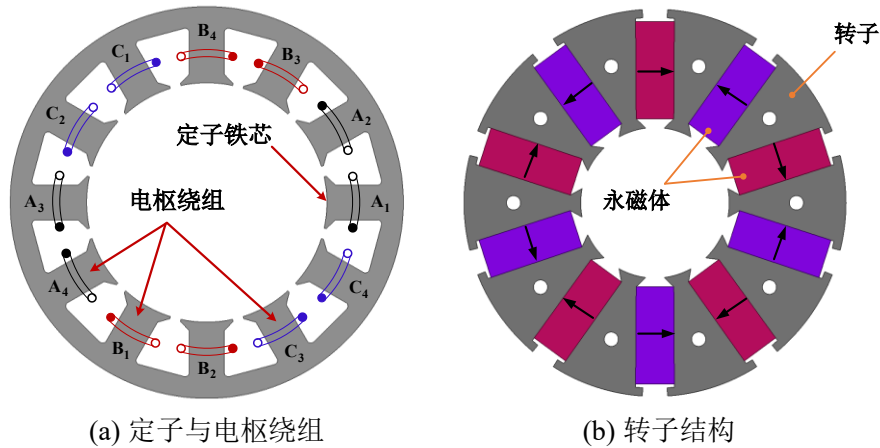


图 2-2 电机基本结构

建立二维有限元分析模型后，通过 Maxwell 软件进行电磁场分析并对电机模型设置网格剖分。仿真时间域应至少覆盖一个完整电周期，以保证计算精度。在网格生成过程中，虽然高密度网格划分能够提高计算准确性，但过度的网格细化将显著增加计算资源消耗，影响求解效率。基于磁场分布特征，对转子内部及定子轭部采用较稀疏的网格离散，而在定子齿部与气隙区域实施精细化网格划分。这种差异化离散策略既保证了数值计算精度，又显著提升了计算效率，实现了计算精度与资源消耗的优化平衡。为了得到准确的气隙磁通密度，电磁力密度结果，气隙处采用高精度网格质量。仿真设置中将整个气隙划分为 4 层，满足仿真精度需求。电机网格剖分图如图 2-3 所示。

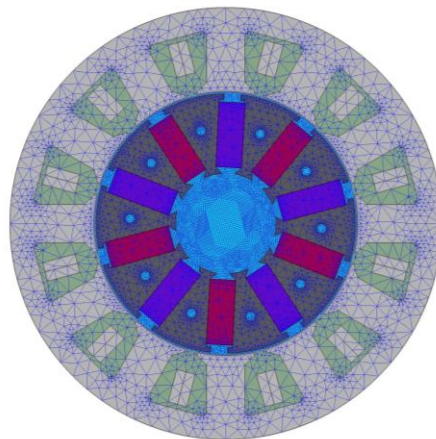


图 2-3 网格剖分

#### 2.4.2 气隙磁通密度有限元分析

为了研究气隙磁场谐波与径向电磁力密度空间-频率阶数的分布情况，电机空载条件下某时刻磁通密度与磁力线分布云图如图 2-4 所示为。从图中看出，

蓝色区域表示磁通密度较低，而红色区域则表示磁通密度较高。特别地，磁通密度较大的区域主要集中在转子的隔磁桥部位，并且这些部位的磁感应强度已经达到了磁饱和状态。电机内部的磁力线主要沿着径向方向，从转子经过气隙进入定子铁心。这是因为气隙的磁导率远低于硅钢片的磁导率，且磁路总是遵循磁阻最小的原则。因此，在气隙中的磁密分布以径向分量为主。

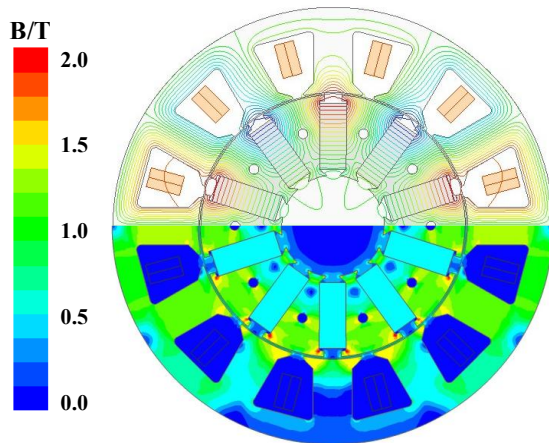


图 2-4 电机空载磁通密度与磁力线分布

位于气隙中间处作一个完整的圆周，记录一个电周期圆周上所有点的气隙磁密变化，即可以得到一个完整的电周期磁密变化波形。图 2-5 所示为通过有限元仿真得到的关于电机径向与切向气隙磁通密度分量幅值及其波形的对比。根据图示结果，气隙磁密波形周期数与极对数相同且具有规律性。此外，磁通密度波形因含有丰富的谐波分量而产生明显畸变，这将直接影响电磁力的分布特性。径向分量显著高于切向分量，该结论与前述理论推导相互印证，进一步验证了气隙磁场模型建立的正确性。

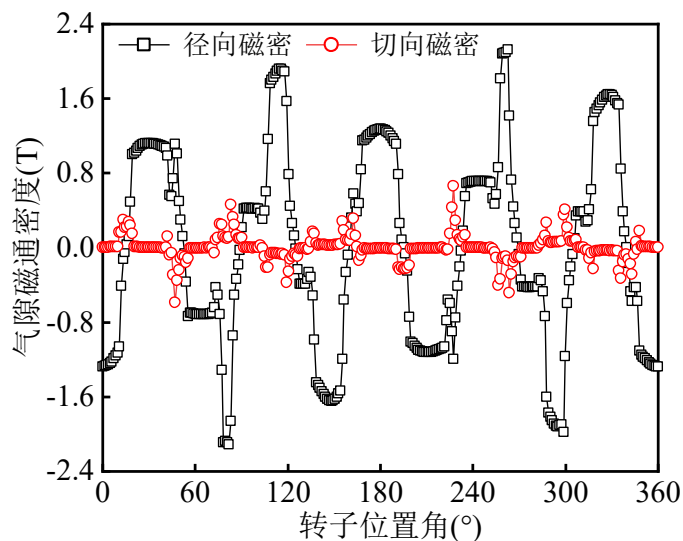


图 2-5 径向与切向气隙磁通密度对比

在电机空载状态下，即不施加任何电流激励( $I=0A$ )，将转速设置为额定转速 $n=2400r/min$ ，利用有限元分析法对电机气隙磁密进行仿真分析。通过仿真计算，得到空载工况下的径向气隙磁密波形以及径向气隙各谐波阶次的频谱特性如图 2-6 所示。

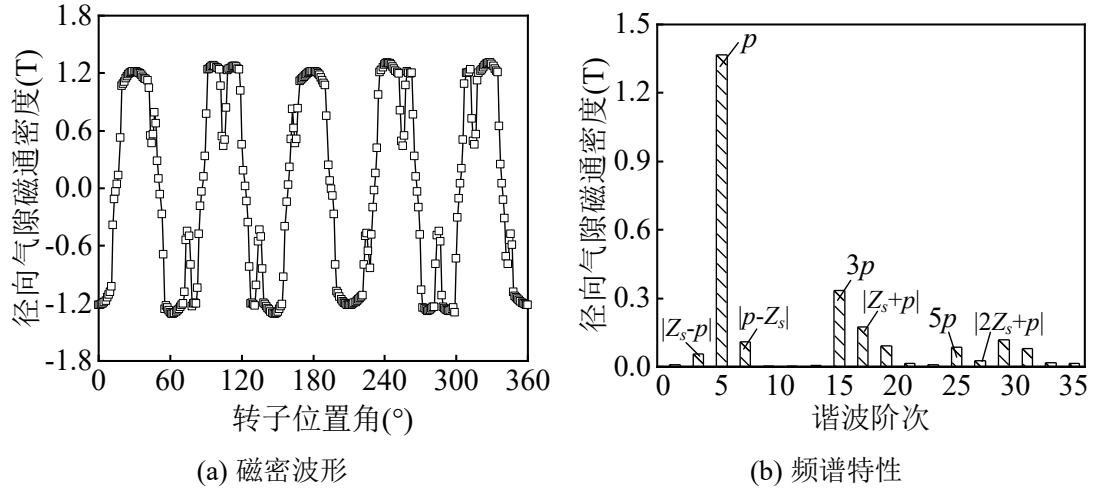


图 2-6 空载条件下径向气隙磁通密度波形及频谱特性

从图中分析得出，空载气隙磁密谐波阶次分布主要为极对数的奇数倍，即 $kp(k=1,3,5,\dots)$ ，气隙磁通密度基波幅值为 1.36T。

对电机施加额定电流激励( $I=140A$ )，得到负载时气隙磁通密度空间分布与频谱特性如图 2-7 所示。

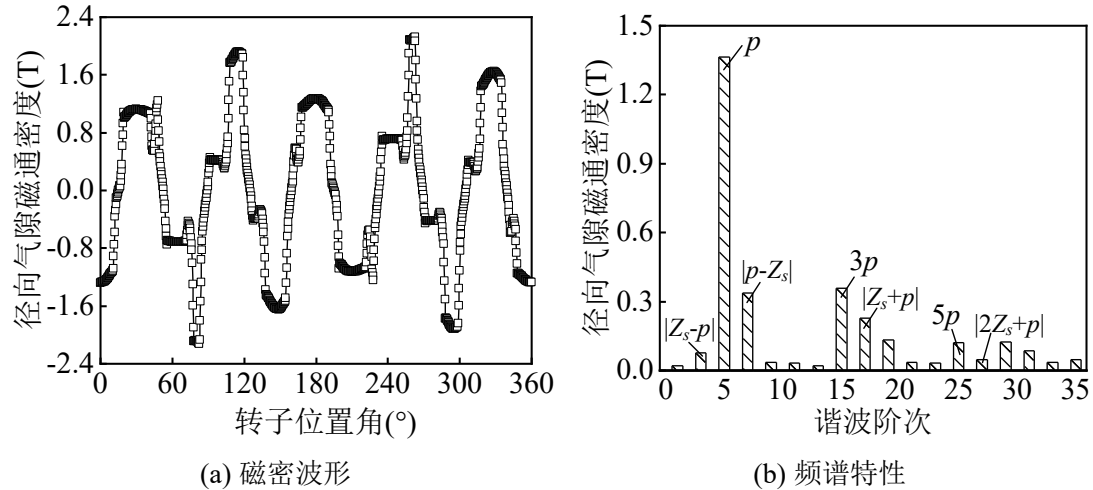


图 2-7 负载条件下径向气隙磁通密度波形及频谱特性

通过对比空载与负载条件下的径向气隙磁通密度以及频谱特性，发现不同工况下基波幅值几乎变化不大，但在负载工况时，第 7、9、11、17 和 19 次谐波幅值有明显上升，未引入新频率阶次谐波。由此得出，当电机接入负载电流后，电枢反应的作用使得部分磁场阶次谐波含量增加。

### 2.4.3 径向电磁力密度有限元分析

#### 1、空载径向电磁力密度有限元分析

径向电磁力与气隙磁场分析方法类似,采用有限元法仿真求得不同条件下的径向电磁力密度。首先,在不施加任何电流激励的气隙中选取一点,得到空载时径向电磁力密度随时间变化如图 2-8(a)所示,通过傅里叶变换后,时间频率分布如图 2-8(b)所示。选取气隙中一个圆周进行分析径向电磁力密度空间分布情况,如图 2-9 所示。

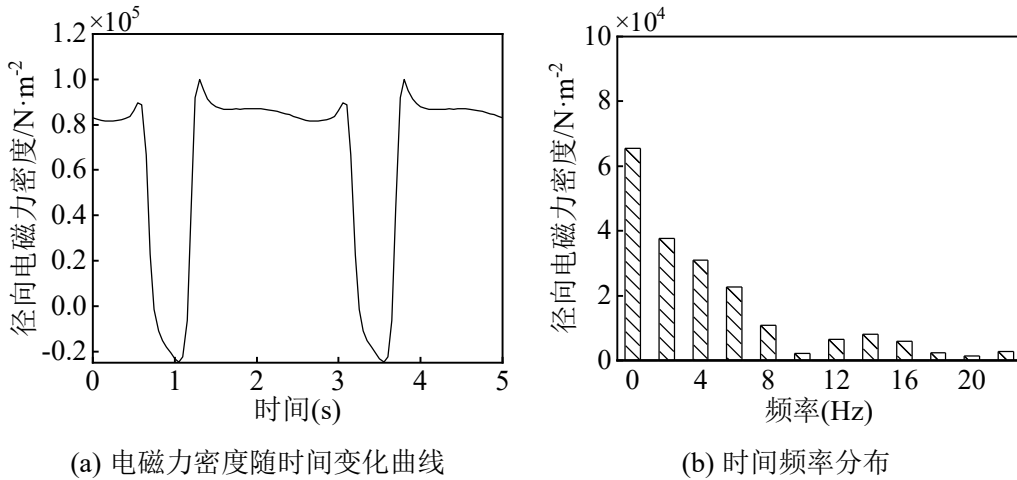


图 2-8 空载径向电磁力密度时域、频域分布

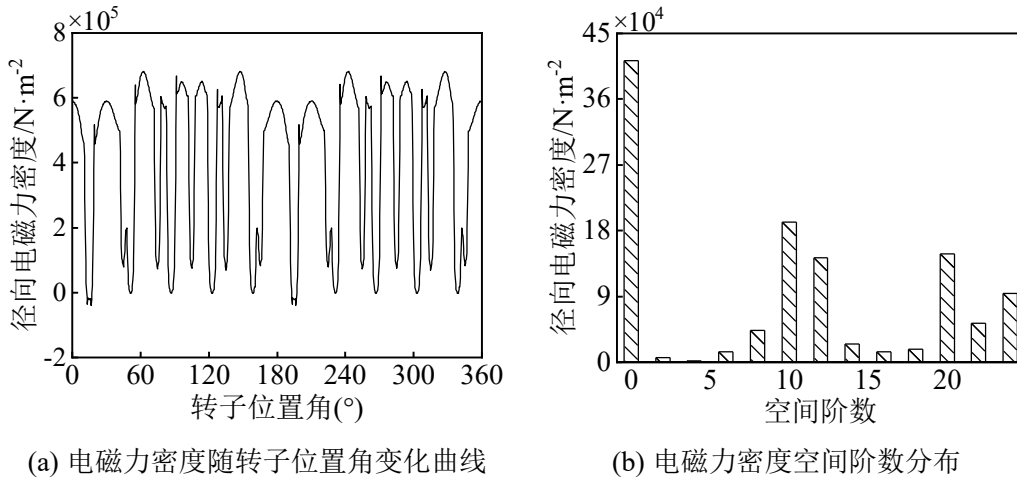


图 2-9 空载径向电磁力密度空间分布

通过分析图 2-8 和图 2-9 可知,当电机处于空载工况下,除 0Hz 外,径向电磁力密度在频域上主要成分为电频率的偶数倍,即  $2nf_0(n=0,1,2,3,\dots)$ ,随着时间频率的升高,电磁力幅值显著降低;而在空间分布上的径向电磁力主要成分为最小非零空间阶数  $GCD(2p,Z)$  的偶数倍,这与前面的理论分析一致。



## 2、负载径向电磁力密度有限元分析

当加入电流( $I=140\text{A}$ ),在气隙中选取一点,与上述仿真流程相同,可得到负载下径向电磁力密度随时间变化曲线如图 2-10(a)所示,通过傅里叶变化后,时间频率分布如图 2-10(b)所示。同样的,图 2-11 所示为负载下径向电磁力密度空间阶数分布情况。

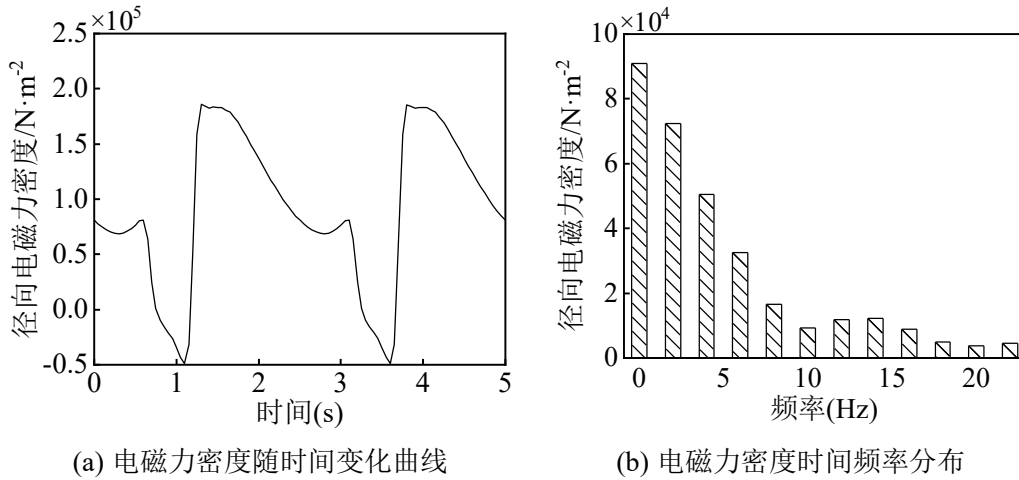


图 2-10 负载径向电磁力密度时域、频域分布

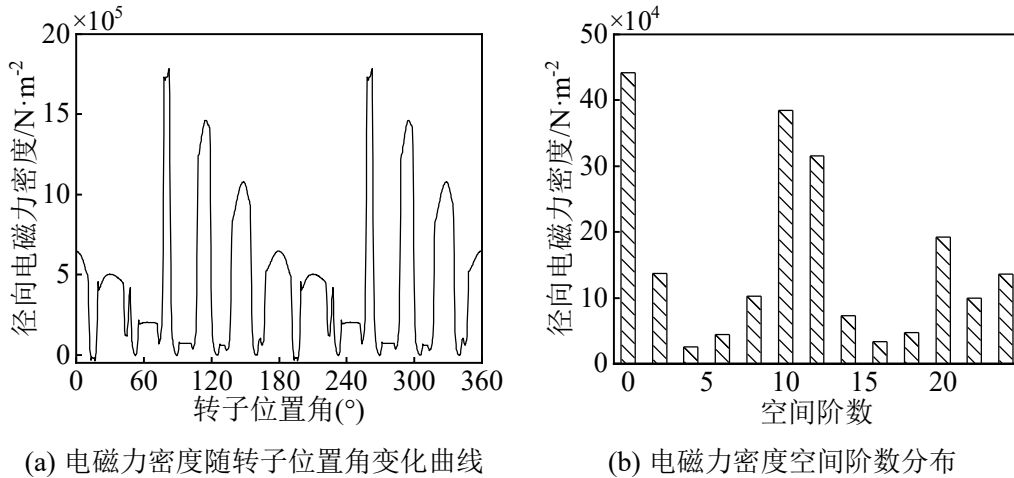
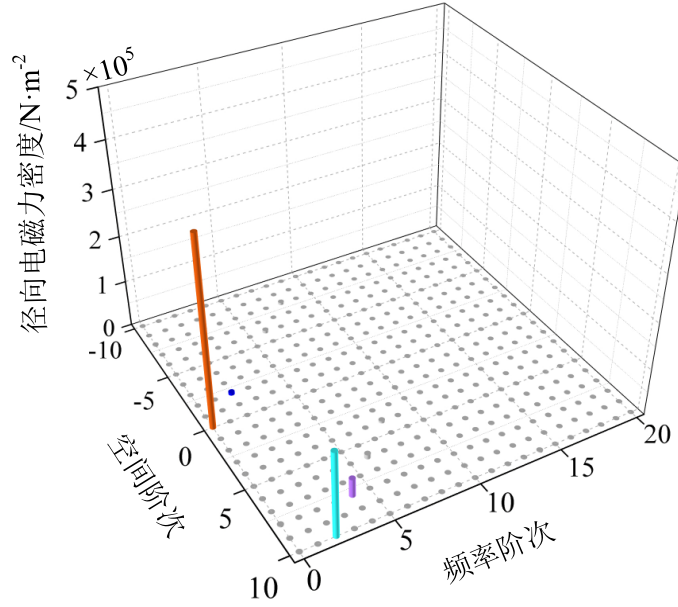


图 2-11 负载径向电磁力密度空间分布

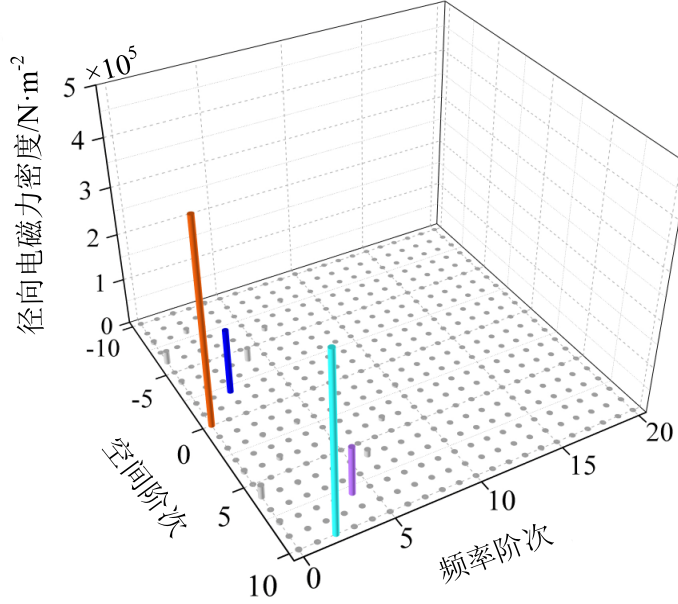
从图 2-8~图 2-11 可知,无论电机运行在空载还是负载条件下,径向电磁力密度的主要成分相同,但由于加入了负载电流,使得各个时间频率与空间阶数的径向电磁力密度幅值增大。因此,在负载条件下的定子齿受到的径向激振力的幅值高于空载条件下,导致负载条件下的电磁振动噪声更加剧烈。

在永磁电机中,定子所受的径向电磁激振力所引发的电磁振动强度,主要与激振力振幅呈正相关,而与电磁力阶数的四次方呈负相关。因此,空间阶数越高的电磁力较不容易引发振动,其对整机振动的贡献可忽略不计<sup>[61]</sup>。相反,空间阶

数较小的径向电磁力更容易引起振动。因此，本文仅考虑较低空间阶数  $r_{min} \leq 10$  的径向电磁力。以径向电磁力密度作为振动的激励源，并利用二维快速傅里叶变换(2D-FFT)揭示了径向电磁力密度各阶次谐波分量的时-空分布谱。图 2-12 所示为电机在空载与负载条件下的径向电磁力密度谐波分量对比。



(a) 空载



(b) 负载

图 2-12 不同工况下径向电磁力密度空间分布

由图 2-12 可得，12 槽 10 极永磁电机主要电磁力分量都集中在  $2f_0$  频率处，分别对空载与负载条件的径向电磁力密度谐波分量进行分析：

$(0, 0f_0)$  为幅值最大的空间阶数分量，但该分量为直流分量且频率为  $0\text{Hz}$ ，不

随时间变化，只会让定子发生静态形变，不会引起电机电磁振动和噪声。

$(-2, 2f_0)$  为电机最小非零阶次，主要由主极磁场 $[5, f_0]$ 与电枢磁场 $[7, f_0]$ 相互作用产生。虽然其幅值很小，但由于空间阶数较低，对电机电磁振动噪声的作用却不可忽视。

其它径向电磁力谐波分量要么阶数较高，要么幅值较低，对电机电磁振动噪声影响较小。

## 2.5 本章小结

本章重点研究了切向聚磁型永磁电机的径向电磁力特性。基于气隙磁场理论，结合磁动势-磁导方法，建立了气隙磁密分布与磁导函数的数学模型，获得了径向气隙磁密解析表达式。然后，根据 Maxwell 应力张量法进一步推导电机径向电磁力密度解析式，并将径向电磁力的磁密谐波来源进行了分类归纳，探究了不同运行工况下径向电磁力时空分布特性与谐波分布规律。

以 12 槽 10 极永磁电机为研究对象，建立了具体的电机拓扑结构与参数模型并通过 Maxwell 仿真软件进行有限元分析，获得了电机磁场与磁通密度分布云图。然后通过对不同工况条件下的气隙磁密及径向电磁力密度进行分析，得出磁通密度波形与频谱特性并验证了径向电磁力分布规律。最后，通过二维 FFT 分解揭示了径向电磁力密度各阶次谐波分量的时-空分布谱，为抑制方法提供了理论支持。

## 第3章 切向聚磁式永磁电机振动噪声特性

### 3.1 引言

电磁激励源特性和结构模态特性是电磁振动噪声问题的两个关键因素。对永磁电机进行模态分析是研究电机结构振动的基础,也是振动与噪声特性研究的重要前提。目前,常用的电机模态计算方法包括解析法和有限元法。解析法具有计算速度快的优势,但计算精度相对较低;有限元法虽然在建模和计算过程中较为复杂,且计算速度较慢,但其计算结果的精度通常优于解析法<sup>[62]</sup>。

依据振动学原理,当外部激励频率与电机系统固有频率一致或者非常接近时,会发生共振现象<sup>[63]</sup>,其所引发的电磁噪声会显著增加。模态分析能够展示电机的内在振动属性,深入研究模态有助于获取电机的固有频率和模态振型等关键参数,进而预防或降低共振现象。本节使用有限元法探究了电机定子铁心以及机壳组合模态振型和固有频率;构建了电磁-结构-声场耦合仿真模型,并基于模态叠加法,揭示了不同工况下振动特性以及宽转速范围运行时的等效辐射声功率级,为有效降低电磁噪声提供理论依据。

### 3.2 结构模态分析

#### 3.2.1 模态分析基础理论

模态分析是通过处理线性定常系统的微分方程模型来推导结构的动力学特性参数,如固有频率、振动模态和阻尼系数等。振动所产生的定子铁心模态振型示意图如图 3-1 所示。

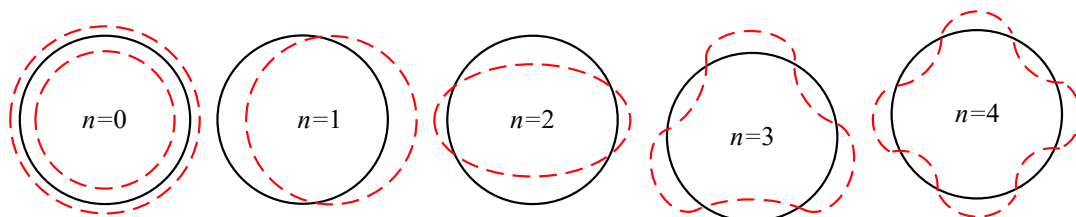


图 3-1 定子铁心模态振型示意图<sup>[64]</sup>

模态分析领域的解析方法主要包含能量法及机电类比法两种技术路径,其中

机电类比法又可细分为单环与双环两种实现形式。针对永磁电机定子铁心的振动特性研究,选择单环型机电类比法时,其固有频率计算方程具有形式简明的特点,能显著降低数学处理的复杂度。

电机结构的自由度是有限的,这一数量直接决定了其固有频率的数量以及模态振型的阶数。在进行电机模态分析时,可以使用定子多自由度受迫振动运动微分方程来描述,该方程在特定坐标系下可表示为<sup>[65]</sup>:

$$[M]\{\ddot{x}(t)\}+[C]\{\dot{x}(t)\}+[K]\{x(t)\}=\{F(t)\} \quad (3-1)$$

式中,  $[M]$ 、 $[C]$ 、 $[K]$ 分别为质量、阻尼和刚度矩阵;  $\{\ddot{x}\}$ 、 $\{\dot{x}\}$ 、 $\{x\}$ 分别为振动加速度、振动速度和位移矢量。

模态分析是在激振力 $\{F(t)\}$ 为零的情况下,分析电机的振型与频率。阻尼是实际电机必有的一部分,为简化问题,通常忽略阻尼,计算电机在理想状态下的自由振动频率及振型。假设电机振动角频率为 $\omega$ 的简谐运动,式(3-1)可以简化表示为:

$$([K]-\omega^2[M])\{x(t)\}=0 \quad (3-2)$$

若使上述式子存在非零解,则需要保证:

$$|[K]-\omega^2[M]|=0 \quad (3-3)$$

通过式子(3-3)可以求得 $n$ 个无阻尼运动系统的固有频率值 $\omega_i, i=1,2,\dots,n$ 。代入(3-2),求出各阶次的模态振型。

因此,定子铁心的各阶径向模态固有频率为

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_n}{M_n}} \quad (3-4)$$

其中

$$\begin{cases} K_i = \frac{2\pi E_i J_i}{R_i^3} (n^2 - 1)^2 F_{ni}^2 \\ M_i = G \frac{n^2 + 1}{n^2} \\ J_i = \frac{h_i^3}{12} l \end{cases} \quad (3-5)$$

式中,  $K_n$ 为径向固有模态等效集中刚度,单位 N/m;  $M_n$ 为径向固有模态等

效集中质量，单位 kg； $E$  为定子铁心弹性模量，单位 Pa； $F_n$  为圆环轭厚与半径之比； $G$  为定子铁心总质量，单位 kg； $R$ 、 $h$  和  $l$  为圆环平均半径、轭厚和轴向长度，单位 m。

将(3-5)代入(3-4)中，化简得到  $n \geq 2$  的径向模态频率表达式：

$$f_n = \frac{n(n^2 - 1)}{\sqrt{n^2 + 1}} \sqrt{\frac{\frac{E_i}{R_i^3} h_i^3 l F_{ni}^2}{24\pi G}} \quad (3-6)$$

式(3-6)只适用于 2 阶以上模态分析，因此，定子铁心的 0 阶模态固有频率计算表达式为：

$$f_0 = \frac{1}{\pi D_c} \sqrt{\frac{E_{yoke}}{\rho k_i k_{nd}}} \quad (3-7)$$

然而，定子铁心 1 阶模态固有频率计算表达式为：

$$f_1 = f_0 \sqrt{\frac{E_{yoke}}{1 + \frac{l^2}{3D_c^2 \frac{\Delta_n}{\Delta}}}} \quad (3-8)$$

式中， $D_c$ 、 $\rho$ 、 $E_{yoke}$  为定子轭部平均直径、密度以及杨氏模量； $\Delta$  为定子齿部附加系数。

### 3.2.2 定子结构模态分析

施加在定子齿部的径向电磁力通过定子轭部传递至机壳，导致电磁振动噪声产生。当电磁力某阶频率成分与定子结构模态频率接近或相同时，便引起共振现象。模态分析作为电机振动噪声研究的必要步骤，通过提取定子结构的固有频率与振型特征，能够有效识别潜在的共振风险。

在实际中，电机定子铁心由硅钢片沿轴向叠压而成，但定子总成还包括槽中的绕组以及外壳、端盖等结构构成的一个复杂的系统。采用各向同性假设建立定子铁芯叠片有限元模型会引入显著的计算误差，而精确模拟硅钢片叠层的真实特性在实际建模过程中面临诸多技术挑战。

考虑到精细网格划分将显著增加有限元单元数量，导致计算效率降低，本研究采用简化策略，对定子铁心和机壳结构进行适当简化后进行分析。简化后模型

结构如图 3-2 所示。

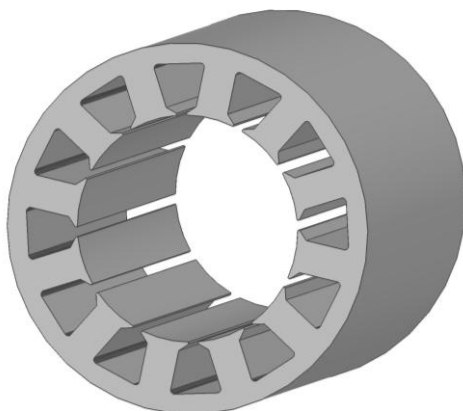


图 3-2 定子铁心简化模型

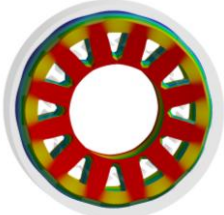
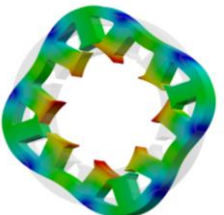
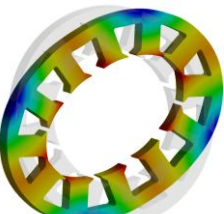
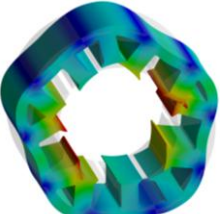
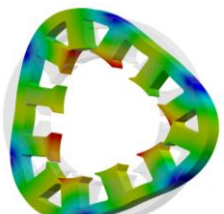
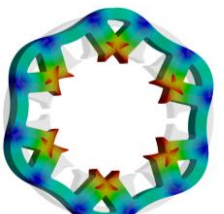
材料参数特性如表 3-1 所示：

表 3-1 材料参数特性

| 参数                    | 机壳   | 定子铁心 |
|-----------------------|------|------|
| 材料                    | 铝合金  | 硅钢片  |
| 杨氏模量/GPa              | 71   | 200  |
| 密度/kg·m <sup>-3</sup> | 2770 | 7850 |
| 泊松比                   | 0.33 | 0.3  |

模态分析通常可划分为约束模态与自由模态两种类型。本研究采用无约束计算方法，在无外部激励作用下开展电机定子铁心的模态有限元计算。分析过程只考虑径向模态，忽略轴向形变的影响。利用模态仿真软件，从而得到电机单定子铁心的振型与频率，在设置模态振型阶数时，考虑到仿真时间与效率，仅设置了前 60 阶，且模态有效质量与总质量之比 $>0.9$ ，达到了计算精度，满足模态仿真需求。从仿真数据中挑选定子铁心振型明显的阶次，其中，0-6 阶模态振型的固有频率非常小，近似为 0Hz，原因在无约束的自由状态下，物体在空间中沿 x、y、z 坐标轴方向进行平移运动，绕 x、y、z 坐标轴进行转动，都不会使物体产生弹性变形，故可忽略不计。因此，计算得到电机定子铁心前 6 阶径向模态振型和固有频率结果如表 3-2 所示。当电机运行在额定转速 2400r/min 时，此时径向电磁力的频率为： $2f_0=400\text{Hz}$ 、 $4f_0=800\text{Hz}$ 、 $6f_0=1200\text{Hz}$ 、 $8f_0=1600\text{H}$ 、 $10f_0=2000\text{Hz}$ 、 $12f_0=2400\text{Hz}$ 、 $14f_0=2800\text{Hz}$ …。这些频率与表 3-2 中有限元仿真得到的定子铁心固有频率差距较为明显，并没有相同或者相近的频率阶次，从而避免了电机出现共振现象。

表 3-2 定子铁心模态振型与固有频率

| 阶次 | 振型                                                                                 | 频率/Hz  | 阶次 | 振型                                                                                  | 频率/Hz  |
|----|------------------------------------------------------------------------------------|--------|----|-------------------------------------------------------------------------------------|--------|
| 0  |   | 6626.2 | 4  |   | 2865.5 |
| 2  |   | 627.7  | 5  |   | 4016.4 |
| 3  |  | 1786.1 | 6  |  | 5744.1 |

各阶次径向电磁力谐波分量作为激励源作用于铁心上,通过结构传递路径诱发机壳与绕组等部件的振动响应。因此,对定子与机壳组件进行模态分析具有重要意义且十分必要。接下来对定子铁心与机壳组件进行有限元仿真,以获取其模态振型与固有频率,仿真模型如图 3-3 所示。

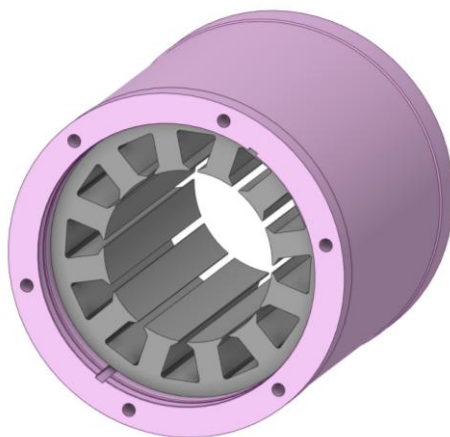


图 3-3 定子与机壳简化模型

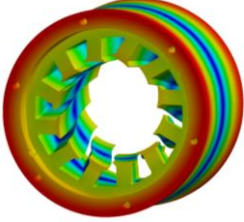
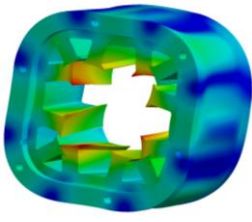
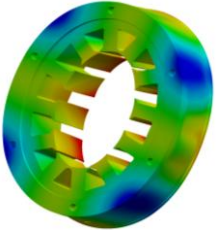
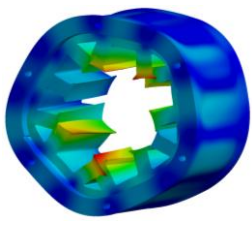
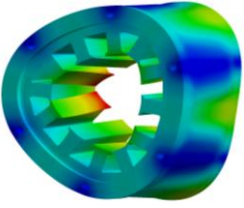
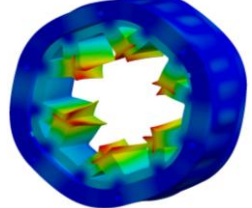
为了方便计算,常采用简化模型仿真:

- (1) 定子铁心与机壳之间为过盈配合,设置绑定接触。
- (2) 忽略外部机壳的细节部分,包括机壳倒角、定位孔、接线盒以及进、出水口等。有助于计算快速。



采用与单个定子铁心相同的自由模态计算方法,同样不施加任何的外部激励,表 3-3 为计算得到定子与机壳组件前 6 阶径向模态振型和固有频率。仿真结果显示,加入机壳组件后,同阶模态振型相比于单定子铁心结构,其固有频率有着明显提高,这有助于避开径向电磁力的频率范围,减小电机结构发生共振的概率。

表 3-3 定子与机壳组件模态振型与固有频率

| 阶次 | 振型                                                                                  | 频率/Hz  | 阶次 | 振型                                                                                   | 频率/Hz  |
|----|-------------------------------------------------------------------------------------|--------|----|--------------------------------------------------------------------------------------|--------|
| 0  |    | 6388.9 | 4  |    | 5861.5 |
| 2  |   | 1493.7 | 5  |   | 7741   |
| 3  |  | 3395   | 6  |  | 8548.9 |

### 3.3 多物理场分析模型的构建

电机电磁振动噪声的分析需要精确的电磁振动分析模型作为基础。电磁振动噪声的计算涉及多个物理场的耦合问题<sup>[66]</sup>。因此,必须分别建立电磁-结构-声场的多物理场联合仿真模型,以全面、准确地分析电机的电磁振动噪声特性。

本节通过有限元仿真计算电磁振动噪声,具体步骤如图 3-4 所示。首先,在电磁场中对电机进行电磁力分析,计算出定子铁心齿部在不同时刻下的径向电磁力。其次,在结构场中构建电机三维定子与机壳模型,求解获得各阶次的振型与频率。然后,将分布的节点径向电磁力密度映射到结构模型中,通过模态叠加法对电机进行振动特性分析。最后,将得到的振动数据作为激励源映射到声学模型中,获得电机噪声分布情况。

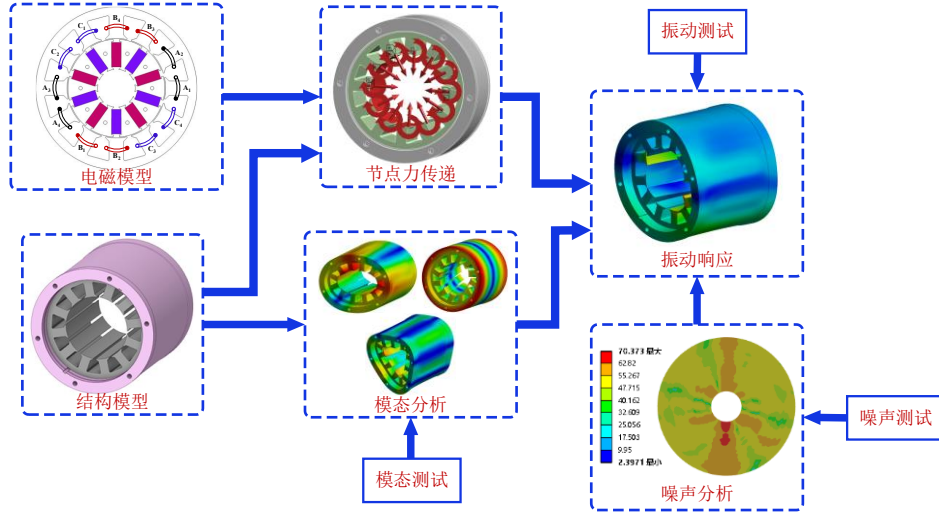
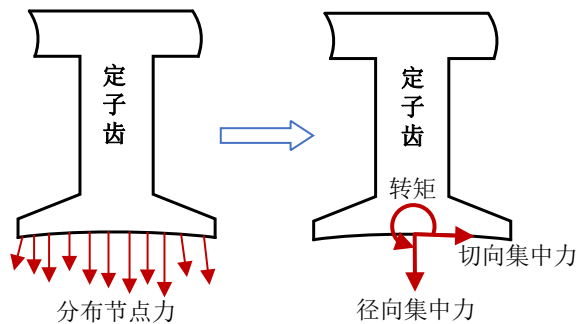


图 3-4 电磁-结构-声场流程图

将电磁力正确加载到定子齿上对有限元法计算精度有着重要影响。虽然电机定子齿实际受到的力为分布节点力，但可将其近似为如图 3-5 所示的作用在定子齿几何中心的等效集中力和力矩，其中集中力又分为径向和切向分量，该等效用下式计算得到：

$$\begin{cases} F_{rv} = LR \int_{\theta_v - \frac{\Delta\theta}{2}}^{\theta_v + \frac{\Delta\theta}{2}} [p_r \cos(\theta_v - \theta) + p_t \sin(\theta_v - \theta)] d\theta \\ F_{tv} = LR \int_{\theta_v - \frac{\Delta\theta}{2}}^{\theta_v + \frac{\Delta\theta}{2}} [p_t \cos(\theta_v - \theta) + p_r \sin(\theta_v - \theta)] d\theta \\ M_{rv} = LR^2 \int_{\theta_v - \frac{\Delta\theta}{2}}^{\theta_v + \frac{\Delta\theta}{2}} p_r \sin(\theta_v - \theta) d\theta \end{cases} \quad (3-9)$$

式中， $F_{rv}$ 、 $F_{tv}$  和  $M_{rv}$  为定子齿上的等效集中力的径向、切向分量和力矩； $p_r$ 、 $p_t$  为节点力径向和切向分量； $L$  为轴向长度； $R$  为齿内半径； $\theta_v$  为空间位置， $\Delta\theta$  为齿跨距， $\theta$  为周向位置。


 图 3-5 等效集中力模型<sup>[67]</sup>

在进行谐响应分析之前需要进行预处理,将电机定子铁心与简化后的机壳之间的接触方式设置为绑定接触,在机壳螺栓孔处设置固定支撑,选择合适的网格剖分,最后将径向电磁力密度和力矩作为激励映射到谐响应计算模型的定子齿面上如图 3-6 所示。

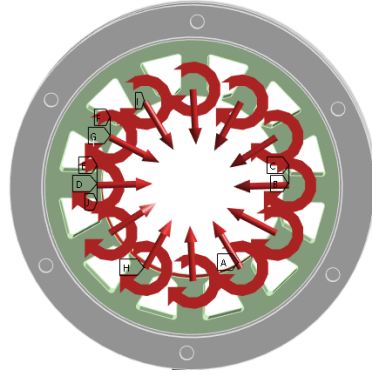


图 3-6 载荷与力矩分布示意图

以电机定子铁心与机壳组件为中心构建半径 1m 的圆形空气域作为声场求解域,开展声学模块仿真计算。其中空气域的轴向尺寸与机壳保持一致,在空气域的圆柱外表面设置辐射边界条件,并将谐响应分析结果作为噪声激励源映射至空气域的内表面,具体载荷分布情况如图 3-7 所示。

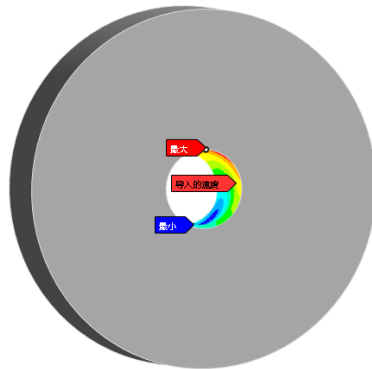


图 3-7 载荷分布示意图

机械振动在介质中传播时会产生声波,这种波动现象在空气中表现为气压的周期性变化,导致周围气压出现时而增大、时而减小的波动,这种波动称为声压,它是衡量声音强弱的指标,单位为帕斯卡(Pa)。通常情况下,正常人耳能够感知到的最小声压为  $2 \times 10^{-5} \text{Pa}$ ,而达到  $20 \text{Pa}$  的声压则会使耳朵产生疼痛感。

为量化表示声学的强度特征,采用声压级作为评价指标,其数学表达式可建立声压级与声压之间的定量关系<sup>[68]</sup>:

$$L_p = 20 \lg \frac{p}{p_0} \quad (3-10)$$

式中,  $p$  为声压;  $p_0$  为基准声压, 值为  $2 \times 10^{-5} \text{Pa}$ 。

依据计权方式的差异, 主要分为 A、B、C 三种计权网络, 其中 A 计权声压级对低频成分有较大衰弱, 接近人耳所能接受的范围<sup>[69]</sup>。

因此, 总的声压级可以表示为:

$$SPL = 10 \lg \left( \sum 10^{\frac{L_{pn}}{10}} \right) \quad (3-11)$$

除了声压与声压级, 在介质中传播的声波携带着一定的能量。同样地, 声强与声功率也可以用声强级与声功率级表示:

$$\begin{cases} L_I = 10 \lg \frac{I}{I_0} \\ L_W = 10 \lg \frac{W}{W_0} \end{cases} \quad (3-12)$$

式中,  $I_0$  为基准声强, 为  $10^{-12} \text{W/m}^2$ ;  $W_0$  为基准声功率, 为  $10^{-12} \text{W}$ 。

声功率无法直接测量, 可通过物体表面振动加速度或速度计算得到, 因此, 等效辐射声功率可表示为:

$$ERP_n = \rho c \left( \frac{V_n}{\sqrt{2}} \right)^2 S_f \quad (3-13)$$

式中,  $\rho$  为传播介质密度;  $c$  为介质中的声速;  $V_n$  为  $n$  阶模态表面振动速度幅值;  $S_f$  为声辐射模型的表面积。

然而, 等效辐射声功率级表示为:

$$ERPL_n = 10 \lg \left( \frac{ERP_n}{10^{-12}} \right) \quad (3-14)$$

### 3.4 电磁振动噪声特性分析

通过模态理论分析以及建立永磁电机振动谐响应分析模型, 选取电机机壳外表面作为观测面, 任取一点作为测试点, 分析电机在不同工况条件下的振动特性与噪声分布情况。首先, 电机运行在额定转速  $2400 \text{r/min}$  且不施加任何激励( $I=0 \text{A}$ )时, 通过仿真计算得到空载工况下机壳表面的振动加速度以及声压级强度, 仿真结果如图 3-8 所示。

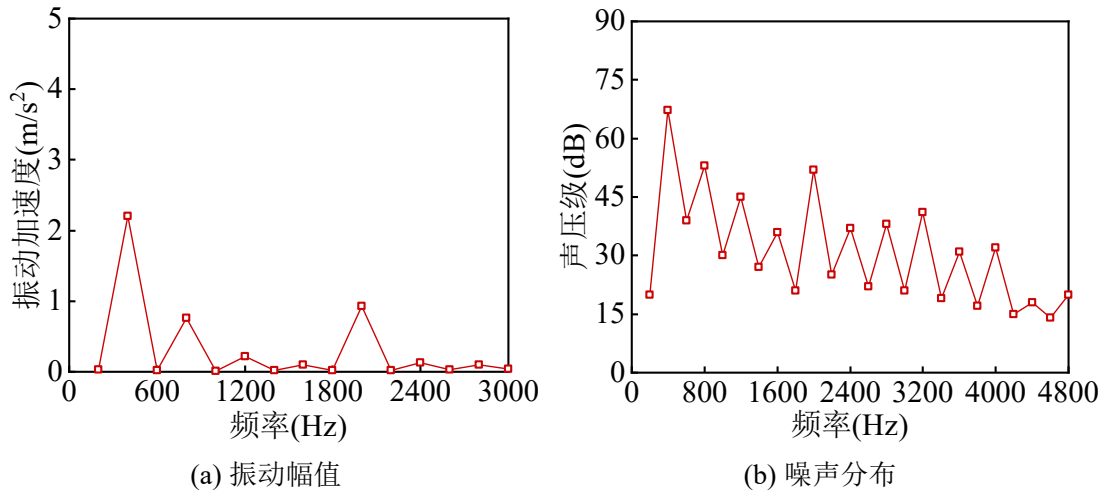


图 3-8 空载下振动幅值与噪声分布

从图中可以得出：

(1) 运行在转速 2400r/min 时，电机基频  $f_0$  为 200Hz，振动频谱幅值较为显著的频率点主要分布在 400Hz、800Hz、1200Hz、1600Hz 与 2000Hz 等附近。研究表明，这些频率点恰好对应电磁力的  $2f_0$ 、 $4f_0$ 、 $6f_0$ 、 $8f_0$  以及  $10f_0$ ，即基频的偶数倍，符合前文的理论推导。

(2) 12 槽 10 极永磁电机最小非零阶次为  $(-2, 2f_0)$ ，主要由主极磁场  $[5, f_0]$  与电枢磁场  $[7, f_0]$  相互作用产生，由于其电磁力空间阶次低，导致 2 倍频的振动加速度振幅较大。10 倍频接近定子二阶模态振型的固有频率导致振幅有所上升。

(3) 噪声分布与振动频谱具有相同的频率分布规律，均在基频的偶数倍处幅值较大，此时 2 倍频下噪声达到了 67.2dB。

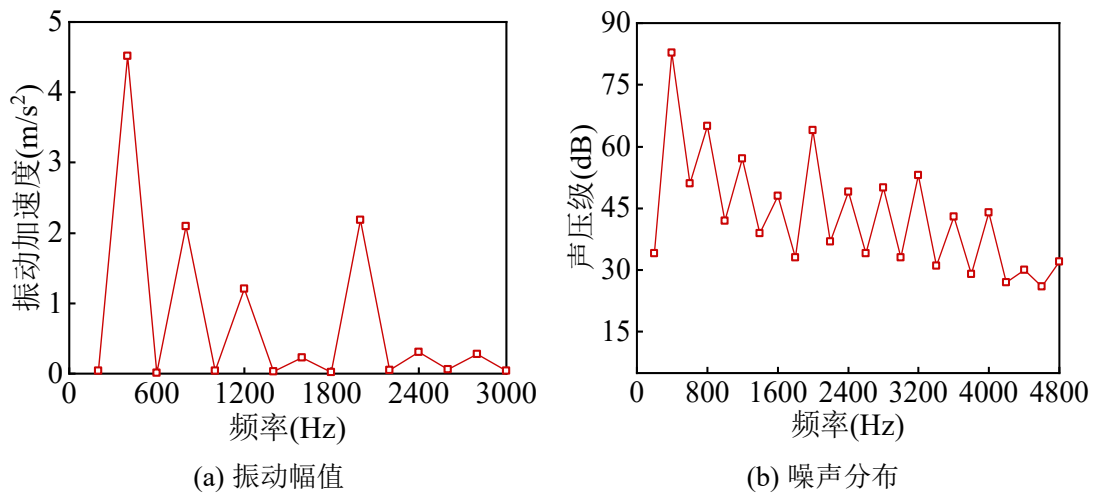


图 3-9 负载下振动幅值与噪声分布

额定负载条件下电机表面振动与噪声分布如图 3-9 所示。从图中得出，电机空载与负载运行下具有相同的频谱分布特性，主要集中 400Hz、800Hz、1200Hz

及 2000Hz, 即  $2f_0$ 、 $4f_0$ 、 $6f_0$ 、 $8f_0$  与  $10f_0$ 。但由于施加了激励电流, 振幅与噪声均有所增加。负载工况下, 电机最大噪声幅值达到了 82.8dB, 导致电机振动与噪声更加剧烈。

作为新能源汽车的驱动电机来说, 内置式永磁电机具有较宽的转速范围, 相比之下, 分析额定转速过于单一。因此, 对整个转速范围内的电机噪声频谱特性进行分析, 如图 3-10 所示。从图中看出, 噪声谐波频率在整个转速范围瀑布图中表现为一条明亮的线, 随着转速的增加, 电机的噪声也逐渐变大。当转速高于 6000r/min 时, 噪声特性显著增加, 此时噪声已经达到 96.1dB。因此, 需要采取相应的措施, 从而降低高转速下带来的振动噪声较大的问题

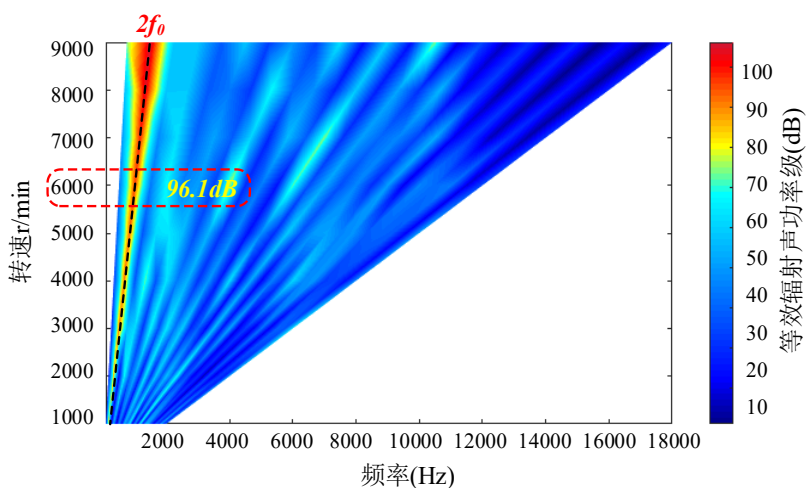


图 3-10 多转速噪声瀑布图

### 3.5 本章小结

本章对 12 槽 10 极切向聚磁式永磁电机振动噪声进行研究, 主要分析了永磁电机的模态振型、固有频率以及电磁振动特性与噪声。首先, 通过单环型类比法对模态振型及频率进行求解, 然后基于模态叠加法振动力学, 分析了模态分析基础理论, 并给出了振动频率的表达式。其次, 分别建立了定子、定子-机壳的三维有限元模型, 进行了有限元仿真分析,

研究发现, 机壳组件比定子铁心的同阶振型的固有频率更高, 有效避开了径向电磁力的频率范围, 从而降低了共振发生的可能性。基于此, 本文构建了电磁-结构-声场多物理场耦合仿真模型, 以深入分析电机的振动噪声特性, 并进一步探讨了电机的声学理论, 旨在为相关研究提供全面的理论支持与参考。最后, 分

析空载和负载下的振动特性，结论如下：

(1) 振动特性分析中，电机的振动频谱与径向电磁力时间频率  $2f_0$ 、 $4f_0$ 、 $6f_0$ 、 $8f_0$  与  $10f_0$  相对应，即基频的偶数倍。

(2) 12 槽 10 极永磁电机最小非零阶次为  $(-2, 2f_0)$ ，由于其电磁力空间阶次低，导致 2 倍频的振动加速度幅值较大。

(3) 噪声分布与振动幅值具有相同的频率分布规律，均在基频的偶数倍处幅值较大，空载工况下机壳表面的最大振幅达到  $2.1\text{m/s}^2$ ，最大噪声为 67.2dB；负载工况下机壳表面最大振幅为  $4.2\text{m/s}^2$ ，最大噪声为 82.8dB。在全转速范围内，电机噪声随着转速增加逐渐变大，转速超过 6000r/min 时，此时噪声显著上升，达到了 96.1dB。

## 第4章 切向聚磁式永磁电机振动噪声抑制

### 4.1 引言

永磁电机的电磁振动噪声产生机理可归结于电磁激振力波与机械结构的动态耦合作用。具体而言，定子齿部在时变电磁激振力作用下产生动态形变。目前永磁电机振动噪声抑制技术研究主要沿“激励源-传递路径”双路径展开。在激励源控制方面<sup>[70]</sup>，国内外学者提出的典型方法包括：永磁体拓扑优化、定转子结构改进、绕组配置创新、极槽配合优化以及先进控制策略应用等，其核心在于通过谐波磁场调控降低特定阶次气隙磁密谐波含量。在传递路径阻断方面<sup>[71]</sup>，主要技术路线涉及结构模态调谐、整体刚度强化及声学包裹材料应用等。相较而言，激励源抑制技术因具有成本效益显著、降噪效果直接等优势。

因此，本研究以 12 槽 10 极切向聚磁式永磁电机为研究对象，以电机气隙磁通密度谐波分析为基础，从定子结构及转子结构两方面入手，提出了定子削齿与转子开槽两种抑制方法来削弱径向电磁力特定阶次，并基于有限元仿真分析，系统验证了所提方法对目标阶次径向电磁力的抑制效果，为永磁电机低噪声设计提供了技术解决方案。

### 4.2 定子结构对振动噪声抑制分析

永磁电机径向电磁力的产生机理源于气隙谐波磁场间的耦合作用。通过降低气隙磁场中的谐波含量能够有效抑制径向电磁力的幅值，但气隙磁场成分包含基波分量与谐波分量，其中基波磁密作为主工作磁场，是电磁转矩产生的核心要素。因此在谐波抑制过程中，若采用牺牲基波磁场的方法来实现径向力控制，将导致电机运行效率的显著下降。

#### 4.2.1 定子削齿原理分析

本节对永磁电机定子拓扑结构进行设计，提出了定子削齿抑制方法，示意图如图 4-1 所示。通过改变气隙长度，改善气隙磁通密度谐波含量。



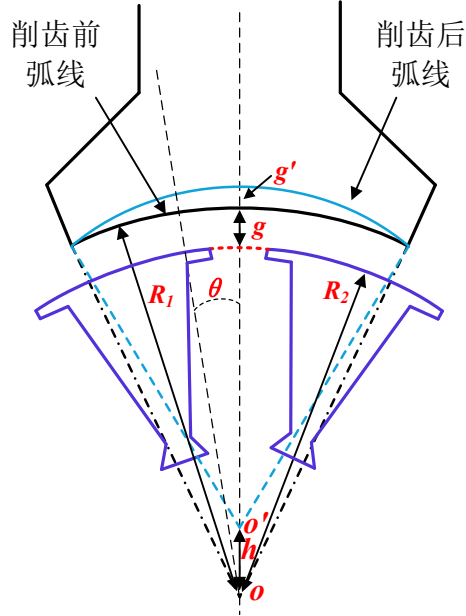


图 4-1 电机定子削齿示意图

原始定子齿弧线圆心在  $O$  处，采用定子削齿结构后，定子弧线圆心移动到  $O'$  处，其中  $h$  为削齿前后的偏心距离； $R_1$  为定子内径； $R_2$  为转子外径； $\theta$  为齿弧线上任意一点与中心线的夹角； $g$  为气隙长度； $g'$  为削齿后增加的气隙宽度。

根据式(2-14)，原气隙磁密沿电枢表面的分布可近似表示为：

$$B(\theta, t) = B_r(\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + g(\theta)} \quad (4-1)$$

式中， $B_r$ 、 $g(\theta)$ 、 $h_m(\theta)$  分别为剩磁、气隙长度、充磁方向长度。

定子采用削齿结构后，气隙磁密表达式为：

$$\begin{aligned} B'(\theta, t) &= B_r(\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + [g(\theta) + g'(\theta)]} \\ &= B_r'(\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + g(\theta)} \end{aligned} \quad (4-2)$$

化简式(4-2)后得到  $B_r'$  表达式为：

$$B_r'(\theta, t) = B_r(\theta) \frac{h_m(\theta) + g(\theta)}{h_m(\theta) + [g(\theta) + g'(\theta)]} \quad (4-3)$$

由 4-1 示意图得出削齿后的气隙长度  $g'(\theta)$  表达式为：

$$g'(\theta) = \sqrt{[R_1 \sin(\theta)]^2 + [R_1 \cos(\theta) - h]^2} + h - R_2 - g(\theta) \quad (4-4)$$

将式(4-4)代入式(4-3)中， $B_r'$  的表达式可改写为：

$$B_r'(\theta, t) = B_r(\theta) \frac{h_m(\theta) + g(\theta)}{h_m(\theta) + \sqrt{[R_1 \sin(\theta)]^2 + [R_1 \cos(\theta) - h]^2} + h - R_2} \quad (4-5)$$

从上述的变化中看出，经过定子削齿后，只对气隙磁密  $B_r'$  产生了变化，所以在验证定子削齿对径向电磁力的抑制作用时，只需要比较削齿前后的  $B_r'$  中谐波含量的变化。

#### 4.2.2 定子削齿对气隙磁密与径向电磁力的影响

由第 2 章的理论分析得出，径向电磁力密度与气隙磁密的平方呈正相关，其幅值、频率及空间阶次特性直接由气隙磁密谐波分量相互作用所决定。因此，针对电机最小非零阶次径向电磁力的抑制需求，需以削弱气隙磁密中 7 次谐波分量幅值为核心。

根据公式(4-5)，采用定子削齿后，气隙磁密  $B_r'$  产生了变化，分析对比优化前后的气隙磁密波形与谐波分量，进一步研究定子削齿结构的径向电磁力时空分布特性与谐波分布规律。本节将对原始结构模型与定子削齿后的模型进行有限元分析比较，图 4-2(a)为原始结构，图 4-2(b)为定子削齿结构。

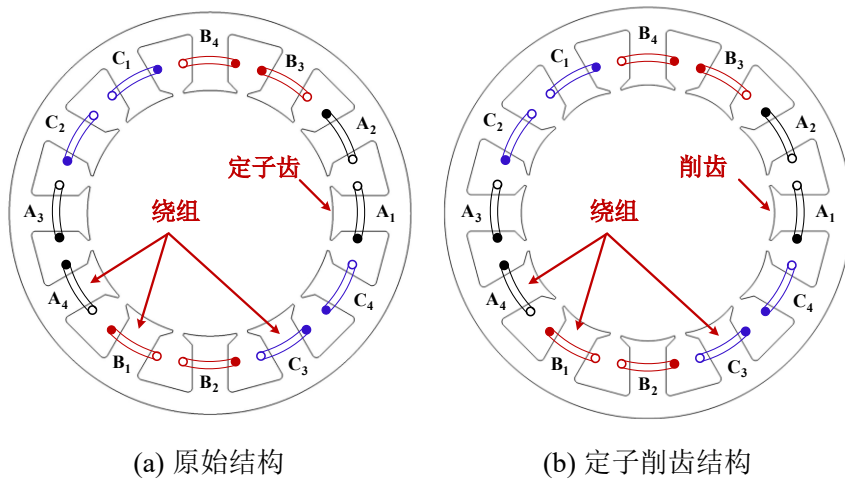


图 4-2 电机定子结构

图 4-3 展示了额定下电机优化前后的气隙磁密波形与谐波特性。分析图 4-3(a)可知，原始结构气隙磁密呈现明显的波形失真和较大波动，而采用定子齿部修行后，磁密波形在原先畸变处波形趋近正弦分布。基于傅里叶变换的谐波分析结果如图 4-3(b)与表 4-1 所示，可以得出，电机气隙磁密主要分布在 5<sup>th</sup>、7<sup>th</sup>、15<sup>th</sup>

和 17<sup>th</sup> 次谐波, 通过定子齿部优化后, 这些谐波阶次幅值得到了明显降低, 分别相较于初始结构下降了 1.88%、4.34%、1.76%和 10.5%。这意味着影响电机最小非零阶次的气隙磁密谐波得到改善, 径向电磁力密度将得到抑制。

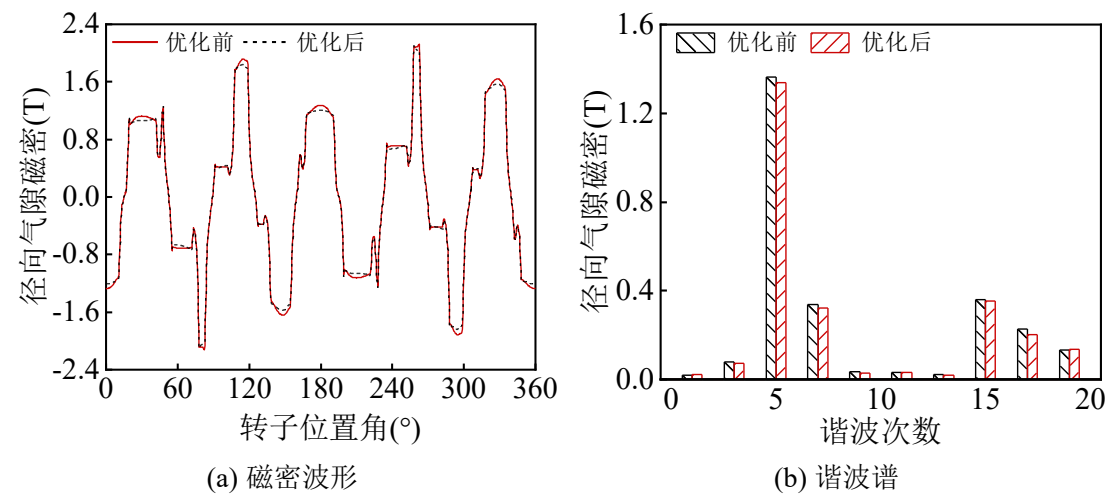


图 4-3 径向磁通密度波形与谐波谱

表 4-1 径向磁密谐波分量

| 谐波分量             | 优化前  | 优化后  |
|------------------|------|------|
| 5 <sup>th</sup>  | 1.36 | 1.34 |
| 7 <sup>th</sup>  | 0.34 | 0.32 |
| 15 <sup>th</sup> | 0.36 | 0.35 |
| 17 <sup>th</sup> | 0.23 | 0.20 |

在完成气隙磁密谐波分量对比分析后, 针对定子削齿结构的径向电磁力谐波分布特性展开研究。额定条件下优化前后的各阶径向电磁力密度时空谐波分布对比如图 4-4 所示。

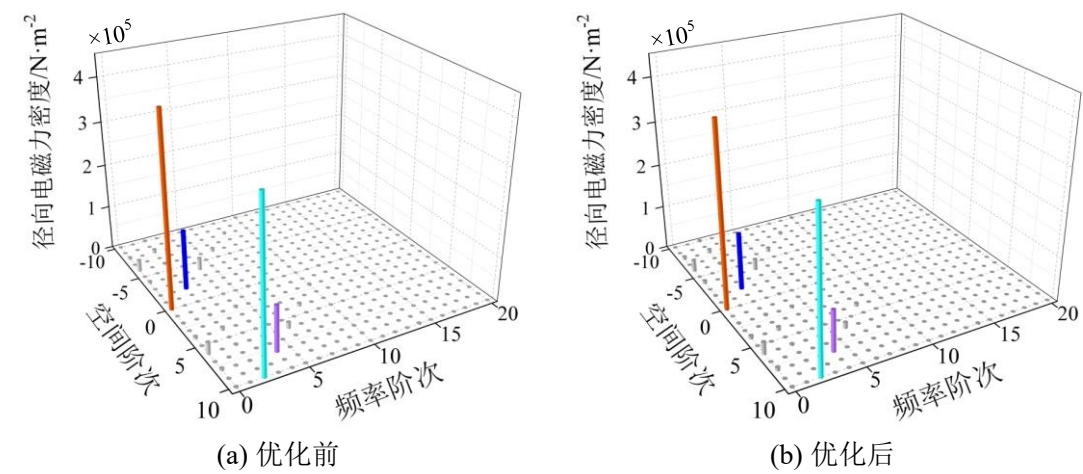


图 4-4 优化前后径向电磁力密度空间谐波分布

表 4-2 列出了主要阶次径向电磁力分量, 数据表明: 采用定子削齿结构, 主

要谐波阶次分量下降较为明显,电机各阶径向电磁力谐波幅值得到了较好的抑制。相比于优化前,空间 $(-4,4f_0)$ 谐波分量下降了 8.1%;  $(8,4f_0)$ 谐波分量下降了 9.4%;  $(10,2f_0)$ 谐波分量下降了 5.2%。其中对电机电磁振动噪声贡献显著的最小非零阶次 $(-2,2f_0)$ 谐波分量下降了 4.6%。研究结果验证了定子削齿结构能有效抑制低阶径向电磁力谐波分量,达到电机减振降噪的目的。

表 4-2 主要阶次径向电磁力分量振幅

| 时空/时间阶次     | 优化前( $\text{N}\cdot\text{m}^{-2}$ ) | 优化后( $\text{N}\cdot\text{m}^{-2}$ ) |
|-------------|-------------------------------------|-------------------------------------|
| $(0,0f_0)$  | 433615.8                            | 413260.9                            |
| $(-2,2f_0)$ | 137047.5                            | 130796.9                            |
| $(-4,4f_0)$ | 27507.3                             | 25271.1                             |
| $(8,4f_0)$  | 103633.3                            | 93916.4                             |
| $(10,2f_0)$ | 375826.9                            | 356161.4                            |

#### 4.2.3 定子削齿对电磁振动噪声的影响

第 3 章已深入探究了永磁电机的电磁振动噪声求解。按照之前的分析流程针对定子削齿结构的电磁振动特性展开剖析。图 4-5 展示了优化前后振动幅值的对比情况。显而易见,实施定子削齿后,电机在  $2f_0$  下的振幅出现显著抑制效果,具体表现为从原本的  $4.5\text{m/s}^2$  下降至  $4.0\text{m/s}^2$ , 降低了 11.1%

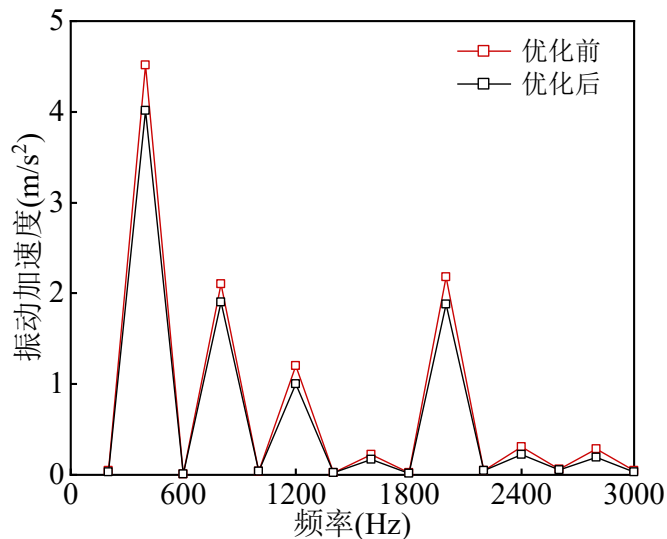


图 4-5 优化前后振动幅值

观察外部机壳上的某点,得到此点的噪声分布如图 4-6 所示,可以得出,采用定子削齿结构,电机整体噪声低于优化前噪声,特别在噪声较大的  $2f_0$  处,噪声由原先的 82.8dB 下降到 77.3dB,下降了 6.64%,对噪声的抑制效果较为明显。

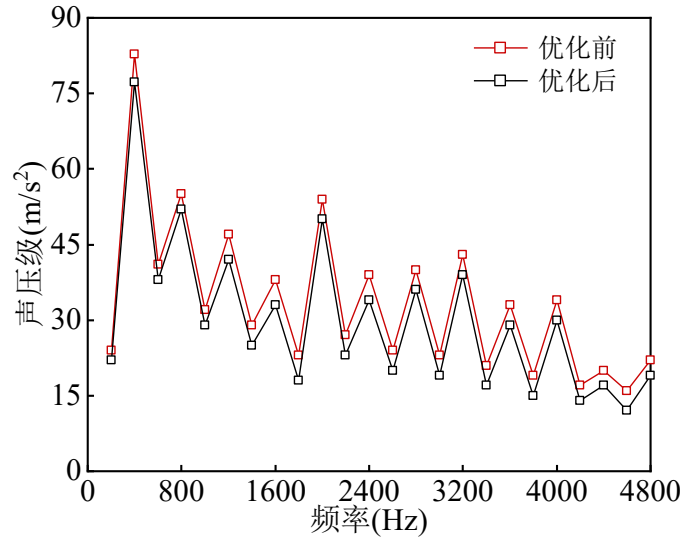
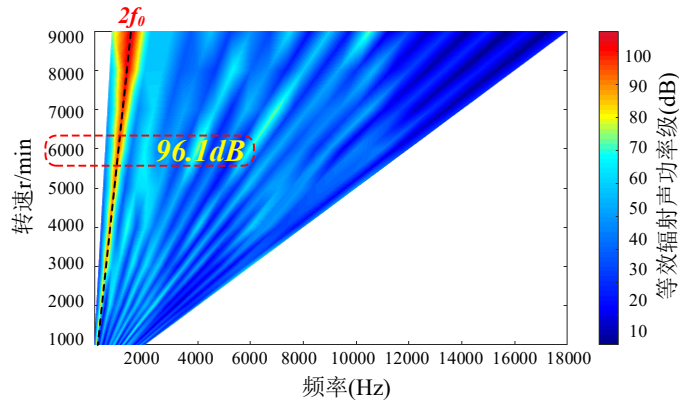
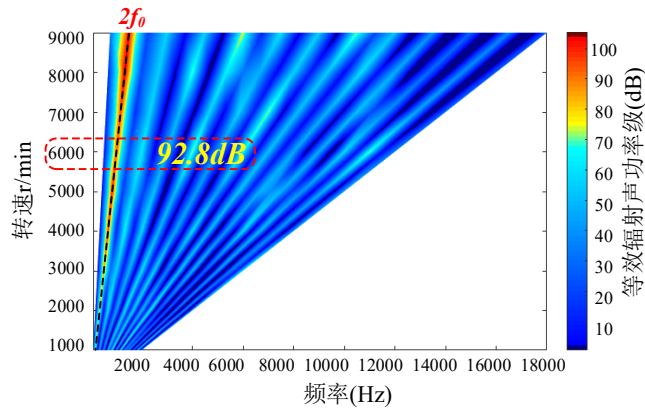


图 4-6 优化前后噪声分布

同样将两款电机优化前后的宽转速范围瀑布图进行对比如图 4-7 所示，从图中看出，优化前电机的转速高于 6000r/min 时，噪声特性显著增加，噪声达到了 96.1dB，而采用定子削齿后各个转速下的噪声得到明显削弱。此时，当电机运行在 6000r/min 时噪声下降到了 92.8dB。因此，定子结构采用削齿设计不仅能降低低阶径向电磁力密度，还能有效降低电机振幅与噪声，达到更好的抑制效果。



(a) 优化前



(b) 优化后

图 4-7 宽转速范围噪声瀑布图对比

### 4.3 转子结构对振动噪声抑制分析

#### 4.3.1 转子开槽结构设计

本节提出了另一种径向电磁力密度的抑制方法。分别构建了三种典型的转子结构，如图 4-8 所示。通过将转子槽设计成不同的宽口开度，从而改变电机气隙磁密谐波分量，达到抑制径向电磁力密度的目的。

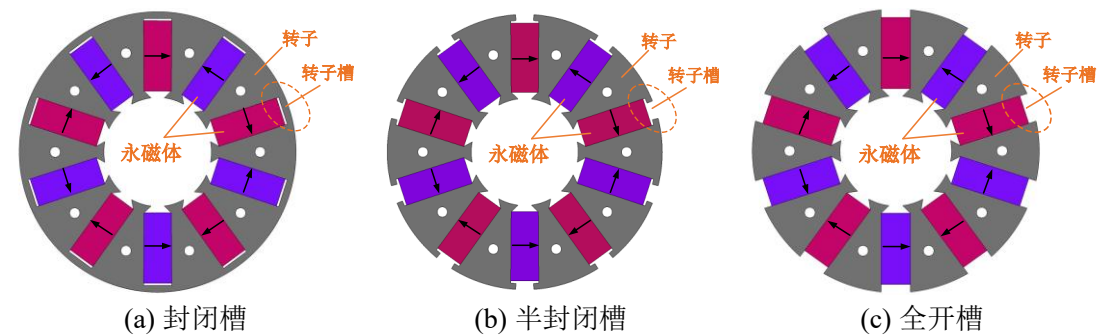


图 4-8 三种典型的转子开槽结构

为了公平的进行比较，三种转子设计具有相同的定子结构、气隙长度、转子外径和永磁体尺寸。三种典型转子结构的几何参数如表 4-3 所示。

表 4-3 三种典型的转子开槽设计主要参数

| 参数        | 封闭槽    | 半封闭槽   | 全开槽    |
|-----------|--------|--------|--------|
| 转子外径,mm   | 108    | 108    | 108    |
| 转子开槽宽度,mm | 0.0    | 5.5    | 11.0   |
| 永磁体长度,mm  | 28.0   | 28.0   | 28.0   |
| 永磁体厚度,mm  | 11.0   | 11.0   | 11.0   |
| 永磁体材料     | SmC028 | SmC028 | SmC028 |

#### 4.3.2 转子开槽对气隙磁密与径向电磁力的影响

额定负载条件下三种典型转子设计的气隙磁通密度和气隙磁通密度谐波分布如图 4-9 所示。从图 4-9(a)可以看出，全开槽结构气隙磁通密度幅值相对较高，半封闭槽次之，封闭槽最低。造成这种现象的原因在于全开槽结构拥有较大的气隙磁阻，使得其漏磁程度相较于半封闭槽和封闭槽更小。从图 4-9(b)发现，除去主阶(5 次)谐波外，其它如 7 次、9 次、11 次、13 次、15 次以及 19 次谐波均随着槽宽的变化而发生变化，证实了在电机中能够实现显著的气隙磁场调制效应。

此外，全开槽结构下主阶谐波的幅值高于其他结构，主要是由于全开槽结构的漏磁减小。

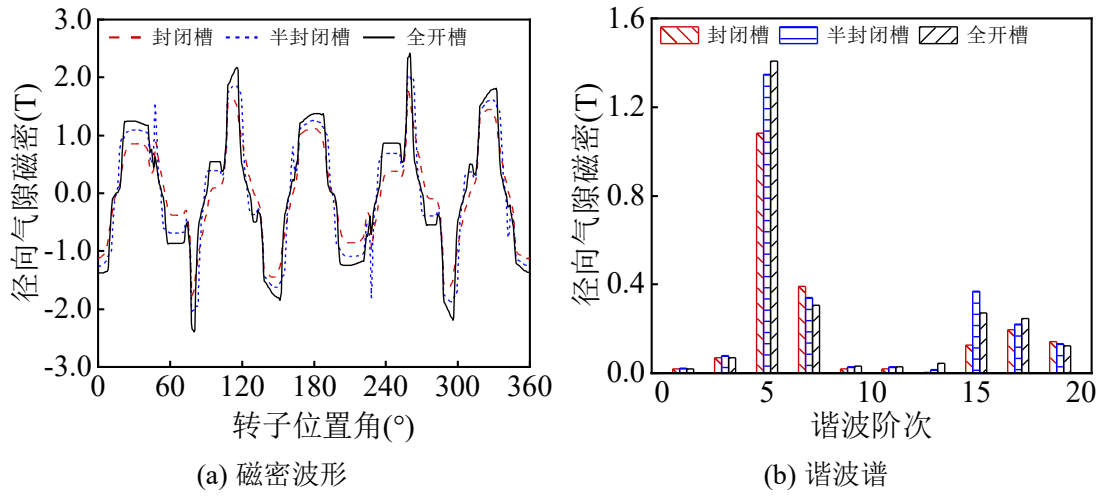


图 4-9 径向磁通密度波形与谐波谱

从表 4-4 看出，工作谐波(5<sup>th</sup>)的强度呈现出随转子槽开口宽度增加而上升的趋势，与之相反，7 次谐波强度则呈现出随转子槽开口宽度增加而逐渐减弱。对三种不同槽结构下的谐波分量进行对比分析可以发现，全开槽结构的主阶(5 次)谐波相较于半封闭槽结构高出 4.4%，相较于封闭槽结构则高出 30.5%。除此之外，全开槽结构的第 7 次谐波分量比半封闭槽结构低 8.8%，比封闭槽结构低 20.5%。深入分析可知，转子开槽设计不仅有助于提高电机转矩输出能力，还能够有效降低对径向电磁力影响较大的第 7 次谐波的强度。

表 4-4 径向磁密谐波分量

| 谐波分量             | 封闭槽  | 半封闭槽 | 全开槽  |
|------------------|------|------|------|
| 5 <sup>th</sup>  | 1.08 | 1.35 | 1.41 |
| 7 <sup>th</sup>  | 0.39 | 0.34 | 0.31 |
| 15 <sup>th</sup> | 0.16 | 0.37 | 0.27 |
| 17 <sup>th</sup> | 0.20 | 0.22 | 0.25 |

如图 4-10 和表 4-5 所示，径向电磁力频率阶次均按照基频偶数倍分布，且低阶电磁力密度的(0,0 $f_0$ )、(-2,2 $f_0$ )和(-4,4 $f_0$ )分量幅值相对较大。对三种典型转子设计的低阶径向电磁力谐波分量进行分析：

- (1) 改变转子槽口宽度，并未引入新的谐波分量，只改变各谐波的幅值大小。
- (2) (0,0 $f_0$ )不会引起电机的电磁振动和噪声。它只会引起定子的静态变形；而(-2,2 $f_0$ )由主极磁场[5, $f_0$ ]与电枢磁场[7, $f_0$ ]相互作用产生，且为最小非零阶次，对电磁振动影响较大。



(3) 随着转子槽口宽度增加，空间零阶电磁力增加，电机表现出更高的转矩输出能力；最小非零阶与其他低阶电磁力同样随着槽宽的增加而增加，导致电磁振动噪声更加明显。

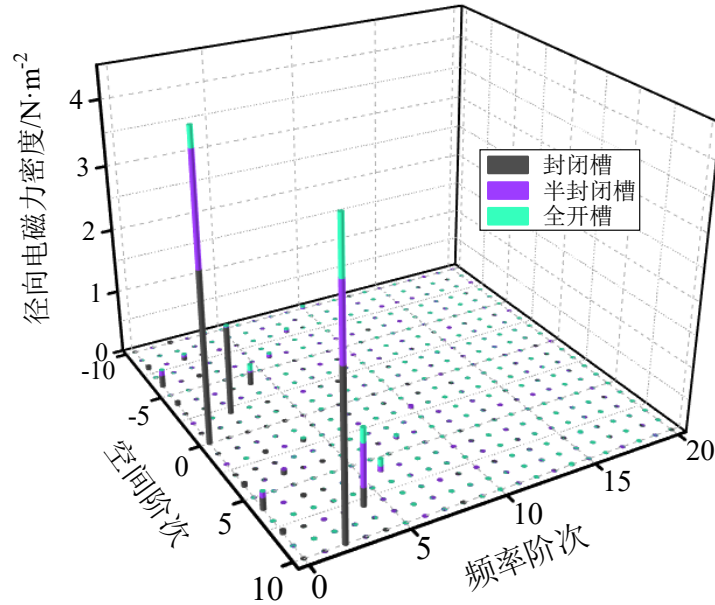


图 4-10 径向电磁力密度空间谐波分布  
表 4-5 主要阶次径向电磁力分量的振幅

| 时空/时间阶次               | 封闭槽(N·m <sup>-2</sup> ) | 半封闭槽(N·m <sup>-2</sup> ) | 全开槽(N·m <sup>-2</sup> ) |
|-----------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|
| (0,0f <sub>0</sub> )  | 259634                  | 428516                   | 458487                  |
| (-2,2f <sub>0</sub> ) | 136090                  | 138201                   | 139520                  |
| (-4,4f <sub>0</sub> ) | 21246                   | 23735                    | 32814                   |
| (8,4f <sub>0</sub> )  | 29703                   | 96014                    | 119576                  |
| (10,2f <sub>0</sub> ) | 254680                  | 361775                   | 446602                  |

#### 4.3.3 转子开槽对电磁振动噪声的影响

为了研究转子开槽设计对电机振动特性的影响，建立多物理场耦合仿真模型。将径向节点力作为激励输入映射到结构网格上进行振动计算，并利用该模型预测振动特性。

图 4-11 为三种典型转子开槽结构在额定转速时预测的振动幅值结果，可以看出，电机基频 $f_0$ 为 200Hz，振动频谱主要分布在 400Hz、800Hz、1200Hz 以及 1600Hz 附近，对应电磁力的  $2f_0$ 、 $4f_0$ 、 $6f_0$  和  $8f_0$  处频率，与上述理论推导一致。三种典型转子设计中，全开槽结构的振幅在  $2f_0$  处最明显，相比于半封闭槽结构



振幅增加了 12.24%，而相比于封闭槽结构增加了 44.73%。

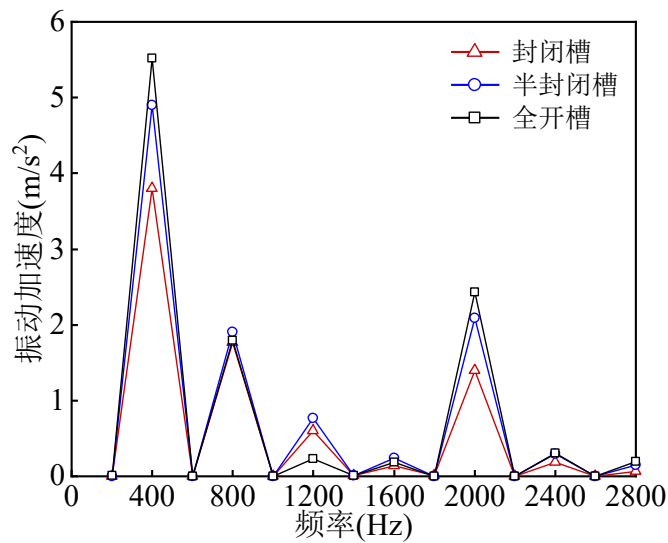


图 4-11 不同转子开槽结构振动幅值

图 4-12 为电机机壳上某点测得的噪声分布，从图中看出，噪声频率区间与振动加速度区间一致，采用转子开槽结构后，全开槽结构相比于封闭槽与半封闭槽整体噪声偏大，特别在原先噪声较大的  $2f_0$  处，此时全开槽结构噪声达到了 84.6dB，而采用半封闭槽结构，噪声则下降到了 79.4dB。可见改变转子槽口宽度对抑制噪声具有较为理想的效果。

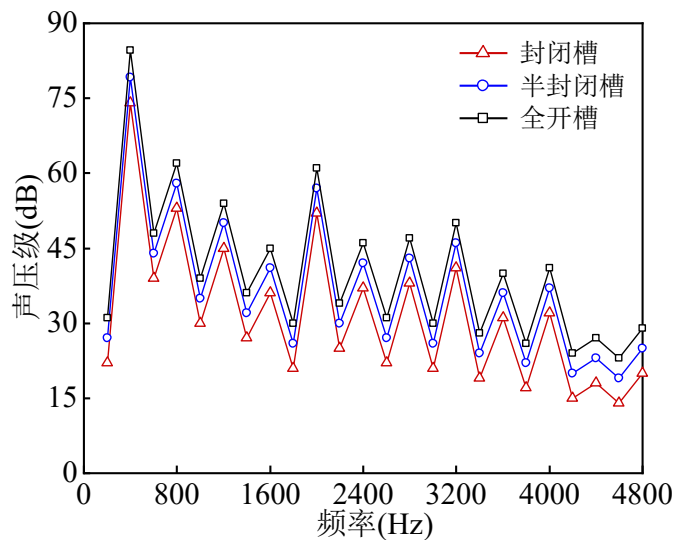
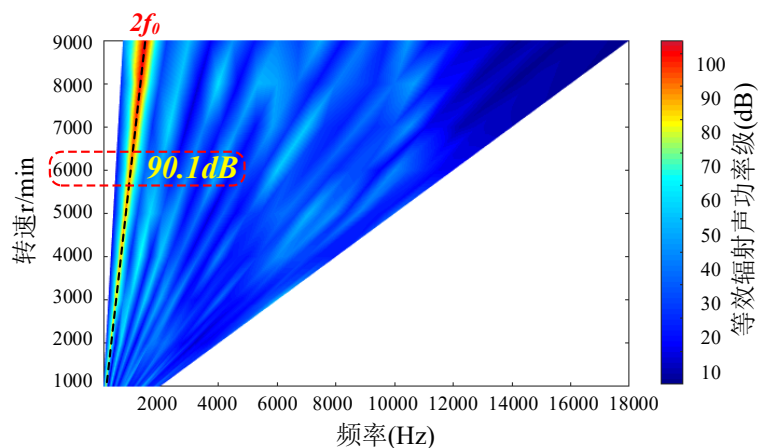
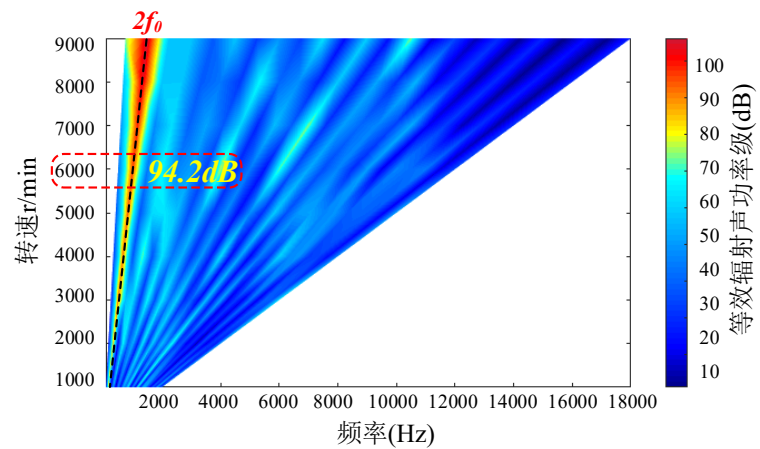


图 4-12 不同转子开槽结构噪声分布

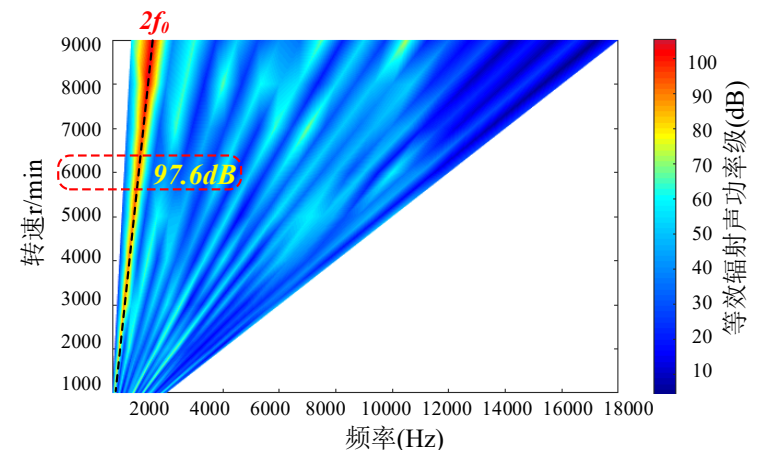
不同转子开槽结构的宽转速范围噪声变化如图 4-13 所示。可以看出，当转速在 6000r/min 时，三台电机的噪声明显增加。全开槽结构对应  $2f_0$  在整个转速范围内具有较高的噪声。反观封闭槽与半封闭槽结构不管在低速还是高速条件下，对应的噪声得到了明显的抑制。封闭槽结构表现出低振动和低噪声，但其扭矩能力弱。因此，结合转子设计与其它结构优化，能有效抑制电机电磁振动与噪声。



(a) 封闭槽



(b) 半封闭槽



(c) 全开槽

图 4-13 宽转速范围噪声瀑布图对比

#### 4.4 电磁性能比较

通过对所提出的两种振动噪声抑制方法的研究,得出定子削齿与合理选择转子开槽宽度无论是在永磁电机气隙磁密谐波分量上还是振动噪声表现上都具有

更好的抑制效果。接下来，分别将提出的两种优化结构进行有限元分析，比较优化后的空载反电动势波形与电磁转矩情况。

在空载条件下分别仿真得到定子削齿、半封闭槽和全开槽结构的空载反电动势波形，如图 4-14 所示。可以看出，转子全开槽结构具有较高的空载反电动势，峰值达到 156.4V，而半封闭槽结构空载反电动势略低于全开槽。采用定子削齿结构，空载反电动势峰值略低，但对整体电机性能影响较小，在可接受范围之内。

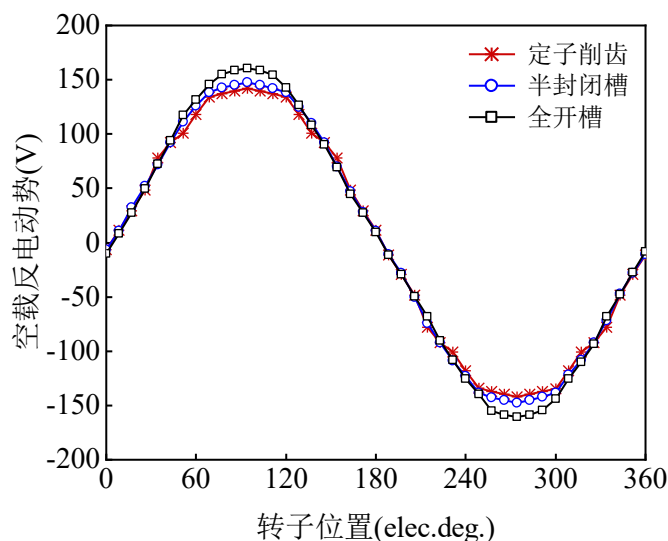


图 4-14 空载反电动势波形对比

额定条件下三种电机结构的输出转矩曲线如图 4-15 所示。

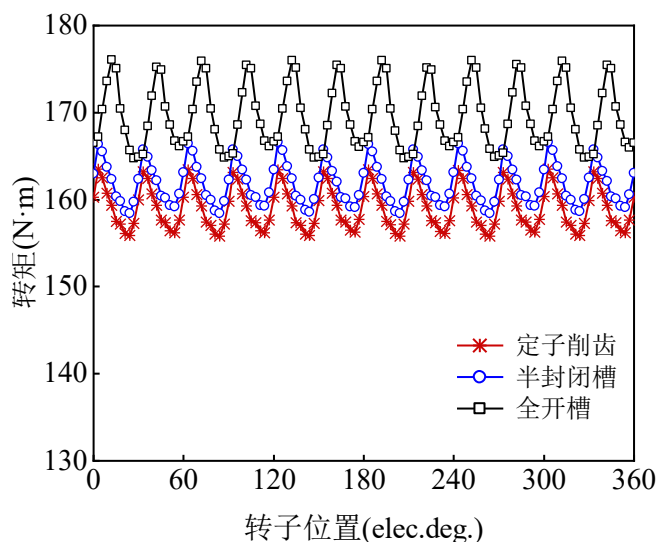


图 4-15 额定输出转矩对比

从图中看出，由于端部漏磁的减少，转子全开槽结构表现出更加出色的转矩输出能力，但转矩脉动高于另外两种结构设计，容易导致电机运行时产生更加剧烈的振动噪声。表 4-6 列出了三种结构具体的电磁性能参数，可以看出，转子半封闭槽与定子削齿结构在空载反电动势与平均转矩性能上略低于全开槽结构，但

其转矩脉动优于全开槽结构，明显降低了运行时带来的振动噪声问题。验证了定子削齿与合理选择转子槽宽对抑制振动噪声的有效性。

表 4-6 电磁性能参数对比

| 优化结构 | 空载反电动势(V) | 平均转矩(N·m) | 转矩脉动  |
|------|-----------|-----------|-------|
| 定子削齿 | 142.4     | 158.1     | 4.24% |
| 半封闭槽 | 146.4     | 158.2     | 4.34% |
| 全开槽  | 156.4     | 167.8     | 7.05% |

## 4.5 本章小结

本章针对切向聚磁式永磁电机振动噪声的问题，提出了两种抑制方法：定子削齿和转子开槽，分别从定子与转子拓扑结构进行优化。首先，对定子削齿的抑制原理进行了分析；其次，分别分析了所提两种结构设计方法的气隙磁通密度波形、谐波分量、径向电磁力密度以及空间阶次特性与谐波分布规律；最后，将两种结构设计方法的电磁振动特性与噪声进行对比分析，得出以下结论：

(1) 采用定子削齿设计可以使得原先气隙磁密畸变处有所下降，波形更加正弦化，且 5<sup>th</sup>、7<sup>th</sup>、15<sup>th</sup> 和 17<sup>th</sup> 次谐波阶次幅值得到了明显降低，其中对电磁振动噪声贡献显著的电机最小非零阶(0,0f)谐波分量下降了 4.6%。验证了定子削齿能有效抑制径向电磁力谐波分量。该结构使得电机在  $2f_0$  处的振动加速度下降了 11.1%，采用定子削齿设计优化后总的声压级为 77.4dB，降低了 6.64%，抑制效果较为理想。

(2) 合理选择转子开槽宽度能有效降低振动噪声。首先，分析了三种典型转子开槽设计的磁密谐波分量，随着槽开口的增加，工作谐波(5<sup>th</sup>)呈现增加趋势，第 7 次谐波减小。全开槽结构具有较大的气隙磁阻，漏磁相对半封闭槽和封闭槽较小，导致气隙磁密较高，但转矩脉动较大，导致电机整体振动噪声偏大。相比之下，半封闭槽具有更好的振动噪声抑制作用。

(3) 比较电机结构的电磁性能，从中得出，转子全开槽设计由于端部漏磁的减少，表现出相对更高的转矩能力，但存在转矩脉动较高与噪声偏大的问题；定子削齿设计空载反电动势与输出转矩略低，但振幅低、噪声小，对振动噪声的抑制效果更加明显。

## 第5章 切向聚磁式永磁电机振动噪声实验测试

### 5.1 引言

论文前四章分别从电磁-结构-声场三方面去研究了切向聚磁式永磁电机的振动噪声问题。从电磁场角度，分析气隙磁场、电磁力产生机理、径向电磁力时空分布与谐波分布规律等电磁特性；在结构场角度，分析了定子铁心以及机壳组合模态振型和固有频率并基于模态叠加法，研究了电机电磁振动噪声特性；在声场角度，分析了不同工况下噪声分布与宽转速范围运行时的等效辐射声功率级。

为了进一步验证本文理论分析和仿真计算的准确性，本章构建了 12 槽 10 极切向聚磁式永磁电机的电磁性能测试平台和噪声测试平台，并开展了相应的实验研究。通过对定子削齿后样机基本电磁性能测试，验证了样机的空载反电动势与转矩-电流曲线；其次，测试样机在不同转速范围下的噪声特性；最后，验证了噪声实测结果与仿真结果的准确性。

### 5.2 基本电磁性能试验

为进行实验测试，制作了一台功率为 50kW、最高转速为 9000r/min 的永磁电机，内部结构如图 5-1 所示。其中，图 5-1(a)为削齿后定子及电枢绕组结构，采用分数槽集中绕组形式；图 5-1(b)为转子结构；图 5-1(c)为转子铁心。

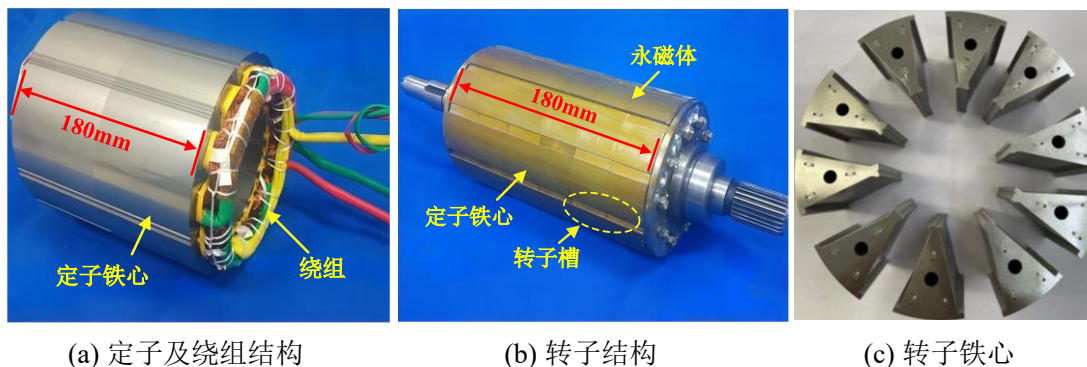


图 5-1 样机内部结构组成

图 5-2 为样机测试平台，包括样机、直流电源、150kW 原动机、控制器以及示波器等。

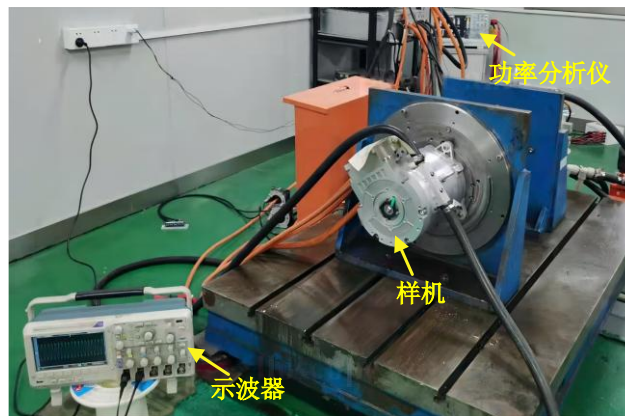


图 5-2 样机结构及实验平台

表 5-1 列出了测试平台部件的详细情况：

表 5-1 测试平台中零件的详细情况

| 设备   | 类型           | 设备      | 类型     |
|------|--------------|---------|--------|
| 样机   | 50kW 永磁电机    | 转矩速度传感器 | JNK-30 |
| 原动机  | 150kW 永磁电机   | 控制器     | PCU350 |
| 直流电源 | BD120-800    | 示波器     | /      |
| 计算机  | Think-laptop | 冷却箱     | LT-10H |

在测试过程中，首先对样机在空载状态下的反电动势波形进行测试。在电枢绕组未通电的情况下，由原动机带动样机运转，通过示波器测量得到线反电动势。图 5-3 展示了样机在 7200r/min 的转速下运行时线反电动势的实测与仿真对比情况。从图中可以观察到，削齿后的样机线反电动势仿真结果为 528.4V，而实际测量得到的线反电动势为 538.8V，仿真结果略低于实际测量值，但误差控制在 5% 以内。由此可知，实验结果与有限元结果基本一致，验证了仿真结果的准确性。

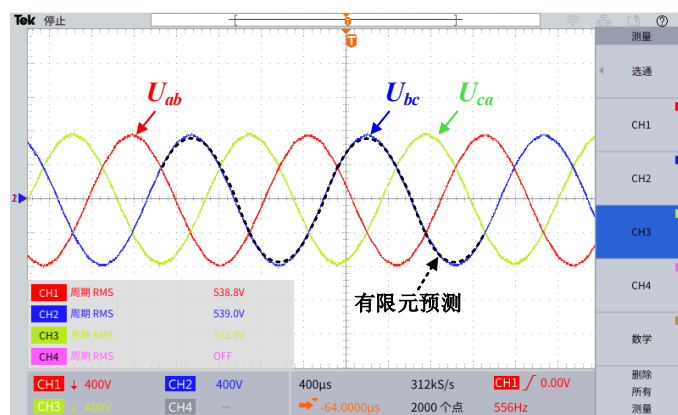


图 5-3 样机在 7200r/min 下线空载反电动势

不同相电流下电机输出转矩在  $i_d=0$  时对比结果如图 5-4 所示。从图中看出，输出转矩与相电流呈线性关系，并且当相电流低于 160A 时，实验结果与有限元预测结果基本一致。同时，当相电流大于 160A 时，实验输出转矩低于有限元预



测值,且误差随相电流的增大而增大。其主要原因是端部漏磁量逐渐增大导致的。

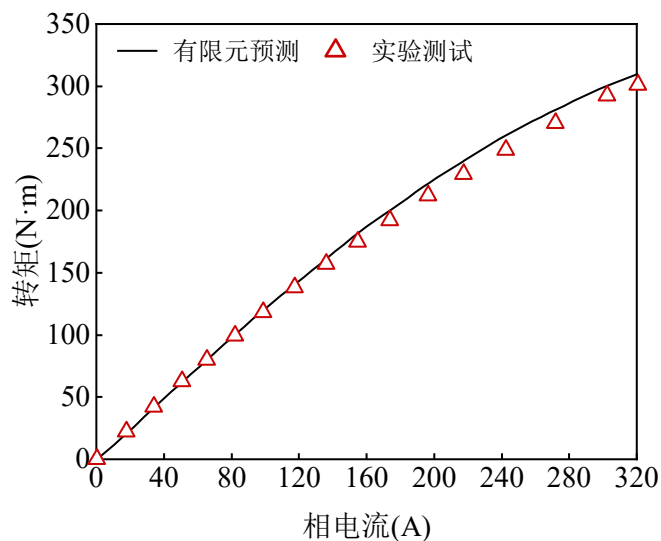


图 5-4 样机输出转矩-相电流对比

### 5.3 振动噪声测试

整个噪声测试实验平台如图 5-5 所示,主要实验设备与环境条件如表 5-2 所列出。整个噪声实验位于半消声室中进行,从而减小外界噪声干扰。将样机用弹性绳悬挂在支架上,麦克风 1、2 放置在机器前端和灌封端 20cm 处,通过声学测试系统测量噪音。测试样机在转速 0~9000r/min 时的 FFT 和 CPB(1/3 倍频程以及倍频程图谱),记录麦克风距离样机前端、灌封端各 20cm 的噪声。

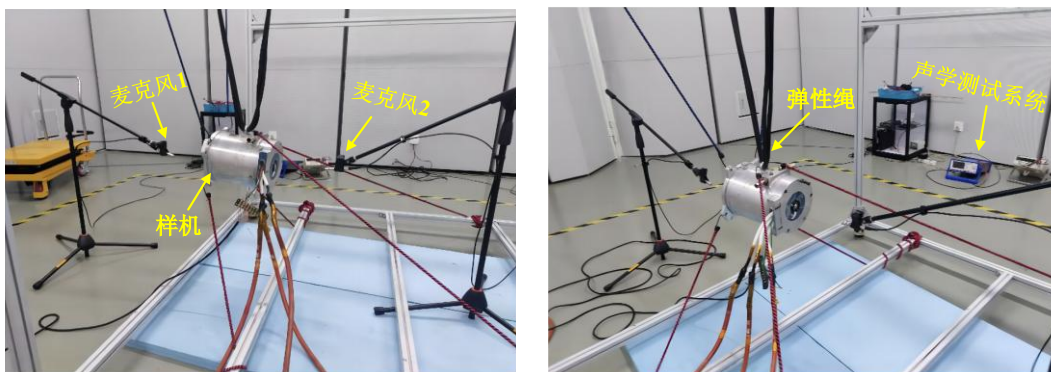


图 5-5 样机噪声测试平台

表 5-2 噪声实验设备与环境条件

| 设备       | 类型                       | 实验环境         |
|----------|--------------------------|--------------|
| 声学测试系统   | BCA350 HEAD Squadriga II | 温度 24℃       |
| 精密程控直流电源 | PSW1080L30               | 湿度 59℃       |
| 麦克风      | /                        | 底噪 19[dB(A)] |

本章实验选取了两款样机进行噪声测试，分别采用半封闭槽与定子削齿结构，记录样机出风口与背风口的噪声大小，实验数据如表 5-3 所示。

表 5-3 样机噪声测试结果

| 样机编号             | 样机 1   | 样机 2  |
|------------------|--------|-------|
| 背风口噪声<br>[dB(A)] | 101.42 | 98.11 |
| 出风口噪声<br>[dB(A)] | 94.99  | 95.59 |

背风口的噪声主要来源运行时电机内部磁场相互作用产生的电磁力，导致电机铁心等机械部件振动，这些振动会通过外壳结构传播到背风口附近。图 5-6 与图 5-7 为样机 1 采用半封闭槽结构背风口与出风口的噪声频程图谱与曲线。可以看出，背风口噪声达到了 101.42dB, 且最大 SPL 出现在  $2f_0$  附近。图 5-8 与图 5-9 为样机 2 采用定子削齿结构背风口与出风口的噪声频程图谱与曲线，明显看出，在背风口与出风口处噪声相比样机 1 有更明显的噪声抑制效果，且噪声最大值同样为  $2f_0$  处，这与前文研究的电磁振动特性分析一致。实验结果表明，提出两种振动噪声抑制方法中，定子削齿结构拥有更高的抑制噪声效果。

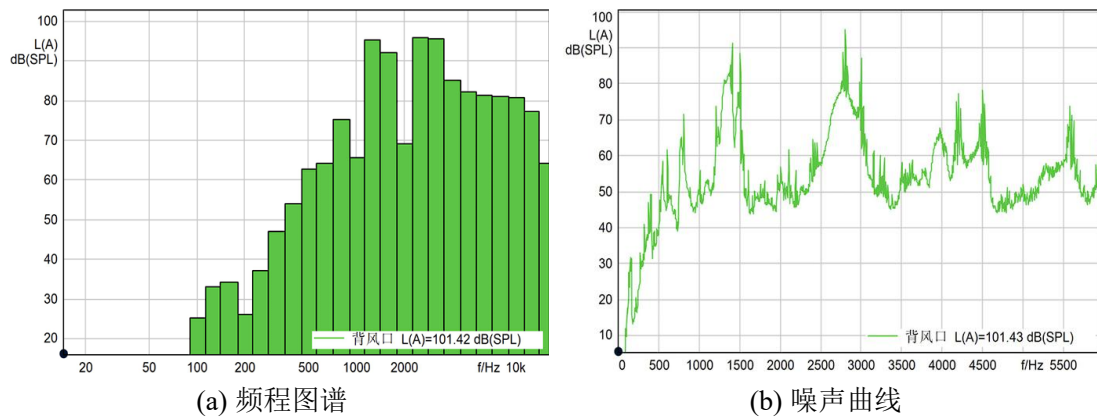


图 5-6 样机 1 背风口噪声频谱与曲线

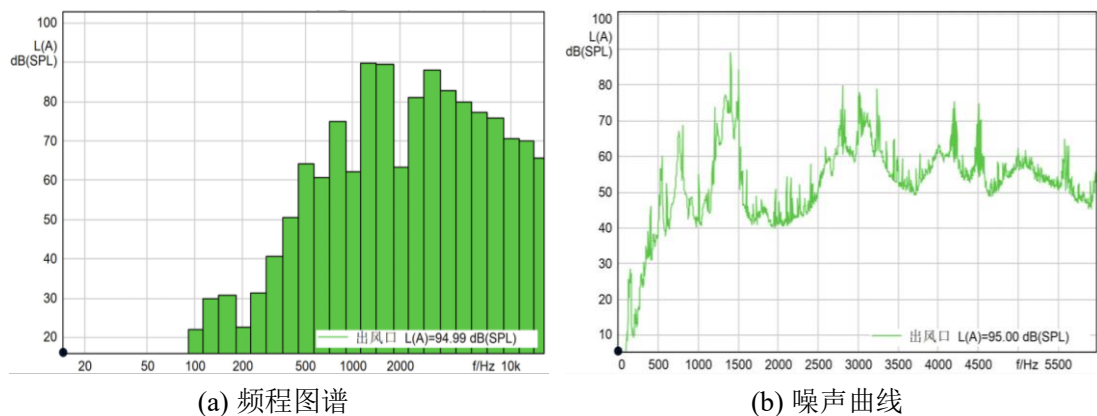


图 5-7 样机 1 出风口噪声频谱与曲线



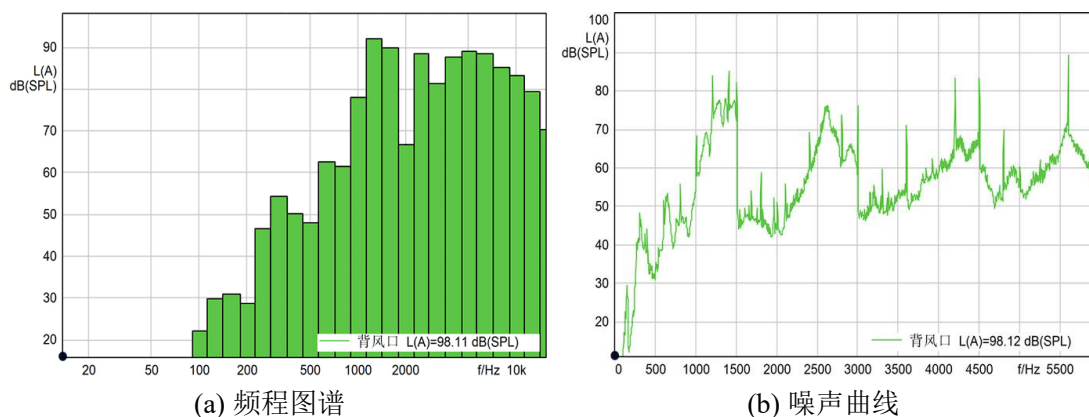


图 5-8 样机 2 背风口噪声频谱与曲线

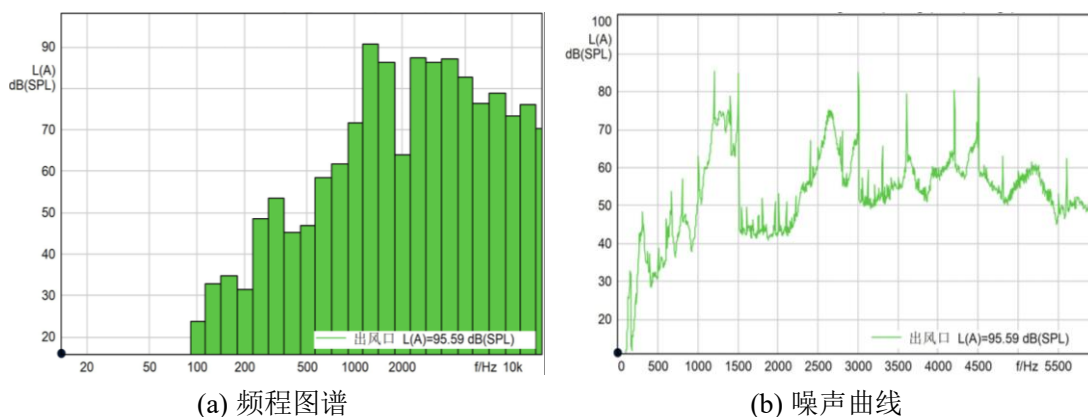


图 5-9 样机 2 出风口噪声频谱与曲线

为了进一步验证仿真结果的准确性，实测了两种抑制方法结构样机在 6000r/min 时的噪声情况，如图 5-10 所示。从图中看出，实验结果与有限元仿真结果噪声基本吻合，但存在一定误差，可能未考虑电机的固定方式与实验中未完全消除环境噪声等因素导致的，但在误差范围之内。验证了有限元仿真结果的准确性与抑制方法的有效性。

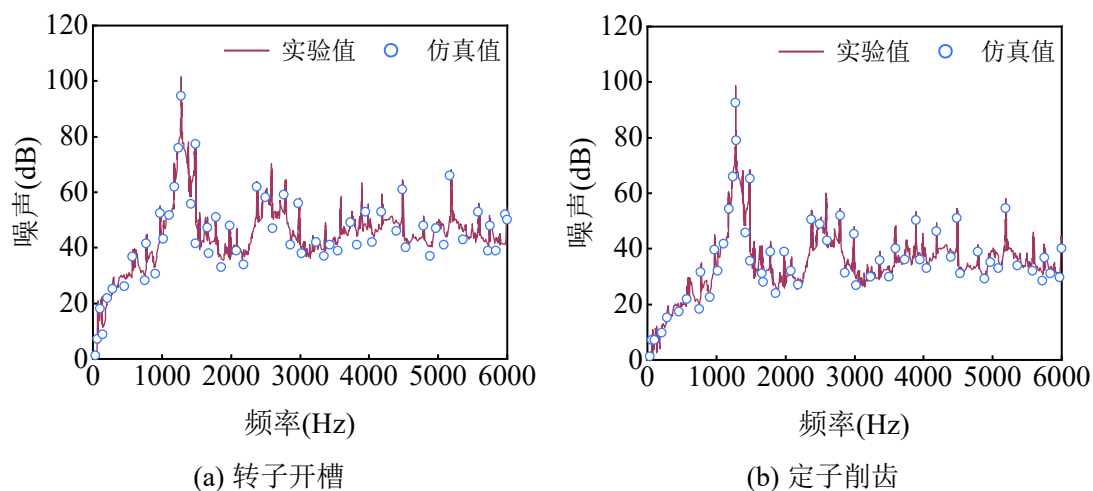


图 5-10 实测与仿真噪声比较

## 5.4 本章小结

本章内容主要分析了定子削齿后样机的基本电磁性能与振动噪声实验测试。将功率为 50kW、最高转速 9000r/min 的 12 槽 10 极切向聚磁式永磁电机作为测试对象。首先,给出测试所用到的定子及绕组与转子结构。其次,对样机基本电磁性能进行测试,得出样机实测空载反电动势与仿真结果基本吻合,输出转矩-电流曲线实测与仿真也基本一致,有效地验证了有限元结果的准确性。最后,将样机用弹性绳悬挂在半消声室中,通过两侧的麦克风收集声音并将数据传输到声学测量系统中,分别测试半封闭槽与定子削齿结构样机在转速 0~9000r/min 时的背风口与出风口的 FFT 和 CPB(1/3 倍频程以及倍频程图谱)。从测试数据结果中得出,定子削齿结构样机拥有更好的噪声抑制效果,同时在整个频程中噪声  $2f_0$  附近处的噪声最大,这与 2.3 节中时空阶次分布理论分析一致。噪声实际测量结果与有限元预测仿真之间存在一定误差,可能未考虑电机的固定方式与实验中存在未消除的环境噪声等因素。

## 第6章 总结与展望

### 6.1 全文总结

针对切向聚磁式永磁电机高气隙磁密所导致的电磁振动噪声问题,本文以一台 12 槽 10 极永磁电机为研究对象,首先,通过理论分析与有限元相结合的方式,深入研究了电机气隙磁场内在规律和径向电磁力在时间与空间上的特性。其次,建立了永磁电机电磁-结构-声场多物理场耦合仿真模型,进行模态分析与谐响应分析。然后,提出了定子削齿和转子开槽两种抑制方法,分析了优化后结构对电机振动噪声的影响。最后,搭建实验平台,验证理论分析和仿真结果准确性。

本文结论总结如下:

(1) 在电机电磁场方面,构建了磁动势-磁导数学模型,推导出空载与负载条件下气隙磁场分布情况,基于 Maxwell 应力张量法获得了径向电磁力解析式。采用有限元法探究了不同运行工况下气隙磁密频谱特性与径向电磁力时空分布特性与谐波分布规律。得出径向电磁力分量集中在  $2f_0$  处,其中,  $(-2, 2f_0)$  为电机最小非零阶次,主要由主极磁场  $[p, f_0]$  与电枢磁场  $[p \pm 2, f_0]$  相互作用产生。虽然幅值很小,但对电磁振动噪声的作用却不可忽视,为后续振动噪声的抑制策略提供了基础。

(2) 在电机模态分析方面,阐述了电机模态分析的基础理论并分析了定子铁心以及机壳组合前六阶固有频率。通过建立永磁电机电磁-结构-声场仿真模型,分析了不同工况下电机的振动响应特性和噪声分布情况。此外,对电机在宽转速范围运行时的等效辐射声功率级进行了分析,为电机的减振降噪提供指导。

(3) 针对振动噪声问题,提出了两种抑制方法。通过比较电机优化前后的气隙磁密、径向电磁力谐波分量以及振动特性与噪声分布,并进行了电磁性能比较。从而验证了方案的有效性,达到减振降噪的设计初衷。结果表明,全开槽设计由于端部漏磁的减少,表现出更高的转矩能力,但存在转矩脉动高与噪声偏大的问题;采用定子削齿结构振动与噪声分别下降了 11.1%、6.64%。

(4) 搭建振动噪声实验测试平台,对样机进行了基本电磁性能与噪声测试。对比实测与有限元预测仿真结果,验证了仿真结果的准确性与抑制方法的有效性。

## 6.2 研究展望

本文对切向聚磁式永磁电机径向电磁力、振动噪声特性以及抑制方法开展了较为深入的研究，但任存在不足之处，有待再进一步进行研究：

(1) 在研究径向电磁力时空谐波分量对电机振动噪声影响时，只考虑了最小非零阶径向电磁力对电磁振动噪声的影响，忽略了高阶电磁力对振动噪声的贡献。需要进一步考虑高阶电磁力谐波分量所带来的影响。

(2) 在建立多物理场耦合模型进行模态仿真与噪声预测时考虑到计算时间的较长，采用了简化机壳模型，因此，在进行单一或者整个调速范围内的振动噪声时虽节约了时间成本，但降低了计算精度，需要建立一种快速且更加准确的有限元模型进一步研究。

## 参考文献

- [1] 国务院办公厅关于印发新能源汽车产业发展规划(2021—2035 年)的通知[J]. 中华人民共和国国务院公报,2020,(31):16-23.
- [2] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社,2016.
- [3] Shimizu Y, Morimoto S, Sanada M, et al. Investigation of rotor topologies for reducing torque ripple in double-layer IPMSMs for automotive applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 8276-8285.
- [4] 毛彦欣,赵文祥.径向磁通永磁同步电机电磁振噪综述[J/OL].中国电机工程学报,1-17.
- [5] 邢泽智,王秀和,赵文良,等.表贴式永磁同步电机电磁激振力波计算与定子振动特性分析[J].中国电机工程学报,2021,41(14):5004-5013.
- [6] 孙巍,额尔和木巴亚尔,李敏.感应电动机电磁力的计算与对电机振动的影响[J].电机与控制应用, 2015,42(11):41-46.
- [7] 庞亮,杨清亮,赵朝会,等.磁极偏心切向聚磁型并联结构混合励磁电机的振动噪声研究[J].噪声与振动控制,2023,43(03):47-52+65.
- [8] 黄伟光,胡贤君,李景芬.稀土永磁材料的发展趋势[J].功能材料与器件学报,2022,28(06):513-517.
- [9] 孙艳荣,张志鹏,李赛松,等.钕铁硼磁性材料发展现状及性能研究[J].当代化工研究,2021,(21):117-119.
- [10] 申康,劳启华,王建,等.高速永磁电机的发展历程及展望[J].电大理工,2023,(01):6-13.
- [11] 杨朋.稀土永磁电机的应用现状及其发展趋势[J].中国设备工程,2019,(01):190-191.
- [12] 李泽星,夏加宽,刘铁法,等.基于分段交错不等磁极的表贴式永磁电机极频振动的削弱[J].电工技术学报,2023,38(04):945-956.
- [13] Li S, Tong W, Hou M, et al. Analytical model for no-load electromagnetic performance prediction of V-shape IPM motors considering nonlinearity of magnetic bridges[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37(2): 901-911.

- [14] 谢颖,王泽兵,蔡蔚,等.1.1 MW 高速内置式永磁同步电机新型转子拓扑设计与强度优化[J].电机与控制学报,2024,28(06):66-75.
- [15] 葛笑,诸自强,陈金涛.切向内置式永磁电机的新型转子设计[J].微特电机,2017,45(06):4-7.
- [16] 何松,马涛,于永军,等.基于不同永磁体结构优化设计的一种混合式永磁同步电机的电磁参数特性对比分析[J].青海电力 2020,39(03):18-24.
- [17] 郭云珺,蒋天瑞,苏武,等.基于分布磁路法的同步发电机径向电磁力波分析及优化[J].海军工程大学学报,2024,36(06):9-18.
- [18] Yang S J. Low-noise Electrical Motors[M]. Clarendon Press, 1981.
- [19] Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. II. Armature-reaction field[J]. IEEE transactions on magnetics, 1993, 29(1): 136-142.
- [20] Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous magnetic field distribution in permanent magnet brushless DC motors. IV. Magnetic field on load[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 1993, 29(1): 152-158.
- [21] 胡胜龙,左曙光,刘明田.开关磁阻电机非线性径向电磁力解析建模[J].电工技术学报,2020,35(06):1189-1197.
- [22] 杨浩东.永磁同步电机电磁振动分析[D].浙江:浙江大学,2011.
- [23] Chai F, Li Y, Pei Y, et al. Analysis of radial vibration caused by magnetic force and torque pulsation in interior permanent magnet synchronous motors considering air-gap deformations[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(9): 6703-6714.
- [24] 苏武,王东,魏锟等.交错磁极混合励磁同步发电机径向电磁力波分析[J].中国电机工程学报,2020,40(24):7869-7879+8224.
- [25] 邢泽智,王秀和,赵文良等.表贴式永磁同步电机电磁激振力波计算与定子振动特性分析[J].中国电机工程学报,2021,41(14):5004-5013.
- [26] Deng W, Zuo S. Electromagnetic vibration and noise of the permanent-magnet synchronous motors for electric vehicles: An overview[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 5(1): 59-70.

- [27] 黄超,熊璐,吴虎威,等.轮毂驱动用永磁同步电机电磁振动噪声研究[J].同济大学学报(自然科学版),2024,52(S1):302-308.
- [28] 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(04):20-25+31.
- [29] 王群京,郑耀达,刘先增.基于结构参数优化的电机振动噪声的抑制研究[J].电气工程学报,2023,18(02):16-25.
- [30] Mao Y, Zhao W, Zhu S, et al. Vibration investigation of spoke-type PM machine with asymmetric rotor considering modulation effect of stator teeth[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(10): 9092-9103.
- [31] 郭保成.高速盘式永磁电机的设计及多物理场分析[D].江苏:东南大学,2017.
- [32] 胡世同,邱子桢,陈勇,等.基于多物理场耦合永磁同步电机边带电磁噪声分析[J].噪声与振动控制,2021,41(06):154-159+267.
- [33] Li X, Lu Y, Zhao R, et al. Electromagnetic vibration and noise analysis of IPMSM for electric vehicles under different working conditions[C]//2021 3rd International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES). IEEE, 2021: 343-347.
- [34] Pi C, Jiang B. Vibration Characteristics Analysis of Vehicle In-Wheel Motor Based on Multi-Physical Field Coupling[C]//2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). IEEE, 2024: 4412-4417.
- [35] 钱喆,刘同鑫,邓文哲,等.电流谐波注入的车用永磁同步驱动电机振动噪声抑制[J].电机与控制学报,2022,26(07):115-124.
- [36] 孟羚玉.内置式永磁同步电机振动噪声多物理场分析[D].沈阳:沈阳工业大学,2023.
- [37] 李国昊,尹红彬,孙义港,等.不同极槽配合车用永磁电机多物理场仿真分析[J].河北科技大学学报,2025,46(01):8-20.
- [38] 高锋阳,岳文瀚,高建宁,等.内置 U 型永磁电机电磁优化及振动噪声抑制[J/OL].哈尔滨工业大学学报,1-13[2025-02-26].
- [39] Peng C, Wang D, Wang B, et al. Different rotor segmented approaches for electromagnetic vibration and acoustic noise mitigation in permanent magnet drive motor: A comparative study[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,

- 2023, 71(2): 1223-1233.
- [40] Ge H, Qiu X, Guo B, et al. Optimized rotor shape for reducing torque ripple and electromagnetic noise[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 58(2): 1-5.
- [41] 徐珂,应红亮,黄苏融,等.转子分段斜极对永磁同步电机电磁噪声的削弱影响[J].浙江大学学报(工学版),2019,53(11):2248-2254.
- [42] Hong J, Wang S, Sun Y, et al. Piecewise stagger poles with continuous skew edge for vibration reduction in surface-mounted PM synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(9): 8498-8506.
- [43] 林浩,张琪,黄苏融.转子分段移位斜极的永磁同步电机轴向电磁力分析[J].微特电机,2021,49(03):6-10.
- [44] 詹宇声,祝后权,周贵厚.斜槽对永磁同步电机径向激振力波及振动的影响[J].电机与控制应用,2019,46(05):36-40+71.
- [45] Wang D, Peng C, Li J, et al. Comparison and experimental verification of different approaches to suppress torque ripple and vibrations of interior permanent magnet synchronous motor for EV[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(3): 2209-2220.
- [46] Zhao W, Zhu S, Ji J, et al. Analysis and reduction of electromagnetic vibration in fractional-slot concentrated-windings PM machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(4): 3357-3367.
- [47] 钱喆,刘同鑫,邓文哲,等.电流谐波注入的车用永磁同步驱动电机振动噪声抑制[J].电机与控制学报,2022,26(07):115-124.
- [48] Han Z, Liu J. Comparative analysis of vibration and noise in IPMSM considering the effect of MTPA control algorithms for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(6): 6850-6862.
- [49] 朱生道.12 槽 10 极永磁同步电机低振噪设计方法研究[D].江苏:江苏大学,2019.
- [50] Guo Y D, Wang K, Sun H Y. Influence of magnet field harmonics on radial force of fractional-slot PM machines considering slot/pole combinations[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2023, 59(11): 1-6.
- [51] Hong J, Zhao K, Gui L, et al. A Comprehensive Investigation of Tangential Force



- and Radial Force in PM Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024.
- [52] 李阳,王天宝,王海燕,等.车用永磁同步电机的电磁噪声分析与抑制[J].电机与控制应用,2022,49(10):86-94.
- [53] 李晓华,汪月飞,刘成健,等.低振动噪声永磁同步电机极槽配合的选择[J].微特电机,2019,47(06):10-15.
- [54] Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous magnetic field distribution in permanent magnet brushless DC motors. IV. Magnetic field on load[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 1993, 29(1): 152-158.
- [55] Liu T, Quan L, Fan D, et al. Low Vibration Research and Design of In-Wheel V-Shaped PM Motor from the Perspective of Winding Magnetomotive Force[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2024.
- [56] Chen B, Xiao Y, Shi J, et al. Radial force characteristics of a consequent-pole permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(6): 6664-6673.
- [57] Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting[J]. IEEE transactions on magnetism, 1993, 29(1): 143-151.
- [58] 刘方韬,张成新,庞悦.永磁同步电机电磁振动噪声分析与优化[J].微特电机,2024,52(12):27-32.
- [59] Rao X, Rong L, Gan W, et al. Investigation of noise sources in fractional-slot concentrated winding motors considering high-order radial/tangential electromagnetic force combination and modulation[J]. IEEE Access, 2023, 11: 143980-143997.
- [60] Miao W, Wang D, Nie J, et al. Electromagnetic Vibrations of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor With Different Pole and Slot Combinations[C]//2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2023: 5291-5296.
- [61] Fang H, Li D, Qu R, et al. Modulation effect of slotted structure on vibration response in electrical machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,

- 2018, 66(4): 2998-3007.
- [62] 邢泽智,王秀和,赵文良,等.表贴式永磁同步电机电磁激振力波计算与定子振动特性分析[J].中国电机工程学报,2021,41(14):5004-5013.
- [63] Watanabe S, Kenjo S, Ide K, et al. Natural frequencies and vibration behaviour of motor stators[J]. IEEE transactions on power apparatus and systems, 1983 (4): 949-956.
- [64] 赵文良,王笔谈,刁成武,等.永磁电机电磁振动分析与削弱方法综述[J/OL].中国电机工程学报,1-21[2025-03-01].
- [65] 傅志方,华宏星.模态分析理论与应用[M].上海:上海交通大学出版社,2000.
- [66] 辛尉.电动汽车用永磁同步电机电磁性能及振动噪声特性研究[D].哈尔滨:哈尔滨理工大学,2023.
- [67] Kim J H, Park S H, Ryu J Y, et al. Comparative study of vibration on 10-pole 12-slot and 14-pole 12-slot PMSM considering tooth modulation effect[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(4): 4007-4017.
- [68] 王孚懋,韩宝坤.机械振动与噪声分析基础[M].北京:国防工业出版社,2019.
- [69] 李健,朱松青,杨南,等.基于 Surrogate 方法的低速大扭矩门用电机机壳振动噪声优化[J].南京工程学院学报(自然科学版),2023,21(01):68-73.
- [70] 黄超华,陈志远,田子龙,等.MT 车型换挡杆振动试验研究与仿真分析[J].噪声与振动控制,2022,42(01):178-181+213.
- [71] 张宏波,李慧明,赵跃.基于传递路径理论的车辆传动轴不平衡振动噪声控制方法[J].汽车与新动力,2024,7(04):69-73.

## 攻读学位期间发表的学位论文

- [1] Shu H, Jiang M, Wang C. Study of Rotor Slotting on Cogging Torque of Spoke-Type Permanent Magnet Machine[C]//2024 27th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2024: 1884-1889. (EI 检索)

## 致谢

文末搁笔，思绪繁杂，转眼间研究生学习生涯进入了尾声，我的学生时代也要就此落幕，二十多载的求学经历在此刻都凝结成了珍贵的回忆，过去奋斗岁月中的汗水与喜悦都将承载着我继续一路向前。

一朝沐杏雨，一朝念师恩。由衷地感谢我的导师江明教授，在研究生阶段成为您的学生是一种莫大的幸运，您不仅是学业上的导师，更是人生中的益友。三年来的悉心教导，对我的人生道路及自身修养有着巨大的帮助，也将成为我今后面对困难时的底气与助力，在人生道路上披荆斩棘，勇往直前。祝您万事顺利、身体健康。

感谢王晨老师，感谢您在学术道路上给与我的悉心指导。您渊博的学识与严谨的治学态度深深感染了我，让我在永磁电机振动噪声这块受益匪浅。每次遇到困难您总会尽心尽力地帮助我，为我解答学术上的困惑。也感谢您在毕业论文与小论文过程中对我的耐心指导以及提供宝贵意见。再次感谢王老师！

感谢柏受军老师，从入学到现在，关心着我们的研究生生活，督促着我们的课题进展，时时刻刻监督我们的学习状态，也为我的论文格式提出很多修改意见。感谢您的细心帮助，在这里由衷的说一声感谢！

有幸遇见我的女孩汪倩倩，谢谢一直以来对我的支持，让我在这平淡无奇的生活中增添一抹色彩，你的陪伴让我倍感温暖与幸福，你的鼓励与帮助让我不断前行，愿一同携手共进，奔赴未来！

感谢同门黎锦涛、卓越、何琴、成志新、居鸿源，感谢张健师兄，感谢程卢超、滕明遥师弟，无论是在学习上还是生活中，给与帮助，让我的研究生三年充满了乐趣与色彩。

最后特别感谢我的父母，漫漫求学路中正是有他们一路的保驾护航，我才能安心完成学业取得进步，他们永远是我坚强的后盾，也是我不断进步的动力。

“欲买桂花同载酒，终不似，少年游。”