

分类号: TM351

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2220310104



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 高转矩密度轴向磁场永磁
轮毂电机电磁特性研究

论 文 作 者 刘云鹏

指 导 教 师 王晨

学 科 (专 业) 电气工程

研 究 方 向 轴向磁场永磁电机设计与优化

论文提交日期: 2025 年 5 月 16 日

分类号: TM351

单位代码: 10363

密 级: 公开

学 号: 2220310104

题 目 高转矩密度轴向磁场永磁轮毂电机

电磁特性研究

题 目 RESEARCH ON ELECTROMAGNETIC
PROPERTIES OF HIGH TORQUE DENSITY
AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET IN-
WHEEL MACHINE

学 生 姓 名: 刘云鹏

指 导 教 师: 王晨

专 业: 电气工程

研 究 方 向: 轴向磁场永磁电机

设计与优化

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： 刘云鹏

日期： 2025 年 5 月 16 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或部分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： 刘云鹏

指导教师签名： 王磊

日期： 2025 年 5 月 16 日

日期： 2025 年 5 月 16 日

高转矩密度轴向磁场永磁轮毂电机电磁特性研究

摘 要

轮毂电机作为分布式驱动系统中主要的动力部件，需要具备较高的转矩输出能力以满足电动汽车爬坡、超车等工况，同时需要克服空间受限、散热环境恶劣等问题。轴向磁场永磁电机因其扁平结构，适合轮辋的内部布置，在分布式轮毂驱动系统中具备应用潜力。但其特殊的平面气隙结构导致有限元建模周期长、多目标优化精度低、永磁体涡流损耗大等问题。因此，本文根据轴向磁场永磁轮毂电机设计需求，围绕轴向磁场永磁电机设计规律、多目标优化方法、永磁体涡流损耗预测方法等关键技术问题展开研究，为轴向磁场永磁电机的设计提供理论基础，主要研究内容如下：

首先，结合电机设计指标，选取高转矩密度的双转子单定子轴向磁场永磁电机拓扑，并确定其主要尺寸，在此基础上，揭示了分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机电压畸变机理，分析电感变化对弱磁能力的影响规律，对不同槽极组合电机进行深入的对比分析。

其次，为解决传统轴向磁场永磁电机优化效率低的问题，对轴向磁场永磁电机的漏磁特性进行分析，构建考虑漏磁的混合二维等效模型，在保持计算精度的同时，提高计算效率；在此基础上，提出基于响应面法和改进灰狼算法的轴向磁场永磁电机多目标优化算法，完成了 30kW 轴向磁场永磁电机的多目标优化设计。

同时，由于分数槽集中绕组电机的气隙磁场中存在大量的谐波磁

动势，导致永磁体涡流损耗较大，一般需要通过永磁体分割降低涡流损耗，然而，计算分块永磁体的涡流损耗对网格剖分要求较高，且需要额外消耗大量计算时间，本章提出了一种考虑永磁体分块的涡流损耗的计算模型，并探究了分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机的涡流损耗特性，在此基础上，分析所提出计算模型误差的来源，并提出考虑时间与空间谐波的涡流损耗改进模型。

最后，研制了轴向磁场永磁轮毂电机原理样机，搭建轮毂电机实验平台，并针对电机的空载、负载及温升特性进行试验验证，实现了轴向磁场永磁轮毂电机 780r/min，30kW 的稳定运行。

关键词：轴向磁场永磁轮毂电机，分数槽集中绕组，弱磁特性，等效模型，永磁体涡流损耗

RESEARCH ON ELECTROMAGNETIC PROPERTIES OF HIGH TORQUE DENSITY AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET IN-WHEEL MACHINE

ABSTRACT

The in-wheel machine is the power component in the distributed drive system, which needs high torque output to meet electric vehicle conditions such as climbing and overtaking. At the same time, the in-wheel machine needs to overcome the problems such as Limited space and poor heat dissipation environment. Axial flux permanent magnet (AFPM) machine has great potential in distributed in-wheel drive system due to its flat structure which is suitable for the wheel rim internal arrangement. However, there are several issues in the design and optimization process, including low efficiency of 3D finite element analysis (FEA), high PM eddy-current loss under high electromagnetic loads, and challenges in multi-objective optimization. Therefore, according to the design requirements of the AFPM in-wheel machine, this paper focuses on the design law of the AFPM machine, multi-objective optimization method, PM eddy-current loss prediction method and other key technical issues. It provides a theoretical basis for the design of the AFPM machine. The main research contents are as follows:

Firstly, according to the design index of the machine, the topology of the dual-rotor single-stator AFPM machine with high torque density is selected, and its main size is determined. In addition, the voltage distortion of the AFPM machine with fractional slot concentrated winding (FSCW) is revealed, the influence law of inductance change on the flux weakening ability is analyzed, and an in-depth comparative analysis is carried out for different slot pole combination machines. and their electromagnetic characteristics are integrated to determine the electromagnetic scheme. These electromagnetic characteristics are comprehensively evaluated to determine the electromagnetic scheme.

Secondly, to solve the low optimization efficiency of the AFPM machine, the leakage flux characteristics of the AFPM machine were analyzed, and a hybrid two-dimensional equivalent model considering leakage flux was constructed. The proposed model ensures the calculation accuracy and improves the calculation efficiency. On this basis, a multi-objective optimization algorithm of the AFPM machine based on the response surface method and improved grey Wolf algorithm is proposed. The multi-objective optimization design of a 30kW AFPM machine is completed.

At the same time, the PM eddy-current loss is large due to the harmonic magnetomotive force in the air-gap magnetic field of the AFPM machine with FSCW, and it is generally necessary to reduce the eddy-

current loss by PM segmentation. However, the calculation of PM eddy-current loss with magnet segmentation requires a high mesh subdivision and consumes a larger computing time. In this chapter, a calculation model considering the PM eddy-current loss with magnet segmentation is proposed, and the PM eddy-current loss characteristics of the AFPM machine with FSCW are explored. On this basis, the error source of the proposed calculation model is analyzed, and an improved PM eddy-current loss model considering the time and space harmonics is proposed.

Finally, the prototype of the AFPM in-wheel machine was developed, and the experimental platform was built. The no-load, load and temperature rise characteristics of the machine were tested and verified, and the stable operation of the AFPM in-wheel machine of 780r/min and 30kW was realized.

Liu Yunpeng (Electrical Engineering)

Supervised by Wang Chen

KEY WORDS: AFPM in-wheel machine, FSCW, flux weakening characteristic, equivalent model, PM eddy-current loss

目 录

摘 要.....	IV
ABSTRACT.....	VI
第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题研究背景及意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	2
1.2.1 轮毂电机研究现状.....	2
1.2.2 轴向磁场永磁电机研究现状.....	7
1.3 本文主要研究内容.....	13
第 2 章 直驱式集中绕组轴向磁场永磁轮毂电机的设计分析.....	15
2.1 高转矩密度轴向磁场永磁轮毂电机设计方法.....	15
2.1.1 电机设计指标.....	15
2.1.2 主要尺寸确定方法.....	16
2.2 轴向磁场永磁轮毂电机电压畸变机理分析.....	17
2.2.1 电压畸变机理分析.....	18
2.2.2 电压畸变对弱磁能力的影响.....	20
2.3 不同槽极组合的电磁特性分析.....	23
2.3.1 空载特性.....	24
2.3.2 负载特性.....	26
2.3.3 弱磁特性分析.....	29
2.4 本章小结.....	33
第 3 章 基于混合等效模型的轴向磁场永磁轮毂电机多目标优化.....	34
3.1 轴向磁场永磁轮毂电机漏磁特性分析.....	34
3.1.1 轴向磁场永磁电机漏磁分布规律.....	34
3.1.2 气隙漏磁计算模型.....	35
3.2 混合等效模型建模方法.....	37
3.2.1 传统二维等效模型构建.....	37
3.2.2 考虑内外径漏磁的混合等效模型构建.....	39

3.3 基于混合等效模型的多目标优化设计.....	44
3.3.1 优化目标与优化变量选取.....	44
3.3.2 响应面模型建立.....	48
3.3.3 基于改进 GWO 算法的优化方法.....	50
3.3.4 优化结果分析.....	53
3.4 本章小结.....	54
第 4 章 永磁体涡流损耗产生机理及计算方法.....	56
4.1 永磁体涡流损耗产生机理.....	56
4.2 分块永磁体涡流损耗计算方法.....	57
4.2.1 整块永磁体涡流损耗计算模型.....	57
4.2.2 分块永磁体涡流损耗计算模型.....	59
4.3 考虑时间和空间谐波的改进模型.....	63
4.3.1 基于损耗分离的永磁体涡流损耗分析.....	63
4.3.2 考虑开槽与高次谐波的改进模型.....	66
4.4 本章小结.....	70
第 5 章 实验测试.....	72
5.1 样机试制与实验平台搭建.....	72
5.2 空载特性测试.....	73
5.3 负载特性测试.....	74
5.4 温升及永磁体涡流损耗特性测试.....	76
5.5 本章小结.....	77
第 6 章 总结与展望.....	79
6.1 本文工作总结.....	79
6.2 后续研究展望.....	80
参考文献.....	81
在学期间的研究成果及发表的学术论文.....	86
致谢.....	87

第1章 绪论

1.1 课题研究背景及意义

为推动绿色发展，推进碳达峰、碳中和，控制化石能源消费，我国相继推出一系列政策大力扶持新能源汽车的发展，如图 1-1 所示。《新能源汽车产业发展规划（2021—2035 年）》明确指出，“发展新能源汽车是我国从汽车大国迈向汽车强国的必由之路”，此后的五年内，国家陆续出台一系列政策，巩固和扩大新能源汽车发展优势，进一步优化支持新能源汽车产业，促使新能源汽车产业高质量发展。根据中国汽车工业协会统计，2024 年新能源汽车产销量分别达 1288.8 万辆和 1286.6 万辆，同比增长同比分别增长 34.4%和 35.5%，其新能源新车销量已达总销量的 40.9%，较 2023 年提高 9.3 个百分点，市场占有率稳步提升。可以预见，在未来很长一段时间内，新能源汽车行业会持续稳定的发展在行业快车道上。

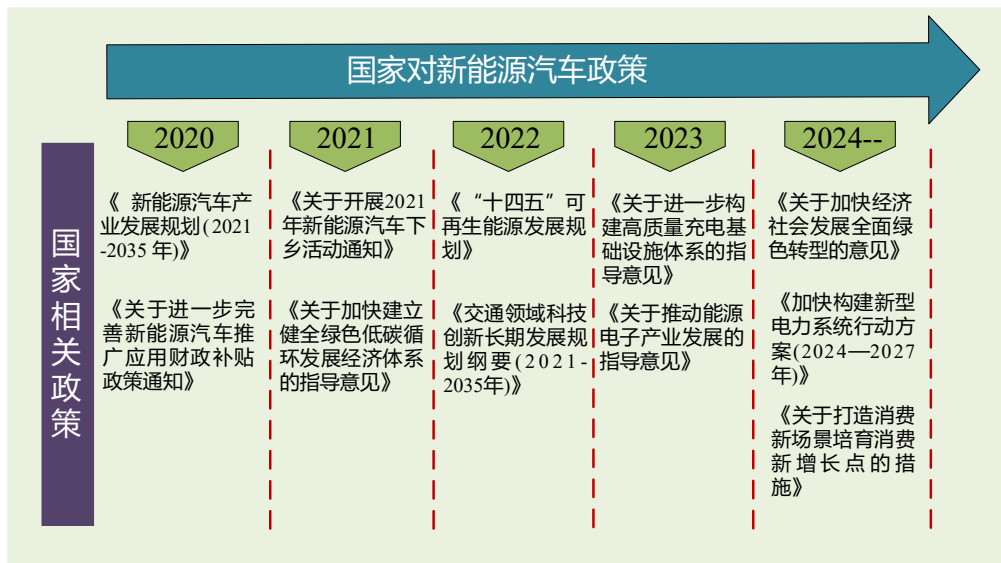


图 1-1 新能源汽车相关国家政策

电力驱动系统作为新能源电动汽车的核心组成部分，直接影响到汽车的整体性能。现有的驱动系统可分为集中式驱动系统与分布式驱动系统^[1]。集中式分布系统以电机作为动力源，整车控制器控制电机，电机动力经过变速器集成传输给机械差速器，机械能通过传动轴传递至车轮，其优势在于将电机与控制器组合，结构紧凑，技术成熟，成本低，但传动链长，传动效率低。分布式驱动系统每一个驱动轮安装一个驱动电机，电机输出动力直接传递给车轮，降低了车辆的整体

质量，还潜在地提高了传动效率，电机紧凑结构，为设计车辆底板提供了更大的自由度和灵活性^[2-3]。

轮毂电机作为电动汽车分布式驱动系统的动力核心，布置在车辆轮辋内部，释放了车辆底盘空间，并舍弃了传动轴和差速器，极大的提高动力传递效率^[4-5]。结合先进的控制技术，轮毂电机可以实现四轮驱动控制、电子差速转向控制，有利于实现电动汽车智能化。同时，采用轮毂电机可以简化整车的内部结构，降低开发周期^[6]。基于以上优势，轮毂电机驱动系统被学术界广泛的研究和企业界大量的产投。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 轮毂电机研究现状

考虑到电动汽车运行工况的复杂性，并结合轮毂电机驱动方式的特点，轮毂电机需要具备较强的转矩输出能力以满足电动汽车爬坡、超车等工况；具有较大的转矩密度，以适配车轮大小，满足轮辋内部的空间限制；具备宽调速范围，较强的扛过载能力，并在较宽的转速、转矩工作区域内保持较高的效率^[7-8]。

应用于电动汽车轮毂驱动系统的驱动电机主要包含：直流电机（Direct-current machine, DCM）、感应电机（Induction machine, IM）、永磁同步电机（Permanent magnet synchronous machine, PMSM）、开关磁阻电机（Switch reluctance machine, SRM）^[9]，其性能参数如表 1-1 所示。其中，永磁同步电机结构简单，运行可靠，寿命较长；且具备宽转速范围，高运行效率，高功率密度，广泛应用于电动汽车领域^[10]。

表 1-1 驱动电机性能对比

参数	DCM	IM	PMSM	SRM
峰值转速范围	4000-6000	9000-15000	3000-12000	3000-15000
效率	80-87	79-85	90-96	78-86
功率密度	低	中	高	中
重量	一般	重	轻	重
可靠性	差	好	一般	好
寿命	短	长	较长	长
成本	中	中	高	低

随着电动汽车产业的快速发展,轮毂电机驱动系统受到越来越多的汽车厂商的关注。轮毂电机研发公司 Protean 开发应用于轮毂驱动系统的外转子轮毂电机产品^[11], Pd18 和 Pd16, 两款电机均采用液体冷却方式, 采用液冷的方式, 其最大转矩分别可以达到 $1500\text{N}\cdot\text{m}$ 和 $800\text{N}\cdot\text{m}$, 电机的峰值功率分别可以达到 103kW 和 40kW , 电机的持续输出功率分别可达 54kW 和 26kW , 最大转速分别为 1600r/min 和 1050r/min , 电机的重量可以做到 39kg 和 28kg , 其 Pd18 轮毂电机如图 1-2 所示。目前应用于福特 F150 皮卡、大众高尔夫混动、基于梅赛德斯奔驰 E 级的 Brabus 混动等。



(a) Pd18 轮毂电机集成

(b) Pd18 轮毂电机结构

图 1-2 Protean 公司 Pd18 轮毂电机

舍弗勒公司针对 A0 级别小型汽车, 研发具有高集成度的内转子永磁轮毂电机^[12], 如图 1-3 所示。该产品在其轮辋内部集成了电机、电控、制动器、轴承等, 该轮毂电机的峰值扭矩可以达到 $700\text{N}\cdot\text{m}$, 峰值功率为 40kW , 电机的额定输出功率为 33kW , 单个轮毂电机的质量为 23kg , 最小可以应用于 14 寸的轮辋。



图 1-3 舍弗勒公司永磁轮毂电机

Elaphe 公司针对不同量级的车辆, 相继研发多款不同规格的轮毂电机, 如图 1-4 所示。M700 产品主要应用于 17.5 寸轮毂, 其峰值扭矩 $700\text{N}\cdot\text{m}$, 峰值转速

1500r/min, 峰值功率 75kW; M1100 产品主要应用于重型车辆, 其峰值扭矩 1100N·m, 峰值转速 1160r/min, 峰值功率 90kW^[13]; 其最新产品 SONIC.1, 在 800V 电压平台下, 其峰值扭矩更是达到了 1700N·m, 峰值功率 255kW, 峰值转速 3500r/min, 适配最大尺寸 400mm 的制动盘, 且每个车轮的簧下质量为 40kg^[14]。



(a) M700

(b) M1100

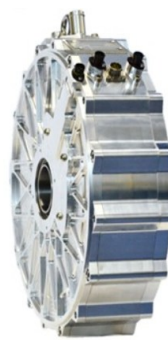
(c) SONIC.1

图 1-4 Elaphe 公司系列产品

不同于径向方案, YASA 公司采用轴向磁场永磁 (Axial Flux Permanent Magnet, AFPM) 电机的方案, 其系列产品如图 1-5 所示。其中, YASA-P400 R 型号电机可以达到 13.1N·m/kg 的峰值扭矩密度和 5.7kw/kg 的峰值功率密度, 而 YASA-750 R 电机的峰值功率可以达到 140kW, 峰值扭矩为 790N·m, 最高转速为 3250r/min, 且电机质量为 37kg, 转矩密度达到 21.4Nm/kg, 功率密度可达 5.4kw/kg^[15]。



(a) YASA-P400 R 电机



(b) YASA-750 R 电机

图 1-5 YASA 公司轮毂电机

虽然我国新能源汽车发展起步较晚, 但伴随着各大汽车厂商相继投入大量资源用于轮毂驱动电机研发, 逐渐缩小与世界领先技术的差距。早在 2004 年, 比亚迪推出了“ET”四轮分布式驱动样车, 每台电机的峰值扭矩为 440N·m, 峰值功率为 25kW; 2011 年, 奇瑞汽车公司推出了“瑞麟 X1”电动汽车^[16], 采用两个

30kW 的轮毂电机驱动，峰值功率为 62kW，最大转矩为 122N·m，最高车速可达 150km/h。

艾德斯公司推出的轮毂电机产品，如图 1-6 所示，其中适配 18 寸的轮毂电机，采用水冷方式，其峰值转矩为 1350N·m，峰值功率达到 80kW，峰值转速为 1500r/min，电机重量控制在 31kg^[17]。湖北泰特收购荷兰 e-Traction，推出应用于城市道路中公共汽车的 SM500 轮毂电机，如图 1-7 所示，其峰值转矩可以达到 10200N·m，峰值功率达到 240kW，满足城市交通工具低速大扭矩的需求^[18]。



图 1-6 艾德斯公司轮毂电机



图 1-7 泰特公司 SM500 轮毂电机

除企业对轮毂电机的不断研发，各高校对轮毂电机也进行了大量的研究。奥尔堡大学的研究团队提出并研制磁齿轮复合永磁轮毂电机，如图 1-8 所示。该电机具有较高的转矩密度，低损耗以及高效率，且成功应用于电动汽车并实现稳定运行^[19]。



(a) 内定子



(b) 外定子



(c) 整机

图 1-8 磁齿轮复合永磁轮毂电机（奥尔堡大学）

韩国科学技术院的研究团队成功开发出一款具有创新结构的表面贴装式永磁轮毂电机，如图 1-9 所示。该电机采用独特的磁极交替分割排列结构，通过将永磁体与铁芯材料进行周期性间隔布置，提升了永磁体材料的利用率，还增大了磁阻转矩，实现电机的宽调速范围^[20]。

麦克马斯特大学的学者采用“V”型永磁体排布转子，如图 1-10 所示，提升了轮毂电机的转矩密度和功率密度，并成功应用在电动摩托车实现稳定运行^[21]。



图 1-9 交替分割型转子



图 1-10 “V”型嵌入式转子

东洋大学的研究团队提出一种新型横向磁通轮毂电机拓扑结构，如图 1-11 所示，采用环形永磁体构成转子磁路，配合定子铁芯沿圆周方向交错分布的模块化设计，形成轴向与径向复合气隙磁场^[22]。研究表明，该电机在 3000r/min 额定转速下保持稳定运行，单位体积下的转矩达到 $4.74\text{kN}\cdot\text{m}/\text{m}^3$ 。

纽卡斯尔大学的研究团队开发出一款 80kW 级的容错永磁体电机，如图 1-12 所示^[23]。该电机由 8 个 9 槽 8 极的单元电机组成，每个单元配备专用控制器并实现相间解耦，在单元电机出现单相短路、三相短路或匝间短路等故障时，整个电机的转矩脉动控制在 20% 以内。

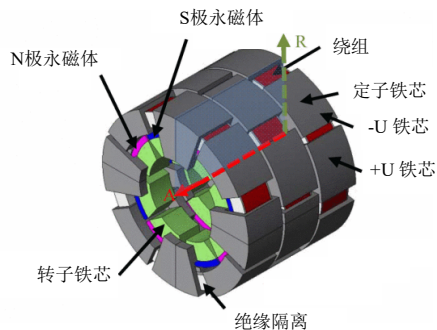


图 1-11 横向磁场轮毂电机拓扑(东洋大学)



图 1-12 容错轮毂电机(纽卡斯尔大学)

江苏大学的朱孝勇等人提出了一款高功率因数的永磁游标轮毂电机，如图 1-13 所示。从气隙谐波调制理论出发，经过理论分析与试验验证，结果表明，该电机在低速工况下具有高功率因数，高转矩输出能力与低转矩脉动^[24]。

天津大学的王晓远等人，设计具有 Halbach 阵列的永磁轮毂电机，如图 1-14 所示。永磁体采用 Halbach 阵列排布，起到聚磁作用，增强气隙磁场，同时减少转子轭中的磁通路径，降低转子轭部的饱和程度，削弱转子轭部厚度，减少电机重量，提升电机的功率密度和转矩密度^[25]。

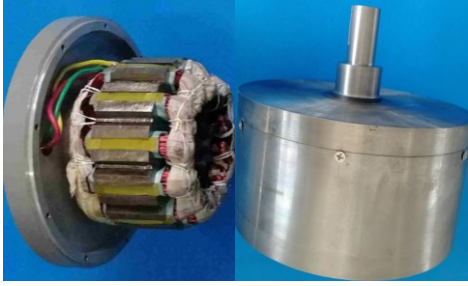


图 1-13 永磁游标轮毂电机（江苏大学）

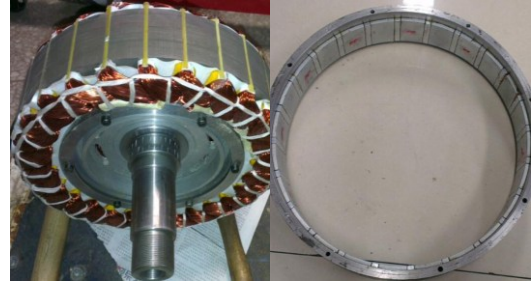


图 1-14 Halbach 阵列电机（天津大学）

1.2.2 轴向磁场永磁电机研究现状

轴向磁场永磁电机按照定转子组合结构可分为单定子单转子结构、双定子单转子结构、单定子双转子结构、多定子多转子结构，如图 1-15 所示^[26]。

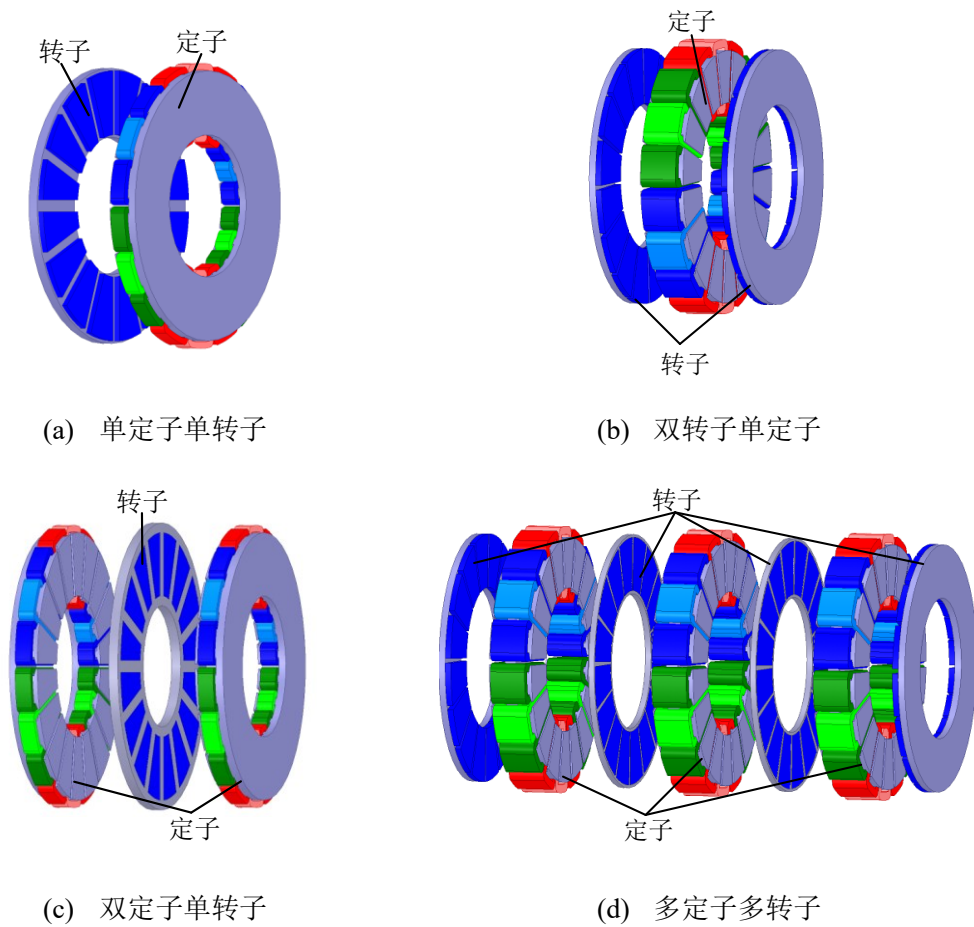


图 1-15 轴向磁场永磁电机的基本构型

相比于传统的径向磁场永磁电机，轴向磁场永磁电机气隙呈平面型，磁场沿轴向分布，为薄盘型形状^[27]，该类型电机拥有更加紧凑的结构，更短的轴向长度，且轴向磁场永磁电机每极下的磁通面积高于径向电机，定转子相互作用面积大，可产生更大的电磁转矩，具有较高的功率密度和转矩密度^[28]。

近些年，国内外轴向电机产品如表 1-2 所示。目前，在电驱动应用领域，如

电动汽车、商用车、重型卡车、垂直起降装置等，轴向磁场永磁电机多数采用双定子单转子、单定子双转子拓扑结构。

表 1-2 国内外轴向电机产品参数

制造商	型号	峰值功率 (kW)	峰值扭矩 (N·m)	最大转速 (r/min)	效率 (%)	质量 (kg)
YASA	750R	200	790	3250	95	37
YASA	P400R	160	370	8000	96	28.2
Phi	Phi271	155	240	12000	95.5	20
Phi	Phi301	160	320	9000	95.5	29
Phi	Phi381	125	410	6000	95.5	38
AVID	AF125	100	220	8000	95	22
AVID	AF130	140	350	8000	95	30
AVID	AF140	220	600	5000	95	43
Emrax	188	60	100	8000	96	7.9
Emrax	228	124	220	6500	96	13.5
Emrax	348	400	1100	4000	96	43.9
磁雷革	M19Px	72	131	15000	95	19.5
磁雷革	M21Px	91	206	12000	95	23
磁雷革	M27Px	128	580	7350	95	43.5
中豪电动	TZ235	60	170	7000	94	31.5
中豪电动	TZ295	120	450	3000	96	63

(1) 双定子单转子轴向磁场永磁电机

双定子单转子轴向磁场永磁电机一般由两个结构相同的外定子和一个内转子构成，其拓扑结构示意图如图 1-16 所示。磁通从 N 极出发，经过气隙进入定子，并沿着定子轭部周向经过一个极距后，再次穿过气隙，进入相邻的 S 极，再通过一个对称路径回到 N 极形成闭合磁路^[29]。该拓扑结构中，主磁通沿着轴向穿过永磁体，在转子上没有周向路径，转子不需要使用铁磁材料，可以采用质量更轻的铝或则环氧树脂等非导磁材料；对称结构有效减小了单边磁拉力，且通常需要较少的永磁材料，但是端部绕组会更长，铜的用量会增加，导致更高铜损耗；由于机壳直接与定子铁心相连，该拓扑结构的散热效果较好。

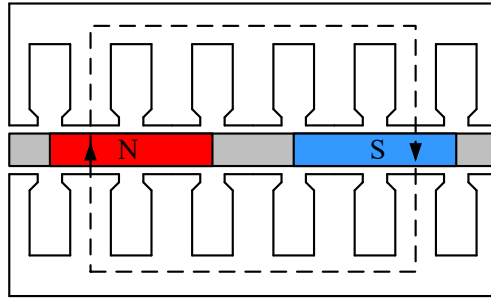


图 1-16 双定子单转子电机拓扑结构示意图

学者 Cavagnino A 等人在保证电机体积与气隙磁密的前提下，对比了双定子单转子轴向磁场永磁电机与径向磁场永磁电机的转矩密度，结果表明极数大于 10 且长径比小于 0.3 的轴向电机更具有优势^[30]。学者 Parviainen A 等人则以电机的电负荷和磁负荷相同为前提，计算了双定子单转子轴向磁场永磁电机与径向磁场永磁电机的电磁性能，结果表明轴向电机的效率通常低于径向电机，若要达到与径向电机相同的效率，轴向电机需要更大的体积^[31]。

华中科技大学的曲荣海团队分析了该类电机定位转矩的产生机理和解析计算方法，并将扇形永磁体等效成 10 段矩形永磁体来抑制定位转矩^[32]。沈阳工业大学的于慎波针对双定子单转子轴向磁场永磁电机，采用等效磁路法，计算出模型中的各个磁阻，得到该电机的漏磁系数^[33]。山东大学的张文晶等人根据软磁复合材料(soft magnetic composite, SMC)与硅钢材料的特点，建立了 SMC 与硅钢片组合铁心的轴向磁通永磁电机，如图 1-17 所示，并与纯 SMC 铁心和纯硅钢铁心的电机进行了对比研究，分析三者之间的差异。研究结果表明，采用 SMC-硅钢组合的轴向磁通永磁电机在额定电流下的输出转矩和电机过载情况下的效率得到了有效的提升^[34]。

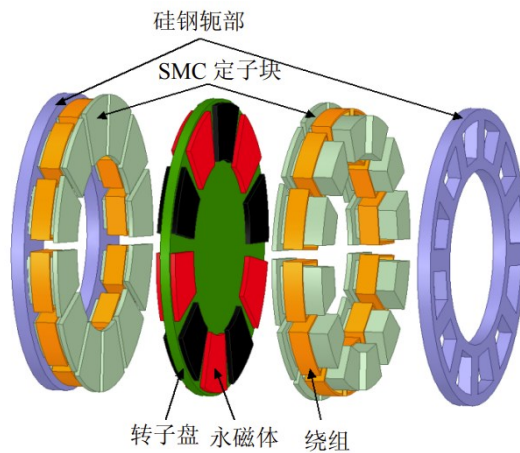


图 1-17 SMC-Si 组合铁心轴向磁通永磁电机结构（山东大学）

(2) 单定子双转子轴向磁场永磁电机

单定子双转子轴向磁场永磁电机由两个外转子和一个内定子组成，其拓扑结构示意图如图 1-18 所示。按照两转子上所对应的永磁体极性的不同，可以分 NN 型和 NS 型。对于 NN 型结构，如图 1-18(a)所示，其磁通路径从 N 极出发，经过气隙到达定子，并经过定子轭部回到同一侧的 S 极，该拓扑结构拥有上下对称的两条磁通路径，同时经过定子轭部，容易造成定子轭部磁饱和，所以这种磁路结构要求有较厚的定子轭部，使得电机的体积增大、重量和铁耗增加^[35]。对于 NS 型结构，如图 1-18(b)所示，主磁通穿过定子齿形成回路，不经过定子轭部，该拓扑结构拥有一条贯穿两侧转子与定子的磁路，因此，定子的厚度可以大大减小，只要满足所需的机械强度即可^[36]。

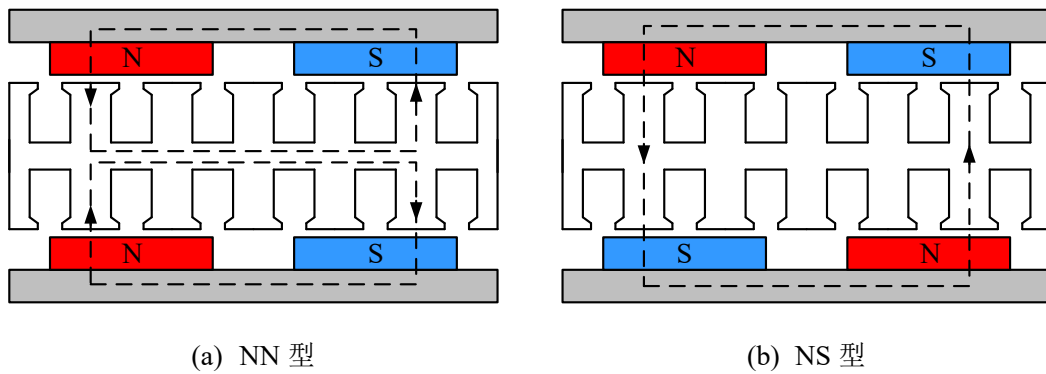


图 1-18 单定子双转子电机拓扑结构示意图

随着人们对轴向磁场永磁电机提出了更高的要求，围绕着提高电机的效率，转矩密度，电机的拓扑结构在不断的改进，优化。无磁轭分块电枢(yokeless and segment armature, YASA)轴向磁通永磁电机结构，由英国牛津大学学者 Tim Woolmer 于 2007 年提出^[37]，如图 1-19 所示。定子采用无磁轭结构，轴向磁路短，定子重量减轻，铁耗低，结构紧凑，提高了电机的功率密度。通常情况，YASA 电机采用集中式绕组，端部绕组少，槽满率高，铜耗低，使得电机效率提高^[38]。



图 1-19 定子无磁轭轴向磁场永磁电机（牛津大学）

纽卡斯尔大学的学者 Stannard 等人对比了相同槽极数下的单定子单转子电机、单定子双转子电机和 YASA 结构电机的电磁性能。研究表明, YASA 结构的电机磁路相对最短, 表现出最高的转矩密度和效率^[39]。克兰菲尔大学的科研团队研究对比了 8 极 12 槽和 10 极 12 槽组合的 YASA 电机齿槽转矩。结果表明, 可以通过改变极弧系数明显抑制 10 极 12 槽电机的齿槽转矩, 使其表现出较小的齿槽转矩^[40]。图西理大学的学者 Saadat 等人将永磁体径向分段, 并将分块的永磁体进行周向偏移, 使得每块永磁体产生的齿槽转矩相互抵消, 从而降低电机的齿槽转矩。研究结果表明, 该方法在有效降低电机的齿槽转矩的同时, 抑制了永磁体的涡流损耗, 但是会降低电机的输出转矩^[41]。

天津大学的齐丹丹等人以一台 YASA 电机为例, 研究永磁体表面的开槽方式、开槽数量以及开槽深度对永磁体涡流损耗的影响。结果表明, 开槽深度与高次谐波的渗透深度有关, 开槽过深不仅不能抑制永磁体涡流损耗, 还会增大转子的加工难度^[42-43]。

南京理工大学的耿伟伟等人详细对比了永磁体表贴式和内嵌式, 整数槽分布式绕组轴向磁通永磁电机与分数槽集中式 YASA 电机的电磁性能。研究结果表明, 分数槽集中式 YASA 电机更适合表贴式的结构, YASA 结构具有最高的转矩密度与功率密度, 但由于高速工况下, 分数槽集中式绕组总的电磁损耗较高, 不适合在较高转速的应用场景。从电动汽车驱动电机的角度来看, 分数槽集中式 YASA 电机显然更适合轮毂电机等对空间约束要求较高的低速应用中^[44]。

(3) 其他拓扑结构的轴向磁场永磁电机

定子无铁心轴向磁场永磁电机完全取消了定子中的导磁铁心, 彻底消除了铁心中的损耗, 使得电机效率更高; 同时消除了齿槽转矩, 更加容易启动; 但取消定子铁心会使定子绕组电感过小, 电机的弱磁能力受限, 给电机控制增加难度; 且电机两侧的轴向磁吸力给电机的制造带来困难, 需要很高的制造工艺保证电机气隙均匀^[45]。

湖北工业大学的王晓光等人设计无铁心结构轴向磁场永磁电机, 并采用扁线绕组, 如图 1-20 所示。针对矩形扁线涡流损耗较大, 导致电机效率偏低的问题, 推导了定子无铁芯轴向磁场永磁电机扁线绕组快速计算模型, 以绕组铜耗最小为优化目标, 建立了扁线绕组最优参数求解公式。结果表明, 电机绕组涡流损耗主

要与扁线截面的长宽比值以及气隙磁场强度有关系,通过改变截面长与宽的比值,可以保证电机绕组在直流损耗相同的条件下,涡流损耗最小^[46]。

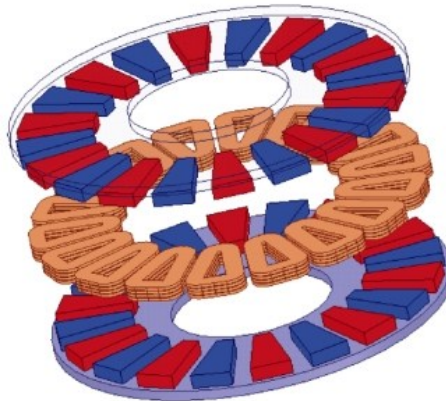


图 1-20 定子无铁心轴向磁场永磁电机（湖北工业大学）

对于表贴式的无铁心结构,河南理工大学的李毅搏提出采用正弦形永磁体结构以得到更加正弦的气隙磁场^[47]。对内置式结构而言,土耳其学者提出采用正弦转子段辐条结构,在磁钢体积相同的情况下,相比于表贴式的电机,转矩密度提升了 35.7%、反电势 THD 的降低了 61.44%^[48]。

Halbach 永磁阵列型轴向磁场永磁电机,采用特殊的永磁体排列方式增大气隙磁密,改善气隙磁场分布,提高功率密度、转矩密度,如图 1-21 所示。该结构磁通路径不经过转子背铁,转子可为无铁心结构,有效降低铁心损耗。

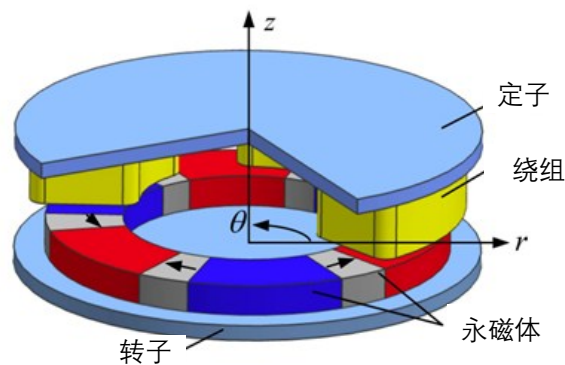


图 1-21 Halbach 永磁阵列型轴向磁场永磁电机

天津大学的王晓远团队研究不同结构的 Halbach 型永磁体阵列对气隙磁场的影响,对相邻磁体磁化矢量夹角为 90° 、 60° 、 45° 的 Halbach 永磁体阵列磁场进行分析,其中,相邻磁化矢量夹角越小则气隙磁密波形正弦度越好,但是气隙磁密的幅值会有所减小,导致功率因数下降^[49]。东南大学的曹永娟等人提出了一种磁极组合式的 Halbach 永磁阵列轴向磁通永磁电机,软磁材料的适当加入减少

了永磁体的用量,使得电机在相同永磁体用量下,该结构的电机转矩提高 21%^[50]。华中科技大学的科研团队研究一种新型的 YASA 与 Halbach 阵列组合的轴向磁场永磁电机,并与传统 YASA 电机进行对比研究,并对 Halbach 阵列进行进一步优化。结果表明,在极弧系数超过 0.6 时,组合形式的电机转矩超过传统 YASA 电机,在极弧系数超过 0.7 时,组合形式的电机转矩密度超过传统 YASA 电机,且电机的转矩密度都随着切向磁化永磁材料厚度的减小而增大^[51]。

1.3 本文主要研究内容

本课题在奇瑞公司委托开发“直驱式轮毂电机开发”项目的资助下,针对电动汽车轮毂驱动电机的设计需求,结合轴向磁场永磁电机的理论,重点研究轴向磁场永磁电机的电磁特性、高精度二维等效建模、永磁体涡流损耗预测及抑制等关键问题,并试制 30kW 样机、搭建轴向磁场永磁轮毂电机测试平台,完成实验测试。全文共分为五章,其主要研究内容如下:

第一章介绍了课题的研究背景及意义,总结了轮毂电机和轴向磁场永磁电机的研究现状,凝练了轴向磁场永磁电机的关键科学问题。

第二章根据电动汽车驱动电机的设计要求,进行需求分析,设计适用于电动汽车驱动系统的轴向磁场永磁轮毂电机拓扑结构,介绍了轴向磁场永磁电机的主要尺寸确定方法,初步确定轮毂电机的尺寸参数。在此基础上,揭示了轴向磁场永磁电机电压畸变机理,深入探究了电压畸变对电机弱磁能力的影响。通过三维有限元分析对比不同槽极组合轴向磁场永磁电机的电磁特性,包括空载特性、转矩-电流特性、全工况下的电感变化特性、弱磁特性等,综合对比,确定轴向磁场永磁轮毂电机的槽极组合。

第三章分析了双转子单定子轴向磁场永磁电机的漏磁特性,并推导出该拓扑结构电机的漏磁系数。并介绍了传统的二维等效模型构建方法,并在此基础上,通过考虑轴向磁场永磁电机的内外径漏磁,提出了高精度的混合二维等效模型。并基于混合二维等效模型,采用改进的灰狼优化算法,进行多目标优化设计,最终得到电机的最优参数。

第四章首先介绍了分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机涡流损耗的产生机理;提出了一种考虑永磁体分块的涡流损耗的计算模型,并探究了分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机的涡流损耗特性,在此基础上,分析所提出计算模型误差的来源,

并提出考虑时间与空间谐波的涡流损耗改进模型,有效提高了分块永磁体涡流损耗的预测精度。

第五章描述了样机的试制过程及电机实验平台的搭建,并针对电机的各项性能进行试验验证,着重介绍了电机的空载、负载及温升试验。通过台架测试电机的各个输出数据,验证了理论计算与分析方法的正确性。

第2章 直驱式集中绕组轴向磁场永磁轮毂电机的设计分析

在轮毂直驱系统中，电机受到轮辋内部的空间限制，要求电机具备优秀的输出性能，并选择合适的拓扑结构。本章从轮毂电机的运行工况需求出发，选择适用于电动汽车运行工况的轴向磁场永磁轮毂电机拓扑结构，介绍了轴向磁场永磁电机的主要尺寸确定方法，初步确定轮毂电机的尺寸参数。在此基础上，揭示了轴向磁场永磁电机电压畸变机理，深入研究了电压畸变对电机弱磁能力的影响。最后，针对不同槽极组合的轴向磁场永磁电机进行深入的对比分析，综合其电磁特性，确定轴向磁场永磁轮毂电机的槽极组合。

2.1 高转矩密度轴向磁场永磁轮毂电机设计方法

2.1.1 电机设计指标

本文以分布式轮毂驱动系统的乘用车辆为研究对象，车辆应用于城市交通，车辆对单个轮毂电机的需求如表 2-1 所示。

表 2-1 单个轮毂电机的需求参数

参数	数据
直流母线电压 (Vdc)	540
额定功率 (kW)	30
峰值功率 (kW)	75
额定转矩 (N·m)	370
峰值转矩 (N·m)	750
峰值转速 (r/min)	2500
额定转速 (r/min)	780
重量 (kg)	33
最高效率	95%
高效工作区	占比≥85% (效率≥85)
尺寸	≤330*135

由表可知，单个轮毂电机的峰值转矩为 750N·m，峰值功率需达到 75kW，为满足车辆的轻量化需求以及轮辋内部的空间尺寸限制，轮毂电机的重量需控制

在 33kg 以内，尺寸需要控制在外径 330mm，轴向长度 135mm 以内。

考虑到乘用车轮毂和盘式制动的结合设计，需要轴向磁场永磁轮毂电机转子具备左右相互平衡的轴向磁拉力，因此，采用双边气隙轴向磁场电机结构，结构稳定性高，适用于车辆频繁启动的工况。结合电机需求参数，要求轮毂电机具备高转矩密度，因此，选取无磁轭分段电枢轴向磁场永磁电机结构，并采用分数槽集中绕组方案，该绕组结构具备绕组端部短、直流铜耗小、转矩密度高等优势，此外，采用双层绕组的设计，降低磁动势谐波含量、提高电机运行效率。

2.1.2 主要尺寸确定方法

在设计电机过程中，需要考虑直流母线电压的限制和定子饱和现象的影响，为满足电机弱磁扩速需求以及逆变器所能承受的电压极限，需要合理的反电势和交直流电感设计。具体设计方法：先依据电机尺寸方程对电机进行初步参数确定，再选取槽极组合，绕线方式，最后结合槽满率，考虑绕组并绕根数、匝数、并联支路数，得到合适的空载反电势系数，完成轴向磁场永磁电机的初步设计。

基于轴向磁场永磁电机的电负荷与电机半径之间的关系，电机的电负荷可以表示为^[52]：

$$A_m = \frac{4\sqrt{2}m_1N_1I_a}{\pi D_{out}(1+k_d)} \quad (2-1)$$

$$k_d = \frac{D_{in}}{D_{out}} \quad (2-2)$$

式中， m_1 为电机相数， N_1 为电机每相绕组串联匝数， I_a 为通入绕组的相电流有效值， k_d 为轴向磁场永磁电机定子内径和外径的比值， D_{in} 为定子内径， D_{out} 为定子外径。

假设电机气隙磁场正弦分布，忽略漏磁及磁路饱和的影响，轴向磁场永磁电机的相反电动势可以表示为：

$$E_f = \frac{\pi}{4} \sqrt{2} n_s k_{w1} B_{mg} D_{out}^2 (1-k_d^2) \quad (2-3)$$

式中， n_s 为电机转速， k_{w1} 为绕组系数， B_{mg} 为气隙磁通密度的幅值。

电机的视在电磁功率可以表示为：

$$S_{elm} = \pi^2 k_D k_{w1} n_s B_{mg} A_m D_{out}^3 \quad (2-4)$$

$$k_D = \frac{1}{8}(1+k_d)(1-k_d^2) \quad (2-5)$$

电机的视在功率可以用电机的输出功率表示：

$$S_{elm} = \tau \frac{P_{out}}{\eta \cos \phi} \quad (2-6)$$

式中， η 为效率， $\cos \phi$ 为功率因数， τ 为相反电势 E_f 与相电压 V_1 的比值。当电机用于电动， $\tau < 1$ ，当电机用于发电， $\tau > 1$ 。

由公式（2-4）和公式（2-6）可得轴向磁场永磁电机定子外径的表达式：

$$D_{out} = \sqrt[3]{\frac{\tau P_{out}}{\pi^2 k_D k_{w1} n_s B_{mg} A_m \eta \cos \phi}} \quad (2-7)$$

在此基础上，轴向磁场永磁电机的电磁转矩可以表示为：

$$T_d = \frac{\pi}{2} k_D k_{w1} D_{out}^3 B_{mg} A_m \cos \psi \quad (2-8)$$

式中， $\cos \psi$ 为相电流 I_a 和相反电势 E_f 之间的角度。

由公式（2-7）和（2-8）可知，轴向磁场永磁电机的输出功率、输出转矩与定子外径的三次方成正比，与电机的轴向长度无关。若以轮毂电机的输出转矩最大为目标，需要选取合适的定子裂比，保证电负荷和磁负荷之间的配合最优，轴向长度的选取则要综合考虑电机损耗、槽满率等因素。

表 2-2 轴向磁场永磁轮毂电机初始尺寸表

参数	数据
定子外径（mm）	290
定子内径（mm）	170
定子铁心厚度（mm）	50
转子外径（mm）	293
转子内径（mm）	167
转子铁心厚度（mm）	7
气隙长度（mm）	1.2
永磁体厚度（mm）	7

在此基础上，定子槽的设计需要保证足够的槽面积以及合理的齿设计，以保证电机的电磁性能以及装配嵌线的便捷性。永磁体的设计将直接影响轴向磁场永磁电机的气隙磁密，选取磁能积大的钕铁硼材料 N40EH，并设计合适厚度的永

磁体，不仅满足电机转矩需求，还具备优秀的抗退磁能力。最终，得到轴向磁场永磁轮毂电机初始尺寸，如表 2-2 所示。

2.2 轴向磁场永磁轮毂电机电压畸变机理分析

2.2.1 电压畸变机理分析

当分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机在负载工况下，端电压将出现畸变现象，电压畸变可描述为两种情况：（1）端电压波形出现失真现象，电压表现出非正弦波形，电压谐波增加。（2）负载电流引起端电压有效值的增大，即电枢反应导致的基波电压增加。如图 2-1 所示，为 18 槽 20 极轴向磁场永磁电机在不同工况下的电压波形。由图可知，在空载工况下，反电势几乎是正弦的；当电机工作在 1000rpm、35A/mm² 时，电压波形发生了明显的变化。通过对电压波形进行傅里叶分解可以看出，负载工况下电压的基波、5 次谐波和 7 次谐波均高于空载工况下的电压，电枢反应增加的是 $6n \pm 1$ 次谐波，不能被线电压抵消。

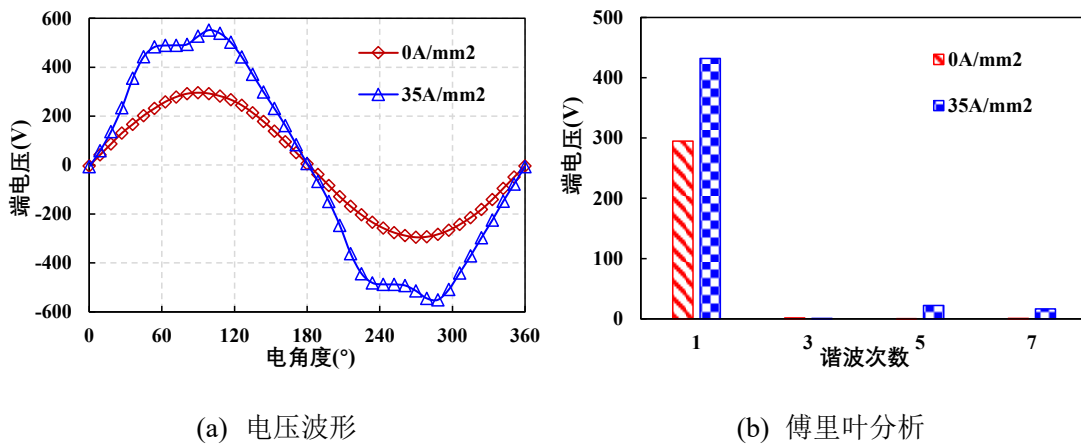


图 2-1 不同工况下轴向磁场永磁电机的电压波形

对相电压进行瞬态分析，由于电枢反应引起了磁链的畸变，进而影响到电压波形。电压与磁链的关系式为^[53]：

$$U_a = r_a i_a + \omega \frac{d(\psi_{PM} + \psi_{arm})}{d\theta_r} \quad (2-9)$$

式中， r_a 为相电阻， ω 为角速度， ψ_{PM} 和 ψ_{arm} 分别为永磁磁链和电枢磁链， θ_r 为电角度。根据公式（2-9），永磁磁链和电枢磁链的变化会引起电压波形的变化。

对相电压进行稳态分析，依据交直轴坐标系对相电压进行分解，电压方程可以表示为^[54]：

$$u_d = -\omega_e L_q i_q + r_a i_d \quad (2-10)$$

$$u_q = \omega_e L_d i_d + \omega_e \Psi_f + r_a i_q \quad (2-11)$$

式中， ω_e 为电角速度， L_d 和 L_q 分别为 d 轴电感和 q 轴电感， i_d 和 i_q 分别为 d 轴电流和 q 轴电流， Ψ_f 为永磁体产生的磁链。且根据公式（2-10）和（2-11）可知，电感变化对 dq 轴电压影响较大。

若电机具有相同的极对数， q 轴电感越大， d 轴电压越大； d 轴电感越大， q 轴电压越小。若电机具有相同的极对数与相似的电感，则可以依据 dq 轴电感的变化率判断交直轴电压的变化趋势。当电机在弱磁前，电机采用 $i_d=0$ 控制。当转速一定时，随着 q 轴电流的增加， q 轴电感减小的速率决定了 d 轴电压升高的速率；当电机进入弱磁时，需要给电机 d 轴负方向施加去磁电流，降低电机端电压，达到弱磁扩速的效果。当转速一定时， d 轴电感增长的速率决定了 q 轴电压下降的速率。

当电机运行在高速区间，定子电阻上的压降可以忽略不计，此时，电机的 dq 轴电压方程及其端电压方程可以表示为：

$$(L_q i_q)^2 = (u_d / \omega_e)^2 \quad (2-12)$$

$$(L_d i_d + \Psi_f)^2 = (u_q / \omega_e)^2 \quad (2-13)$$

$$u = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \quad (2-14)$$

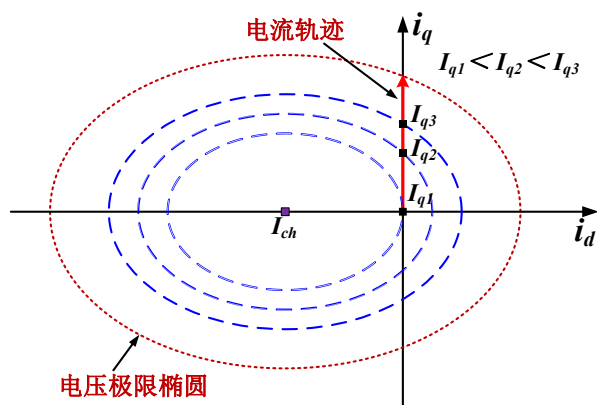
$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \Psi_f)^2 = (u / \omega_e)^2 \leq (u_{lim} / \omega_e)^2 \quad (2-15)$$

式中， u_{lim} 为电压限值，在 dq 轴电流坐标系下为电压极限椭圆。

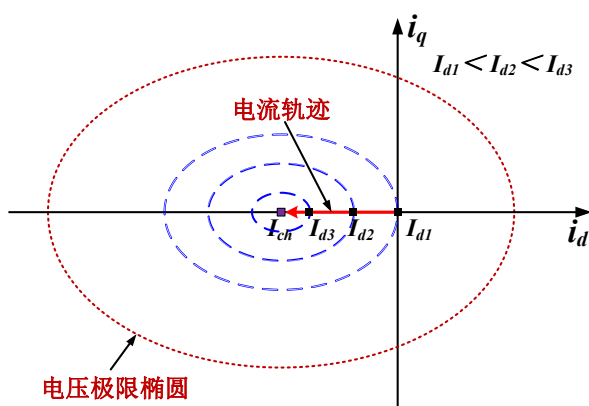
电压极限椭圆的圆心定义为特征电流 I_{ch} ，可以表示为：

$$I_{ch} = \frac{\Psi_f}{L_d} \quad (2-16)$$

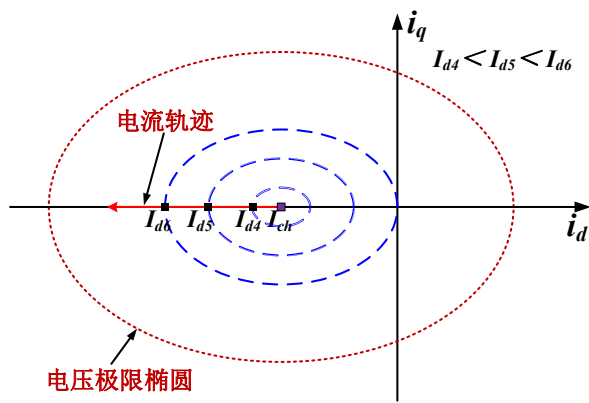
为表征 dq 轴电流变化对端电压的影响，图 2-2 给出恒速条件下，不同电流下端电压的变化趋势。由图可知，电压随电流值的不同而呈现不同的趋势，当仅通入 q 轴电流时，端电压随着 q 轴电流的增大而增大，逐渐逼近电压极限圆；当仅通入 d 轴电流，且 d 轴电流小于特征电流时，端电压随 d 轴电流的增大而减小；反之，当 d 轴电流大于特征电流时，端电压随着 d 轴电流的增大而增大。



(a) $i_d=0, i_q>0$



(b) $I_{ch}<i_d<0, i_q=0$

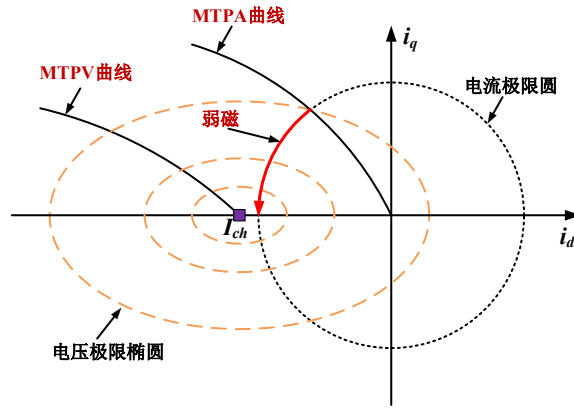


(c) $i_d<I_{ch}, i_q=0$

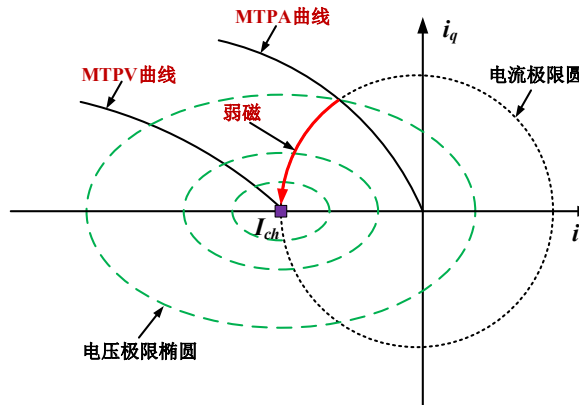
图 2-2 不同 dq 轴电流对端电压的影响

2.2.2 电压畸变对弱磁能力的影响

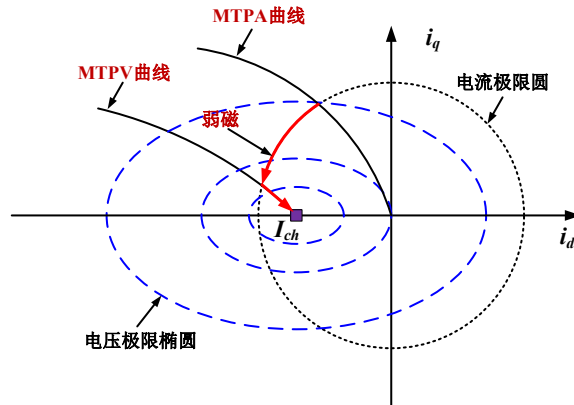
弱磁能力是轴向磁场永磁电机的一项重要技术指标。考虑到电机本体和逆变器容量的限制，端电压和电流均限制在定值内。图 2-3 分别给出了当特征电流大于、等于和小于极限电流时的电流运行轨迹。



(a) 特征电流在电流极限圆外



(b) 特征电流在电流极限圆上



(c) 特征电流在电流极限圆内

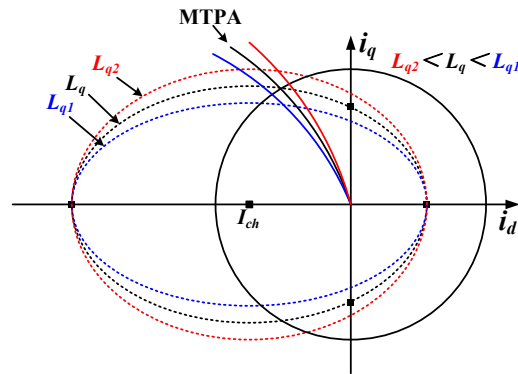
图 2-3 不同特征电流下的弱磁运行电流矢量轨迹

为确保电机在运行范围内输出最大功率，需要相应的控制策略控制电流轨迹。首先，电机在最大转矩电流比（Maximum Torque Per Ampere, MTPA）控制策略下运行，电压随着转速的升高，不断逼近电压极限椭圆。当电流与电压均达到其极限值，电机进入弱磁控制，随着转速的升高，增大 d 轴电流降低 q 轴电流，电流沿着弱磁曲线轨迹运行。当电流到达最大功率输出（Maximum Torque Per

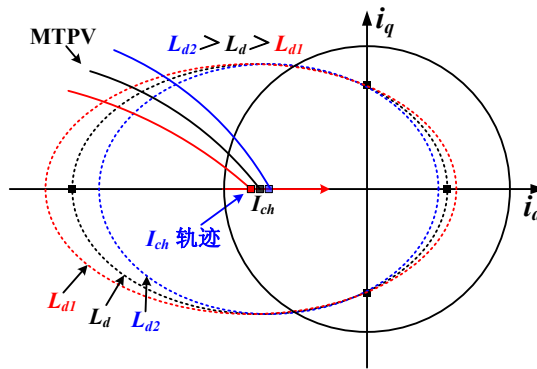
Voltage, MTPV) 曲线与电流极限圆的交点时, 此时电机输出最大功率, 随着转速的进一步提升, 电流沿着 MTPV 曲线向电压极限椭圆圆心(特征电流)靠拢。

特性电流作为衡量永磁电机弱磁能力的关键参数, 根据特征电流与电流极限圆位置关系的不同, 电机展现出不同的弱磁能力。如图 2-3(a)所示, 当永磁轮毂电机的特征电流设计等于极限电流时, 电流极限圆轨迹能够满足任何转速的弱磁调速要求, 表明该电机具备无限宽的弱磁能力; 如图 2-3(b)所示, 当永磁轮毂电机的特征电流设计值小于极限电流时, 为了提升弱磁范围, 需要降低电流幅值, 但必然会导致高速运行区域的输出功率会下降; 如图 2-3(c)所示, 当永磁轮毂电机的特征电流设计值大于极限电流时, 其 d 轴电流不能实现完全去磁作用, 其弱磁范围有限。

由于电机的电感会随着电机运行工况的改变而发生变化, 此时特征电流是受 dq 轴电流影响的变量, 电机的弱磁能力随着电感的变化而发生改变。为准确评估电机的弱磁能力, 分析电机在不同电感下电压极限椭圆的变化, 如图 2-4 所示。



(a) 交轴电感变化



(b) 直轴电感变化

图 2-4 不同电感下电压极限椭圆变化趋势

由图 2-4(a)可知, 当 q 轴电感减小, 电压极限椭圆与 q 轴电流的交点向圆心两侧发散, 与 d 轴电流的交点不变, 此时 MTPA 曲线向 q 轴电流靠拢。因此, 低 q 轴电感有利于扩展电压极限椭圆, 允许电机注入更大的 q 轴电流, 且在相同的 q 轴电流下获得较高基速点。由图 2-4(b)可知, 当 d 轴电感增大, 电压极限椭圆与 q 轴电流的交点不变, 电压极限椭圆的宽度减小, 且特征电流向右平移向着坐标轴中心点靠拢, 此时 MTPV 曲线随着特征电流向右改变轨迹。因此, 高 d 轴电感 (低特征电流) 导致电流极限圆与 MTPV 曲线提前相交, 使得电机提前结束弱磁控制, 进入 MTPV 控制。

综上, d 轴电压的变化反映了电压畸变程度, q 轴电压变化映射电压抑制能力, 对于具有不同极槽组合的电机, 有以下结论:

- 1) 极数与 q 轴电感的乘积越大, q 轴电流对 d 轴电压的畸变越明显, 此时电压极限椭圆较小, 电机将以低速进入弱磁控制;
- 2) 极数与 d 轴电感的乘积越大, d 轴电流对 q 轴电压的抑制能力越强, 且由于特性电流较低, 电机将提前进入 MTPV 控制;
- 3) 提前进入弱磁控制与 MTPV 控制, 会降低轴向磁场永磁电机的最大输出功率, 限制电机的弱磁能力。

2.3 不同槽极组合的电磁特性分析

选取不同的槽极组合的电机时, 绕组因数、转矩密度、弱磁能力等性能方面可能存在差异。考虑到本课题的研究应用于乘用车轮毂驱动, 决定选取四种绕组系数较大的槽极组合进行详细的电磁特性对比分析, 槽极组合分别为 18 槽 16 极、18 槽 20 极、24 槽 20 极、24 槽 28 极。

为公平对比四台轴向磁场永磁轮毂电机的电磁性能, 对四台电机添加约束条件: (1) 四台电机的内外径、轴向长度均相同; (2) 四台电机的永磁体材料均采用 N40EH, 且永磁体用量相同; (3) 考虑轮毂电机采用水冷系统, 定子槽内需预留水道, 四台电机的槽满率均设计为 45% 左右。基于 Ansys Maxwell 软件, 对轴向磁场永磁轮毂电机建立三维有限元瞬态场分析模型, 如图 2-5 所示。四台轴向磁场永磁轮毂电机的具体尺寸参数如表 2-3 所示。

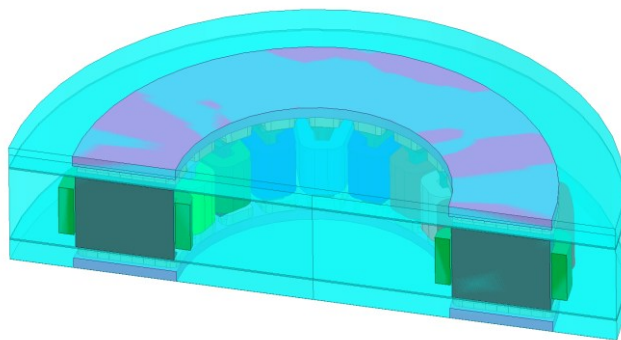


图 2-5 轴向磁场永磁轮毂电机三维有限元模型

表 2-3 轴向磁场永磁轮毂电机具体尺寸参数

参数	18-16	18-20	24-20	24-28
定子外径 (mm)	290	290	290	290
定子内径 (mm)	170	170	170	170
转子外径 (mm)	293	293	293	293
转子内径 (mm)	167	167	167	167
气隙长度 (mm)	1.2	1.2	1.2	1.2
槽数	18	18	24	24
极数	16	20	20	28
相数	3	3	3	3
绕组层数	2	2	2	2
永磁体体积 (mm ³)	274042	274041	274041	274041
线径 (mm)	0.7	0.8	0.7	0.8
并绕根数	9	8	9	8
每相匝数	264	240	256	240
槽满率 (%)	44.5	45.8	43.1	45.8

2.3.1 空载特性

四台轴向磁场永磁轮毂电机在空载工况下的定转子磁密分布如图 2-6 所示, 可以看出, 四台电机呈现的磁密云图分布相似, 饱和均呈现在定子齿部, 转子轭部, 且当电机槽数相同时, 拥有更多极数的轴向磁场永磁电机的饱和程度较小, 18 槽 20 极电机的饱和程度小于 18 槽 16 极电机, 24 槽 28 极电机的饱和程度小于 24 槽 20 极电机。

为公平比较不同槽极组合轴向磁场永磁轮毂电机的空载气隙磁密, 选取电机

平均直径处的气隙磁密进行比较分析，如图 2-7 所示。四台轴向磁场永磁轮毂电机具有相似的气隙磁密有效值，但由于极槽组合的不同，气隙磁密在不同的电角度上呈现出“缺口”，向内凹陷，每极每相槽数 q 越大，所对应的“缺口”宽度就越小。由气隙磁密的傅里叶分解可以看出，24 槽电机的气隙磁密基波大于 18 槽电机的气隙磁密基波，且三次谐波较小。

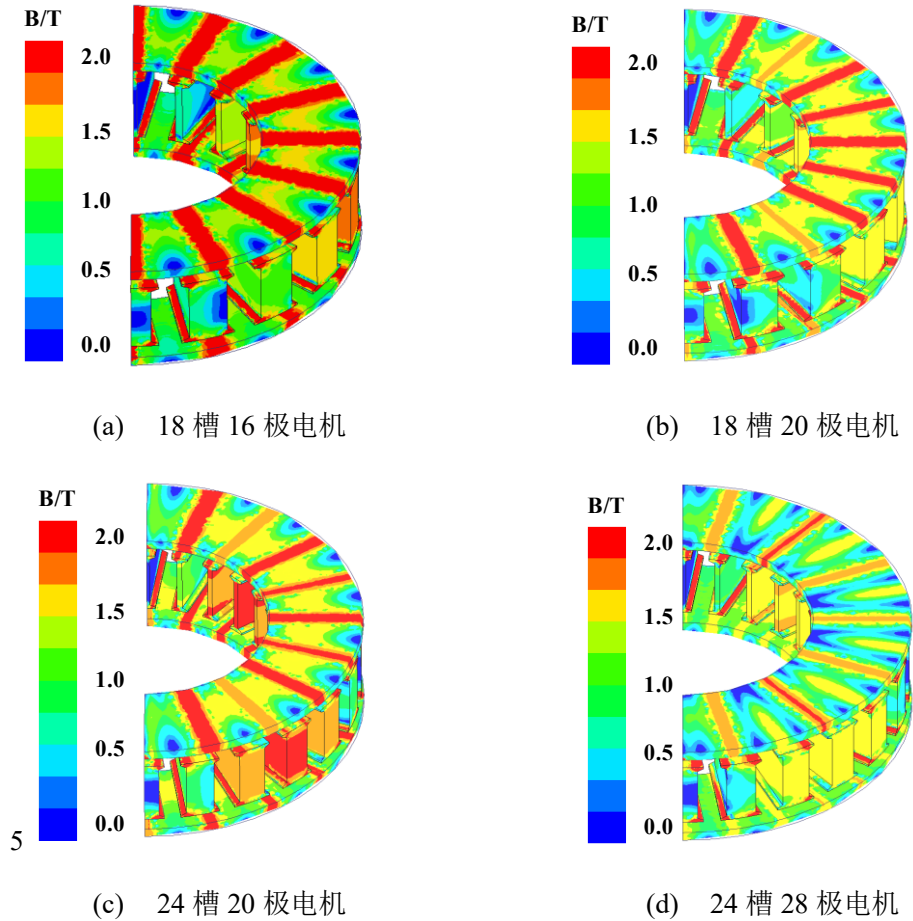


图 2-6 四台轴向磁场永磁轮毂电机空载工况下定转子磁密云图

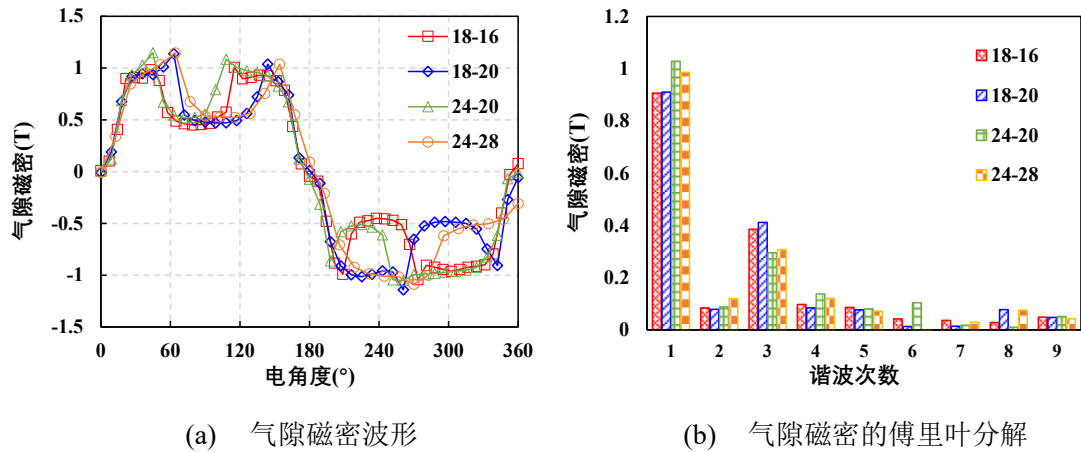


图 2-7 四台轴向磁场永磁轮毂电机气隙磁密

进一步分析四台轴向磁场永磁轮毂电机的空载反电势，即永磁体产生的磁场切割定子槽中的导体，在定子绕组中所产生的感应电势，如图 2-8 所示。四台轴向磁场永磁轮毂电机的空载相反电势的有效值分别为，120.2V，119.2V，120.1V，123.3V，24 槽 28 极电机的相反电势有效值最大，但通过波形可以看出 18 槽 16 极电机的相反电势峰值最大。对四台电机的空载反电势波形进行傅里叶分解，可以看出，尽管 24 槽 28 极电机的基波最大，但三次谐波依旧是四台电机中最大的。由于三次谐波抑制了反电势峰值，导致了三次谐波较低的 24 槽 20 极电机和 18 槽 16 极电机拥有较高的空载反电势幅值。

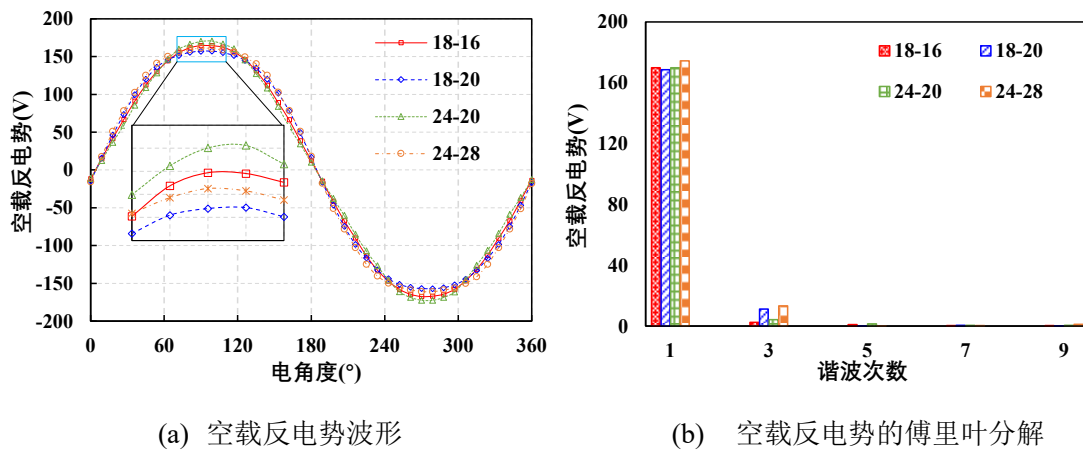


图 2-8 四台轴向磁场永磁轮毂电机空载反电势

2.3.2 负载特性

分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机的电感随着 dq 轴电流有明显的变化，电感的变化会影响电机的转矩、电压畸变、电机的弱磁等性能。图 2-9 为四台电机交直流电感在不同工况下的变化情况。由图可知，四台电机在不同工况下电感的变化规律相似，具体分析如下：

1) d 轴电感随 d 轴电流的变化趋势：

当 d 轴电流增大、 q 轴电流不变时， d 轴磁路的饱和程度降低、 d 轴磁路的磁阻降低，导致 d 轴电感逐渐增大；随着 d 轴电流的进一步增大，硅钢片反向饱和，此时 d 轴电感又逐渐减小。因此， d 轴电感呈现出先增大后减小的趋势，且这种减小的趋势在 d 轴电流较大的 18 槽 20 极和 24 槽 28 极电机中尤为明显。

2) q 轴电感随 d 轴电流的变化趋势：

当 d 轴电流增大、 q 轴电流不变时， d 轴磁链减小， dq 轴耦合磁路的磁力线数量减小， q 轴磁路的饱和程度降低、 q 轴磁路的磁阻降低，因此 q 轴电感逐渐

增大；随着 d 轴磁场的反向增大， dq 轴耦合磁路的磁力线数量增大， q 轴的饱和程度增加，导致 q 轴电感逐渐减小。

3) d 轴电感随 q 轴电流的变化趋势：

当 q 轴电流增大、 d 轴电流不变时，由于 dq 磁路的耦合， d 轴磁路最终会达到饱和，根据硅钢片 B-H 曲线斜率以及加载电流前硅钢片工作点，会出现磁导率先增加后减小的情况，此时的 d 轴电感呈现先增加后减小趋势。

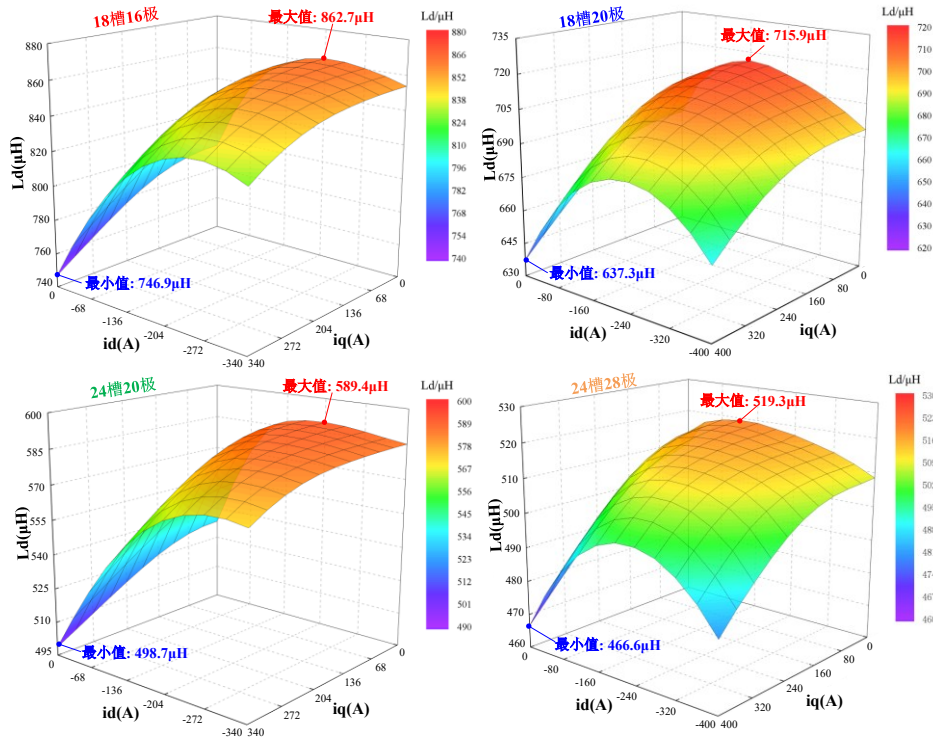
4) q 轴电感随 q 轴电流的变化趋势：

当 q 轴电流增大、 d 轴电流不变时，硅钢片 B-H 曲线斜率(磁导率)减小， q 轴电感呈减小趋势。

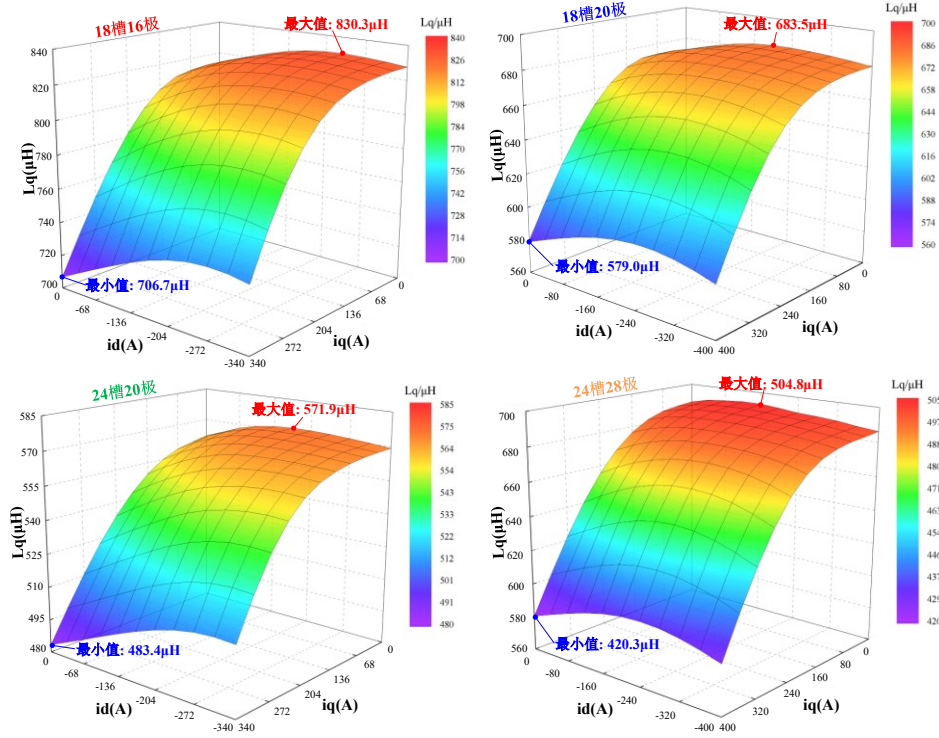
电机的凸极比为交轴电感与直轴电感的比值^[55]，即：

$$saliency = \frac{L_d}{L_q} \quad (2-17)$$

如图 2-10 所示，由于几乎不受到交叉耦合的影响，四台电机的凸极比都接近于 1，因此，四台电机均采用 $i_d=0$ 控制。且 24 槽 28 极电机的凸极比在四种电机设计中最小，将会导致较差的输出转矩性能。



(a) 直轴电感



(b) 交轴电感

图 2-9 四台轴向磁场永磁轮毂电机在不同工况下的交直流电感

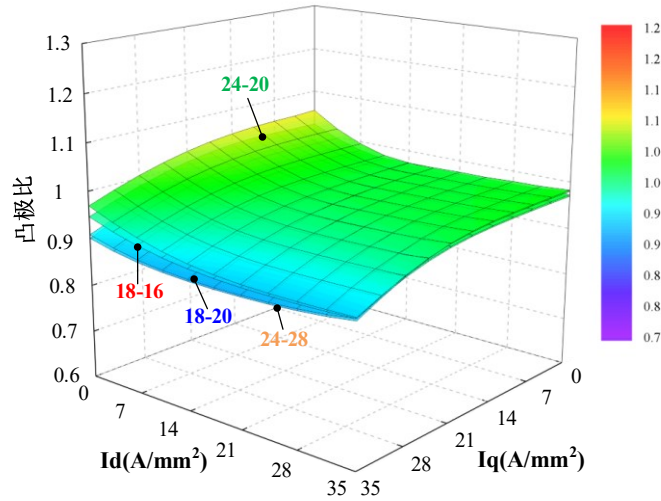


图 2-10 四台轴向磁场永磁轮毂电机的凸极比

转矩是衡量电机性能的一个重要指标，利用 dq 轴电感计算电机的转矩，可以表示为：

$$T_{em} = p \left[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right] \quad (2-18)$$

四台轴向磁场永磁轮毂电机的转矩-电流密度曲线，如图 2-11 所示。由图可知，18 槽 16 极电机和 24 槽 20 极电机的转矩性能相似，18 槽 20 极电机和 24 槽

28 极电机的转矩性能相似。其中，24 槽 28 极电机的输出转矩最大，为 $825\text{N}\cdot\text{m}$ ，24 槽 20 极电机的输出转矩最小，为 $706\text{N}\cdot\text{m}$ 。

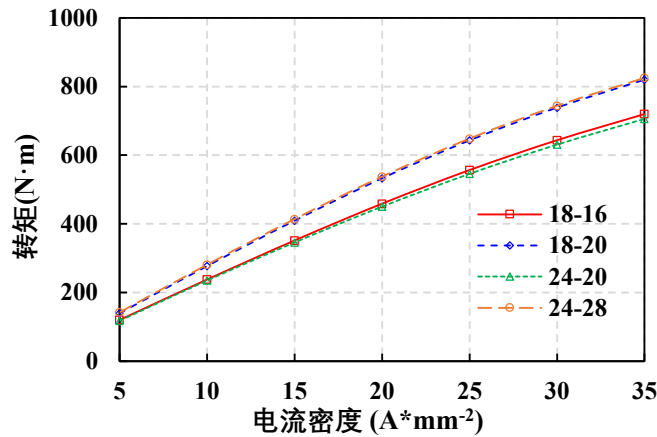


图 2-10 转矩 vs 电流密度

由于四台电机的凸极比接近 1，采用 $i_d=0$ 控制，转矩与极对数和磁链的乘积成正比。四台电机的磁链参数如表 2-4 所示，将四台电机分成两组对照，采用相同的线径和并绕根数的电机注入相同的电流，因此，18 槽 16 极电机和 24 槽 20 极电机为一组，18 槽 20 极电机和 24 槽 28 极电机为一组。组别 1 中，18 槽 16 极电机永磁磁链与极对数的乘积较大，表现出的转矩大于同组别中的 24 槽 20 极电机；组别 2 中，24 槽 28 极电机永磁磁链与极对数的乘积较大，也表现出较大的转矩输出能力。在相同电流密度下，组别 2 中的电机具有相对较大的相电流，且永磁磁链与极对数的乘积也同样大于组别 1，导致组别 2 的电机具有较高的转矩输出能力。

表 2-4 电机磁链及转矩参数表

组号	电机	永磁磁链(wb)	极对数	$p\psi_f$	转矩($\text{N}\cdot\text{m}$)
1	18 槽 16 极	0.204	8	1.635	720
	24 槽 20 极	0.161	10	1.608	706
2	18 槽 20 极	0.165	10	1.651	820
	24 槽 28 极	0.122	14	1.707	825

2.3.3 弱磁特性分析

电机端电压谐波会大大降低电机的转矩及功率输出能力，并且对于电机的电流矢量轨迹会产生影响，对于电机的弱磁能力影响较大。因此，首先分析四台电

机的电压畸变情况，如图 2-11 和图 2-12 所示，分别展示了电机在 1000rpm，35A/mm²，和 1000rpm，35A/mm²，弱磁角 40° 时，电机的端电压波形。

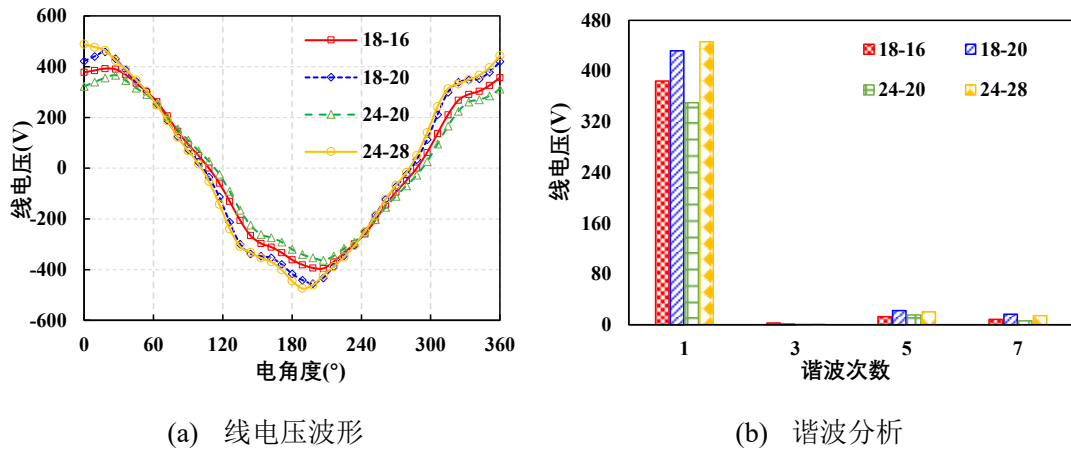


图 2-11 负载工况下的线电压 (1000rpm, 35A/mm²)

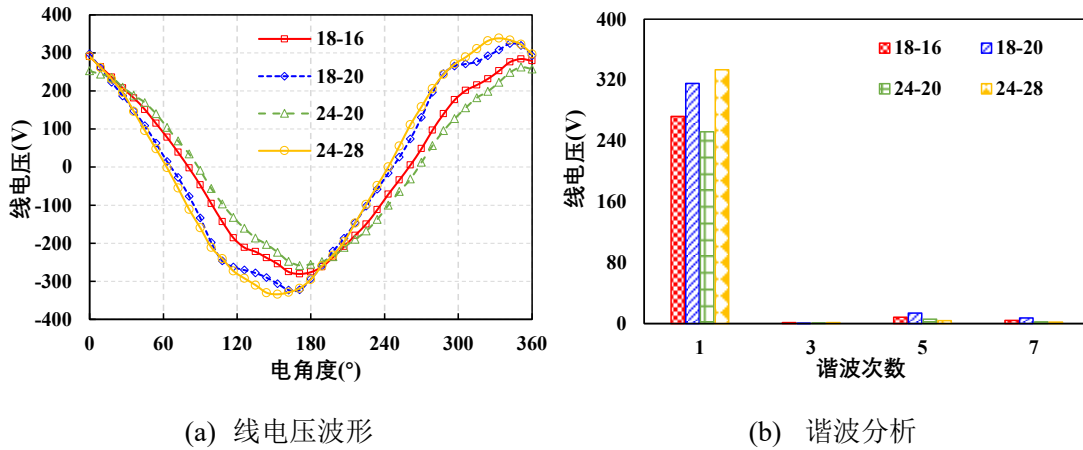


图 2-12 弱磁工况下的线电压 (1000rpm, 35A/mm², 弱磁角 40°)

在负载工况下，线电压峰值均出现明显的增加，线电压明显呈现非正弦波形。如图 2-11 所示，18 槽 20 极电机和 24 槽 28 极电机电压畸变严重，基波和各次谐波均会产生一个显著的上升，24 槽 20 极电机拥有较好的抗畸变能力，线电压上升的最小。如图 2-12 所示，当给电机 40° 的弱磁角度，增加直轴电流，这使得四台电机均出现不同程度的线电压抑制情况，整体分布规律不变，24 槽 28 极电机的线电压峰值仍然最大，24 槽 20 极电机的线电压峰值依旧最小。其中，18 槽 16 极电机的线电压降低比例最大，约为 29.1%；24 槽 28 极的线电压降低比例最小，约为 25.3%，尽管 24 槽 28 极电机的线电压下降比例较小，但弱磁后，电压的 5 次和 7 次谐波均是四台电机中最小的，线电压波形最为正弦。

图 2-13 给出了所对应负载工况下电机磁链的谐波分析图，由于四台电机极

槽组合的不同，磁链大小也不同，为直观展示四台电机磁链的畸变情况，将四台电机的基波磁链设置为统一的标量，进行分析。弱磁后电机磁链的 5 次谐波含量降低，磁链畸变情况得到良好改善，与此对应，电机的线电压波形失真情况也得到良好改善。

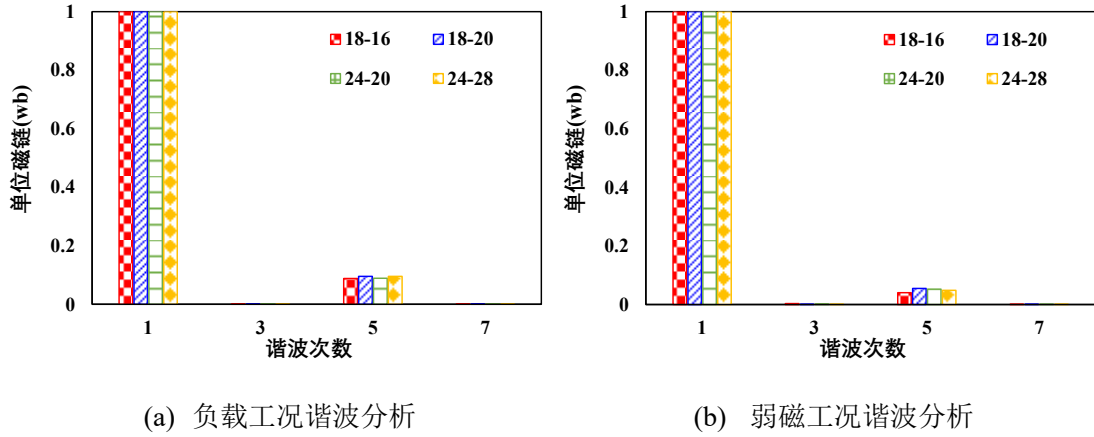


图 2-13 不同工况下电机磁链的谐波分析

尽管负载使得端电压高次谐波增大，但高次谐波导致电压畸变有限，并不是影响弱磁能力的主要因素。分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机基波变化较大，将会影响电机的弱磁性能。由上一节推导关系可知，弱磁前， dq 电感与极对数的乘积越大，且 q 轴电感减小的速率越慢，电压增大的速率越快；弱磁工况下， d 轴电感与极对数的乘积越大， d 轴电感增大的速率越快，电压下降的速率越快。当电机初始时拥有相似的空载系数，可依据电压变化判断电机弱磁能力。

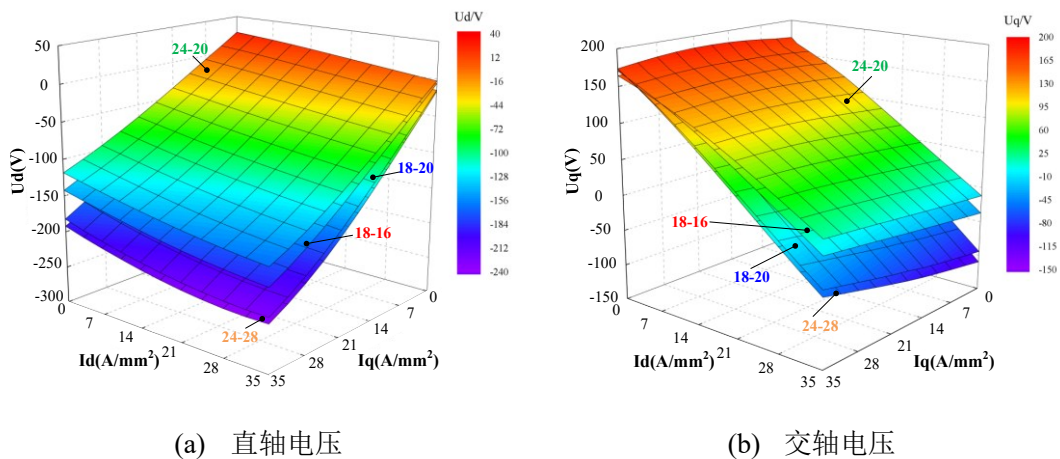


图 2-14 四台电机不同工况下交直流电压

图 2-14 为 dq 轴电压随 dq 轴电流变化规律。随着 q 轴电流的增大， d 轴电压增大，交轴电压变化较小，且 24 槽 28 极电机直轴电压上升速率最大，24 槽

20 极电机 d 轴电压上升速率最小；随着 d 轴电流的增大， d 轴电压变化较小，交轴电压先降低后反向增大，这表明电机在弱磁能力有限，且 24 槽 28 极电机 d 轴电压下降速率最大，24 槽 20 极电机 d 轴电压下降速率最小。图 2-15 给出了四台电机转矩与转速的关系曲线。24 槽 28 极电机最先进入弱磁点，且在峰值转速 2500rpm 时，输出转矩最小，输出功率最低，表现出的弱磁能力最差。

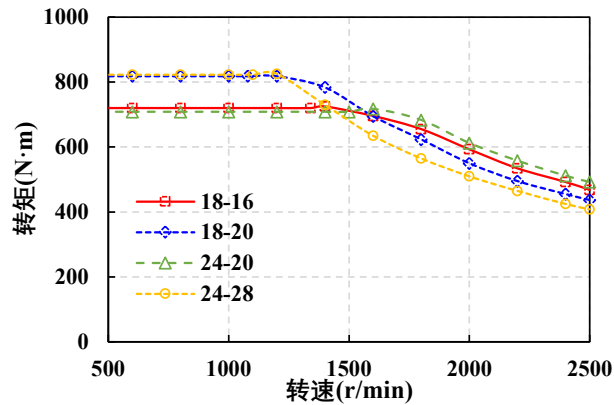


图 2-15 四台电机转速 vs 转矩

表 2-6 不同工况下交直轴电感对比

电机	$i_d(\text{A})$	$i_q(\text{A})$	$L_d(\mu\text{H})$	$L_q(\mu\text{H})$	pL_d	pL_q	$\Delta L_d/\Delta i_d$	$\Delta L_q/\Delta i_q$
18 槽 16 极	0	0	795.7	812.6	6365.6	6500.8		
	0	340	746.9	706.7	5975.2	5653.6	0.385	0.312
	-170	0	861.1	829.2	6888.8	6633.6		
24 槽 20 极	0	0	533.2	562.0	5332.0	5620.0		
	0	340	498.7	483.4	4987.0	4834.0	0.329	0.231
	-170	0	589.1	571.9	5891.0	5719.0		
18 槽 20 极	0	0	685.2	672.4	6852.0	6724.0		
	0	340	637.3	579.0	6373.0	5790.0	0.192	0.234
	-170	0	715.9	682.8	7159.0	6828.0		
24 槽 28 极	0	0	509.3	501.5	7130.2	7021.0		
	0	340	466.6	420.3	6532.4	5884.2	0.062	0.203
	-170	0	519.2	504.8	7268.8	7067.2		

为验证电感变化与弱磁能力的关系，表 2-6 给出了不同工况下 dq 轴电感对比，其中， pL 为极对数与电感的乘积， $\Delta L/\Delta i$ 定义为单位电流下电感的变化。比较四台电机极对数与电感的乘积，24 槽 28 极电机 dq 轴电感与极对数的乘积均

是四台电机中最大的，而 24 槽 20 极电机的最小。当注入 q 轴电流，24 槽 28 极最先到达直流母线电压限幅、进入弱磁控制，当注入一定的 d 轴电流，又会提前进入 MTPV 控制，表现出最差的功率输出能力。即使电机拥有相同的初始电感，18 槽 20 极和 24 槽 28 极电机也会因较大的 d 轴电感变化率，使得电压畸变明显，弱磁点提前，表现出较弱的转矩输出能力。

基于轴向磁场永磁轮毂电机的设计指标，综合四台电机的转矩、功率特性，以及电机的弱磁能力，选择 18 槽 20 极轴向磁场永磁电机作为本课题的轮毂电机，该电机可以保证在相同电密下输出较高的转矩，且弱磁能力优于同组别中的 24 槽 28 极电机。

2.4 本章小结

本章介绍了轴向磁场永磁轮毂电机的设计方法及电磁性能分析。从轮毂电机的设计指标出发，进行结构的选型，并确定轴向磁场永磁电机的主要尺寸。在此基础上，在 dq 轴坐标系下阐述电压畸变机理，并就畸变对弱磁能力产生的影响进行深入分析。结果表明， q 轴电感与极对数的乘积大小是决定电压畸变程度主要因素， d 轴电感与极对数的乘积大小反映了电机的弱磁能力。基于此，对比四台不同槽极组合电机的电磁性能，对于分数槽集中绕组轴向磁场永磁轮毂电机，电机弱磁能力有限，电机最终的功率输出能力取决于弱磁前电压畸变程度。最终选择 18 槽 20 极轴向磁场永磁轮毂电机作为本课题的研究对象进行后续研究。

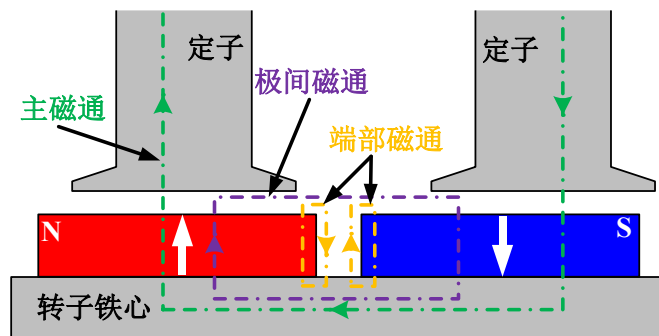
第3章 基于混合等效模型的轴向磁场永磁轮毂电机多目标优化

轴向磁场永磁电机因其复杂的磁路，需要建立三维有限元模型进行仿真计算，但三维模型计算量大，耗时久，不适合进行多目标优化。本章从轴向磁场永磁电机漏磁的角度出发，分析计算无磁轭分段电枢轴向磁场永磁电机的漏磁系数，并构建考虑漏磁的混合二维等效模型，在此基础上，基于轴向磁场永磁电机的混合二维等效模型，进行多目标优化设计，最终得到电机的最优参数。

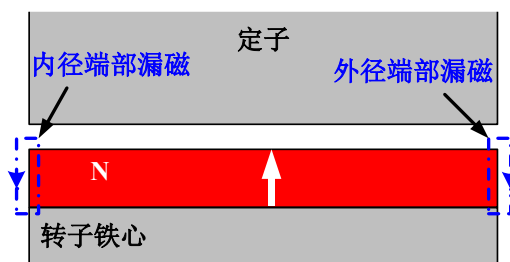
3.1 轴向磁场永磁轮毂电机漏磁特性分析

3.1.1 轴向磁场永磁电机漏磁分布规律

轴向磁场永磁电机的漏磁路径复杂多变，既包含极间漏磁，又存在端部漏磁，其中，根据电机拓扑结构的变化，轴向磁场永磁电机的磁路也会相应的发生变化。本课题轴向磁场永磁轮毂电机的磁通路径如图 3-1 所示，其气隙漏磁可分为极间漏磁和端部漏磁^[56]。由图可知，极间漏磁发生在一对永磁体之间，磁通从 N 极出发，沿着气隙到达 S 极，再沿着转子铁心回到 N 极；端部漏磁是由永磁体自身发出的磁通，经过气隙，并通过转子铁心回到永磁体构成回路。端部漏磁分布在永磁体四周，可以细分为内径端部漏磁、外径端部漏磁和周向端部漏磁。



(a) 轴向磁场永磁电机沿周向截面



(b) 轴向磁场永磁电机沿径向截面

图 3-1 轴向磁场永磁电机漏磁路径示意图

3.1.2 气隙漏磁计算模型

由于轴向磁场永磁电机的对称性质，在对电机的磁路进行分析时，只需要探讨一个极距下的磁路，简化磁路的分析计算过程。并采用等效磁路法，计算模型中的各等效阻抗，推导气隙漏磁系数表达式。

假设定转子铁心材料一直工作在线性区域，忽略饱和效应与电枢反应对漏磁的影响。根据磁路的欧姆定律，建立轴向磁场永磁电机的等效磁路图，如图 3-2 所示。将永磁体视为磁动势源，定转子铁心、气隙等主磁路流经区域视为不同阻抗，依次串联，电机的不同漏磁路视为并联在主磁路上的不同阻抗。其中， Φ_r 为每极永磁体虚拟内禀磁通， Φ_m 为永磁体向外磁路提供的每极总磁通， Φ_g 为每极气隙主磁通， R_g 为气隙磁阻， R_{stator} 为定子磁阻， R_{rotor} 为转子磁阻， R_m 为永磁体本身的磁阻， R_{mo} 为永磁体沿外径方向上的漏磁路磁阻， R_{mi} 为永磁体沿内径方向上的漏磁路磁阻， R_{mr} 为永磁体沿圆周方向上的漏磁路磁阻， R_{mm} 为相邻俩永磁体之间的漏磁路磁阻。

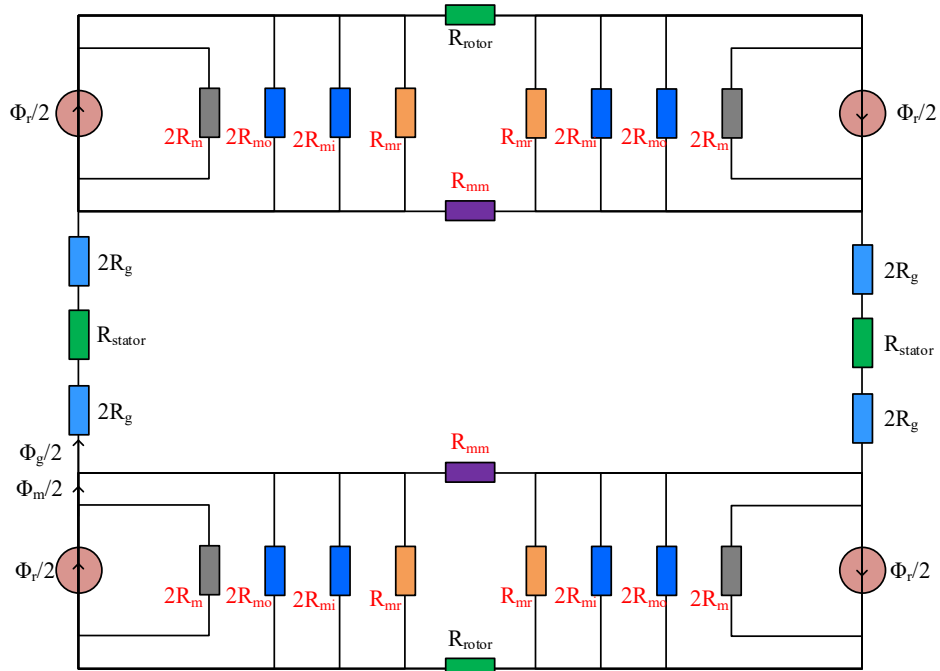


图 3-2 轴向磁场永磁电机等效磁路图

如图 3-2 所示，本课题轴向磁场永磁电机的等效磁路为对称结构，可将磁网络模型进一步简化，得到轴向磁场永磁电机简化磁网络模型，如图 3-3 所示。

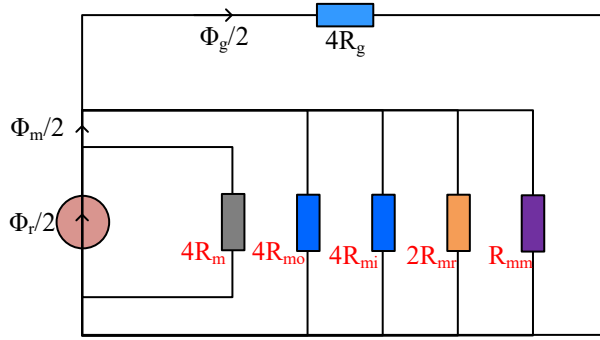


图 3-3 轴向磁场永磁电机简化磁网络

根据图 3-3 的磁网络模型，永磁体提供的每极总磁通 Φ_m 和气隙磁通 Φ_g 可以表示为^[57]：

$$\Phi_g = \frac{1}{1 + \frac{R_g}{R_m} (1 + \alpha + \beta + 2\eta + 4\lambda)} \Phi_r \quad (3-1)$$

$$\Phi_m = \frac{1 + \frac{R_g}{R_m} (\alpha + \beta + 2\eta + 4\lambda)}{1 + \frac{R_g}{R_m} (1 + \alpha + \beta + 2\eta + 4\lambda)} \Phi_r \quad (3-2)$$

$$\alpha = \frac{R_m}{R_{mo}} \quad (3-3)$$

$$\beta = \frac{R_m}{R_{mi}} \quad (3-4)$$

$$\eta = \frac{R_m}{R_{mr}} \quad (3-5)$$

$$\lambda = \frac{R_m}{R_{mm}} \quad (3-6)$$

轴向磁场永磁电机气隙漏磁系数被定义为永磁体向外提供的总磁通量比气隙中的总磁通量，其表达式为：

$$\sigma = \frac{\Phi_m}{\Phi_g} = 1 + \frac{R_m}{R_g} (\alpha + \beta + 2\eta + 4\lambda) \quad (3-7)$$

根据公式 (3-7)，电机的气隙漏磁系数由各磁阻的大小决定。

永磁体自身的磁阻和气隙磁阻可以表示为：

$$R_m = \frac{h_m}{\mu_0 \mu_r A_m} \quad (3-8)$$

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 A_{eff}} \quad (3-9)$$

$$A_{eff} = \frac{\pi \alpha_p \left[D_{mo} + g^2 - D_{mi} - g^2 \right]}{8p} \quad (3-10)$$

其中, h_m 为永磁体高度, μ_0 为真空磁导率, μ_r 为永磁体相对磁导率, A_m 为每极永磁体表面积, A_{eff} 为考虑边缘效应时每极气隙有效截面积, g 为气隙长度, p 为电机极对数, α_p 为极弧系数, D_{mo} 和 D_{mi} 分别为永磁体外径和内径。

永磁体漏磁区域的磁阻, 可以通过计算漏磁区域的磁导, 进而得到相对应的漏磁区域的磁阻。通过对漏磁区域及路径进行积分, 各漏磁区域的磁导表达式为:

$$\lambda_{mi} = \int_{D_{mi}/2}^{D_{mi}/2+g} \int_0^{\pi \alpha_p / p} \frac{\mu_0 r dr d\theta}{\pi (r - D_{mi} / 2) + h_m} \quad (3-11)$$

$$\lambda_{mo} = \int_{D_{mo}/2-g}^{D_{mo}/2} \int_0^{\pi \alpha_p / p} \frac{\mu_0 r dr d\theta}{\pi (r - D_{mo} / 2) + h_m} \quad (3-12)$$

$$\lambda_{mr} = \int_{D_{mi}/2+g}^{D_{mo}/2-g} \int_0^{g/r} \frac{\mu_0 r dr d\theta}{\pi r \theta + h_m} \quad (3-13)$$

$$\lambda_{mm} = \int_{D_{mi}/2+g}^{D_{mo}/2-g} \int_0^{g/r} \frac{\mu_0 r dr d\theta}{\pi r \theta + \pi r / p (1 - \alpha_p)} \quad (3-14)$$

将公式 (3-8) ~ (3-14) 带入到公式 (3-7), 求得电机的气隙漏磁系数。

3.2 混合等效模型建模方法

3.2.1 传统二维等效模型构建

为快速分析计算轴向磁场永磁电机的电磁特性, 国外学者 Asko Parviainen 提出一种轴向磁场永磁电机的二维等效方法^[58]。该方法将轴向磁场永磁电机沿中心半径处延展为二维直线电机, 具体的等效过程如图 3-4 所示。

电机的等效半径 r_k 为电机内外径的平均值, 可表示为:

$$r_k = \frac{R_{out} + R_{in}}{2} \quad (3-15)$$

其中, R_{out} 和 R_{in} 为电机的外半径和内半径。

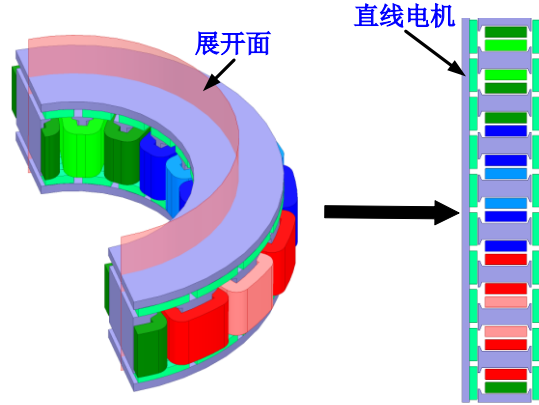


图 3-4 轴向磁场永磁电机等效过程

如图 3-4 所示，“展开面”在等效半径处，当电机沿“展开面”展开为直线电机，需要保证直线电机与轴向磁场永磁电机的永磁体用量、槽型及各尺寸参数保持一致。此外，直线电机转子沿着直线运动，产生直线力矩，而轴向电机转子沿着周向旋转，产生转矩，两者需要进行转化，其转化表达式为^[59]：

$$T_{2-D} = r_k \cdot F_{2-D} \quad (3-16)$$

其中， F_{2-D} 为直线电机的二维有限元力矩， T_{2-D} 为直线电机的等效转矩。

为验证传统二维等效模型精度，图 3-5 比较了轴向磁场永磁轮毂电机三维模型与二维等效模型的电磁性能。

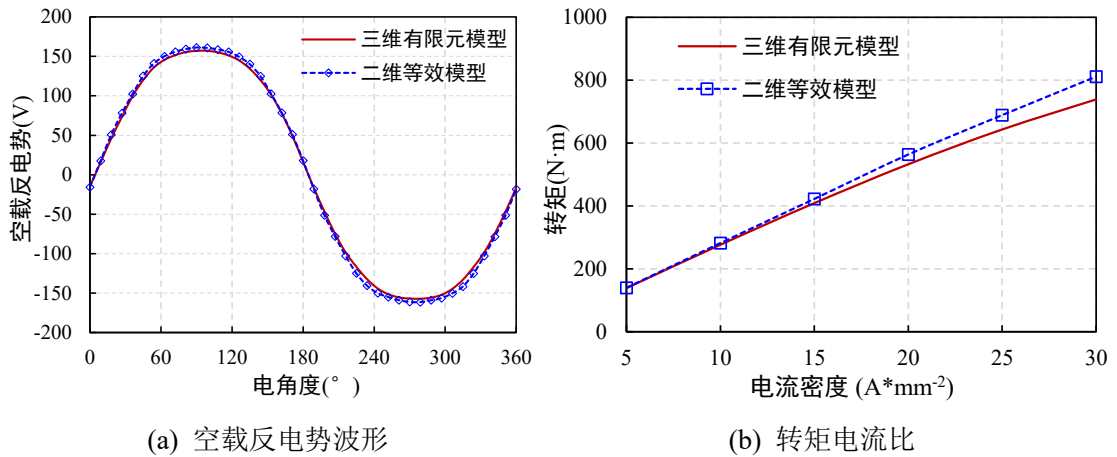


图 3-5 轴向磁场永磁电机电磁性能对比

图 3-5(a)为两个模型的空载反电势波形对比，由图可知，三维有限元模型与二维等效模型仿真得到的空载反电势波形较为接近，三维有限元模型的空载反电势峰值为 161.3V，二维等效模型的空载反电势峰值为 156.9V，误差仅为 2.7%。图 3-5(b)为两个模型的转矩随电流密度的变化曲线，由图可知，在低电密工况下，

两个模型的转矩较为接近,但随着电流密度的增大,两个模型的转矩误差逐渐变大,尤其在电流密度较高的工况下,误差尤为明显,当电流密度达到 30A/mm^2 时,三维有限元模型的转矩达到 $738.7\text{N}\cdot\text{m}$,二维等效模型的转矩达到 $811.1\text{N}\cdot\text{m}$,两者的误差高达 9.8% 。

因此,传统轴向磁场永磁电机二维等效方法不能精准反应电机转矩输出能力,较差的转矩精度将会影响电机的多目标优化准确度。如果要进一步提升二维等效模型的转矩精度,一般将轴向磁场永磁电机沿着不同半径处展开为多个不同长度、相同厚度的直线电机,此时,轴向电机的电磁性能的被认为是多个直线电机电磁性能的总和。这种方法虽然提高了模型精度,但需要建立多个直线电机模型,且在进行多目标优化分析过程中,多个模型将会影响优化效率,使得优化步骤复杂,耗费大量计算资源。

3.2.2 考虑内外径漏磁的混合等效模型构建

为解决因单个二维等效模型精度不够,影响电机多目标优化结果的问题。本课题提出一种新型混合等效模型,在单个二维等效模型的基础上,提高模型精度。

从轴向磁场永磁电机的转矩机理出发,明确单个二维等效模型转矩精度较差的原因。不同于传统的径向电机,轴向磁场永磁电机的转矩是在连续的半径上产生,且轴向磁场永磁电机的极距和永磁体宽度均随半径的变化而变化,同时,轴向磁通永磁电机电枢绕组的有效导体在空间中呈现径向辐射,所以电机的电负荷随着半径的变化而变化,其峰值电负荷表示为:

$$A_m(r) = \frac{\sqrt{2}m_1N_1I_a}{p\tau(r)} = \frac{\sqrt{2}m_1N_1I_a}{\pi r} \quad (3-17)$$

式中, m_1 为电机相数, N_1 为电机每相匝数, I_a 为相电流有效值, p 为极对数, $\tau(r)$ 表示不同半径处极距。

作用于转子盘上的切向力可以根据安培方程计算:

$$dF_x = I_a(dr \times B_g) = A(r)(ds \times B_g) \quad (3-18)$$

式中, dr 为单位半径, ds 为单位面积, B_g 为气隙中垂直于永磁体的磁密分量,假设该磁密不受电机半径的影响。

因此,在不同半径处产生的转矩可表示为:

$$dT = r dF_x = r[k_{w1}A(r)B_{avg}ds] = 2m_1I_aN_1k_{w1}B_{avg}rdr \quad (3-19)$$

式中, k_{w1} 是绕组系数, B_{avg} 是平均气隙磁密。

对公式 (3-19) 中的参数 r 从外半径 $R_{out}/2$ 到内半径 $R_{in}/2$ 进行积分, 轴向磁场永磁电机的平均电磁转矩可表述为:

$$\begin{aligned} T &= m_1 I_a N_1 k_{w1} B_{avg} (R_{out}^2 - R_{in}^2) \\ &= m_1 I_a N_1 k_{w1} B_{avg} (R_{out} - R_{in}) r_k \end{aligned} \quad (3-20)$$

式中, R_{out} 和 R_{in} 为电机的外半径和内半径。因此, 当电机的径向厚度不变时, 电机的转矩与磁通密度和等效半径成正比。

图 3-6 为轴向电机沿着径向分布的气隙磁密, 由图可知, 在靠近电机内径 88mm 和外径 145mm 处, 由于轴向磁场永磁电机内外径漏磁, 导致径向平均气隙磁密明显降低。该部分的漏磁在传统二维等效模型中无法被考虑, 造成二维等效模型的气隙磁密要高于三维有限元模型的气隙磁密, 最终导致传统二维等效模型的转矩高于三维有限元模型的转矩。此外, 随着电流的增大, 两种模型的饱和程度不同, 会进一步增大模型的转矩误差。

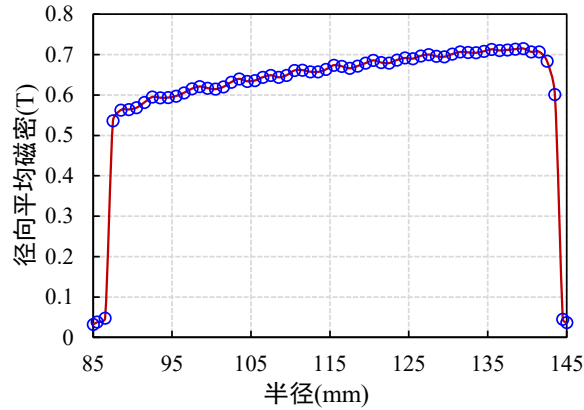


图 3-6 轴向磁场永磁电机径向气隙磁密

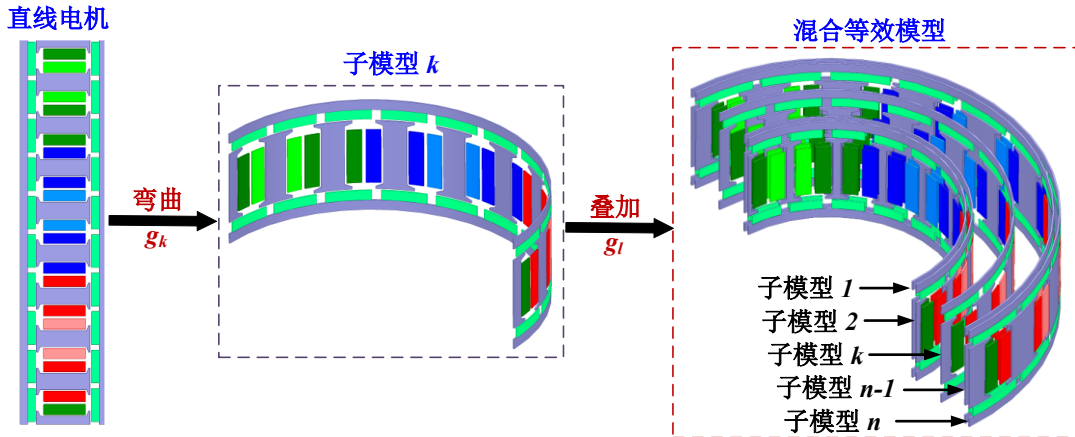


图 3-7 混合等效模型构建过程

为提高等效模型精度，本课题提出一种混合等效模型，其等效过程如图 3-7 所示。首先，将二维直线电机沿着径向分为 n 等份，每个直线电机均拥有相同的厚度，其电磁性能为原直线电机的 $1/n$ 。然后，选择其中一份直线电机进行弯曲变化，得到子模型 k 。其中，子模型 k 的等效半径为 r_k ，与轴向磁场永磁电机的等效半径相同，且子模型 k 与直线电机因曲率的不同，导致两个模型之间的气隙磁密有所差异，间接影响转矩精度，通过引入气隙修正系数 g_k 减小误差。紧接着，以子模型 k 为基础，引入不同等效半径，相同厚度的子模型，相互叠加，得到混合等效模型，由于各子模型不考虑电机内外径漏磁，需要引入漏磁修正系数 g_l 减小因漏磁引起的气隙磁密误差。最后，混合等效模型通过修正的气隙磁密得到精度更高的转矩。

根据公式 (3-20)，子模型 k 的转矩 T_k 表述为：

$$T_k = \frac{B_{\text{avg-}k}}{B_{\text{avg-2D}}} \frac{T_{2D}}{n} = g_k \frac{T_{2D}}{n} \quad (3-21)$$

其中， $B_{\text{avg-}k}$ 为子模型 k 的平均气隙磁密，也是三维模型中等效半径为 r_k 的气隙磁密，通过三维有限元模型仿真获得， $B_{\text{avg-2D}}$ 为直线电机的平均气隙磁密， T_{2D} 为直线电机的转矩， g_k 为气隙修正系数，通过计算轴向磁场永磁电机在等效半径处平均气隙磁密与二维直线电机的平均气隙磁密的比值得到的，它可以减小因曲率导致的计算误差。

任意一个子模型 n 的转矩可以通过子模型 k 的转矩表示，根据公式 (3-20)，其转矩 T_n 可以表示为：

$$T_n = \frac{B_{\text{avg-}n} r_n}{B_{\text{avg-}k} r_k} T_k \quad (3-22)$$

其中， $B_{\text{avg-}n}$ 为子模型 n 的平均气隙磁密， r_n 为子模型 n 的等效半径。

轴向磁场永磁电机的转矩 T_{Hybrid} 表示为所有子模型所产生的转矩之和，其表达式为：

$$\begin{aligned} T_{\text{Hybrid}} &= T_1 + T_2 + \cdots + T_n \\ &= \frac{B_{\text{avg-1}} r_1}{B_{\text{avg-}k} r_k} T_k + \frac{B_{\text{avg-2}} r_2}{B_{\text{avg-}k} r_k} T_k + \cdots + \frac{B_{\text{avg-}n} r_n}{B_{\text{avg-}k} r_k} T_k \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{B_{\text{avg-}i} r_i}{B_{\text{avg-}k} r_k} T_k \end{aligned} \quad (3-23)$$

将公式 (3-21) 带入到公式 (3-23), 转矩 T_{Hybrid} 可以被简化为:

$$T_{\text{Hybrid}} = g_k \sum_{i=1}^n \frac{B_{\text{avg-}i} r_i}{B_{\text{avg-}k} r_k} \frac{T_{2D}}{n} = g_k g_l T_{2D} \quad (3-24)$$

其中, g_l 为漏磁修正系数, 用于修正因内外径漏磁导致的二维模型与三维模型之间气隙磁密的差异。

为验证混合等效模型精度, 对比电机的两种模型计算转矩、转矩脉动、效率的结果。图 3-8 展示了混合等效模型与三维有限元模型的转矩与电流密度关系曲线。由图可知, 两条曲线的重合度较高, 当电流密度达到 $30\text{A}/\text{mm}^2$ 时, 三维有限元模型的转矩达到 $738.7\text{N}\cdot\text{m}$, 混合等效模型的转矩达到 $762.4\text{N}\cdot\text{m}$, 两者的误差由之前的 9.8% 降低到 3.2% 。

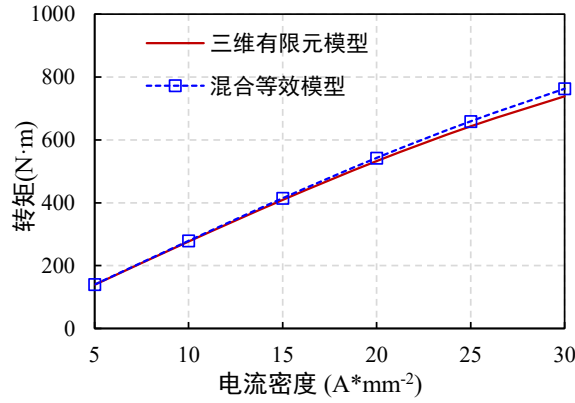


图 3-8 混合等效模型与三维有限元模型的转矩与电流密度关系曲线

轴向磁场永磁电机在运行过程中, 输出转矩存在一定的波动现象, 被称为转矩脉动。一般是由于电机中的齿槽效应, 即磁场分布的不均匀性和定子齿槽的存在, 导致转矩脉动。电机的转矩脉动 T_{rip} 可以表示为^[60]:

$$T_{\text{rip}} = \frac{T_{\text{max}} - T_{\text{min}}}{T_{\text{avg}}} \times 100\% \quad (3-25)$$

其中, T_{max} 和 T_{min} 为电机转矩的最大值和最小值, T_{avg} 为电机转矩的平均值。

图 3-9 展示了电机在不同工况下的转矩波形。由图可知, 两种模型的转矩脉动误差较小。其中, 在峰值工况下, 三维有限元模型和混合等效模型的转矩脉动分别为 3.15% 和 3.29% ; 在额定工况下, 三维有限元模型和混合等效模型的转矩脉动分别为 3.10% 和 3.16% ; 峰值工况与额定工况下转矩脉动误差分别为 4.44% 和 1.94% 。

轴向磁场永磁电机的效率是指, 在给定负载下, 电机输出功率与输入功率之

比，其表达式为^[61]：

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} + P_{\text{PM}}} \quad (3-26)$$

其中， P_{out} 为电机的输出功率， P_{in} 为电机的输入功率， P_{Cu} 为绕组的铜损， P_{Fe} 为铁心损耗， P_{PM} 为永磁体的涡流损耗。由于有限元计算无法考虑电机风摩损耗、机械损耗及附加损耗，因此，在计算电机效率时，该类损耗不做考虑。

图 3-10 给出了电机在额定工况下不同转速的效率。由图可知，在额定工况下，三维有限元模型的最高效率为 95.4%，混合等效模型的最高效率为 95.7%，两个模型之间的效率重合度较高，误差较小，最大误差出现在峰值转速 2500r/min 时，误差仅为 0.43%。

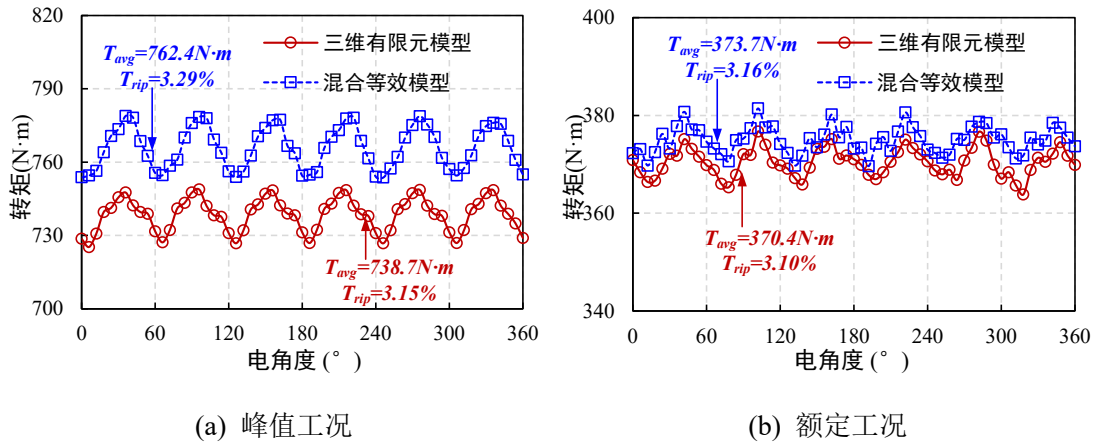


图 3-9 不同工况下的转矩波形

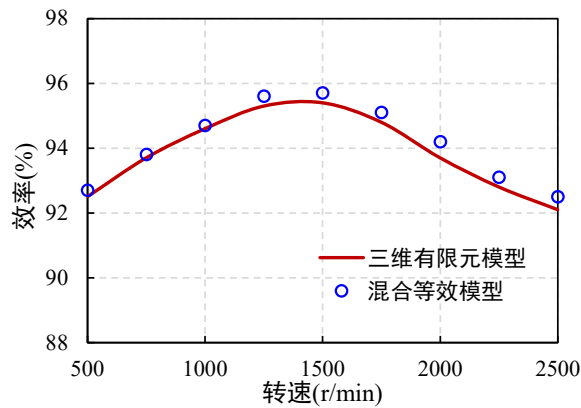


图 3-10 额定工况下的电机效率

由上述对比分析可知，通过该方法，有效的考虑了轴向磁场永磁电机内外径漏磁对电机转矩的影响，且混合等效模型与三维有限元模型的电磁性能误差较小，为下一步的混合等效模型的多目标优化提供基础。

3.3 基于混合等效模型的多目标优化设计

随着新材料、新工艺以及电机新技术的发展，对电机的设计提出更高要求。传统设计手段已经不能满足现代电机设计要求，需要借助现代仿真技术解决设计难题。其中，多目标优化是一种至关重要的方法，可以在满足多种性能指标的前提下，找到最佳电机设计方案。

在本节中，为了获得更好的电磁性能并提高优化效率，提出了一种基于混合等效模型的多目标优化方法。优化过程如图 3-11 所示。首先，建立轴向磁场永磁轮毂电机的混合等效模型；针对电动汽车驱动系统的要求，确定电机设计变量和优化目标；在此基础上，通过有限元验证在此基础上，选取显著性较高的设计变量，降低设计空间维度；此外，利用响应面法建立高灵敏度设计变量的代理模型；最后，利用改进的灰狼算法（IGWO）算法得到帕累托（Pareto）解集。

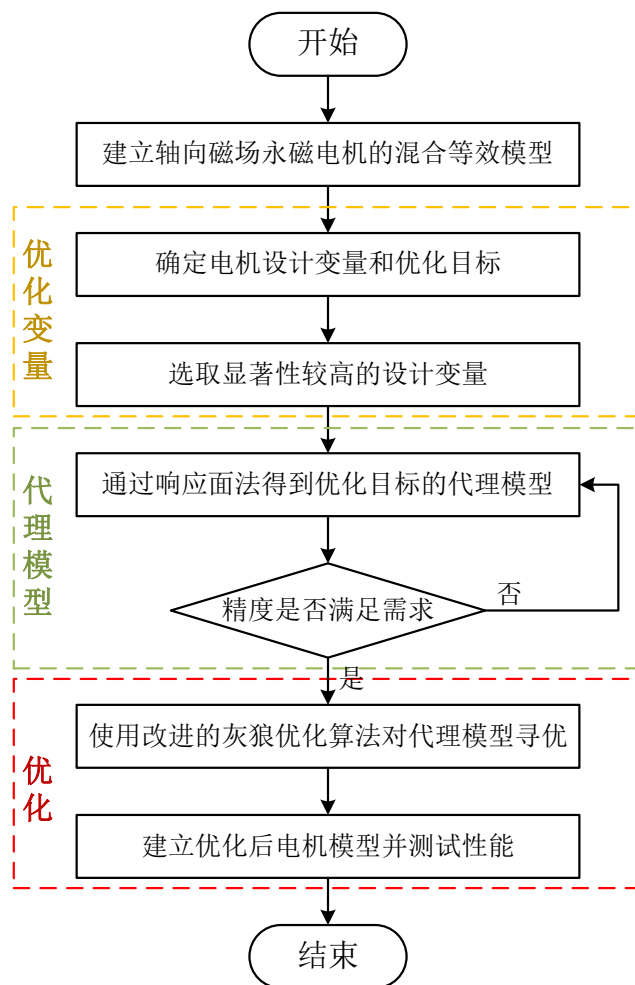


图 3-11 优化流程图

3.3.1 优化目标与优化变量选取

考虑到轴向磁场永磁轮毂电机的应用场景，对电机的转矩和转矩脉动提出较高的要求。优化目标设定为最大化峰值工况下的平均转矩（ T_{avg} ），同时最小化额定工况下的转矩脉动（ T_{rip} ）。较高的转矩一方面用于实现电动汽车快速启动，另一方面用于应对加速、爬坡等车辆行驶场景，而较小的转矩脉动可以减小电动汽车的振动噪声，提高电车乘坐舒适度。此外，在优化过程中，电机的槽满率保持在合理范围内，且电流密度保持恒定，电机的轴向长度保持不变。

优化目标的选择标准可以定义为：

$$f_{\max}(x_i) = \lambda_1 \frac{T_{avg}(x_i)}{T'_{avg}} + \lambda_2 \frac{T'_{rip}}{T_{rip}(x_i)} \quad (3-27)$$

$$\text{s.t.} \begin{cases} g_{T_{avg}} = 750 - T_{avg} \leq 0 \\ g_{T_{rip}} = T_{rip} - 3 \leq 0 \end{cases} \quad (3-28)$$

其中， x_i 是电机的设计变量， T'_{avg} 和 T'_{rip} 为电机平均转矩和转矩脉动的初始值， $g_{T_{avg}}$ 和 $g_{T_{rip}}$ 为电机平均转矩和转矩脉动的约束条件， λ_1 和 λ_2 是优化目标对应的权重系数。

根据优化目标合理选择权重系数，使其满足：

$$\lambda_1 + \lambda_2 = 1 \quad (3-29)$$

由于本课题所设计的轴向磁场永磁轮毂电机，需要在轮辋内实现电机高转矩输出能力，因此，平均转矩作为主要的追求目标，在此基础上，考虑抑制电机的转矩脉动。综合考虑后， λ_1 选择为 0.6， λ_2 选择为 0.4。

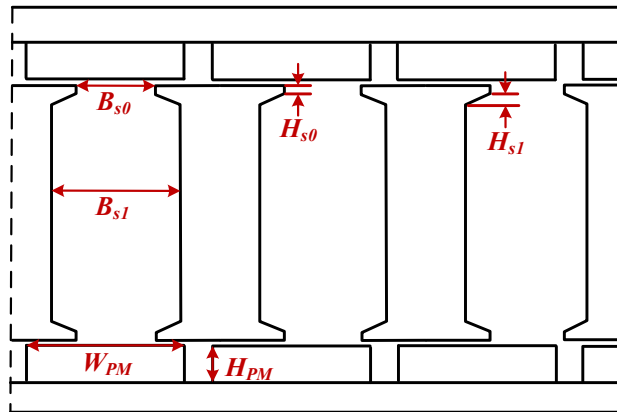


图 3-12 混合等效模型的关键参数

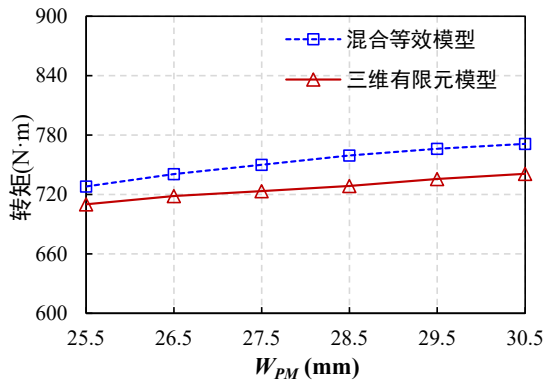
混合等效模型的关键参数如图 3-12 所示。选取 6 个电机关键参数作为设计变量，分别为永磁体宽度 W_{PM} 、永磁体厚度 H_{PM} 、槽口宽 B_{s0} 、槽宽 B_{s1} 、槽口高

度 H_{s0} 、槽楔高度 H_{sl} 。表 3-1 展示了 6 个设计变量的初始值和变化范围。优化过程中电流密度和轴向长度保持不变，槽满率在合理范围内。

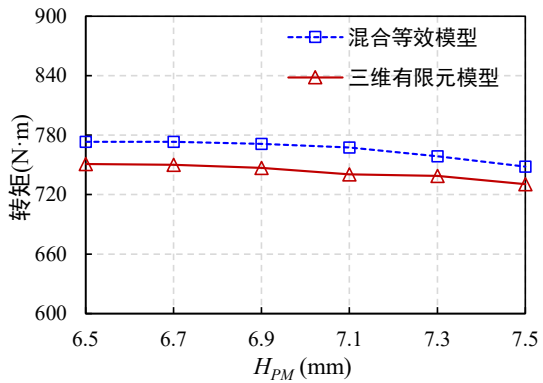
表 3-1 等效混合模型的设计变量

变量	名称	初始值	变量范围
W_{PM}	永磁体宽度(mm)	28.6	[25.5,30.5]
H_{PM}	永磁体厚度(mm)	7	[6.5,7.5]
B_{s0}	槽口宽(mm)	15	[12,17]
B_{sl}	槽宽(mm)	24.8	[22,27]
H_{s0}	槽口高度(mm)	1.5	[1.2,1.7]
H_{sl}	槽楔高度(mm)	2	[1.2,2.2]

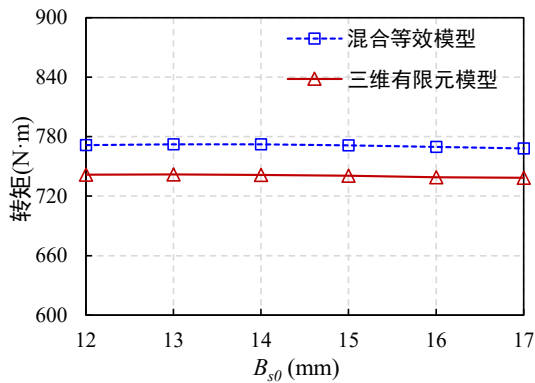
首先，由于混合等效模型的平均转矩是基于修正系数得到的，而模型的修正系数依赖于轴向磁场永磁电机的漏磁特性。因此，需要验证变化参数对混合等效模型的精度影响。



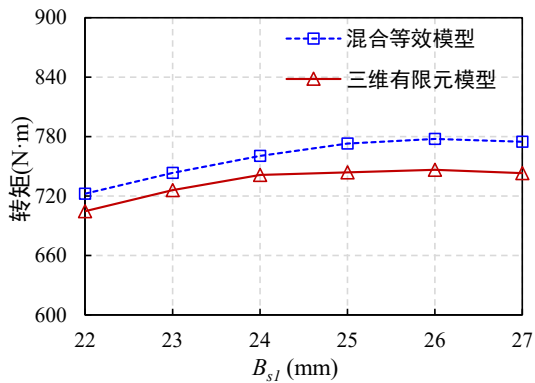
(a) 永磁体宽度



(b) 永磁体厚度



(c) 槽口宽度



(e) 槽宽

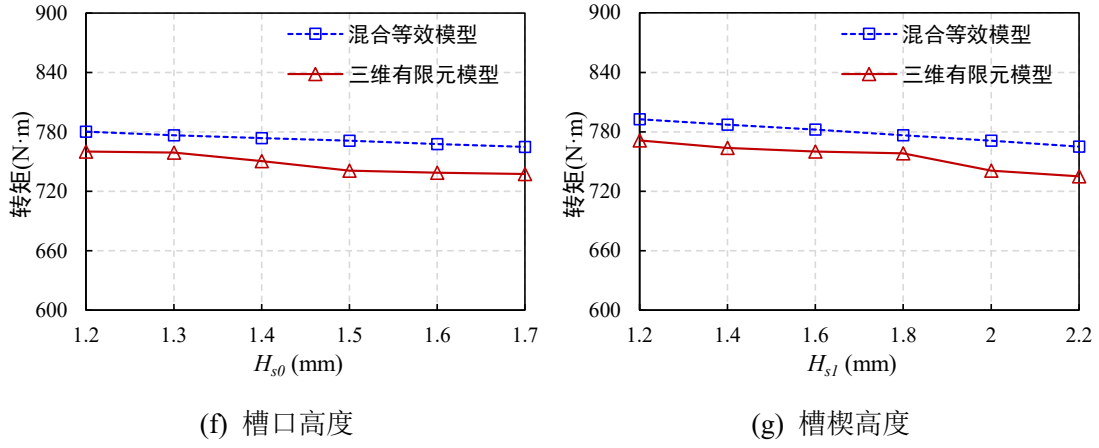
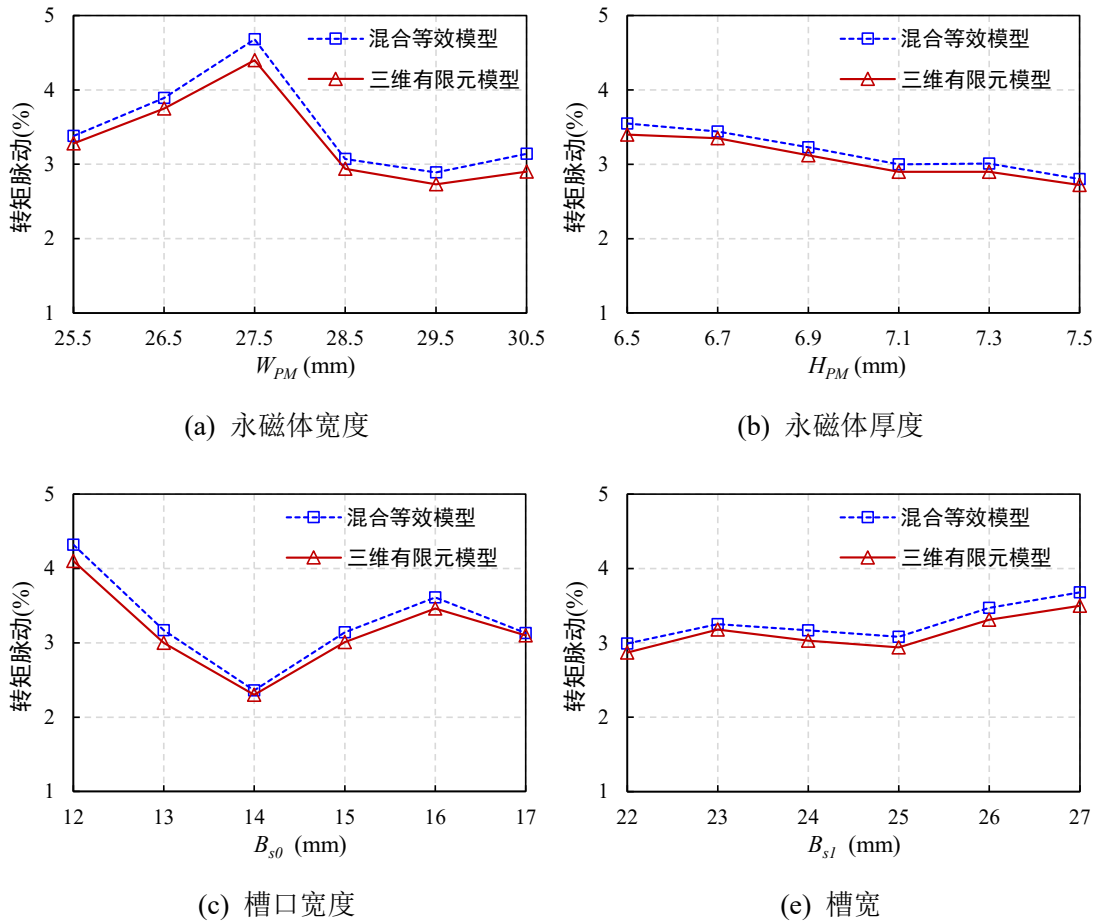


图 3-13 不同关键参数下的峰值转矩

图 3-13 为不同关键参数下，三维有限元模型与混合等效模型的峰值转矩的变化趋势。可以看出，通过改变永磁体宽度、永磁体厚度、槽宽和槽楔高度，转矩的变化较为明显。此外，三维有限元模型和混合等效模型的转矩变化趋势基本匹配，表明转矩误差在合理范围内。



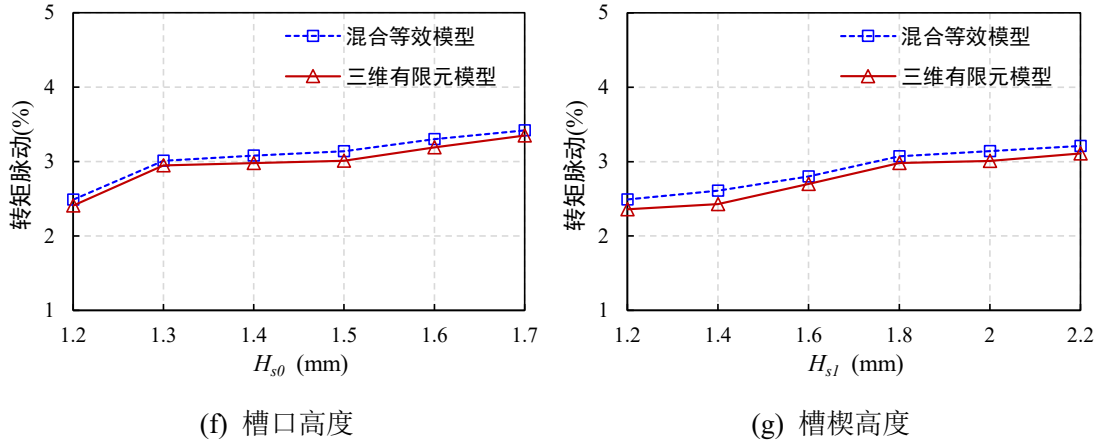


图 3-14 不同关键参数下的额定转矩脉动

图 3-14 为不同关键参数下，三维有限元模型与混合等效模型额定转矩脉动的变化规律。由图可知，通过改变永磁体宽度、槽口宽和槽宽，转矩脉动的变化较为明显，且较小的槽楔高度能有效的抑制转矩脉动。此外，三维有限元模型和混合等效模型的转矩脉动变化趋势基本匹配，表明转矩脉动误差在合理范围内。

综上所述，以轴向磁场永磁轮毂电机的峰值转矩和额定转矩脉动为优化目标，并基于峰值转矩与额定转矩脉动的权重，结合图 3-13 和图 3-14 中峰值转矩与额定转矩脉动的变化规律，最终选择四个显著参数作为优化变量，即永磁宽度、槽口宽度、槽宽、槽楔高度。

3.3.2 响应面模型建立

响应面模型是一种结合了数学和统计的建模技术。响应面代指响应量与一组输入变量之间的函数关系，通过方差和回归分析进行设计变量和响应间函数关系的拟合，并且取得各设计变量的最优水平值。其原理是：当某点周围一定数量点已知的情况下，通过函数拟合（多项式拟合、指数函数拟合、对数函数拟合、神经网络方法等）构建超曲面，在充分靠近这个点的区域内，可用这个曲面代替实际的函数进行复杂的计算^[62]。

由于多项式拟合是处理非线性问题的有效手段，采取二阶多项式拟合，其二阶多项式响应面模型可以表示为^[63]：

$$f(x) = \beta_0 + \sum_{i=1}^m \beta_i x_i + \sum_{i=1}^m \beta_{ii} x_i^2 + \sum_{i=1}^m \sum_{j>1}^m \beta_{ij} x_i x_j + \varepsilon \quad (3-30)$$

其中， m 为优化变量的数量， x_i 和 x_j 是第 i 个和第 j 个优化变量， β_0 、 β_i 、 β_{ii} 分别为偏移项、线性偏移和二阶偏移系数， β_{ij} 是交互作用系数。其构建二阶多项式响

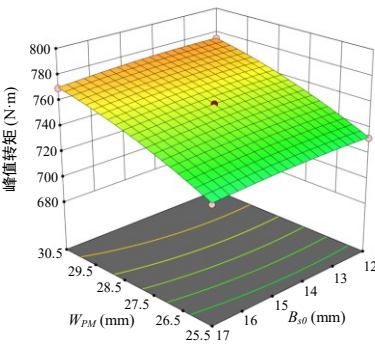
应面模型最少需要 $(m+1)(m+2)/2$ 个样本。

表 3-2 Box-Behnken 方法构造样本及有限元计算

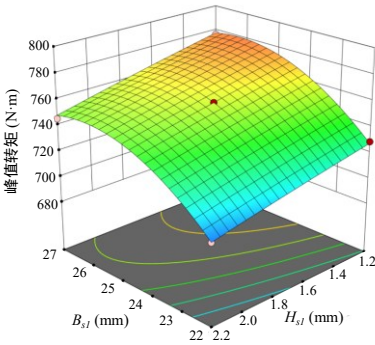
样本	$W_{PM}(\text{mm})$	$B_{s0}(\text{mm})$	$B_{sl}(\text{mm})$	$H_{sl}(\text{mm})$	峰值扭矩(N·m)	额定转矩脉动(%)
1	25.5	12	24.5	1.7	732.4	3.77
2	28	17	24.5	1.2	768.8	3.25
3	28	14.5	22	1.2	728.9	3.23
4	28	17	27	1.7	764.6	3.67
5	25.5	14.5	22	1.7	691.8	3.56
...	...	...	...	...	...	...
29	28	14.5	27	1.2	776.5	4.71

首先，采用 Box-Behnken（BBD）设计方法构造样本空间，生成 29 个样本空间。并基于混合等效模型进行有限元计算，计算结果如表 3-2 所示。

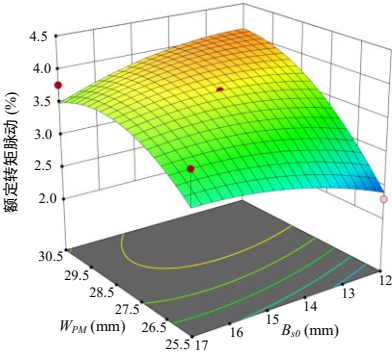
然后，通过 BBD 方法分析得到峰值扭矩和额定转矩脉动响应面，如图 3-15 所示。此外，有限元与响应面预测值的对比，如图 3-16 所示。由分析可知，混合等效模型有限元分析结果与响应面预测值吻合度较高。



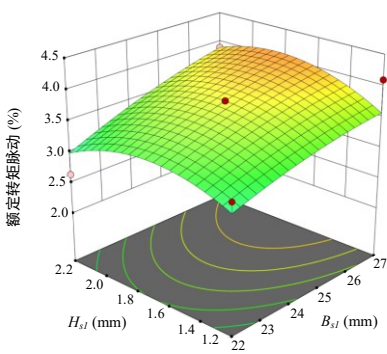
(a) 峰值扭矩随永磁体宽和槽口宽响应面



(b) 峰值扭矩随槽宽和槽楔厚度响应面

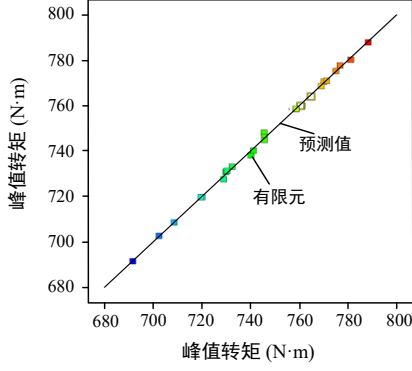


(c) 转矩脉动随永磁体宽和槽口宽响应面

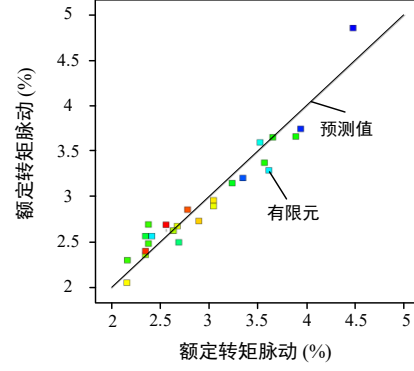


(d) 转矩脉动随槽宽和槽楔厚度响应面

3-15 优化目标关于优化参数的相应面



(a) 峰值转矩



(b) 额定转矩脉动

3-16 有限元与响应面预测值的对比

因此，关于峰值转矩与额定转矩脉动的回归方程可以表示为：

$$\begin{aligned}
 T_{avg} = & 758.5 + 20.42 \times W_{PM} - 1.74 \times B_{s0} + 23.85 \times B_{s1} - 13.58 \times H_{s1} \\
 & - 0.575 \times W_{PM} \times B_{s0} + 0.575 \times W_{PM} \times B_{s1} - 0.375 \times W_{PM} \times H_{s1} \\
 & + 3.78 \times B_{s0} \times B_{s1} - 0.575 \times B_{s0} \times H_{s1} - 1.15 \times B_{s1} \times H_{s1} \\
 & - 4.41 \times W_{PM}^2 - 1.66 \times B_{s0}^2 - 18.77 \times B_{s1}^2 - 0.6708 \times H_{s1}^2
 \end{aligned} \quad (3-31)$$

$$\begin{aligned}
 T_{rip} = & 3.8 - 0.5492 \times W_{PM} + 0.0017 \times B_{s0} + 0.3558 \times B_{s1} + 0.065 \times H_{s1} \\
 & - 0.2975 \times W_{PM} \times B_{s0} - 0.0375 \times W_{PM} \times B_{s1} + 0.0325 \times W_{PM} \times H_{s1} \\
 & - 0.1375 \times B_{s0} \times B_{s1} - 0.065 \times B_{s0} \times H_{s1} + 0.0975 \times B_{s1} \times H_{s1} \\
 & - 0.3958 \times W_{PM}^2 - 0.1571 \times B_{s0}^2 - 0.0808 \times B_{s1}^2 - 0.3371 \times H_{s1}^2
 \end{aligned} \quad (3-32)$$

为进一步校验响应面模型的精确度，对代理模型的多重相关系数 R^2 进行分析，其表达式为^[64]：

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^m (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^m (y_i - \bar{y}_i)^2} \quad (3-33)$$

其中， m 为样本个数， y_i 为有限元分析结果， $\hat{y}_i$ 为回归方程的预测值， $\bar{y}_i$ 是 y_i 的平均值。 R^2 的结果越接近 1，说明回归方程精度越高。

最终，通过上述分析，得到峰值转矩和转矩脉动的 R^2 分别为 0.9972 和 0.9273，结果表明，代理模型具有较高的精度，误差在合理范围内。

3.3.3 基于改进 GWO 算法的优化方法

为进一步获得最优电磁结果，采用多目标算法对响应面模型进行寻优。灰狼优化 (Grey Wolf Optimizer, GWO) 算法由 Seyedali Mirjalili 等人在 2014 年提出，

是一种模拟灰狼社会等级和狩猎策略的优化算法^[65]。在算法上，按照灰狼的地位，从高到低依次为 A 狼（领导者）、 B 狼（次级领导者）、 C 狼（普通成员），由地位较高的狼带领地位较低的狼，按照等级顺序协同行动。

GWO 算法结构简单，收敛性较强，此外，该算法需要调节的参数较少，且能够在局部寻优与全局搜索之间实现平衡。然而，该算法也可能存在过早收敛，陷入局部最优解，导致全局搜索能力下降，面对复杂问题收敛精度不高。为了解决这一问题，本课题提出了一种改进的灰狼（IGWO）算法。具体的流程图如 3-17 所示。

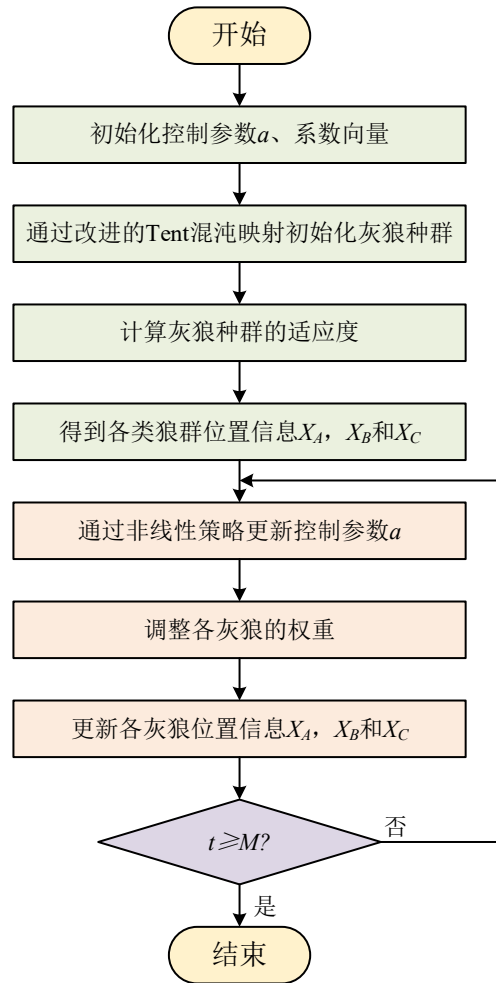


图 3-17 改进的灰狼优化算法流程图

使用 Tent 混沌映射初始化灰狼种群数量，其中 Tent 混沌映射表达式为^[66]：

$$x_{i+1} = \begin{cases} x_i / \sigma, & x_i \in [0, \sigma] \\ 1 - x_i / 1 - \sigma, & x_i \in [\sigma, 1] \end{cases} \quad (3-34)$$

其中， σ 是 0 到 1 之间的随机数。

控制参数 a 影响 GWO 算法的全局搜索和局部开发，在非线性复杂问题中不能反映实际搜索过程。为此，提出了非线性控制参数，以提高线性搜索过程和全局搜索能力，其可表示为：

$$a(t) = 1 + \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{t}{M}\pi\right) \quad (3-35)$$

其中， $a(t)$ 表示修改后的控制参数， t 表示当前的迭代次数， M 表示最大的迭代次数。

为了提高 GWO 算法的精度，为不同的灰狼加入不同的权重系数，其权重系数可以表示为：

$$\theta_i = \frac{\omega_i}{\sum_{j=A,B,C} \omega_j}, \quad i \in \{A, B, C\} \quad (3-36)$$

其中， θ_i 表示对应灰狼的权重， ω_i 和 ω_j 表示 A 狼，B 狼和 C 狼个体的位置相对于 A 狼的适应度和 C 狼适应度之间的比例。

当头狼位置更新时，各灰狼的位置采用单独更新策略。其中，C 狼受到 A 狼和 B 狼的引导，其位置更新的表达式为：

$$X_C(t+1) = D_C - X_C(t) \quad (3-37)$$

其中， $X_C(t+1)$ 为 C 狼更新后的位置， D_C 表示 C 狼的新位置受到 A、B 狼的引导， $X_C(t)$ 为 C 狼的当前位置。

其次，B 狼仅受到 A 狼引导，其位置采取螺旋更新策略，公式如下：

$$X_B(t+1) = |X_A(t) - X_B(t)| e^{bl} \cos(2\pi l) + \rho X_A(t) \quad (3-38)$$

其中， $X_B(t+1)$ 为 B 狼更新后的位置， b 表示对数螺旋形状函数， l 为-1 到 1 之间的随机数；

此外，由于 A 狼不受其他狼的引导，将 Levy 飞行策略引入到 GWO 算法位置更新中，可以提高算法的搜索能力^[67]。Levy 飞行策略公式如下：

$$X_{best}(t+1) = X_A(t) + \mu \otimes Levy(\lambda) \quad (3-39)$$

其中， $X_{best}(t+1)$ 表示 Levy 飞行策略下的最优位置， μ 表示步长控制因子， $Levy(\lambda)$ 表示随机搜索路径。

最终得到 IGWO 算法得到的 Pareto 解集，如图 3-18 所示。并依据公式 (3-

28) 优化目标的选择依据，选取最优点。

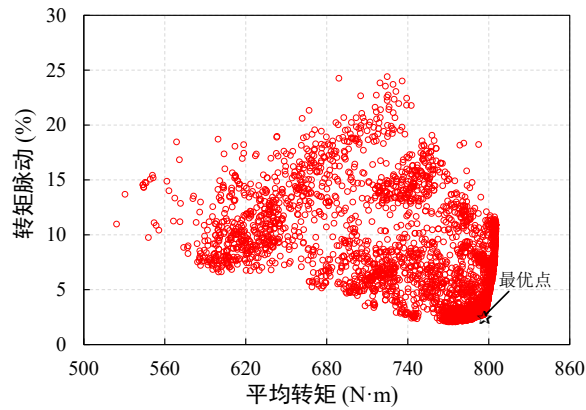


图 3-18 Pareto 前沿图

为进一步验证所提优化算法的优越性，将 IGWO 算法与传统的 GWO 算法进行比较，得到在优化过程中误差随着迭代次数的变化曲线，如图 3-19 所示。相比较与传统的 GWO 算法，IGWO 算法的收敛性更好。

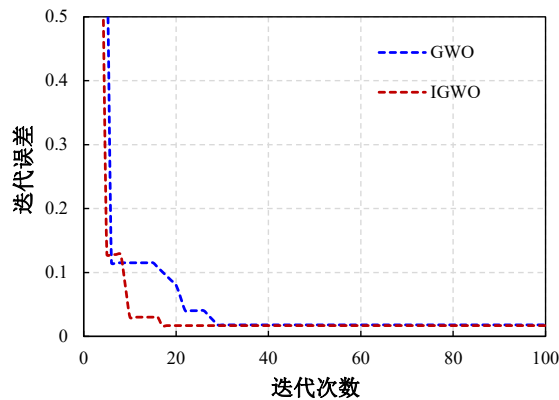


图 3-19 IGWO 算法与传统 GWO 算法对比

3.3.4 优化结果分析

为进一步验证所提多目标优化方法的可靠性，建立初始模型与最优模型，并基于三维有限元模型和混合二维等效模型，对初始模型和最优模型的电磁性能进行比较分析。优化前后的电机相关参数如表 3-3 所示。

表 3-3 电机优化前后的参数

变量	初始值	优化值
$W_{PM}(\text{mm})$	28.6	29
$B_{s0}(\text{mm})$	15	14
$B_{sl}(\text{mm})$	24.8	25.8
$H_{sl}(\text{mm})$	2	1.4

首先，对比优化前后电机的空载反电势，如图 3-20 所示。其中，优化后三

维有限元模型的空载反电势幅值提升了 3.73%，且优化前后谐波失真率 THD 分别为 6.69%和 5.54%。同时，混合等效模型与三维有限元模型的波形依旧保持着较高的重合度。

为进一步探究优化后电机的负载特性，图 3-21 对比了优化前后轴向磁场永磁电机的转矩特性。由图 3-21(a)所展现的转矩-电流密度关系曲线可以看出，三维有限元模型的最大转矩由 $738.7\text{N}\cdot\text{m}$ 提升到了 $769.1\text{N}\cdot\text{m}$ ，峰值扭矩提升了 4.11%。此外，优化后混合等效模型与三维有限元模型的最大转矩误差仅为 2.9%。图 3-22(b)对比了优化前后电机在额定工况下的转矩波形，可以看出，在额定转矩下，轴向磁场永磁电机的额定转矩由 $370.4\text{N}\cdot\text{m}$ 提升到了 $388.5\text{N}\cdot\text{m}$ ，额定转矩提高了 4.89%，且转矩脉动由 3.1%降低到了 2.81%。

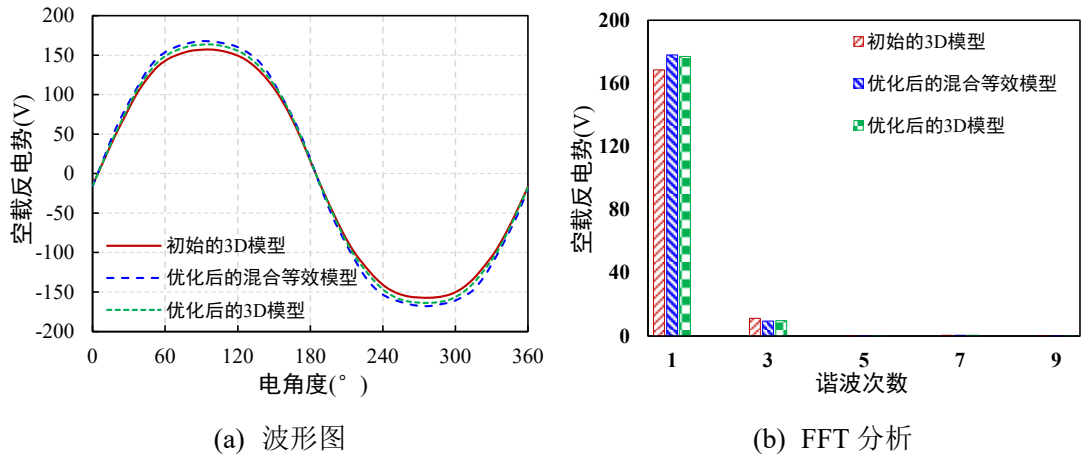


图 3-20 优化前后空载反电势对比

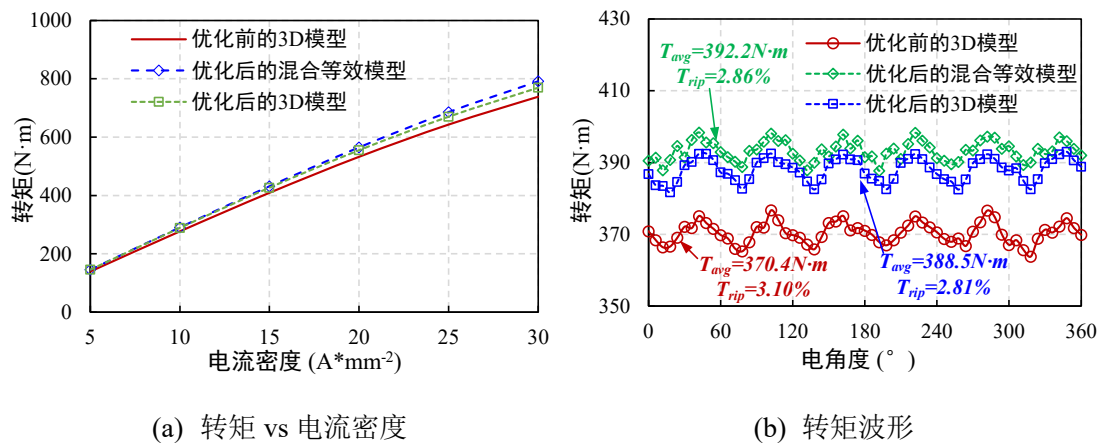


图 3-21 优化前后转矩特性对比

3.4 本章小结

本章针对轴向磁场永磁电机在多目标优化过程中需要耗费大量计算时间的

问题，提出了基于混合等效模型的多目标优化方法。首先，分析了双转子轴向磁场永磁电机的漏磁特性，推导了永磁体不同位置所产生的漏磁系数；然后，分析了轴向磁场永磁电机传统二维等效模型的转矩精度不高的原因，在此基础上，构建了考虑内外径漏磁的高精度混合等效模型，并验证了模型的精准度；最终，基于所提出的混合等效模型，提出基于响应面法和改进灰狼算法的轴向磁场永磁电机多目标优化算法，对轴向磁场永磁电机进行多目标优化，结果表明，优化后模型的峰值转矩提高了 4.11%，转矩脉动降低了 9.35%。

第4章 永磁体涡流损耗产生机理及计算方法

目前,针对分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机永磁体涡流损耗的求解,主要依赖于三维有限元计算。同时,由于分数槽集中绕组电机的气隙磁场中存在大量的谐波磁动势,导致永磁体涡流损耗较大,一般需要通过永磁体分割降低涡流损耗,因此,设计初期应该确定永磁体分段数,降低涡流损耗,到达电机温升要求。然而,分块永磁体涡流损耗的计算对网格剖分提出更高需求,且需要额外消耗大量计算时间。针对该问题,本章提出了一种考虑永磁体分块的涡流损耗的计算模型,并探究了分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机的涡流损耗特性,在此基础上,分析所提计算模型误差的来源,并提出考虑时间与空间谐波的涡流损耗改进模型。为轴向磁场永磁电机设计初期,永磁体的分块提供理论依据与参考。

4.1 永磁体涡流损耗产生机理

在电机运行过程中,永磁体内部存在交变磁场,会在永磁体中感应出电动势,进而产生涡流,导致能量损失,即永磁体涡流损耗。一般情况下,高转矩密度、高功率密度永磁电机,运行过程中采用脉冲调宽技术(PWM)进行控制,其气隙磁场中会产生大量的空间和时间谐波。当谐波磁场与转子非同步旋转时,谐波磁场将会切割永磁体产生交变磁场。此外,由于定子开槽、采用分数槽绕组等,将导致电机定子磁路不均匀。不均匀的定子磁路使得转子在旋转过程中,对应永磁体的磁导发生变化,主磁场也相应发生交变。

同时,为满足电机散热需求,双转子单定子轴向磁场永磁轮毂电机采用定子支架液冷方案,即冷却液体通过定子支架进行热交换。电机壳体内无其他冷却结构,永磁体涡流损耗产生的热量通过空气和轴承向壳体传递热量,但这些传递方式都因热阻较大,导致永磁体的散热效率低,使得永磁体积攒过多热量,导致磁性能下降,材料利用率降低,且较高的永磁体温度可能导致不可逆的退磁现象,增大了电机的损坏风险。

图 4-1 展示了本课题的轴向磁场永磁轮毂电机在额定工况与峰值工况下,有限元仿真的永磁体涡流损耗。可以看出,在额定工况下,转速 780r/min,电流密度 12.5A/mm²,电角度 $\beta=0^\circ$ 时,永磁体涡流损耗约为 352.5W;在峰值工况下,

转速 2500r/min，电流密度 25A/mm^2 ，电角度为 $\beta=65^\circ$ 时，永磁体涡流损耗约为 3000.5W。这表明了分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机的涡流损耗较大，且随着转速与电流的增大，永磁体涡流损耗将进一步增大。针对本课题设计的 30kW 轴向磁场永磁轮毂电机，该体量的永磁体涡流损耗不仅影响着永磁体的温度，增大电机的退磁风险，高达 3kW 的涡流损耗足以影响电机的效率。

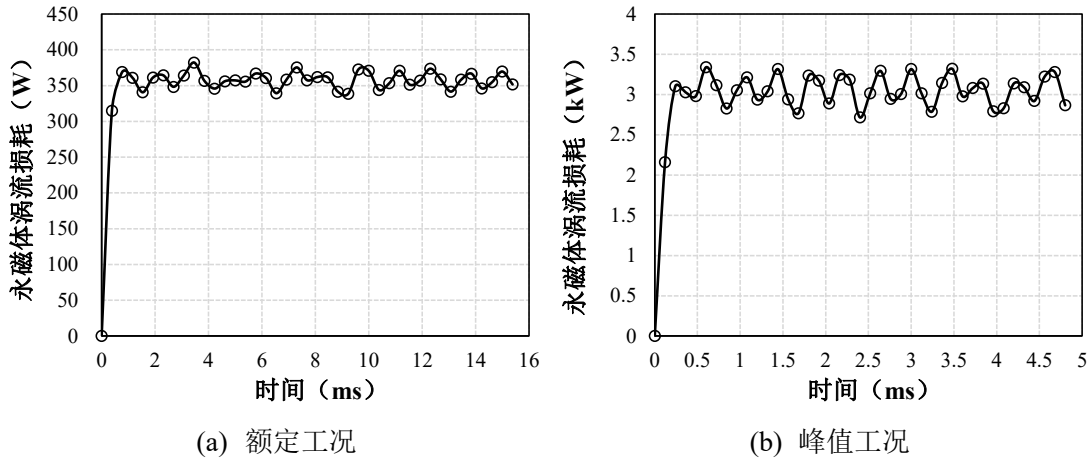


图 4-1 不同工况下永磁体涡流损耗

因此，需要针对电机的永磁体涡流损耗进行准确计算，采取相应的涡流损耗抑制策略，并快速计算抑制后的永磁体涡流损耗，评判其是否已经满足电机设计需求。

4.2 分块永磁体涡流损耗计算方法

4.2.1 整块永磁体涡流损耗计算模型

永磁体涡流损耗产生的根本原因是磁体内存在交变的磁场，使得永磁体上感应出涡流回路，产生损耗。为建立整块永磁体涡流损耗计算模型，首先要清楚该类电机的涡流分布规律。

对于分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机，其涡流路径由瞬态场仿真得到，为了探究不同工况对涡流路径的影响，截取了同一块永磁体不同工况下的涡流路径进行对比，其不同工况下的涡流路径如图 4-2 所示。可以看出，涡流路径沿着永磁体的边缘形成回路，并逐渐向永磁体的中心处收拢，且额定工况（780r/min， 12.5A/mm^2 ， $\beta=0^\circ$ ）与峰值工况（2500r/min， 30A/mm^2 ， $\beta=65^\circ$ ）下涡流路径的分布规律近似，但从额定工况到峰值工况的过程中，电机的转速升高，电机的电负荷磁负荷增大，且峰值工况下永磁体涡流密度要远高于额定工况下的涡流密度，

这说明了电机在高速高电磁负荷工况下的永磁体涡流损耗远大于低速低电磁负荷时的永磁体涡流损耗。

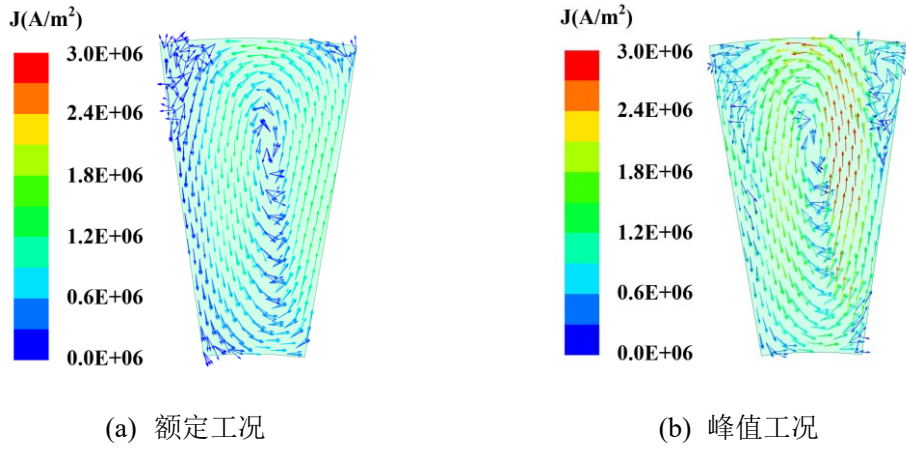


图 4-2 不同工况下的永磁体涡流路径

由于轴向磁场永磁轮毂电机的永磁体为扇形，在分析涡流路径时，会增大计算的复杂程度，因此，在保证永磁体体积不变的前提下，将扇形永磁体等效成梯形永磁体，简化计算。根据图 4-2 所示的永磁体涡流路径图，建立了整块永磁体涡流损耗计算模型，如图 4-3 所示。该模型暂不考虑集肤效应等因素，将涡流路径视为均匀分布在永磁体内部，且所有的涡流路径均看作是梯形回路。

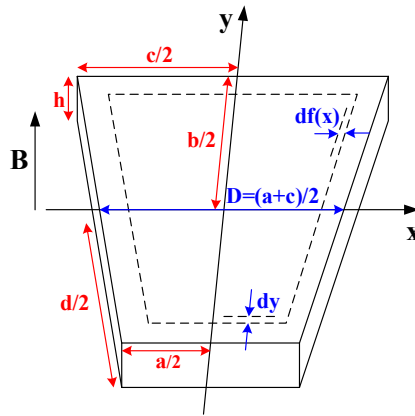


图 4-3 整块永磁体涡流损耗计算模型

假设永磁体的等效宽度为梯形的平均宽度，可以表示为：

$$D = (a + c) / 2 \quad (4-1)$$

其中， D 为永磁体的等效宽度， a 为等效梯形永磁体的下底宽， c 为等效梯形永磁体的上底宽。

根据法拉第电磁感应定律，涡流路径感应的电动势可以表示为：

$$E = -\frac{dB}{dt} S = -\frac{4b}{D} x^2 \frac{dB}{dt} \quad (4-2)$$

其中, B 是穿过永磁体内部产生感应涡流部分的磁通密度, S 为其中一条涡流路径所围成的面积, b 是等效梯形永磁体的径向长度, x 为其中一条涡流路径的等效宽度。

将涡流路径视为的四边宽度恒定, 高度与永磁体厚度平齐的回路, 假设平行于上下底边的涡流路径宽度为 dy , 假设平行于斜边的涡流路径宽度为 $df(x)$, 则涡流路径的等效电阻 R 可以表示为:

$$R = \rho \left(\frac{4x}{hdy} + \frac{4(d/b)y}{hdf(x)} \right) = \rho \left(\frac{4x}{hdy} + \frac{4(d/b)y}{h(b/d)dx} \right) \quad (4-3)$$

其中, ρ 为永磁体的电阻率, d 为等效梯形永磁体的斜边长度。

结合公式(4-1)、(4-2)和(4-3), 并对涡流路径从等效梯形永磁体中心点到边界进行积分, 得到一整块永磁体涡流损耗的表达式:

$$P = \int_0^{D/2} \frac{E^2}{R} = \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \frac{h}{16\rho} \frac{D^3 b^3}{D^2 + d^2} \quad (4-4)$$

对永磁体涡流损耗的精确计算取决于磁密的计算, 磁密可以通过解析法或者有限元分析获得。由公式(4-4)可知, 在电机运行的某一工况下, 通过永磁体磁密恒定, 此时, 永磁体的涡流损耗与永磁体的尺寸、形状有较强的关联性。

4.2.2 分块永磁体涡流损耗计算模型

永磁体涡流损耗的抑制方法主要有三种, 包括在转子表面增加屏蔽套筒、调整磁路抑制谐波和永磁体分块^[68]。工业生产中, 常采用永磁体径向分块阻断涡流路径, 抑制永磁体涡流损耗, 将一整块未充磁的永磁体分成若干小块, 由高强度粘接剂实现粘接, 最后再整体充磁。采用高分子粘接技术在保持粘接力的同时, 保证了分块永磁体的磁性能与整块烧结的磁钢的磁性能几乎相同。

本课题以轴向磁场永磁电机生产中最常见到的径向分块为例, 图 4-4 展示了当电机运行在额定工况 (780r/min, 12.5A/mm²) 下, 永磁体分别径向分割成 2 块和 3 块时, 涡流路径在永磁体上的分布情况。可以看出, 涡流路径沿着每一块永磁体的边缘形成回路, 并逐渐向每一块永磁体的中心处收拢, 且分块后的永磁体涡流密度明显小于整块永磁体的涡流密度, 随着分块数量的增大, 涡流密度将进一步减小。其中, 永磁体的涡流损耗由整块永磁体的 352.5W 分别减小到 220.9W

和 145.2W。

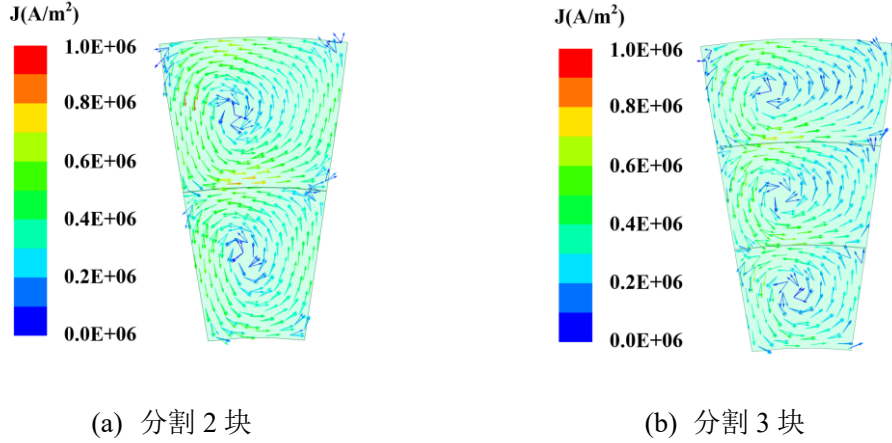


图 4-4 不同径向分割数下的永磁体涡流路径

根据分块永磁体涡流路径，建立了分块永磁体涡流损耗计算模型，如图 4-5 所示。

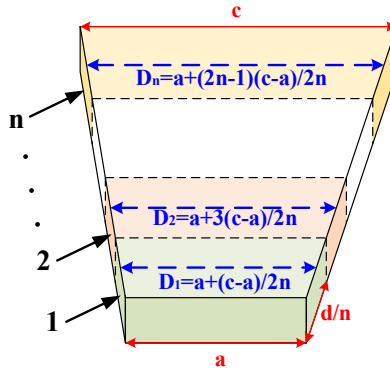


图 4-5 径向分块永磁体涡流损耗计算模型

该模型将整块等效梯形永磁体径向分割成若干份小块的梯形永磁体，且每块梯形永磁体的斜边长度为 d/n ，第 k 个梯形永磁体的等效宽度可以表示为：

$$D_k = a + (2k - 1) \frac{c - a}{2n} \quad (4-5)$$

根据公式(4-4)，第 k 个梯形永磁体的涡流损耗可以表示为：

$$P_k = \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \frac{h}{16\rho} \frac{D_k^3 (b/n)^3}{D_k^2 + (d/n)^2} \quad (4-6)$$

此时，整个径向分块模型的涡流损耗为若干个梯形永磁体涡流损耗的总和，其径向分块永磁体涡流损耗的表达式为：

$$P_n = \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \frac{h}{16\rho} \sum_{k=1}^{k=n} \frac{D_k^3 (b/n)^3}{D_k^2 + (d/n)^2} \quad (4-7)$$

为了方便研究永磁体分割对涡流损耗的影响,将分割后的永磁体涡流损耗与整块永磁体涡流损耗的比值定义为永磁体径向分割系数 λ ,其表达式为:

$$\lambda = \frac{P_n}{P} = \sum_{k=1}^{k=n} \frac{D_k^3 (b/n)^3}{D_k^2 + (d/n)^2} \cdot \frac{D^2 + d^2}{D^3 b^3} \quad (4-8)$$

由公式(4-8)可以看出,永磁体的尺寸和分块数量是影响分割系数的关键,分割系数 λ 越小,说明永磁体分割后对涡流损耗的抑制越明显。同时,在确保精准计算整块永磁体涡流损耗的前提下,便可快速推导出分块永磁体的涡流损耗。因此,分割系数的预测精度至关重要。

为证明所提模型的准确性,将扇形永磁体等效成梯形永磁体以计算永磁体分割系数,永磁体的尺寸如表 4-1 所示。在保证外形相似的同时,保持永磁体的总体积接近,其中,扇形永磁体的总体积为 13270.7mm^3 ,等效梯形永磁体的总体积为 13274.9mm^3 。

表 4-1 单个永磁体尺寸

参数	扇形永磁体	梯形永磁体
内径长度(mm)	20.23	20
外径长度(mm)	39.58	40
斜边长度(mm)	63.02	64
总体积(mm ³)	13270.7	13274.9

图 4-6 对比了电机在不同工况,不同分段数下的分割系数。由图可知,分割系数随着分段数的增大而减小,这表明永磁体分块可以有效的阻断涡流路径,减小永磁体涡流损耗,但永磁体分割系数随着分段数的增加,减小的幅度越来越小,永磁体涡流损耗的抑制效果降低。同时,当分段数量较小,解析法计算的分割系数要略大于有限元计算结果,误差在 5%以内,原因是等效梯形永磁体的涡流回路与有限元计算的涡流回路,在涡流路径上有一定差异;当分段数量较大,解析法计算的分割系数要小于有限元计算结果,且预测精度的越来越低,当分段数为 12 时,额定工况与峰值工况下计算误差分别为 32.4%和 27%,这是由于没有考

考虑谐波对涡流回路的影响，导致预测结果的误差较大，其具体原因在下一节进行分析。

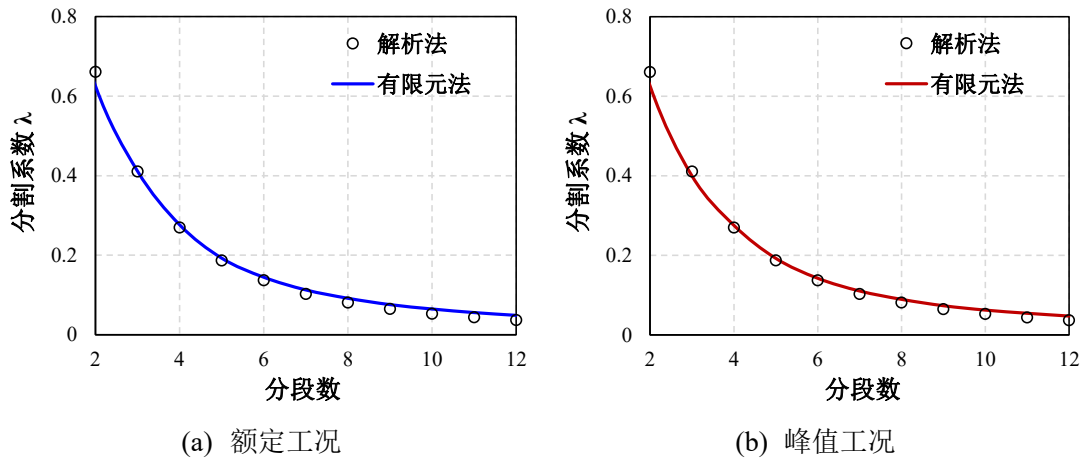


图 4-6 不同工况下永磁体的分割系数 λ

由图 4-6 可知，永磁体随着分割数量的增大，其涡流损耗在抑制到一定程度后，再次增大分割数量，永磁体涡流损耗的抑制效果会变差，同时，过度的分割将会导致永磁体加工制造的难度增大，所需的花费增加，转子的装配难度提高。因此，综合考虑下，选择将永磁体分段设定为 9。

图 4-7 展示了基于 9 分段数时的分割系数计算出的永磁体涡流损耗与有限元计算的对比。可以看出，永磁体的涡流损耗随着转速的增大而增大，在低转速没有弱磁时，呈现二次方的增长趋势；而随着转速的增大，电机进入弱磁时，在一定程度上抑制了永磁体涡流损耗的增长趋势，呈现出平缓趋势；且由于峰值工况下电机更提前的进入弱磁，更早的出现增长平缓趋势。总体预测的误差较大，额定工况和峰值工况的计算误差分别为 16.9% 和 12.3%，需要进一步降低预测误差。

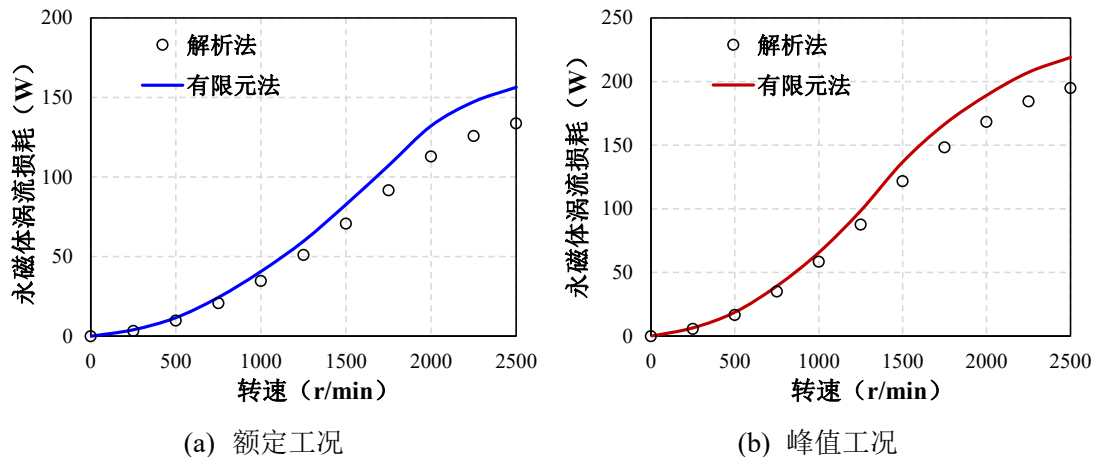


图 4-7 不同转速下的永磁体涡流损耗计算对比

4.3 考虑时间和空间谐波的改进模型

从产生永磁体涡流损耗的因素出发, 可以将永磁体涡流损耗分为^[69]: 开槽损耗 (由定子铁心开槽导致的磁导谐波产生的永磁体涡流损耗)、电枢损耗 (由于定子绕组分布, 基波电流导致的空间谐波磁场产生的永磁体涡流损耗) 和 高频损耗 (由逆变器产生的高频电流谐波产生的永磁体涡流损耗)。

为了分析解析模型计算误差的来源, 对永磁体涡流损耗进行分离, 同时, 考虑到轴向磁场永磁电机在实际运行过程中, 往往采用 PWM 调制策略进行控制, 因此, 为了更精确的预测永磁体的涡流损耗, 本节将考虑并分析高频电流对永磁体涡流损耗的影响。

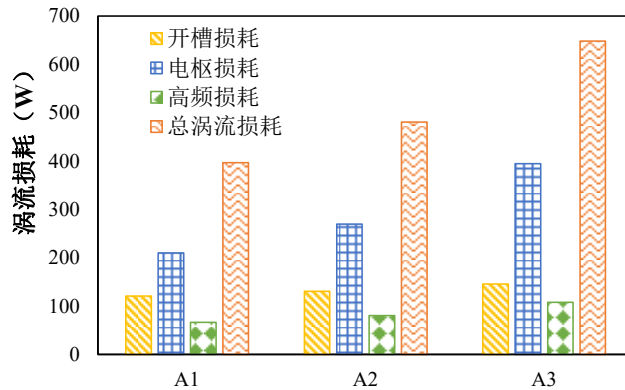
4.3.1 基于损耗分离的永磁体涡流损耗分析

采用 PWM 供电时, 定子绕组中高频电流的傅里叶表达式为:

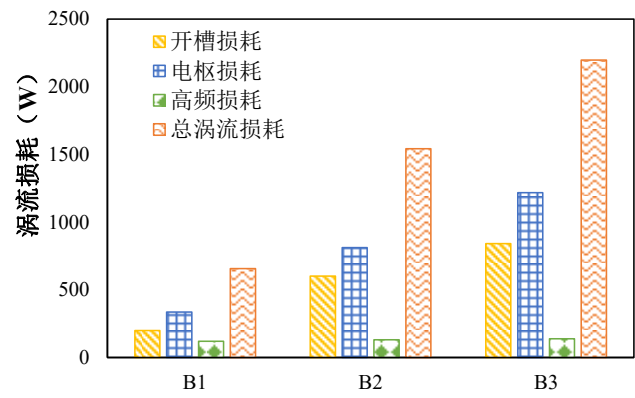
$$\begin{cases} i_a = \sum_n I_n \sin[n(p\omega_r t) + \theta_n] \\ i_b = \sum_n I_n \sin\left[n\left(p\omega_r t - \frac{2}{3}\pi\right) + \theta_n\right] \\ i_c = \sum_n I_n \sin\left[n\left(p\omega_r t + \frac{2}{3}\pi\right) + \theta_n\right] \end{cases} \quad (4-9)$$

其中, n 为时间谐波次数, I_n 为第 n 次时间谐波的幅值, p 为电机的极对数, θ_n 为第 n 次时间谐波电流的相角, ω_r 为机械角速度。

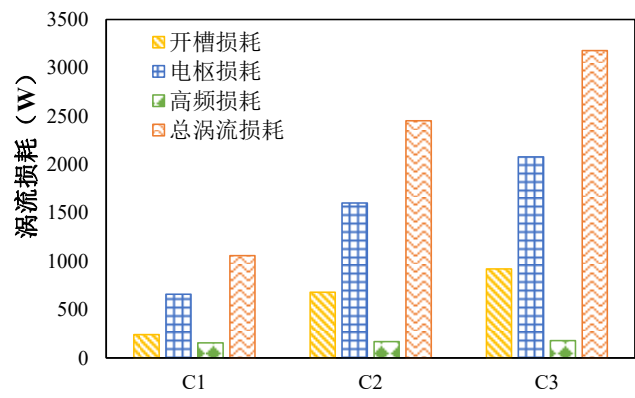
为进一步探究分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机的损耗特性, 针对永磁体的涡流损耗进行损耗分离, 如图 4-8 所示。其电机具体的运行工况如表 4-2 所示。



(a) 工况 A (额定转速、不同转矩)



(b) 工况 B（额定功率、不同转速）



(c) 工况 C（峰值功率、不同转速）

图 4-8 不同工况下永磁体的分离损耗

表 4-2 电机运行工况

工况	转速(r/min)	转矩(N·m)	功率(kW)	相电流(A)	电角度(°)
A1	780	350.0	28.6	100	0
A2	780	550.0	44.9	167	0
A3	780	750.0	61.3	256	0
B1	1000	286.5	30.0	100	34
B2	1750	163.8	30.0	95	59
B3	2500	115.9	30.3	86	66.5
C1	1000	716.8	75.1	240	0
C2	1750	410.2	75.2	216	60
C3	2500	286.5	75.0	208	64

图 4-8(a)展示了电机在工况 A（额定转速、不同转矩）下各涡流损耗来源，

相比于电枢损耗，开槽损耗和高频损耗在转速不变，相电流增大的情况下，呈现出略微的增大趋势，而电枢损耗随着相电流的增加呈现明显的增大趋势；图 4-8(b)展示了电机在工况 B（额定功率、不同转速）下各涡流损耗来源，开槽损耗和电枢损耗均随着转速的增大而呈现出明显的增大趋势，而高频损耗变化并不明显；图 4-8(c)展示了电机在工况 C（峰值功率、不同转速）下各涡流损耗来源，其分离的涡流分布与工况 B 相似，开槽损耗和电枢损耗依旧随着转速的增大而呈现出明显的增大趋势，而高频损耗变化并不明显，且由于峰值功率比额定功率的电流更大，导致工况 C 下的电枢损耗要高于工况 B 下的电枢损耗。总体而言，电枢损耗受到电流和转速的影响较大，且是分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机永磁体涡流损耗的主要因素，开槽损耗更多的受到转速的影响，在高转速工况下，开槽损耗也会提供较大的涡流损耗，相比于开槽损耗和电枢损耗，高频损耗的占比较小。

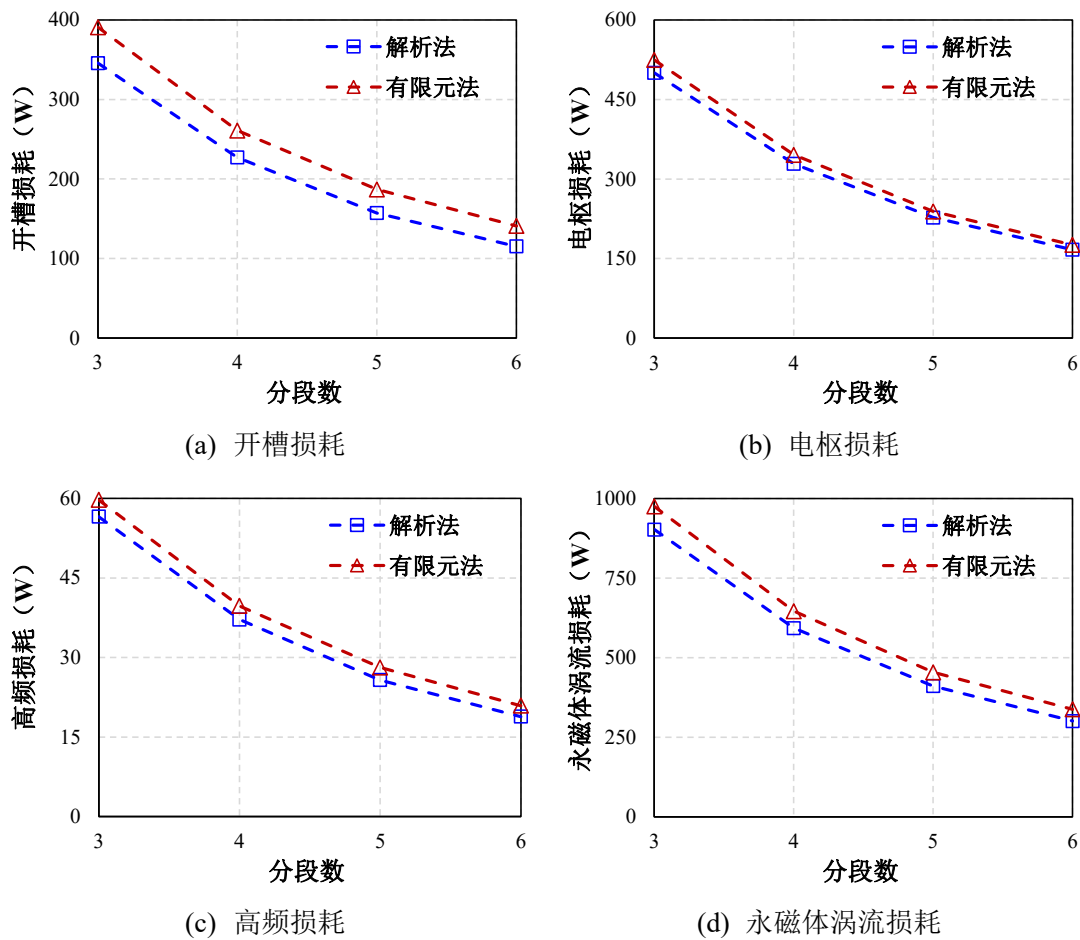


图 4-9 不同分段下永磁体的分离损耗

在此基础上，对比分析永磁体分段对不同来源的损耗的影响，如图 4-9 所示。

电机的运行在 B3 工况下，对 3 到 6 分段的永磁体涡流损耗进行比较，开槽损耗和高频损耗的误差较大，且在分段数为 6 时，开槽损耗的有限元计算结果为 140.9W，采用解析计算的结果为 115.2W，误差高达 18.2%；高频损耗的有限元计算结果为 20.9W，采用解析计算的结果为 18.8W，误差为 9.5%；电枢损耗的解析计算结果与有限元计算结果相近，误差控制在 5%以内。因此，永磁体涡流损耗的预测误差主要来源于定子开槽与定子绕组的高频电流，其引起误差的原因是没有考虑时间与空间谐波对涡流路径的影响，导致模型并不能准确反映分段对永磁体涡流损耗的抑制效果。

4.3.2 考虑开槽与高次谐波的改进模型

为进一步探究涡流路径对模型精度的影响，图 4-10 展示了当电机运行在额定工况，永磁体在不同条件下的涡流路径。高频电流的涡流回路密度稍大于基波电流产生的涡流回路密度，当只有开槽损耗时，永磁体内的涡流路径中呈现出小回流现象，即涡流损耗不沿着永磁体的边缘形成回路闭合，而是提前闭合，在一个永磁体内部呈现出不止一个涡流回路。

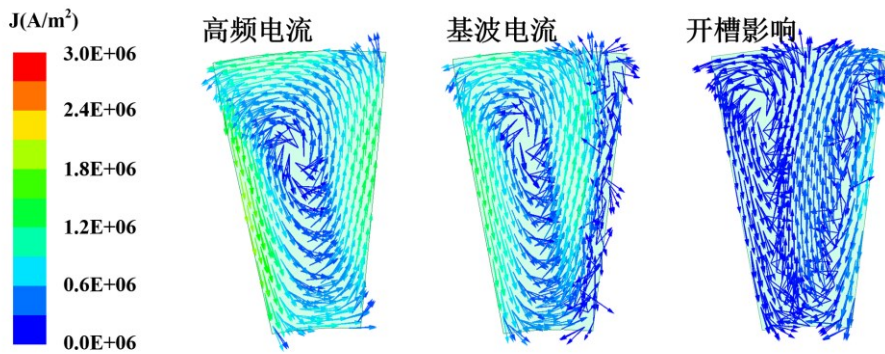
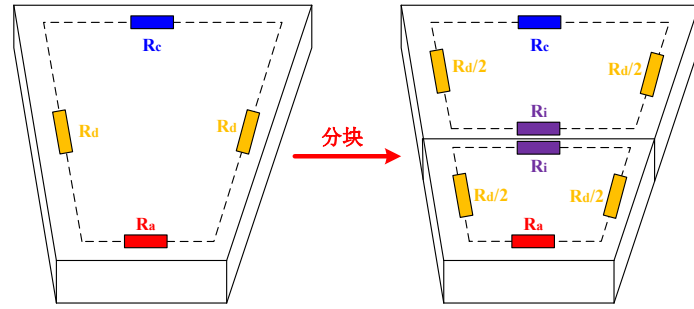


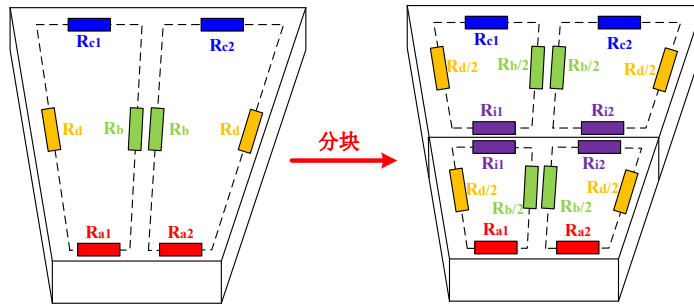
图 4-10 不同条件下的永磁体涡流回路

将整个涡流回路等效成电阻，如图 4-11 所示。图 4-11(a)展示了在正常涡流回路情况下，分块过程中等效电阻的变化。假设涡流回路沿着永磁体边缘分布，则涡流回路的总电阻为 $(R_a+R_c+2R_d)$ ，当永磁体被分成两块时，涡流回路的总电阻变为 $(R_a+R_c+2R_b+2R_i)$ ，相比于涡流回路在整块永磁体中的等效电阻，分块后永磁体中的等效电阻增加了 $2R_i$ ，增大的电阻用于抑制永磁体涡流损耗。由分块前后的电阻可以看出，当整块永磁体的等效电阻越大，或者分块后永磁体的等效电阻增加越小，此时永磁体分割抑制涡流损耗的效果不显著。图 4-11(b)展示了在小回路涡流情况下，分块过程中的等效电阻的变化。假设一个永磁体内部存在两条

涡流回路,此时涡流回路的总电阻为 $(R_a+R_c+2R_b+2R_d)$,当永磁体被分成两块时,涡流回路的总电阻变为 $(R_a+R_c+2R_b+2R_d+2R_i)$,分块后永磁体中的等效电阻依旧只增大了 $2R_i$ 。相比于正常涡流回路,小回路涡流使得整块永磁体的等效电阻增大了 $2R_b$,而分块后的永磁体等效电阻依旧只增大 $2R_i$,因此,小回路涡流增大了永磁体的初始等效电阻,这导致永磁体分割对涡流损耗的抑制效果变差。



(a) 正常回路涡流



(b) 小回路涡流

图 4-11 考虑开槽影响的涡流回路等效电阻

图 4-12 展示了不同频率下的涡流损耗分布云图,可以看出,由于集肤效应的影响,永磁体内部的电感比表面的大,对交流电的阻碍作用也变大,导致永磁体边缘处的涡流损耗更加的密集。且当高频电流注入到定子绕组中时,永磁体上的集肤效应更加的明显。

集肤效应对永磁体分块效应的影响也可以用等效电阻解释,如图 4-13 所示,展示了考虑集肤效应的永磁体涡流回路的等效电阻。相比于正常的涡流回路,考虑集肤效应的涡流回路中,涡流更集中在永磁体的表面,这使得等效梯形永磁体每个边上的等效电阻均增大,导致整块永磁体的等效电阻由原先的 $(R_a+R_c+2R_d)$ 增大到 $(R_a+R_c+2R_d+R_a'+R_c'+2R_d')$ 。在永磁体分块过程中,随着分块数量的增加,每块永磁体的径向长度缩短,分块后的等效电阻会随着集肤效应的减弱而呈现减小趋势,因此,集肤效应也会导致径向分割对永磁体涡流损耗的抑制效果变差。

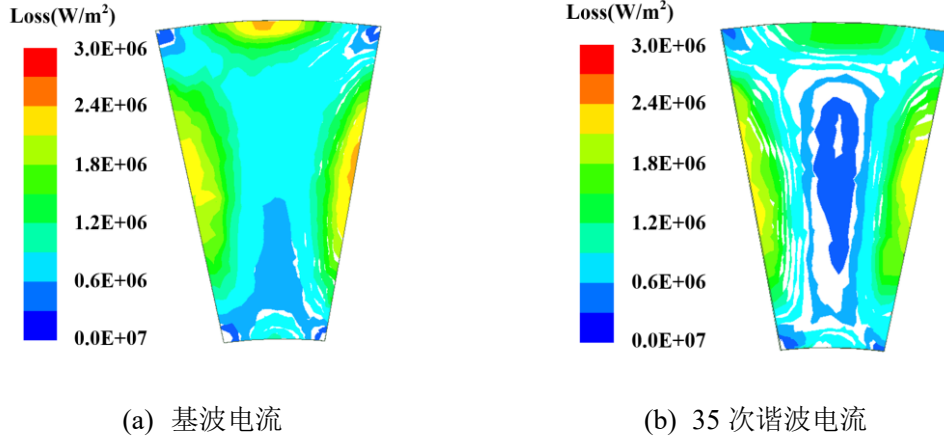


图 4-12 涡流损耗密度分布

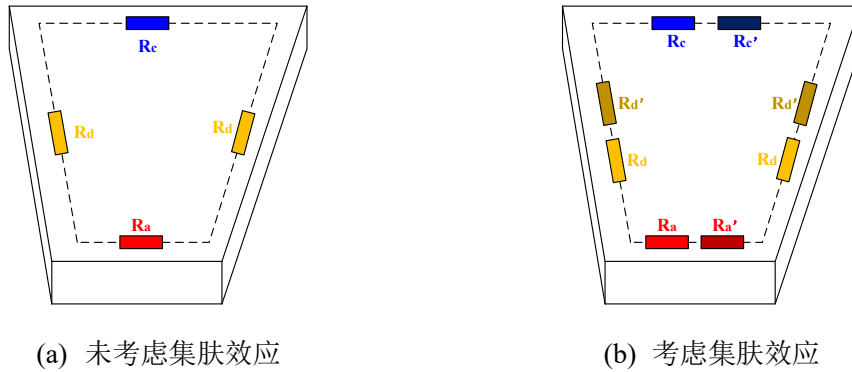


图 4-13 考虑集肤效应的涡流回路等效电阻

综合上述的分析，误差的主要来源是小回路涡流和集肤效应，通过修正涡流路径的方法，让涡流回路更接近实际情况。

针对小回路涡流，通过修正涡流路径的等效宽度，实现对小回路涡流的等效。修正后轴向磁场永磁电机永磁体涡流回路的等效宽度可以表示为：

$$D_{mod} = \alpha D \quad (4-9)$$

式中， α 是永磁体等效宽度的修正系数，该系数是由平均涡流回路宽度与永磁体等效宽度的比值所决定的。

针对永磁体内的集肤效应，通过调整涡流的积分路径修正永磁体涡流损耗。原先未考虑集肤效应的涡流路径是从永磁体的中心点向永磁体的边界进行积分，考虑集肤效应的涡流路径由修正后的集肤深度积分到永磁体的边界。由于随着永磁体的分割块数增多，每块永磁体的径向长度逐渐减小，当径向长度小于集肤深度的二倍时，此时可以不考虑集肤效应对永磁体涡流路径的影响。修正后的永磁体涡流损耗可以表示为：

$$P_{imp} = \begin{cases} \int_{\beta(D/2-\delta)}^{D/2} \frac{E^2}{R} & (b > 2n\delta) \\ \int_0^{D/2} \frac{E^2}{R} & (b \leq 2n\delta) \end{cases} \quad (4-10)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\mu\omega}} \quad (4-11)$$

式中, β 为涡流路径的修正系数, δ 表示集肤深度, σ 和 μ 分别表示电导率和磁导率。

当 $b > 2n\delta$, 修正后永磁体涡流损耗的分割系数可以表示为:

$$\begin{aligned} \lambda_{imp} = & \sum_{k=1}^{k=n} \frac{(\alpha D)^2 + d^2}{(\alpha D)^3 b^3} \frac{(\alpha D_k)^3 (b/n)^3}{(\alpha D_k)^2 + (d/n)^2} \\ & - \sum_{k=1}^{k=n} \frac{(\alpha D)^2 + d^2}{(\alpha D)^3 b^3} \frac{16\beta^4 (\alpha D_k/2 - d)^4 (b/n)^3 / (\alpha D_k)}{(\alpha D_k)^2 + (d/n)^2} \end{aligned} \quad (4-12)$$

当 $b \leq 2n\delta$, 修正后永磁体涡流损耗的分割系数可以表示为:

$$\begin{aligned} \lambda_{imp} = & \sum_{k=1}^{k=[b/2\delta]} \frac{(\alpha D)^2 + d^2}{(\alpha D)^3 b^3} \frac{(\alpha D_k)^3 (b/n)^3}{(\alpha D_k)^2 + (d/n)^2} \\ & - \sum_{k=1}^{k=[b/2\delta]} \frac{(\alpha D)^2 + d^2}{(\alpha D)^3 b^3} \frac{16\beta^4 (\alpha D_k/2 - d)^4 (b/n)^3 / (\alpha D_k)}{(\alpha D_k)^2 + (d/n)^2} \\ & + \sum_{k=[b/2\delta]}^{k=n} \frac{(\alpha D)^2 + d^2}{(\alpha D)^3 b^3} \frac{(\alpha D_k)^3 (b/n)^3}{(\alpha D_k)^2 + (d/n)^2} \end{aligned} \quad (4-13)$$

根据公式(4-12)与(4-13), 计算轴向磁场永磁电机在不同转速下的永磁体涡流损耗, 如图 4-14 所示。可以看出, 整修后的永磁体涡流损耗与有限元分析的结果吻合度较高, 额定工况下的最大误差为 4.5%, 峰值工况下的最大误差为 4.4%。

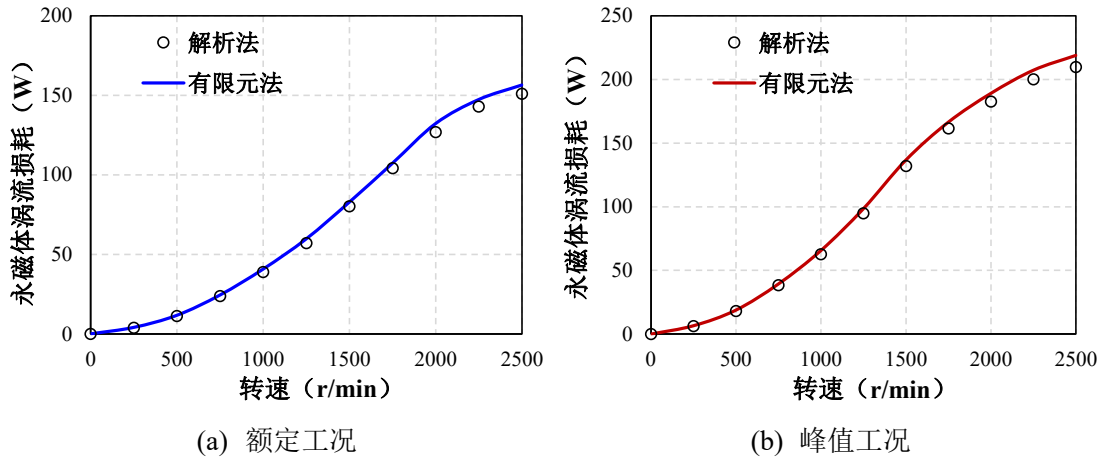


图 4-14 不同转速下的修正后永磁体涡流损耗计算对比

为了进一步确保修正后模型的准确性，对比分析了不同工况下，永磁体分割后的涡流损耗，如图 4-15 所示。图中分别展示了电机在额定转速额定转矩、额定转速峰值转矩、峰值转速额定功率和峰值转速峰值功率四种工况下的永磁体涡流损耗随分割次数的变化，可以看出，采用修正后的预测模型可以较好的预测分块后的永磁体涡流损耗，与有限元计算结果相比，误差均小于 5%。

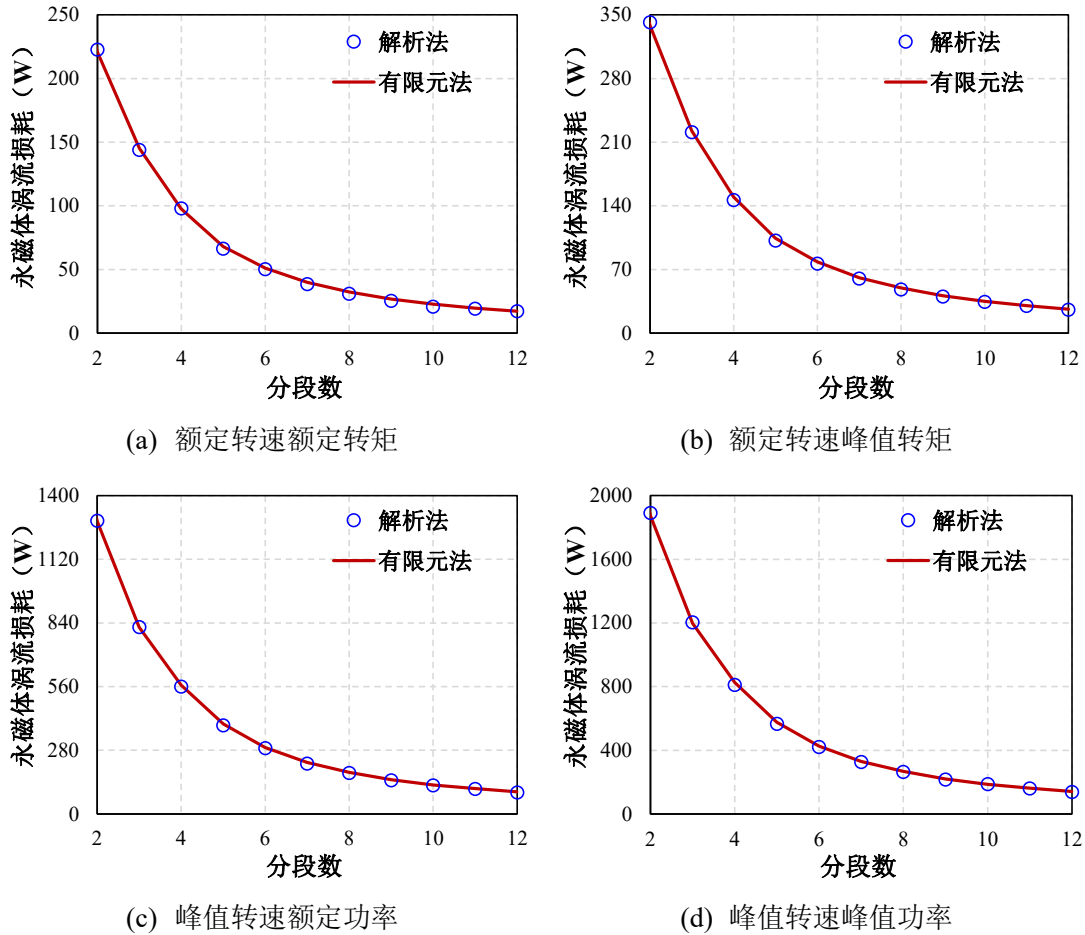


图 4-15 不同永磁体分割下修正后永磁体涡流损耗计算对比

4.4 本章小结

本章介绍了一种针对扇形永磁体涡流损耗的快速计算方法。首先分析了扇形永磁体的涡流路径，建立了等效梯形永磁体涡流损耗计算模型，在此基础上，建立了分块永磁体涡流损耗计算模型，并引入分割系数衡量磁体分割对永磁体涡流损耗的抑制效果。根据永磁体的不同来源，分离了永磁体涡流损耗，并分析了不同工况下各分离损耗的分布规律，结果表明，在分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机中，开槽损耗和电枢损耗是涡流损耗的主要来源，电枢损耗在高转速高电负荷下尤为明显，且开槽损耗和高频损耗的预测误差较大。此外，建立了涡流路径的

等效电阻模型解释误差的原因,其本质是开槽导致的小回流涡流和集肤效应导致的永磁体涡流损耗路径改变,使得涡流路径的初始电阻增大。最后,引入了永磁体等效宽度的修正系数和涡流路径的修正系数改进涡流损耗计算模型,结果表明,在各工况下,均能较为准确的预测分块后永磁体的涡流损耗。

第5章 实验测试

本章从轴向磁场永磁轮毂电机的结构出发,描述了样机的试制过程及电机实验平台的搭建,并针对电机的各项性能进行试验验证,着重介绍了电机的空载、负载及温升试验。通过台架测试电机的各个输出数据,验证了理论计算与分析方法的正确性。

5.1 样机试制与实验平台搭建

轴向磁场永磁轮毂电机的结构包括前端盖、后端盖、机壳、转轴、定子冷却齿、定子绕组、定子铁心、永磁体、转子背板等部件,其三维结构如图 5-1 所示。

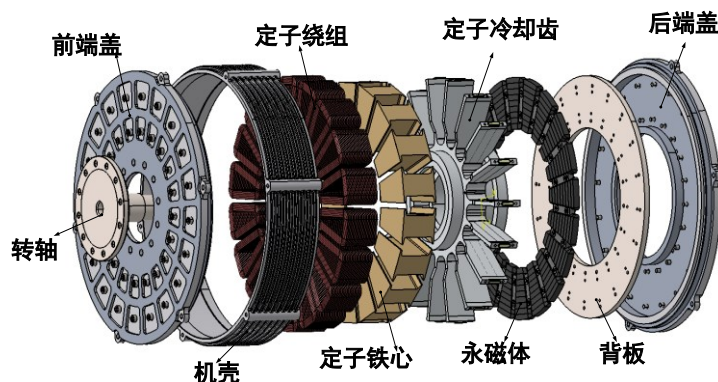
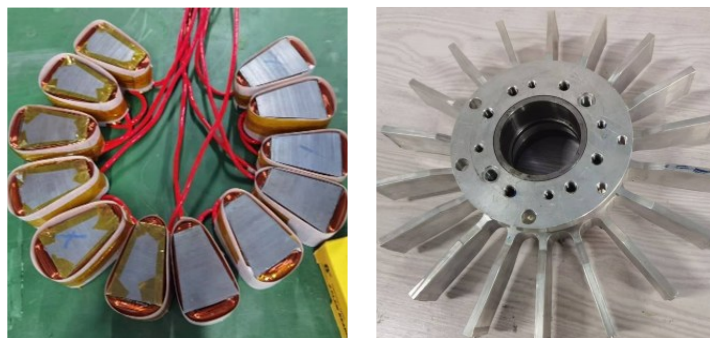


图 5-1 轴向磁场永磁轮毂电机三维结构图

轴向磁场永磁轮毂电机的定子部件如图 5-2 所示。定子铁心由 200 片硅钢片径向叠加、压铸而成；定子绕组直接缠绕在模块化定子铁心上，且绕组内外侧均包裹一层绝缘纸，避免绕组绝缘漆破损而发生短路现象；定子槽内预留空间放置定子冷却齿，使得冷却结构与绕组直接接触，增大电机绕组的散热能力。



(a) 模块化定子铁心

(b) 定子冷却齿

图 5-2 轴向磁场永磁轮毂电机定子部件

轴向磁场永磁轮毂电机的转子部件如图 5-3 所示。将永磁体径向分割成 9 块，采用高强度胶粘粘接，定位在背板上，由倒三角形形状的压块与电机前后端盖配合，再由螺栓固定永磁体。

在电机的定子和转子都完成安装后，进行电机轴压装，电机平键安装，再将定转子进行合装，完成样机试制，如图 5-4 所示。

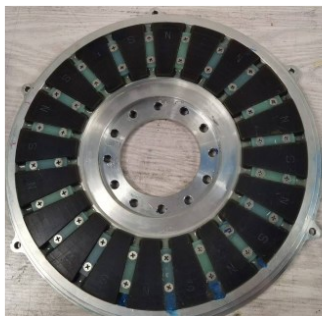


图 5-3 轴向磁场永磁轮毂电机转子部件

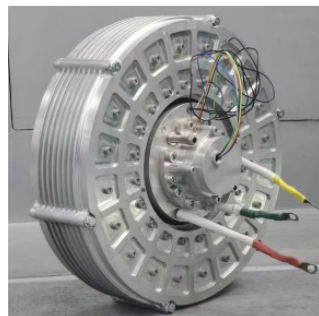


图 5-4 轴向磁场永磁轮毂电机样机

根据车辆动力系统驱动需求与轮毂电机的匹配要求，需要通过试验验证轴向磁场永磁轮毂电机的各项指标。轴向磁场永磁轮毂电机的试验平台主要由被测轴向磁场永磁轮毂电机样机以及控制器、大功率原动永磁电机及其控制器、温度测试仪、配套线缆、电源、示波器、万用表等设备组成。电机测试台架如图 5-5 所示，原动机为峰值功率 300kW 永磁同步电机，直流母线电压为 600V，原动机控制器驱动原动机工作于转速模式，被测轴向磁场永磁轮毂电机及其控制器工作于转矩模式。

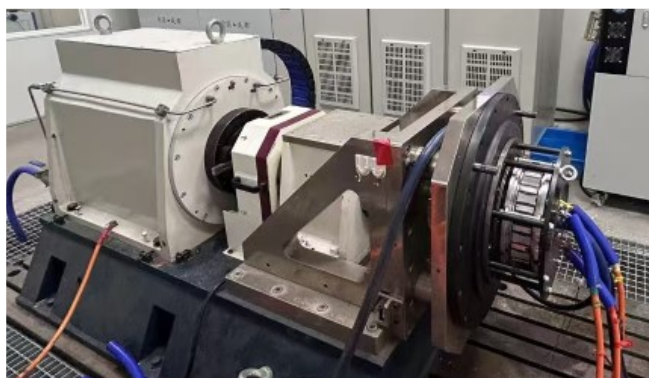


图 5-5 测试平台实物图

5.2 空载特性测试

首先测试电机的空载反电势，当电机的转速达到 1000r/min 时，从功率分析仪中截取线反电势波形图，如图 5-6 所示。由于功率分析仪从 PWM 六路信号中

选取其中的三条通道进行采集，图中采集的线电压为 U_{ab} 、 U_{ac} 和 U_{bc} ，因此线电压波形并未相差 120° 。

通过功率分析仪采集线反电势波形数据，与有限元分析结果进行对比，如图 5-7 所示。其中，线电压测试结果的有效值为 201V，有限元仿真结果为 207V。实验测试结果与有限元分析结果吻合度较好。

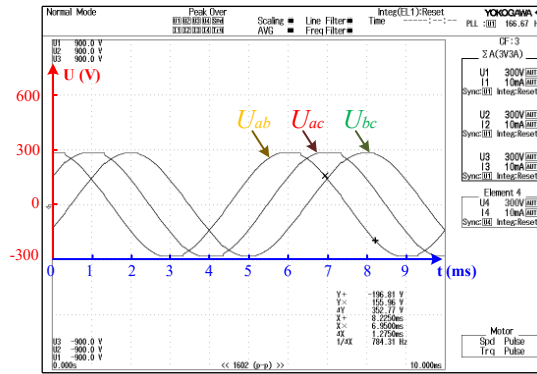


图 5-6 空载反电势测试图

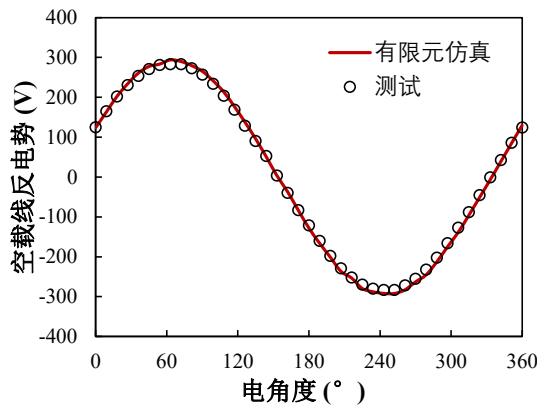


图 5-7 空载反电势对比图

5.3 负载特性测试

为了验证样机的转矩输出性能是否达标，对样机进行负载转矩测试。保持样机的工作转速为 250r/min，并采用 $i_d=0$ 控制，逐渐增加相电流，图 5-8 展示了相电流为 90A 时的电流波形，可以看出电流的正弦度较好。图 5-9 展示了不同电流下电机的转矩，可以看出，随着相电流的增大，电机的输出转矩呈线性上升的趋势，且随着相电流的增加，实测转矩与三维有限元的仿真结果偏差逐渐增大，是由于仿真误差所导致的，误差在一定合理范围内。当电流密度达到 $12.5\text{A}/\text{mm}^2$ 时，转矩达到 $372.3\text{N}\cdot\text{m}$ ，当电流密度达到 $30\text{A}/\text{mm}^2$ 时，转矩为 $755.7\text{N}\cdot\text{m}$ ，达到了轮毂电机的峰值转矩的设计需求。

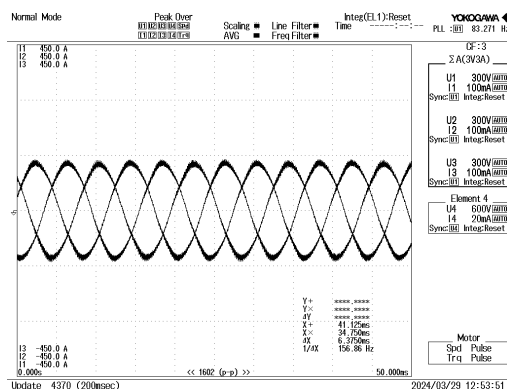


图 5-8 电流测试波形

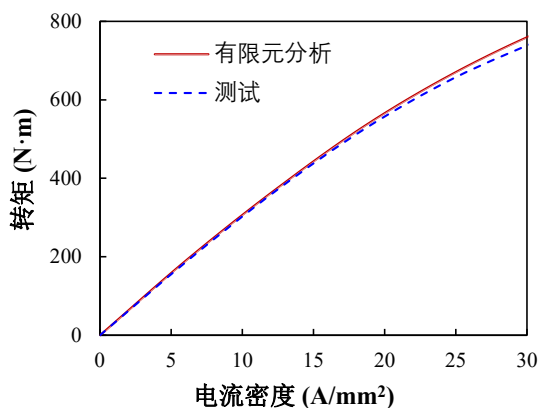


图 5-9 输出转矩对比图

根据 GB/T 18488.2-2015 《电动汽车用驱动电机系统 第 2 部分：试验方法》的要求，对电机的外特性展开测试。电机在峰值工况下的转矩-转速曲线与功率-转速曲线如图 5-10 所示。当电机工作在环境温度下，转矩和功率的测试结果略小于仿真结果，实测电机在 1000r/min 时，已经达到峰值功率需求，此时的输出转矩为 750.5N·m，输出功率为 75.4kW。该轮毂电机样机的峰值转速测试到 2500r/min，在弱磁区域内，峰值功率能稳定输出到 75kW，保证车辆的行驶需求。

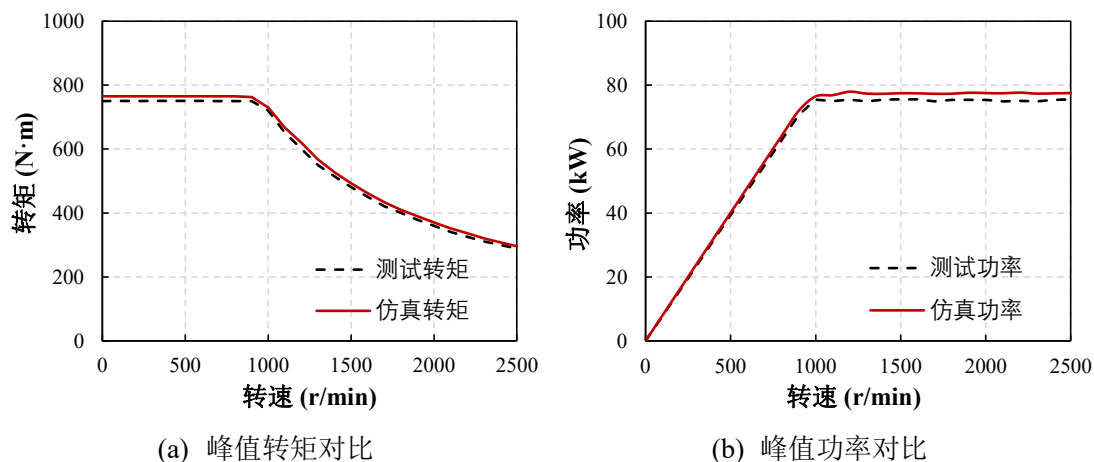


图 5-10 电机的峰值外特性

5.4 温升及永磁体涡流损耗特性测试

为了对温升和永磁体涡流损耗计算方法进行验证,对所制样机进行稳态温升测试,着重关注电机在运行过程中,电机绕组、定子铁心和永磁体的温度表现。

绕组的温度采用埋置温度传感器的方式测量,在电机定子靠近绕组端部侧放置 PT100 温度传感器,用于读取电机的绕组温度。如图 5-11 所示,展示了轴向磁场永磁轮毂电机样机在转速 780rpm 时,额定电压,运行于额定功率 30kW,冷却流水量 12L/min,进水温度 50℃时,绕组的温升表现。绕组的温度最终稳定在 132.8℃左右,符合电机在额定工况下的运行要求。

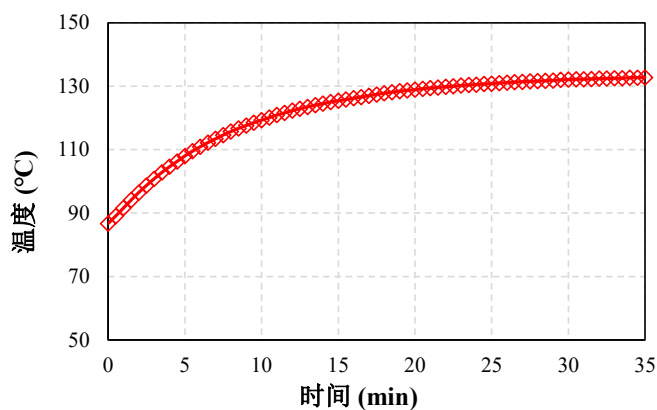


图 5-11 定子绕组温升测试图

为测量样机外径侧的温度,预先拆卸电机机壳,测试过程中通过热成像仪器读取电机外径温度,如图 5-12 所示。绕组外侧的最大温度达到 125.9℃,绕组间的定子冷却齿端部温度为 53.8℃。

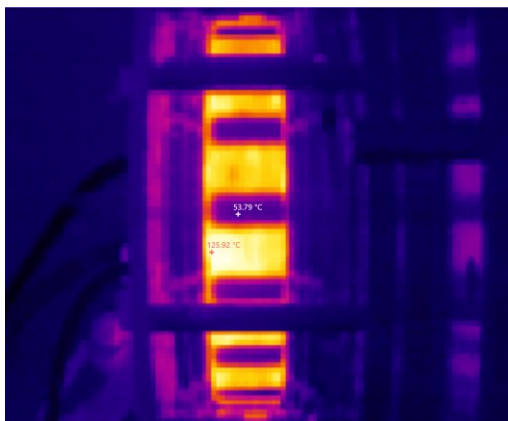


图 5-12 电机热成像图

由于永磁体周围空间较小,无法直接测量,一般采用折反电势的算法,其原理是通过温升测试前后线反电势的差侧面反映永磁体的温升情况,因为永磁体内

的磁能积随着温度的变化而变化，最终会导致试验前后反电势的变化。在测试开始前，测试室温环境下的电机在 1000r/min 时的冷态空载反电势，记作 E_1 ，在温升测试结束后，立马测量电机在 1000r/min 时的热态空载反电势，记作 E_2 。根据反电势的比例与永磁体的温度系数，可以推导出永磁体的温度为：

$$T_r = T_0 + \left(1 - \frac{E_2}{E_1}\right) / \xi \quad (5-1)$$

式中， T_r 为温升测试后永磁体的温度， T_0 为永磁体的初始温度， ξ 是永磁体温升的经验系数，取值范围通常在 0.001~0.0011 之间^[70]。

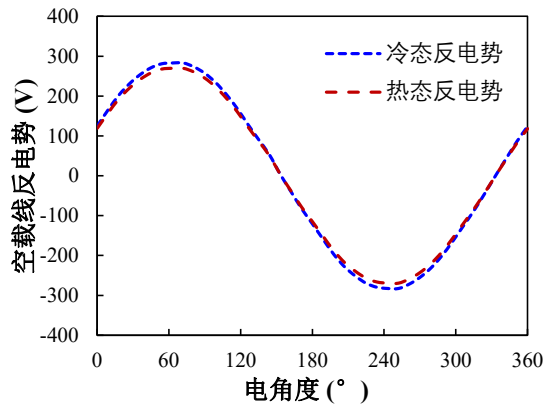


图 5-13 温升测试前后样机空载反电势

温升前后电机的空载反电势如图 5-13 所示。由图可知，温升测试后的电机热态空载反电势小于冷态空载反电势。根据公式 (5-1)，估算出永磁体的温度大约为 73℃。

在此基础上，依据温升测试前后永磁体的温度，间接估算出在额定工况下，永磁体的涡流损耗，其估算公式为^[71]：

$$P_{PM} = CVD \frac{dT}{dt} \quad (5-2)$$

式中， C 、 V 、 D 分别为永磁体的比热容、体积和密度， dT/dt 为永磁体的温升速率。

根据公式 (5-2)，计算出永磁体的涡流损耗为 30.6W，有限元仿真结果为 26.8W，采用该方法可以较为准确的分析永磁体的涡流损耗。

5.5 本章小结

为了对前文的研究及电机的性能进行试验验证，试制了一台轴向磁场永磁轮

毂电机,并搭建了相关的试验台架进行电机各项性能测试。对电机的空载反电势、负载转矩、峰值工况下的外特性进行对比,试验结果表明测试结果与有限元分析结果相差较小。在此基础上,对电机的温升表现进行试验测试,并基于折反电势的算法,预估了在额定工况下永磁体的涡流损耗,预估结果与有限元仿真结果吻合度较高,证明了本文所采用的轴向磁场永磁电机分析和计算方法的正确性和准确性。

第6章 总结与展望

6.1 本文工作总结

本文针对轴向磁场永磁电机在轮毂驱动系统中的应用展开研究,总结轮毂电机和轴向磁场永磁电机的研究现状,根据电动汽车驱动电机需求,设计轴向磁场永磁轮毂电机,围绕该类型轴向磁场永磁电机的电磁设计与分析、电压畸变、弱磁特性、高精度混合二维等效模型建模方法、多目标优化、分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机的涡流损耗计算等关键技术展开研究。论文的主要研究工作和结论如下:

(1) 总结了轮毂电机与轴向磁场永磁电机的研究现状,并给出不同拓扑结构轮毂电机与轴向磁场永磁电机的典型案例,凝练了轴向磁场永磁电机的关键科学问题。

(2) 根据电动汽车驱动电机的设计要求,设计适用于电动汽车驱动系统的轴向磁场永磁轮毂电机拓扑结构。介绍了轴向磁场永磁电机的主要尺寸确定方法,初步确定轮毂电机的尺寸参数,揭示了轴向磁场永磁电机电压畸变机理,理论分析了电压畸变对电机弱磁能力的影响,并通过三维有限元分析对比了不同槽极组合轴向磁场永磁电机的电磁特性,完成了 30kW 轴向磁场永磁轮毂电机的初步设计。结果表明, q 轴电感与极对数的乘积大小决定电压畸变程度, d 轴电感与极对数的乘积大小反映了电机的弱磁能力,对于分数槽集中绕组轴向磁场永磁轮毂电机,电机最终的功率输出能力取决于弱磁前电压畸变程度。

(3) 针对轴向磁场永磁轮毂电机,分析了双转子结构下的漏磁特性,主要推导了该拓扑结构电机的气隙漏磁系数,详细介绍对比了传统的二维等效模型与考虑内外径漏磁的高精度混合二维等效模型,并基于混合二维等效模型,采用改进的灰狼优化算法,进行多目标优化设计。结果表明,混合二维等效模型的转矩误差由之前的 9.8%降低到 3.2%,提高了模型精度,且采用改进灰狼优化算法进行多目标优化后的模型,峰值转矩提高了 4.11%,转矩脉动降低了 9.35%。

(4) 阐述了分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机涡流损耗的产生机理,提出了一种考虑永磁体分块的涡流损耗的计算模型,深入探究了分数槽集中绕组轴向磁

场永磁电机的涡流损耗特性，提出了考虑时间与空间谐波的涡流损耗改进模型。结果表明，在分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机中，开槽损耗和电枢损耗是涡流损耗的主要来源，电枢损耗在高转速高电负荷下尤为明显，且开槽损耗和高频损耗的预测误差较大，引入永磁体等效宽度的修正系数和涡流路径的修正系数改进涡流损耗计算模型，在各工况下，均能较为准确的预测分块后永磁体的涡流损耗。

(5) 研制了 30kW 轴向磁场永磁轮毂电机样机，搭建了电机对拖实验平台，测试了电机的空载性能、负载性能及温升特性。实验结果表明，测试结果与有限元分析结果相差较小，满足电动汽车驱动需求。

6.2 后续研究展望

本文主要针对应用于电动汽车驱动系统的轴向磁场永磁轮毂电机展开设计优化，对于分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机在驱动系统中的应用，还有很多问题需要进一步研究：

(1) 分数槽集中绕组轴向磁场永磁电机的 dq 轴磁路耦合程度高，虽然本文探究了不同工况下 dq 轴电感的变化规律及其对电机的弱磁的影响，但仍需进一步研究 dq 轴磁路的耦合机理，为其高效可靠控制奠定一定基础。

(2) 采用分数槽集中绕组结构的电机会产生较大的永磁体涡流损耗，虽然本文采用永磁体分块方法抑制涡流损耗，并基于解析法计算分块后永磁体涡流损耗，但仍需研究谐波阶次对永磁体涡流损耗的影响规律，并探索新的轴向磁场永磁电机永磁体涡流损耗抑制方法。

(3) 尽管 YASA 结构电机在电磁性能上有显著的优势，但封闭定子结构导致定子散热困难，需要进一步探索不同冷却方法对电流密度与定子刚度的提升，研究不同工况对电机温升的影响。

参考文献

- [1] Wang W, Chen X, Wang J. Motor/generator applications in electrified vehicle chassis—A survey[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(3): 584-601.
- [2] Barroso D G, Yang Y, Machado F A, et al. Electrified automotive propulsion systems: state-of-the-art review[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(2): 2898-2914.
- [3] Huynh T A, Chen P H, Hsieh M F. Analysis and comparison of operational characteristics of electric vehicle traction units combining two different types of motors[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(6): 5727-5742.
- [4] Qin Y, He C, Shao X, et al. Vibration mitigation for in-wheel switched reluctance motor driven electric vehicle with dynamic vibration absorbing structures[J]. Journal of Sound and Vibration, 2018, 419: 249-267.
- [5] Luo Y, Tan D. Study on the dynamics of the in-wheel motor system[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2012, 61(8): 3510-3518.
- [6] 王其光. 扇形模组轴向磁场轮毂电机研究[D]. 吉林大学, 2023.
- [7] Liu C, Chau K T, Lee C H T, et al. A critical review of advanced electric machines and control strategies for electric vehicles[J]. Proceedings of the IEEE, 2020, 109(6): 1004-1028.
- [8] 唐跃. 模块化轮毂电机容错性能与热特性研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2021.
- [9] 关涛, 刘大猛, 何永勇. 永磁轮毂电机技术发展综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 378-396.
- [10] El Hadraoui H, Zegrari M, Chebak A, et al. A multi-criteria analysis and trends of electric motors for electric vehicles[J]. World Electric Vehicle Journal, 2022, 13(4): 65.
- [11] [Online]. Available: <https://www.proteanelectric.com/zh/protean-drive/>.
- [12] 王迪, 尚秉旭, 陈志新, 等. 轮毂电机及其电动车技术发展综述[J]. 汽车文摘, 2019, 526(11): 40-44.
- [13] 马瑞丰. 车用永磁同步轮毂电机电磁设计研究与特性分析[D]. 哈尔滨理工大学, 2021.
- [14] [Online]. Available: <https://in-wheel.com/en/sonic/>.
- [15] [Online]. Available: <https://yasa.com/>.
- [16] 应红亮, 黄苏融, 张琪. 电动汽车用高性能直驱轮毂电机研制[J]. 机械工程学报, 2019, 55(22): 5-10.
- [17] [Online]. Available: <https://aedsmotor.com/>.
- [18] 邬占川. 电动汽车轮毂驱动用永磁游标电机电磁振动噪声研究[D]. 东南大

- 学, 2022.
- [19] Frandsen T V, Mathe L, Berg N I, et al. Motor integrated permanent magnet gear in a battery electrical vehicle[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 51(2): 1516-1525.
- [20] Chung S U, Moon S H, Kim D J, et al. Development of a 20-pole–24-slot SPMSM with consequent pole rotor for in-wheel direct drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 63(1): 302-309.
- [21] Yang Y, Rahman M M, Lambert T, et al. Development of an external rotor V-shape permanent magnet machine for E-bike application[J]. IEEE Transactions on energy conversion, 2018, 33(4): 1650-1658.
- [22] Tanaka J, Sakai K. Enhanced transverse-flux motor with torus coils[J]. IEEE Journal of Industry Applications, 2015, 4(4): 418-423.
- [23] Ifedi C J, Mecrow B C, Brockway S T M, et al. Fault-tolerant in-wheel motor topologies for high-performance electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(3): 1249-1257.
- [24] Wu Dingying, et al. Optimization design of power factor for an in-wheel Vernier PM machine from the perspective of air-gap harmonic modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(10): 9265-9276.
- [25] 高鹏. 电动汽车用永磁轮毂电机的设计研究[D]. 天津大学, 2015.
- [26] 黄允凯, 周涛, 董剑宁, 等. 轴向永磁电机及其研究发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(1): 192-205.
- [27] 赵纪龙, 逯卓林, 韩青峰, 王磊, 林明耀. 轴向磁通永磁电机系统及关键技术前沿发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(7): 2744-2764.
- [28] Nishanth F N U, Van Verdegheem J, Severson E L. A review of axial flux permanent magnet machine technology[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(4): 3920-3933.
- [29] Capponi F G, De Donato G, Caricchi F. Recent advances in axial-flux permanent-magnet machine technology[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 2190-2205.
- [30] Cavagnino A, Lazzari M, Profumo F, et al. A comparison between the axial flux and the radial flux structures for PM synchronous motors[J]. IEEE transactions on industry applications, 2002, 38(6): 1517-1524.
- [31] Parviainen A, Niemela M, Pyrhonen J, et al. Performance comparison between low-speed axial-flux and radial-flux permanent-magnet machines including mechanical constraints[C]. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005: 1695-1702.
- [32] Xiao L, Li J, Qu R, et al. Cogging torque analysis and minimization of axial flux PM machines with combined rectangle-shaped magnet[J]. IEEE Transactions on

- Industry Applications, 2016, 53(2): 1018-1027.
- [33] 于慎波, 江爽, 夏鹏澎. 盘式电机气隙漏磁与空载气隙磁密的解析计算[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(7).
- [34] 张文晶, 徐衍亮, 魏顺航, 等. 软磁复合材料-Si 钢组合铁心轴向磁通永磁电机的结构设计与研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13): 4656-4666.
- [35] Jenkins C, Jones-Jackson S, Zaher I, et al. Innovations in axial flux permanent magnet motor thermal management for high power density applications[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(3): 4380-4405.
- [36] Madichetty S, Mishra S, Basu M. New trends in electric motors and selection for electric vehicle propulsion systems[J]. IET Electrical Systems in Transportation, 2021, 11(3): 186-199.
- [37] Woolmer T J, McCulloch M D. Analysis of the yokeless and segmented armature machine[C]. 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. IEEE, 2007, 1: 704-708.
- [38] 李涛, 张幽彤, 梁玉秀, 等. 定子无磁轭模块化轴向磁通永磁电机研究进展综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(01): 340-353+423.
- [39] Stannard N J, Washington J G, Atkinson G J. A comparison of axial field topologies employing SMC for traction applications[C]. 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2016: 1-6.
- [40] Fei W, Luk P C K. Cogging torque reduction techniques for axial-flux surface-mounted permanent-magnet segmented-armature-torus machines[C]. 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE, 2008: 485-490.
- [41] Jamali Arand S, Ardebili M. Multi-objective design and prototyping of a low cogging torque axial-flux PM generator with segmented stator for small-scale direct-drive wind turbines[J]. IET Electric Power Applications, 2016, 10(9): 889-899.
- [42] 齐丹丹. 定子无磁轭模块化轴向永磁电机永磁体涡流损耗分析[D]. 天津大学, 2017.
- [43] 王晓远, 齐丹丹, 王辉. 定子无磁轭模块化轴向永磁电机磁极表面开槽分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 145-152.
- [44] Geng W, Wang Y, Wang J, et al. Comparative study of yokeless stator axial-flux PM machines having fractional slot concentrated and integral slot distributed windings for electric vehicle traction applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(1): 155-166.
- [45] 刘向东, 马同凯, 赵静. 定子无铁心轴向磁通永磁同步电机研究进展综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(01): 257-273+392.
- [46] 王晓光, 尹浩, 余仁伟. 轴向磁通无铁心永磁电机多层矩形扁线绕组涡流损耗解析计算及优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(12): 3130-3140.

- [47] 李毅搏. 轴向磁通无铁心永磁同步发电机的设计与特性分析[D]. 焦作: 河南理工大学, 2015.
- [48] Aydin M, Gulec M. A new coreless axial flux interior permanent magnet synchronous motor with sinusoidal rotor segments[J]. IEEE Transactions on magnetics, 2016, 52(7): 1-4.
- [49] 王晓远, 赵方, 丁亚明, 等. Halbach 阵列用于盘式无铁心永磁同步电动机的结构仿真研究[J]. 微电机(伺服技术), 2006(09): 22-25.
- [50] 曹永娟, 黄允凯, 金龙, 等. 磁极组合型轴向磁场无铁心永磁电机的设计与分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 903-909.
- [51] Lu Y, Kai Y, Songjun S, et al. Study on the influence of a combined-Halbach array for the axial flux permanent magnet electrical machine with yokeless and segmented armature[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2023, 60(3): 1-5.
- [52] Gieras J F, Wang R J, Kamper M J. Axial flux permanent magnet brushless machines[M]. Springer Science & Business Media, 2008.
- [53] Wu D, Zhu Z Q. On-load voltage distortion in fractional slot surface-mounted permanent magnet machines considering local magnetic saturation[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2015, 51(8): 1-10.
- [54] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [55] 王晶, 耿伟伟, 刘东旭, 等. 电动汽车用新型模块化聚磁转子永磁电机设计及其对比分析[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(03): 1184-1195.
- [56] Qu R, Lipo T A. Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(1): 121-127.
- [57] 宫晓, 徐衍亮. 轴向磁场盘式永磁电机等效磁路网络及气隙漏磁的分析计算[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(10): 59-64.
- [58] Parviainen A, Niemela M and Pyrhonen J. Modeling of axial flux permanent-magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(5): 1333-1340.
- [59] Kim J S, Lee J H, Song J Y, et al. Characteristics analysis method of axial flux permanent magnet motor based on 2-D finite element analysis[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2017, 53(6): 1-4.
- [60] 杜斌. 基于组合代理模型的轮毂电机优化设计[D]. 长沙: 湖南大学, 2017.
- [61] Hong G, Wei T, Ding X. Multi-objective optimal design of permanent magnet synchronous motor for high efficiency and high dynamic performance[J]. IEEE Access, 2018, 6: 23568-23581.
- [62] 李莉, 张赛, 何强, 等. 响应面法在试验设计与优化中的应用[J]. 实验室研究与探索, 2015, 34(08): 41-45.
- [63] Yu F, Chen H, Yan W, et al. Design and multiobjective optimization of a double-

- stator axial flux SRM with full-pitch winding configuration[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(4): 4348-4364.
- [64] Song J, Dong F, Zhao J, et al. An efficient multiobjective design optimization method for a PMSLM based on an extreme learning machine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(2): 1001-1011.
- [65] Mirjalili S, Mirjalili S M, Lewis A. Grey wolf optimizer[J]. Advances in engineering software, 2014, 69: 46-61.
- [66] Yi X. Hash function based on chaotic tent maps[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2005, 52(6): 354-357.
- [67] 李阳, 李维刚, 赵云涛, 等. 基于莱维飞行和随机游动策略的灰狼算法[J]. 计算机科学, 2020, 47(08): 291-296.
- [68] 张霄霆. 纯电动轮边驱动轴向磁通永磁电机研究[D]. 沈阳工业大学, 2022.
- [69] 唐任远, 陈萍, 佟文明, 等. 考虑涡流反作用的永磁体涡流损耗解析计算[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 1-10.
- [70] Jung H S, Kim H, Sul S K, et al. Temperature estimation of IPMSM by using fundamental reactive energy considering variation of inductances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(5): 5771-5783.
- [71] Aoyama Y, Miyata K, Ohashi K. Simulations and experiments on eddy current in Nd-Fe-B magnet[J]. IEEE transactions on magnetics, 2005, 41(10): 3790-3792.

在学期间的研究成果及发表的学术论文

攻读硕士学位期间发表（录用）论文情况

- [1] Wang Chen, **Liu Yunpeng**, Chen Dong and Zhang Zhuoran, "PM eddy-current loss reduction of axial flux PM wheel motor with arc incompleteness segmentation," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 59, no. 11, pp. 1-5, Nov. 2023, doi: 10.1109/TMAG.2023.3288014.
- [2] **Liu Yunpeng**, Wang Chen and Huang Jian, "Analysis of leakage flux in fractional-slot axial flux permanent magnet machine with different slots and poles," 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Zhuhai, China, 2023, pp. 567-572, doi: 10.1109/ICEMS59686.2023.10345300.
- [3] **Liu Yunpeng**, Wang Chen, Chen Dong and Li Guoyao, "A simple PM eddy current loss model for axial flux permanent magnet machine," 2024 IEEE International Magnetic Conference - Short papers (INTERMAG Short papers), Brazil, 2024, pp.1-2, doi:10.1109/INTERMAGShortPapers61879.2024.10576791.
- [4] Wang Chen, Li Kai, **Liu Yunpeng**, Huang Jian and Zhang Zhuoran, "Multi-objective optimization with hybrid 2-D equivalent model on axial flux permanent magnet machine for special electric vehicles," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, doi: 10.1109/TTE.2024.3491305.

攻读硕士学位期间申请及授权的发明专利和软件著作权

- [1] 一种低转子损耗轴向磁场永磁电机转子及其装配方法,王晨,**刘云鹏**,陈栋,逯彦博,公开号:CN117879211A(发明专利)
- [2] 一种基于轴向磁通永磁电机二维等效模型的多目标优化方法及系统,王晨,陈栋,李凯,**刘云鹏**,逯彦博,孙国建,专利授权号:ZL.202311675268.0(发明专利)
- [3] 一种车载交直流复合发电系统及其控制方法,王晨,**刘云鹏**,刘杰,葛愿,黄健,吕其丰,公开号:CN117439358A(发明专利)

致谢

行文至此，求学时光已悄然步入尾声。回首三年求学路，在科研的道路上砥砺前行，即充斥着荆棘与挑战，亦满载着温暖与善意。由衷的感谢老师、同学、家人以及朋友，对本人研究工作的鼓励与支持。

首先，特别感谢导师王晨老师。在王老师的精心指导与严格把关下，一直从事着轴向磁场永磁电机的设计与优化相关方向的研究，王老师用严谨治学教导我恪守科研初心，对待论文选题反复推敲，讨论科学问题潜精研思，指导论文撰写字斟句酌，在王老师提供的优质科研平台与环境，度过充实三年读研时光。其次，感谢黄健老师、韩建斌老师和李亚老师在科研问题上对我的指导与帮助，以上三位老师的授业解惑，表示由衷的感谢。

高效永磁电机及动力系统课题组是一个温馨的大家庭，满载着我三年的回忆。感谢在课题组与我一同奋斗的刘杰、李凯、徐琳、程龙、顾宇彬在科研与试验方面对我的帮助；感谢朱海露、逯彦博、董田宇、徐慧琴等师弟师妹们在论文科研工作中给予我的帮助。

同时，感谢中豪电动科技有限公司的陈栋总工程师对本课题科研工作的指点与解惑，对电机试验的支持与帮助，感谢孙国建等工程师在电机结构设计与样机台架测试所提供的帮助。

特别感谢父母在读研期间对我的鼓励与支持，是我求学路上最坚实的港湾。其次，感谢亲戚朋友对我的关心与支持。

最后，致谢参与论文评审及答辩的各位专家老师。

刘云鹏

2025 年 3 月于安徽工程大学

尚德敏学 唯实惟新

