

分类号: TM351

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2220340126



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 磁场增强型永磁扁线电机
 的电磁特性分析及损耗抑制

论 文 作 者 刘杰

指 导 教 师 王晨

学 科 (专 业) 控制科学与工程

研 究 方 向 永磁电机的设计与分析

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: 2220340126

题 目 磁场增强型永磁扁线电机的电磁特性
分析及损耗抑制

题 目 ELECTROMAGNETIC CHARACTERISTICS
ANALYSIS AND LOSS SUPPRESSION OF
FLUX-INTENSIFYING PERMANENT MAGNET
FLAT WIRE MACHINE

学 生 姓 名: 刘杰

指 导 教 师: 王晨

专 业: 控制科学与工程

研 究 方 向: 永磁电机的设计与分析

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：刘杰

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：刘杰

指导教师签名：王霞

日期：2025 年 5 月 16 日

日期：2025 年 5 月 16 日

磁场增强型永磁扁线电机的电磁特性分析及损耗抑制

摘 要

永磁扁线电机因槽满率高、工艺简单等优势，成为新能源汽车驱动电机的主要研究方向。然而，传统永磁电机的气隙磁密较低，导致其功率和转矩密度难以满足特种车辆运行环境的严苛要求。此外，受集肤和邻近效应的影响，高功率密度下扁线绕组的交流损耗较大，降低了永磁电机的运行效率。基于此，本文提出一种新型磁场增强型永磁扁线电机，深入研究了其聚磁机理以及高频下扁线绕组交流损耗分布规律，并提出了交流损耗抑制方法。主要研究内容包括：

首先，对本课题的研究背景和意义进行概述，总结并分析了国内外车用永磁电机的研究现状。在此基础上，对永磁电机扁线绕组交流损耗的分析方法和抑制技术进行凝练。

其次，对传统永磁电机的拓扑结构进行分析，以提升气隙磁密为目标，提出了新型“V+Halbach”磁场增强型永磁电机转子拓扑结构。依据绕组设计的相关理论，确定了电机的槽极配比和扁线绕组的绕线形式。基于冻结磁导率法和等效磁路法揭示了该电机磁场增强机理。

另外，利用 JMAG 有限元分析软件和 modeFRONTIER 多目标优化软件，以转矩和转矩脉动为优化目标，获得所提电机的最优拓扑。基于麦克斯韦应力张量法和冻结磁导率法揭示了电机的转矩产生机

理，探明了不同永磁体对电机输出转矩的影响规律。建立了不同转子结构的永磁电机的有限元模型，分析了其空载性能、转矩与弱磁性能、电感特性、效率与损耗特性，验证了所提拓扑结构的优越性。

然后，构建了永磁电机扁线绕组交流损耗半解析模型，获得了不同运行工况下的绕组交流损耗分布规律，从电机本体和控制器开关频率两方面提出了扁线绕组高频交流损耗的抑制方法。

最后，试制 60kW 原理样机并搭建样机测试平台，对样机的空载特性、负载特性进行测试，并将测试结果与有限元仿真结果进行对比分析，以验证理论分析的正确性和电机设计方案的可行性。

关键词：特种车辆，永磁电机，磁场增强，扁线绕组，电磁性能，交流铜耗

ELECTROMAGNETIC CHARACTERISTICS ANALYSIS AND LOSS SUPPRESSION OF FLUX-INTENSIFYING PERMANENT MAGNET FLAT WIRE MACHINE

ABSTRACT

The permanent magnet (PM) flat wire machine has become the main research direction of new energy electric vehicle drive machine due to its high slot filling rate and simple process advantages. However, the low air-gap flux density of traditional PM machines makes it difficult for their power and torque density to meet the harsh requirements of special vehicle operating environments. In addition, due to the skin and proximity effects, the alternating current (AC) loss of the flat wire winding under high power density is large, which reduces the operation efficiency of the PM machine. Based on this, a new type of flux-intensifying PM flat wire machine is proposed in this paper. Its flux-concentrating mechanism and high frequency AC loss distribution rule of flat wire winding is studied deeply. The main research contents include:

Firstly, the research background and significance of this topic are summarized, and the research status of PM machine at home and abroad is summarized and analyzed. On this basis, the analysis methods and suppression techniques of AC loss in flat wire windings of PM machine is

summarized.

Secondly, the topology of the traditional PM machine is analyzed, and the rotor topology of the new "V+Halbach" flux-intensifying PM machine is proposed to improve the air gap flux density. According to the theory of winding design, the ratio of slot/pole and the winding form of flat wire winding are determined. Based on freezing permeability (FP) method and magnetic equivalent circuit method, the flux-intensifying mechanism of the machine is revealed.

In addition, JMAG finite element (FE) analysis software and modeFRONTIER multi-objective optimization software are used to obtain the optimal topology of the proposed machine with torque and torque ripple as optimization objectives. Based on Maxwell stress tensor method and FP method, the torque generation mechanism of the machine is revealed, and the influence of different PMs on the output torque of the machine is proved. The FE models of PM machines with different rotor structures are established, and their no-load performance, torque and flux-weakening properties, inductance characteristics, efficiency and loss characteristics are analyzed, and the advantages of the proposed topology are verified.

Then, the semi-analytical model of AC loss in flat wire winding of PM machine is constructed, and the distribution law of AC loss in winding under different conditions is obtained, and the suppression method of high

frequency AC loss in flat wire winding is proposed from the machine and controller.

Finally, the 60kW principle prototype is manufactured. The prototype test platform was built to test the no-load characteristics and load characteristics of the prototype. The test results are compared with the FE simulation results to verify the correctness of the theoretical analysis and the feasibility of the machine design scheme.

LiuJie (Control Science and Engineering)

Supervised by Wang Chen

KEY WORDS: Special vehicles, PM machine, flux-intensifying, flat-wire winding, electromagnetic properties, AC loss.

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
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 车用永磁电机的研究现状.....	2
1.2.2 扁线交流损耗研究现状.....	4
1.3 本文主要研究内容.....	5
第 2 章 磁场增强型永磁扁线电机的拓扑结构.....	7
2.1 车用永磁电机的设计方法.....	7
2.1.1 转子拓扑结构的选取.....	7
2.1.2 槽极组合的选取.....	8
2.2 气隙磁场增强机理分析.....	13
2.2.1 等效磁路分析.....	13
2.2.2 气隙磁场的提升机理.....	16
2.3 本章小结.....	20
第 3 章 磁场增强型永磁扁线电机的电磁特性分析.....	22
3.1 永磁扁线电机的多目标优化.....	22
3.1.1 优化目标及优化变量的选取.....	22
3.1.2 基于 JMAG 和 modeFRONTIER 的联合优化	23
3.2 转矩提升机理分析.....	25
3.2.1 转矩产生机理分析.....	25
3.2.2 不同永磁结构对输出转矩的影响.....	30
3.3 电磁特性分析.....	32
3.3.1 空载特性分析.....	33

3.3.2 转矩与弱磁特性分析.....	37
3.3.3 电感特性分析.....	40
3.3.4 电机效率与退磁分析.....	43
3.4 本章小结.....	48
第 4 章 扁线绕组交流损耗产生机理及抑制方法.....	49
4.1 扁线绕组交流损耗产生机理.....	49
4.1.1 扁线绕组交流损耗原理分析.....	49
4.1.2 扁线绕组涡流损耗计算模型.....	51
4.2 绕组交流损耗的抑制方法.....	56
4.2.1 绕组导体尺寸的优化.....	56
4.2.2 导体排布方式的优化.....	58
4.2.3 定子铁心参数优化.....	59
4.2.4 控制参数的优化.....	60
4.3 本章小结.....	61
第 5 章 实验测试.....	63
5.1 样机试制及实验平台搭建.....	63
5.2 空载特性测试.....	64
5.3 负载特性测试.....	64
5.5 本章小节.....	66
第 6 章 总结与展望.....	67
6.1 本文总结.....	67
6.2 未来展望.....	68
参考文献.....	69
攻读学位期间取得的学术成果.....	77
致 谢.....	78

第1章 绪论

1.1 课题研究背景及意义

目前，自然灾害频发、国际形势日益严峻，特种车辆在抢险、救灾、消防、国防等领域扮演越来越重要的角色。然而，与传统乘用车相比，特种车辆的碳排放在汽车的占比高达 40%以上^[1-3]。为了早日实现“双碳”目标，特种车辆电气化是落实交通领域绿色低碳目标的关键环节，是提高车辆作战效能、机动性能的主要技术途径，是推动智能化、信息化发展的重要手段。

电机作为特种车辆电气化的核心部件，其性能直接决定特种车辆的动力输出、续航里程及能源效率等。永磁电机因其结构简单、功率密度高、可靠性强等优势，在电动汽车的驱动系统中得到了广泛应用^[4-5]。然而，传统永磁电机存在气隙磁密低、温度适应性差等问题，导致其过载能力差，难以满足特种车辆特殊运行环境的严苛要求。因此，亟需探索兼具高转矩密度、宽转速运行范围的新型永磁电机拓扑结构，以满足特种车辆驱动系统的要求。

此外，随着电机运行频率的提高，特别是在高频高功率条件下，磁场分布、绕组设计等因素对电机性能的影响变得越来越明显。定子绕组作为电机能量转换的关键部分，由于绕组铜耗随着电机转矩和转速的增加而增加，在散热条件固定的情况下直接导致电机在较高温度下运行，这是限制永磁电机功率密度提升的重要因素^[6]。为了提高电机的功率密度和输出效率，扁线绕组成为了未来的发展趋势^[7]。与圆线绕组相比，扁线绕组具有槽满率高、绕组端部结构紧凑、散热性能好等优点，有助于特种车辆驱动系统向轻量化和集成化方向发展。但在高频运行工况下，扁线绕组会产生较大的交流损耗^[8]。主要是由于集肤效应和邻近效应的影响，导致扁线绕组电流密度分布不均，有效电阻增加，从而使扁线绕组的交流损耗增大^[9]。因此，如何有效减少扁线绕组的交流损耗提升电机的功率密度，成为扁线电机面临的重要挑战。

综上所述，本文以特种车辆用驱动系统作为研究背景，提出新型磁场增强型永磁扁线电机。阐明该电机的气隙磁场增强机理，为特种车辆驱动电机的性能提升和能效优化方面提供新思路。其次，通过对扁线绕组交流损耗的有效抑制，不

仅能够提升电机的整体效率和功率密度,还能有效延长特种车辆电机系统的使用寿命,提升特种车辆的续航能力和整体性能,对特种车辆产业的可持续发展具有积极推动作用。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 车用永磁电机的研究现状

日本作为全球新能源汽车产业的先行者,在 1997 年,丰田公司发布了应用于第一款新能源汽车的第一代 Prius 永磁电机。该电机采用 48 槽 8 极的槽极组合,电枢绕组采用圆线绕组,转子采用“一”字型拓扑结构。该电机的最大输出转矩为 $350\text{N}\cdot\text{m}$,最大输出功率为 33kW ,最高转速为 $2000\text{r}/\text{min}$ ^[10]。在经历两代产品的演化后,2017 年,丰田公司推出了第四代 Prius 电机。该电机转子拓扑结构采用“U+一”型,其凸极率得到较大提高。定子绕组采用扁线绕组形式,提高了槽满率,在相同的电流下减少了电流密度,降低了绕组铜耗^[11-12]。与第三代相比第四代 Prius 电机最高转速可达 $17000\text{r}/\text{min}$,电机重量减小约 21%,电机功率密度提升约 10%。

与日本相比,欧美国家在新能源汽车驱动电机的研究起步稍晚,但技术依然处于领先地位。2016 年,德国宝马公司推出的 2016 年款 BMW i3 纯电动汽车配备了永磁电机作为驱动电机^[13]。该电机采用了 72 槽 12 极的槽极组合,定子绕组为集中绕组,转子采用双层“一”字型拓扑结构,永磁体分为一大一小两块。其输出转矩为 $250\text{N}\cdot\text{m}$,输出功率为 125kW ,最大输出转速为 $11400\text{r}/\text{min}$ 。2019 年,美国特斯拉公司发布的 Model Y 纯电动汽车依然采用永磁电机作为驱动电机,定子绕组采用扁线绕组,转子采用“V”型内置永磁结构,电机结构如图 1-1 所示^[14]。该电机的最大输出功率达 202kW ,最大输出转矩为 $404\text{N}\cdot\text{m}$ 。



(a) 定子



(a) 转子

图 1-1 特斯拉 Model Y 永磁电机拓扑结构

我国政府高度重视新能源汽车产业的发展,将其列为战略性新兴产业,并出

台了一系列扶持政策。在《新能源汽车产业发展规划（2021~2035 年）》^[15]中提出，到 2025 年新能源汽车销量占汽车销量的 20%左右，到 2035 年纯电动汽车成为新销售车辆的主流。随着新能源汽车的迅速发展，许多车企加大了对车用永磁电机的研发力度。2023 年，华为智界 S7 搭载了一款后驱 215kW 的永磁电机，最高转速为 22000r/min。次年，小米发布的 SU 7 Ultra 采用 V8s 超级双电机全轮驱动系统，如图 1-2 所示，该车驱动电机采用永磁电机，其采用 54 槽 6 极的槽极组合，转子采用双层“V”型拓扑结构，定子绕组为扁线绕组，电机的最高转速可达 27200r/min，最大转矩为 635N·m，最大功率为 425kW^[16]。表 1-1 所示为国内外电动汽车用永磁电机结构和性能参数对比。

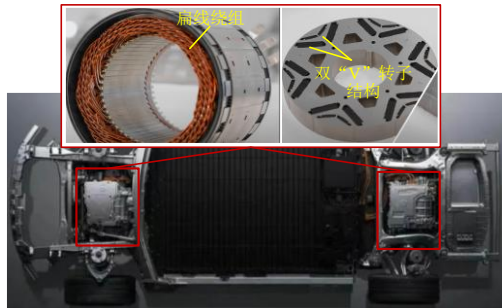


图 1-2 小米 SU 7 Ultra 双电机全轮驱动系统

表 1-1 国内外电动汽车用永磁电机结构和性能参数对比

名称	转子结构	转矩(N·m)	转速(r/min)	功率(kW)	效率(%)
2017 Prius	“U+一”型	163	17000	53	97
2016 BMW i3	双层“一”字型	250	11400	125	95
2019 Model Y	“V”型	404	--	202	97
2024 小米 V8s	双层“V”型	635	27200	425	--

有上述分析可知，“V”型内置式永磁转子结构是现如今电动汽车应用的主流拓扑结构，但为更好的满足特种车辆对驱动系统高转矩/功率密度和高效率的要求，开发并研究了各种新型永磁转子拓扑结构。为防止永磁电机的热退磁，文献[17]提出了“▽”型转子拓扑结构。针对高转矩密度和高动态响应应用，文献[18]提出了一种新型混合极转子拓扑结构，为研究该转子结构的永磁电机的电磁特性，将其与表贴式永磁电机和“Spoke”型永磁电机进行对比，对比结果表明所提出的永磁电机具有更高的转矩密度和过载能力。文献[19]以传统永磁电机作为研究对象，提出了一种“▽+U”型的新型转子结构，该结构可以降低传统三层内置式永磁电机的转子设计参数和永磁体加工费用。文献[20]提出一种新型“U+一”型

转子拓扑结构,旨在进一步提升永磁电机的转矩密度和弱磁范围,并通过改进的布谷鸟算法进行多目标优化设计。文献[21]提出一种采用两种永磁材料的新型“Spoke”型永磁电机以降低成本,将该电机与传统的“Spoke”型永磁电机做电磁特性对比,结果显示新型“Spoke”型永磁电机具有铁心损耗低、效率高的特点。文献[22]将“Halbach”阵列永磁体与“Spoke”型永磁体相结合,提出一种新型的“U”字型转子拓扑结构,该转子结构具有显著的聚磁效应,能有效提高电机的输出转矩和功率容量。文献[23-25]利用切向永磁体的聚磁特性,提出采用梯形永磁体结构的永磁电机,并开展了相关实验进行验证。

1.2.2 扁线交流损耗研究现状

定子绕组是永磁电机实现电磁转化的重要部件,定子绕组的设计对电机的电磁性能有着重要的影响。现阶段,大部分永磁电机采用圆线绕组作为定子的电枢绕组。然而,由于结构的限制,圆线绕组电机具有槽满率低、转矩密度低以及散热能力差的缺点^[26]。随着特种车辆对永磁电机需求的不断增加,电机的槽满率和散热能力亟待提高。基于此,扁线绕组永磁电机应运而生。扁线绕组提高了槽满率和功率密度,其散热效果也得到了显著增强^[27-29]。然而,永磁电机正朝着高频、高速的方向发展,扁线绕组的交流损耗问题逐渐显现。如何在降低扁线绕组交流损耗的同时提高电机的槽满率,这是现阶段扁线电机研究的热点问题。

在文献[30]中,通过实施一台 24 槽 16 极的永磁电机作为案例,比较了单股圆线绕组、多股随机圆线绕组以及扁线绕组的交流损耗。结果表明,在 500Hz 的频率下,扁线绕组相比于传统的圆线绕组能够减少 40%的交流损耗。文献[31]中指出,槽口处导体的交流损耗和温升是影响扁线绕组性能的关键因数。由于槽口处漏磁现象严重导致槽口处导体的交流损耗过大,一种可行的方法是将导体布置在远离槽口的地方,但这种布置会使电机的槽满率下降^[32]。文献[33]中提出了一种不对称扁线绕组结构,并通过优化扁线绕组的高度,可以在较宽的频率范围内大幅度减小绕组交流损耗。文献[34]进一步研究了在每槽不同数量的扁线导体下的交流损耗。研究发现,在 4000r/min 的转速下,每槽四根导体的配置的绕组交流损耗超过了每槽六根导体的配置的绕组交流损耗。文献[35]提出在磁通切换永磁电机中,频率、导体形状、导体尺寸以及端部漏磁对扁线绕组交流损耗的影响

以及相应的抑制措施。在文献[36]和[37]分别提出了一种新型混合型定子绕组拓扑结构。这些结构将槽口处的导体分成多个段,有限元仿真和分析结果表明,这些新型绕组可以在较宽的频率范围内抑制交流损耗和峰值温度。

为了更准确的计算扁线绕组的交流损耗,文献[38]建立一种由有限元分析法与等效磁路法相结合的混合数值计算方法。文献[9]基于 Dowell 方法,提出了一种计算扁线绕组交流电阻的方法,并通过有限元分析与实验验证的方式,验证了该方法的有效性和准确性。文献[39]提出了一种预测表贴式永磁电机空载绕组交流损耗的简化解析计算模型,该模型考虑了齿尖的影响,但该模型忽略了绕组的涡流效应。文献[40][41]推导了一个考虑集肤效应和邻近效应的交流损耗一般分析模型,但该模型无法考虑电机类型以及定子槽型对交流损耗的影响。在文献[42]中通过复涡流方程,推导出了不同定子槽型中绕组交流损耗的分析模型。文献[43]基于高速电机提出了一种计算单槽绕组交流损耗的近似解析计算模型。该模型依据分层和面积等效的原则,对复杂的定子槽型及不规则绕组排布进行了简化,并通过复涡流方程和坡印廷定理来计算绕组的交流损耗。文献[44]根据轴向无铁心电机磁场的三维分布特性,推导出了计算定子无铁心扁线绕组交流损耗的快速方法,并通过三维有限元仿真和样机测试验证了该方法的正确性。由于三维有限元仿真计算量较大,文献[45]提出了一个简化的二维时谐场有限元计算模型,该模型的转子由一个静态的铁磁圆柱代替,因此无需考虑转子的转动,对绕组的交流损耗进行了快速计算,但该方法只假设转子电路中的外加电流,并没有考虑铁心磁饱和对交流损耗的影响。文献[46]在经典交流损耗解析法的基础上,进行进一步的更新与修正,以增加扁线绕组设计和分析的自由度。利用所建立的分析模型,可以准确预测扁线绕组交流损耗。此外,为了计算由外部磁场引起的交流损耗,文献[47-48]采用精确子域法将磁场模型划分为多个子域,并通过子域之间的边界条件获得电机的磁场分布。文献[49]基于精确子域法计算了永磁电机在空载和负载条件下的交流损耗。该精确子域法考虑了定子齿顶和外部磁场对绕组交流损耗的影响。

1.3 本文主要研究内容

本文以一台 60kW 磁场增强型永磁扁线电机作为研究对象,围绕所提电机的

磁场增强效应和扁线绕组交流损耗抑制方法展开深入研究。本文的主要研究内容包括以下几个方面：

(1) 第一章概述本课题的研究背景与研究意义。阐述国内外各类车用永磁电机的电磁性能及工作特点。总结归纳了国内外学者对扁线绕组交流损耗抑制及计算方法的研究。

(2) 第二章基于“ ∇ ”型转子拓扑结构，提出“V+Halbach”型新型磁场增强型转子拓扑结构，并详细介绍该转子结构的由来。阐明所提磁场增强型永磁电机设计流程，确定电机槽极组合、绕组绕线形式以及电机额定参数等。基于冻结磁导率法和等效磁路法揭示了所提电机气隙磁场增强机理。

(3) 第三章对磁场增强型永磁扁线进行多目标优化，明确优化变量、优化目标及优化流程，通过 JMAG 有限元软件和 modeFRONTIER 多目标优化软件的联合仿真，获取所提磁场增强型永磁扁线电机的最优电机模型。通过麦克斯韦应力张量法和冻结磁导率法揭示该电机的转矩产生机理，探明了不同永磁体对电机输出转矩的影响规律。通过与不同转子拓扑结构的传统永磁电机进行空载特性、转矩特性、弱磁特性等电磁性能对比，突出所提永磁电机具有高效、高功率密度以及宽调速范围等优势。

(4) 第四章基于集肤效应和邻近效应，对扁线绕组交流损耗的产生机理进行了理论分析。构建了永磁电机扁线绕组交流损耗半解析模型，基于该模型探明了不同运行工况下的交流损耗分布规律，并通过与有限元结果相对比的方式验证了该方法的有效性。从电机本体及电机控制器开关频率两方面探讨抑制扁线绕组高频交流损耗的抑制方法，主要包括绕组导体尺寸的优化、导体排布方式的优化、定子铁心参数的优化以及控制器开关频率的优化。

(5) 第五章试制 60kW 原理样机并搭建样机测试平台。对样机进行空载特性和负载特性测试，并将空载特性和负载特性测试结果与有限元仿真结果进行对比分析，结果表明了所提出的电机设计的有效性和合理性。

第2章 磁场增强型永磁扁线电机的拓扑结构

为了满足特种车辆用驱动电机在起动、爬坡、重载及高速工况运行时的高功率/转矩密度、高速巡航时的恒功率、宽调速范围内高效率等需求,本文提出了一种新型磁场增强型永磁扁线电机。该电机转子结构由两种不同结构的永磁体共同组成。依据传统永磁电机的设计经验以及绕组设计的相关理论,确定了该电机的槽极组合以及绕组的绕线形式。基于冻结磁导率法与等效磁路法,揭示了所提新型磁场增强型永磁电机气隙磁场增强机理。

2.1 车用永磁电机的设计方法

2.1.1 转子拓扑结构的选取

本文所提出的新型磁场增强型转子结构拓扑基于“ ∇ ”型,所提出的拓扑结构如图 2-1 所示。图中 PM_1 、 PM_2 和 PM_3 分别表示“V”型内置式永磁体结构和“Halbach”阵列永磁体结构中各个永磁体的编号。此外,该拓扑结构的演化过程如图 2-2 所示,图中 R_l 表示转子内径。从图 2-1 和图 2-2 可知,所提出的拓扑结构来源于传统的“V”型内置式永磁电机和“Halbach”阵列永磁电机。新的拓扑结构是在传统的“V”型内置式永磁电机的基础上增加“Halbach”阵列永磁体的拓扑结构修饰过程。该结构与传统的“V”型内置式永磁转子相同,任保持“V”型永磁结构的聚磁特性,其上部切向磁化永磁体与径向磁化永磁体形成了原始的“Halbach”阵列永磁结构。这种布置有效的增加了转子的磁通密度,从而提供更高的转矩密度。为方便后续介绍,本文将“V”型内置式永磁体结构命名为 Part-A,“Halbach”阵列永磁体结构命名为 Part-B。

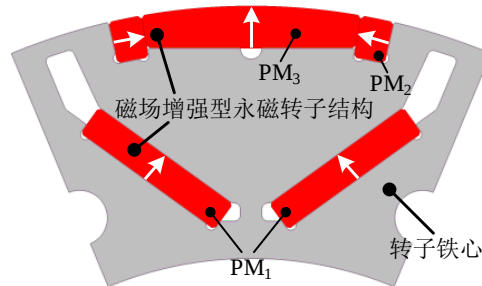


图 2-1 所提新型磁场增强型永磁转子拓扑结构

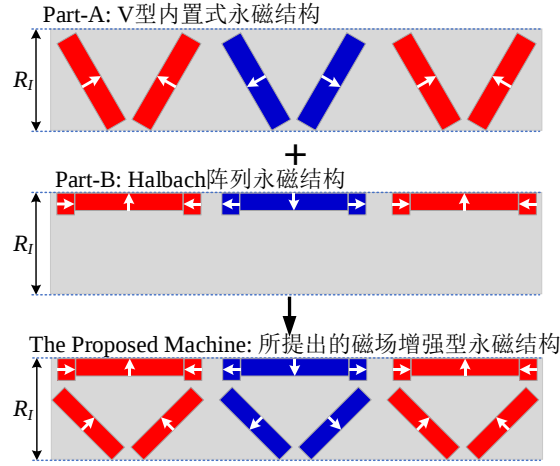


图 2-2 磁场增强型永磁转子拓扑结构演化过程

2.1.2 槽极组合的选取

槽极组合在永磁电机设计中具有重要的技术意义，合理的设计和优化不仅能提升电机的性能和效率，还能延长其使用寿命。因此，在永磁电机的设计和制造过程中，必须重视槽极组合的影响，并进行充分的分析和优化。

对于特种车辆用永磁电机来说相数通常为三相，其槽极组合满足如下公式[50]：

$$\frac{Q}{[GCD(Q, 2P)]} = 3K \quad (2-1)$$

式中， Q 为定子槽数， GCD 为最大公约数， P 为极对数， K 为正整数。

转子极对数的选择对电机的性能有着显著的影响。根据频率计算公式(2-2)可知[51]，对于特种车辆来说转子极对数越多对应频率就越高，对电机控制器的要求也就越高，因此转子极对数的选择不宜过高。

$$f = \frac{pn}{60} \quad (2-2)$$

式中， f 为频率， n 为转速。

对于转子极对数的选择除了需要考虑控制器输出频率的限制之外，还需考虑电机的制造成本、体积以及损耗等方面。假设电机的槽数、主要尺寸、电流密度等因素保持不变，则转子极对数的增加会带来以下变化：

(1) 转子极对数增加后，为了维持电机定子铁心轭部的磁通密度保持不变，定子轭部的厚度需减小，定子铁心材料的用量将减小，因此电机的功率密度会增加。于此同时，由极距公式(2-3)可知，随着转子极对数的增加会使电机极距降

低，这意味着在电机端部绕组的铜的长度可以降低，从而减少铜的用量，因此增加极对数可以有效的降低电机的制造成本。

$$\tau = \frac{Q}{2p} \quad (2-3)$$

式中， τ 为极距， Q 为定子槽数。

(2) 铁心损耗计算公式如下式 (2-4) 所示^[52]。由式知，铁心损耗与频率和磁通密度是成正比的关系，因此转子极对数的增加会导致频率的增加进而会导致电机单位重量下的铁心损耗增加。

$$\begin{aligned} P_{Fe} &= P_h + P_c + P_e \\ &= K_h f B_m^2 + K_c f^2 B_m^2 + K_e f^{1.5} B_m^{1.5} \end{aligned} \quad (2-4)$$

式中， P_h 为磁滞损耗， P_c 和 P_e 分别表示涡流损耗和附加损耗， B_m 为铁心中的磁通密度， K_h 为磁滞损耗系数， K_c 和 K_e 分别表示涡流损耗系数和附加损耗系数。

因此，结合电机的制造成本、体积、损耗等因素，所提的磁场增强型永磁扁线电机的转子极对数最终选择 4。

与双层绕组相比，单层绕组结构较为简单，能够有效的减少绕组之间的电磁干扰，从而提高电机的电磁兼容性。其次单层绕组的制造工艺更为简单，绕制过程容易控制，生产效率高，成本相对较低。此外，为了进一步提升电机的功率密度，定子绕组采用扁线绕组。扁线绕组可以提高绕组的空间利用率，降低电机的体积和重量，同时改善散热性能，增强电机的效率和功率密度，尤其在高功率密度和高转速的应用场合中，扁线绕组能有效提升电机的整体性能。

三相永磁电机的定子绕组采用 120 度相带的方式，有效消除了空载反电势的 3 及 3 的倍数次谐波，优化了空载反电势波形。根据公式 (2-1) 槽极组合选取规则，电机的槽数选择可以为 30、36、48、54、60 等。使用短距绕组能有效减少漏磁和电磁损耗，提高电机的功率密度和效率。短距绕组能够缩短绕组之间的距离，优化磁场分布，减小谐波分量，降低铜损和端部效应，从而提升电机的性能、减少噪音并延长使用寿命。借鉴传统永磁同步电机的设计理念，不同槽数下电机的绕组参数设计值见表 2-1。

表 2-1 不同槽数下的磁场增强型永磁扁线电机绕组设计参数

定子槽数	30	36	48	54	60	72
每极每相槽数 q	5/4	3/2	2	9/4	5/2	3
极距 τ	3.75	4.5	6	6.75	7.5	9
节距 y_p	3	4	5	6	7	8
槽距角 α	48	40	30	26.67	24	20
短距系数 k_p	0.951	0.985	0.966	0.985	0.995	0.985

表 2-1 中，每极每相槽数 q 、槽距角 α 可由下式 (2-5) ~ (2-6) 所表示：

$$q = \frac{Q}{2pm} \quad (2-5)$$

$$\alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Q} \quad (2-6)$$

式中， m 为相数。

其中，短距系数 k_p 可通过相邻两槽间的电角度 δ 计算出，具体表达式如下：

$$k_p = \cos\left(\frac{180^\circ - \delta}{2}\right) = \cos\left[90^\circ\left(1 - \frac{2p}{Z_s}\right)\right] = \sin\frac{\pi y_p}{2mq} \quad (2-7)$$

电机绕组因数可表示为：

$$k_{wd} = k_d k_p = \frac{\sin\left(q \frac{\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \times \sin\frac{\pi y_p}{2mq} \quad (2-8)$$

式中， k_d 为基波分布因数。

由式 (2-8) 分析可知，当电机没有斜槽时，较大的短距系数有利于提升电机的绕组因数。由表 2-1 可知，当转子极对数确定为 4 时，最优的定子槽数为 60，此时短距系数最大。因此，所提出的磁场增强型永磁扁线电机的定子槽数最终确定为 60 槽。

不同的绕组节距对空载反电势的谐波含量有显著影响。较小的绕组节距通常会导致较高次的谐波成分，这是由于绕组的不均匀性以及磁场分布不对称所引起的。而较大的绕组节距可以有效降低反电势中的低次谐波，改善电机的空载反电势波形，使其更接近理想的正弦波。所提磁场增强型永磁扁线电机的定子电枢绕组的 ν 次谐波绕组分布因数 $k_{d\nu}$ 和节距因数 $k_{p\nu}$ 可表示为：

$$k_{dv} = \frac{\sin v \frac{q\alpha}{2}}{q \sin v \frac{\alpha}{2}} \quad (2-9)$$

$$k_{pv} = \sin v \left(\frac{y_p}{\tau} 90^\circ \right) \quad (2-10)$$

式中， v 为谐波次数。

根据式(2-9)和(2-10)计算不同节距下各次谐波的绕组因数如图 2-3 所示。由图可知，基波绕组因数随着节距的增大而逐渐增大，这是由于随着节距的增大，每相绕组匝链的磁通增加。当节距为 7 时，基波绕组因数可达到 0.951。由于该电机绕组采用的是 120 度相带，因此在绕组中不存在 3 及 3 的倍数次谐波。与节距为 4、5、6 相比，节距为 7 时具有较小的 7、11、13 次谐波含量，这表明节距为 7 时谐波对绕组的基波电势影响最小。

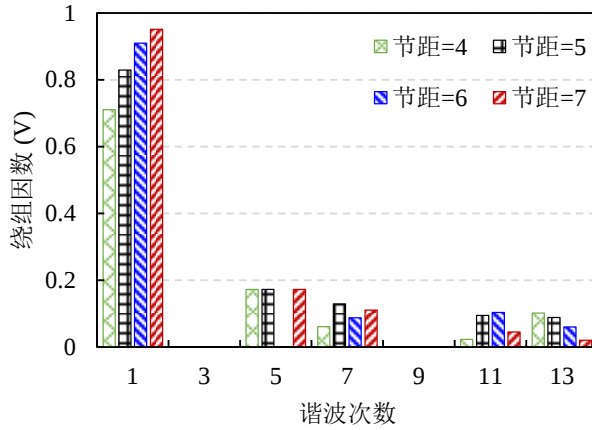


图 2-3 不同节距下各次谐波的绕组因数

综上所述，所提出的磁场增强型永磁扁线电机最终选取 60 槽 8 极的槽极组合，绕组节距选取为 7。此外，由于本文采用的是单层绕组的绕线形式，根据文献[53]可知，对于采用单层绕组的分数槽分布绕组永磁电机来说，若使用传统的星形图方法进行三相绕组分相的话，无法得到每 120° 旋转的对称轴，这样就无法得到对称的三相电压。因此，根据文献[53]所提的方法进行三相绕组分相。首先，引出绕组指数 Q_n 的概念，具体表示如下：

$$Q_n = [z_1, \dots, z_k, \dots, z_n]_{1 \times n} \quad \therefore z = \sum_{k=1}^n z_k, \quad q = \frac{z}{n} \quad (2-11)$$

式中， z 表示每极每相槽数 q 的不可整除分子， n 表示每极每相槽数 q 的不可整除分母。对于本文的槽极组合来说 $z=5$ 、 $n=2$ 。对于 $Q_n=[z_1, z_2]_{1 \times 2}$ 的组合总共有

三种组合形式，如 $[3, 2]_{1 \times 2}$ 、 $[4, 1]_{1 \times 2}$ 和 $[5, 0]_{1 \times 2}$ 。在得到 Q_n 以后，通过如图 2-4 所示的两个步骤进行绕组分相。对于单层绕组来说，只有电流为正的线圈侧可以自由设计，电流方向为负的线圈侧是由线圈节距分配。表 2-2 所示为三种组合下的基波绕组因数和谐波绕组因数对比，由表可以看出在 $[3, 2]_{1 \times 2}$ 的组合电机具有更高的基波绕组因数和最小的谐波绕组因数，因此对于本文所提的永磁电机来说采用 $[3, 2]_{1 \times 2}$ 的组合。如图 2-5 所示为所提电机在两对极下的三相绕组分布示意图。此外，电机的主要设计目标如表 2-3 所示。

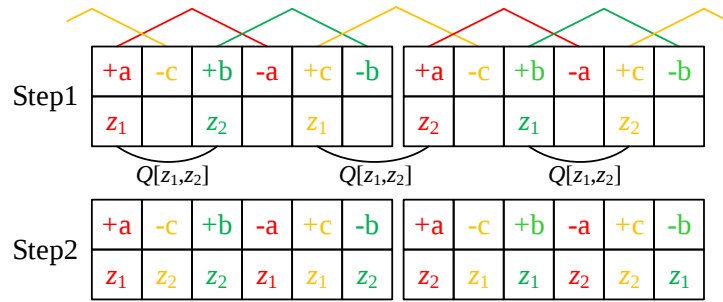


图 2-4 两对极下的绕组分布

表 2-2 不同绕组指标下的参数对比

Q	$\xi_p(\%)$	$\sigma_o(\%)$
$[3, 2]$	95.144	6.61
$[4, 1]$	87.009	50.65
$[5, 0]$	72.146	186.53

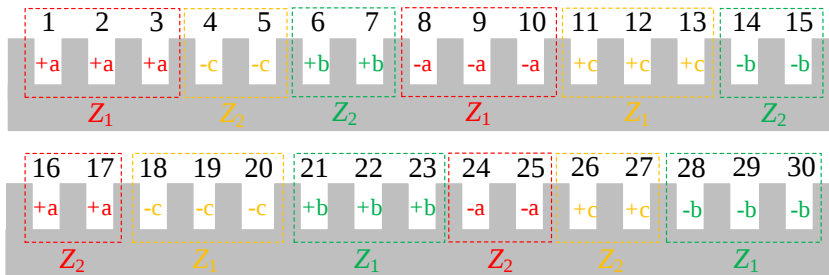


图 2-5 两对极下三相绕组分布示意图

表 2-3 所提磁场增强型永磁扁线电机设计目标

参数	数值	参数	数值
额定功率(kW)	60	峰值功率(kW)	120
额定转速(r/min)	2400	峰值转速(r/min)	9000
额定电压(VDC)	540	峰值转矩(N·m)	350
外径(mm)	≥180	重量(kg)	≥40
轴向长度(mm)	≥180	峰值电流(A)	≥300

2.2 气隙磁场增强机理分析

2.2.1 等效磁路分析

气隙磁通密度是电机性能的关键指标，其值反映了气隙中磁场强度的大小，对电机的效率和稳定性有着重要的影响。为了更好的分析所提磁场增强型永磁扁线电机的气隙磁场增强机理，首先通过等效磁路法对电机在空载状态下定子为无槽时的气隙磁场分布规律进行研究。

如图 2-6 所示为无槽磁场增强型永磁扁线电机的结构和磁场分布，所对应的磁场分布示意图如图 2-7 所示。由图 2-6 和图 2-7 分析可知，该电机的气隙磁场是由 Part-A 和 Part-B 共同提供，形成聚磁结构。此外，所提无槽永磁电机结构具有两条磁通路径，其中磁通路径 1 是由 PM_1 和 PM_3 所提供。磁通路径 2 由 PM_1 、 PM_2 和 PM_3 共同提供。根据无槽气隙磁场的分布规律，将一个极距划分为如图 2-6 所示的 5 个区域。在图 2-6 中， α_1 ， α_2 ， α_3 ， α_4 分别表示 PM_1 和 PM_2 的最大和最小角度。等效无槽磁场增强型永磁电机的径向气隙磁通密度分布如图 2-8 所示。图中 P 表示极对数， B_{g1} 和 B_{g2} 分别为 Part-A 和 Part-B 两部分所提供的径向气隙磁通密度幅值。 B_g 由 Part-A 和 Part-B 的气隙磁通密度共同组成。

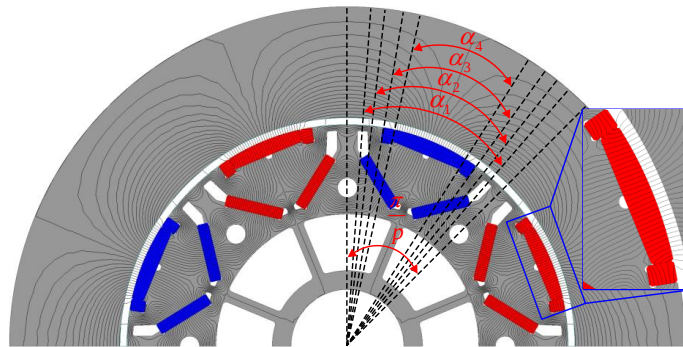


图 2-6 定子无槽磁场增强型永磁电机的结构及磁场分布

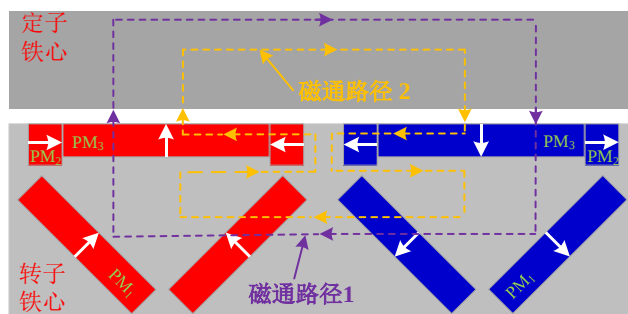


图 2-7 定子无槽磁场增强型永磁电机磁场分布示意图

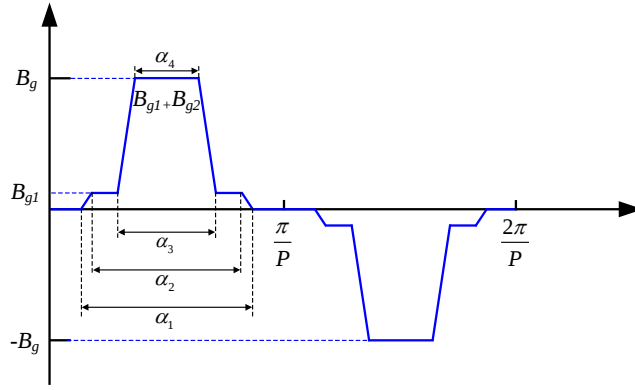


图 2-8 等效无槽径向气隙磁场分布

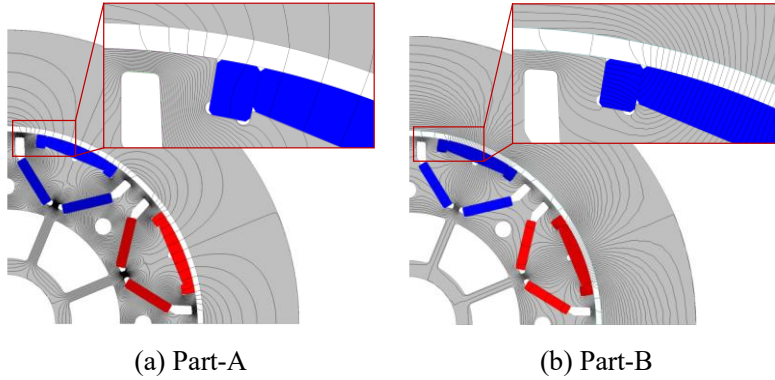


图 2-9 Part-A 与 Part-B 磁场分布

由上述分析可知，两条磁通路径都是由 Part-A 和 Part-B 共同提供，两者耦合效应较大，无法直接反映 Part-A 与 Part-B 在无槽磁场增强型永磁电机气隙磁通密度中的贡献。因此，基于冻结磁导率法^[54]，将无槽磁场增强型永磁电机的磁场分布划分为 Part-A 和 Part-B 两部分，如图 2-9 所示。对应的等效磁路图如图 2-10 所示。其中， F_{PMi} ($i=1, 2, 3$) 为永磁体的磁动势， R_{PMi} 为对应的永磁体磁阻； R_{gi} 表示不同磁通路径下的气隙磁阻； R_s 和 R_r 分别表示定子轭和转子轭的磁阻。由于定子轭和转子轭在空载状态时的磁饱和不明显， R_s 和 R_r 可以忽略。因此得到简化后的等效磁路模型如图 2-11 所示。图中， ϕ_{gi} 为气隙的磁通量。

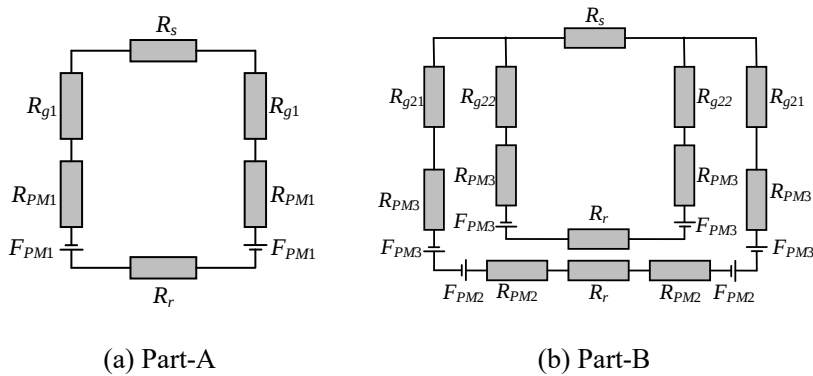


图 2-10 等效磁路模型

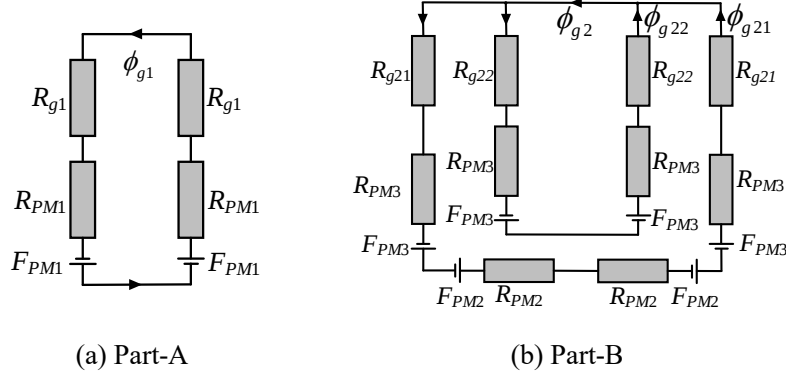


图 2-11 等效磁路简化模型

上述所述的各个变量，具体表达式如下：

$$\begin{cases} R_{g1} = \frac{L_g}{\mu_0 A_{g1}} \therefore A_{g1} = \frac{\alpha_2}{2} r_g L_{stk} \\ R_{g21} = \frac{L_g}{\mu_0 A_{g21}} \therefore A_{g21} = \frac{\alpha_4}{5} r_g L_{stk} \\ R_{g22} = \frac{L_g}{\mu_0 A_{g22}} \therefore A_{g22} = \frac{3}{10} \alpha_4 r_g L_{stk} \end{cases} \quad (2-12)$$

$$\begin{cases} R_{PM1} = \frac{H_{PM1}}{\mu_0 \mu_r A_{PM1}} \therefore A_{PM1} = W_{PM1} L_{stk} \\ R_{PM2} = \frac{H_{PM2}}{\mu_0 \mu_r A_{PM2}} \therefore A_{PM2} = W_{PM2} L_{stk} \\ R_{PM3} = \frac{H_{PM3}}{\mu_0 \mu_r A_{PM3}} \therefore A_{PM3} = W_{PM3} L_{stk} \end{cases} \quad (2-13)$$

$$\phi_g = \frac{F_{PM}}{R_{total}} = \frac{H_c H_{PM}}{R_{total}} \quad (2-14)$$

$$B_{g1} = \frac{\phi_{g1}}{A_{g1}} = \frac{2H_c H_{PM1}}{(R_{g1} + R_{PM1}) \cdot \alpha_2 r_g L_{stk}} \quad (2-15)$$

$$B_{g21} = \frac{\phi_{g21}}{A_{g21}} = \frac{5(H_c H_{PM2} + H_c H_{PM3})}{(R_{g21} + R_{PM2} + R_{PM3}) \cdot \alpha_4 r_g L_{stk}} \quad (2-16)$$

$$B_{g22} = \frac{\phi_{g22}}{A_{g22}} = \frac{5H_c H_{PM3}}{3(R_{g22} + R_{PM3}) \cdot \alpha_4 r_g L_{stk}} \quad (2-17)$$

$$B_{g2} = B_{g21} + B_{g22} \quad (2-18)$$

式中， L_g 为气隙长度； μ_0 为真空磁导率； μ_r 为永磁体的相对磁导率，其大小取决

于磁性材料的饱和度； R_g 为气隙半径； L_{stk} 是电机的轴向长度； W_{PMi} 与 H_{PMi} 分别表示 PM_i 的宽度和厚度； H_c 为永磁体矫顽力。

2.2.2 气隙磁场的提升机理

基于 2.2.1 节中等效磁路法对 Part-A 和 Part-B 无槽气隙磁场的分析，无槽磁场增强型永磁电机在永磁体激励下所对应的径向气隙磁通密度 $B_r(\theta, t)$ 的时空分布可表示为：

$$B_r(\theta, t) = \begin{cases} 0, & \frac{k\pi}{P} \leq \gamma \leq \frac{(k+1)\pi}{P} \\ (-1)^k B_{g1} \left[\frac{2\gamma - \frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} + 1 \right], & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_1}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_2}{2} \\ (-1)^k B_{g1}, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_2}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_3}{2} \\ (-1)^k \left\{ B_{g2} \left[\frac{2\gamma - \frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_4}{\alpha_3 - \alpha_4} + 1 \right] + B_{g1} \right\}, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_3}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_4}{2} \\ (-1)^k B_g, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_4}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_4}{2} \\ (-1)^k \left\{ B_{g2} \left[\frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_4 - 2\gamma}{\alpha_3 - \alpha_4} + 1 \right] + B_{g1} \right\}, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_4}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_3}{2} \\ (-1)^k B_{g1}, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_3}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_2}{2} \\ (-1)^k B_{g1} \left[\frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_2 - 2\gamma}{\alpha_1 - \alpha_2} + 1 \right], & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_2}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_1}{2} \\ 0, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_1}{2} \leq \gamma \leq \frac{(k+1)\pi}{P} \end{cases} \quad (2-19)$$

其中， γ 的表达式为：

$$\gamma = \theta + \omega t + \theta_0 \quad (2-20)$$

式中， θ 为转子位置角； ω 为转子的机械角速度； θ_0 为转子相对于定子的初始位置角； $k=0, 1, 2, 3, \dots$ 为自然数。

一般来说，切向气隙磁通密度不能用等效磁路模型来计算。然而，如图 2-6

所示，切向气隙磁场只有在过渡区（ α_3 与 α_4 之间）具有明显的振幅，其他区域内几乎为零。过渡区的切向气隙磁通密度与径向气隙磁通密度之间存在一定的关系，根据磁力线穿过气隙进入定子铁心的方向，可以将总气隙磁场分解为径向和切向分量。因此，切向分量的气隙磁通密度可以根据径向分量的气隙磁通密度来计算。

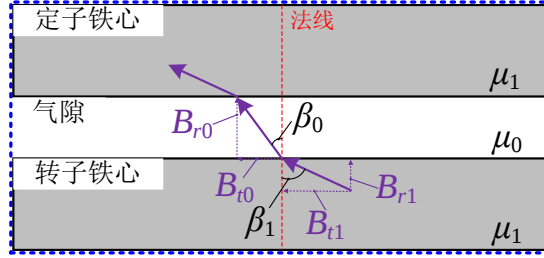


图 2-12 不同介质下的磁力线走向示意图

在气隙中磁力线假定为直线， β 为气隙内的磁力线与气隙以及铁心内的磁力线与铁心交界面的法线之间的夹角。显然，在过渡区 α_3 与 α_4 之间 β 是在 $0 \leq \beta \leq \beta_{\max}$ 范围内， $\beta_{\max}$ 为气隙内的磁力线与界面处法线之间的最大夹角。 $\beta_{\max}$ 可根据静磁学中宏观方程 B 和 H 的边界条件计算，且 $\beta_{\max}$ 出现在界面附近的最高饱和处^[55]。如图 2-12 所示为磁力线经过不同介质下的示意图。由图可以看出，当磁力线通过两种不同介质（如空气和铁心）的界面时，其方向发生了变化。界面两侧的磁通密度符合静磁学中 B 和 H 的边界条件^[56]，可表示为：

$$\begin{cases} B_{n0} = B_{n1} \\ B_{t0} = \frac{\mu_0}{\mu_1} B_{t1} \end{cases} \quad (2-21)$$

式中， B_{r0} 和 B_{t0} 以及 B_{r1} 和 B_{t1} 分别表示气隙磁通密度和铁心磁通密度的切向和径向分量， μ_0 和 μ_1 分别表示气隙和铁心的磁导率。

因此，界面两侧的角度关系可表示为：

$$\tan \beta_0 = \frac{\mu_0}{\mu_1} \tan \beta_1 \quad (2-22)$$

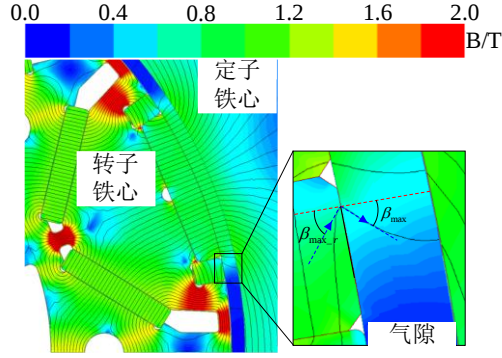


图 2-13 一磁极下的磁场分布

图 2-13 所示为电机在一对极下的磁场分布。因此，由式 (2-22) 可计算出图的 $\beta_{\max}$ ：

$$\beta_{\max} = \tan^{-1} \left(\frac{\mu_0}{\mu_{\max_r}} \tan \beta_{\max_r} \right) \quad (2-23)$$

式中， $\mu_{\max_r}$ 为界面附近转子铁心饱和程度最高时的磁导率，设为 $\mu(H_{\max_r1})$ ， $\beta_{\max_r}$ 为界面附近转子铁心饱和程度最高时的磁力线方向。

由式 (2-23) 可知， $\beta_{\max}$ 值不仅与转子铁心磁力线方向有关，而且与转子铁心磁导率有关。此外，由于转子铁心具有较低的饱和度，转子铁心的磁导率与径向磁场区域的气隙变化很大。因此，无论磁力线如何穿过转子表面，它在气隙中几乎与转子表面垂直。显然，靠近气隙部分的转子隔磁桥饱和度对切向气隙场分布有很大的影响。

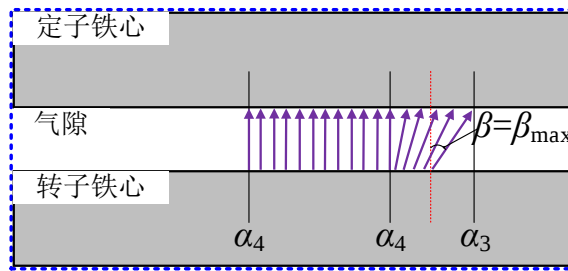


图 2-14 过渡区域的磁力线示意图

基于上述分析，如图 2-14 所示为过渡区域的磁力线分布示意图，设 β 在过渡区 $0 \leq \beta \leq \beta_{\max}$ 内均匀变化，其角度函数定义为：

$$\beta(\gamma) = \left[1 - \frac{\frac{\pi}{P} - \alpha_3}{\frac{\alpha_3 - \alpha_4}{2}} \right] \beta_{\max} \quad (2-24)$$

式中, γ 的取值范围为:

$$\frac{\frac{\pi}{P} - \alpha_3}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{\pi}{P} - \alpha_4}{2} \quad (2-25)$$

因此, 根据径向气隙磁通密度所得到切向气隙磁通密度的表达为:

$$B_t(t, \theta) = B_r(t, \theta) \cdot \tan[\beta(\gamma)] \quad (2-26)$$

由式 (2-26) 和 (2-24) 可得, 定子无槽时的切向气隙磁场分布可表示为:

$$B_t(t, \theta) = \begin{cases} 0, & \frac{k\pi}{P} \leq \gamma \leq \frac{(k+1)\pi}{P} \\ 0, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_1}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_2}{2} \\ 0, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_1}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_2}{2} \\ B_r(t, \theta) \cdot \tan[\beta(\gamma)], & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_3}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_4}{2} \\ 0, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} - \alpha_4}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_4}{2} \\ -B_r(t, \theta) \cdot \tan[\beta(\gamma)], & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_4}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_3}{2} \\ 0, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_3}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_2}{2} \\ 0, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_2}{2} \leq \gamma \leq \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_1}{2} \\ 0, & \frac{\frac{(k+1)\pi}{P} + \alpha_1}{2} \leq \gamma \leq \frac{(k+1)\pi}{P} \end{cases} \quad (2-27)$$

为了考虑定子槽对空载气隙磁通密度的影响 (忽略槽型和槽高的影响), 本文采用文献[55]和[57]所提出的复杂相对磁导率来考虑槽效应, 可以表示为:

$$\lambda(\gamma) = \lambda_a(\gamma) + j\lambda_b(\gamma) \quad (2-28)$$

结合上述所述的定子无槽气隙中磁通密度的径向和切向分量, 则当定子有槽时气隙中磁通密度的径向和切向为:

$$B_{r_slot}(\gamma) = B_r(\gamma)\lambda_a(\gamma) + B_t(\gamma)\lambda_b(\gamma) \quad (2-29)$$

$$B_{t_slot}(\gamma) = B_t(\gamma)\lambda_a(\gamma) - B_r(\gamma)\lambda_b(\gamma) \quad (2-30)$$

考虑到定子齿内部具有聚磁效应,槽内气隙的径向气隙磁通密度应乘以文献[58]所提出的修正系数 k_{con} (由于聚磁效应对气隙磁通密度切向分量的振幅影响较小,可以忽略),则修正后的径向气隙磁通密度表达式为:

$$B_{r_slot_kc}(\gamma) = B_{r_slot}(\gamma) \cdot k_{con} \quad (2-31)$$

为了验证该方法的有效性,基于 3.1 节中的最优电机模型和上述式 (2-19)、(2-27)、(2-30) 和 (2-31) 得到空载气隙磁密度的径向和切向分量的时空分布并与有限元计算结果进行对比,如图 2-15 所示。对比分析可知解析计算结果与有限元计算结果吻合度较好,两者之间最大误差小于 5.2%,表明了该方法有效性和正确性。

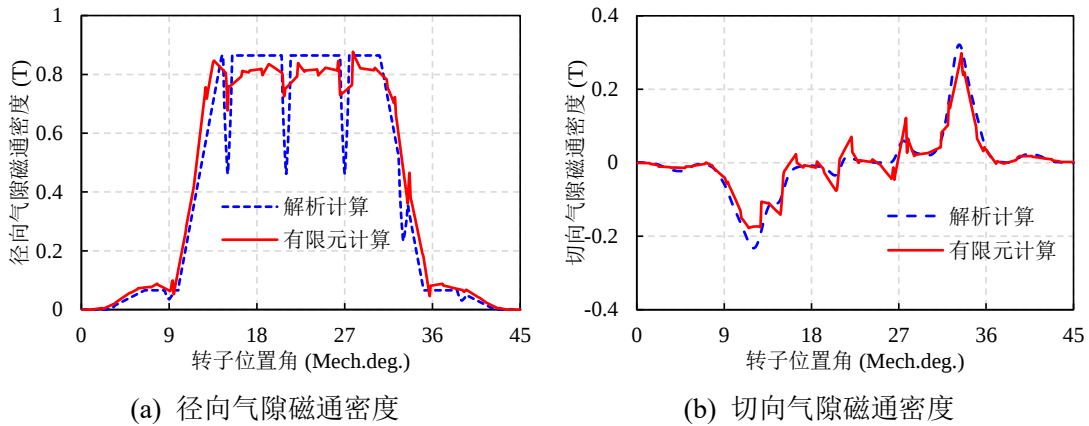


图 2-15 空载气隙磁通密度时空分布

2.3 本章小结

为满足电动汽车用驱动电机的需求,本章首先提出了混合极磁场增强型转子拓扑结构。该拓扑结构是在传统的“V”型内置式永磁体的基础上增加“Halbach”阵列永磁体,这种布置有效的增加了转子的磁通密度。随后,依据传统永磁电机的设计经验以及绕组设计的相关理论,最终确定了所提电机 60 槽 8 极的槽极组合。其次,基于冻结磁导率法和等效磁路法揭示了该结构的气隙磁场增强机理并计算出所提电机的径向磁场气隙磁通密度和切向磁场气隙磁通密度的时空分布表达式。最后,将解析计算结果与有限元计算结果进行对比分析,验证了该方法

的有效性和准确性。本章所做的工作为后续所提磁场增强型永磁扁线电机的进一步结构优化和电磁特性分析对比奠定了基础。

第3章 磁场增强型永磁扁线电机的电磁特性分析

由于所提出的混合极磁场增强型永磁转子结构相比于其他转子结构具有更多的几何参数，因此，本章首先通过采用 JMAG 有限元软件与 modeFRONTIER 多目标优化软件对所提电机的关键结构参数进行优化设计，并选取转矩和转矩脉动作为优化目标。其次，基于优化后的最优模型通过冻结磁导率法和麦克斯韦应力张量法揭示了该电机的转矩产生机理，探明了不同永磁体对输出转矩的影响。然后，通过 ANSYS Maxwell 有限元软件对所提电机进行电磁特性分析与具有相同槽极组合、定子结构、定子内外径以及气隙长度等尺寸参数的“V”型内置式永磁电机和“Halbach”阵列永磁电机进行电磁特性对比。

3.1 永磁扁线电机的多目标优化

3.1.1 优化目标及优化变量的选取

在本文选取转矩和转矩脉动最为优化目标，旨在平衡电机的功率输出和运行平稳性。转矩直接影响电机的驱动力和功率密度，而转矩脉动则影响电机的振动、噪音及机械寿命等。优化这两个目标可以确保电机在提供高功率输出的同时，减少转矩脉动带来的负面影响，提高运行效率、稳定性和整体性能。因此，将优化目标表述为：

$$\max\{f_1(x), -f_2(x)\}, x \in R \quad (3-1)$$

式中， x 为几何参数， R 为约束条件， f_1 为平均转矩， f_2 为转矩脉动。

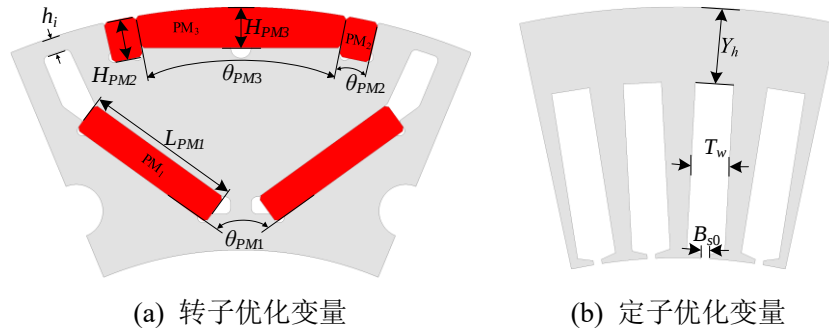


图 3-1 优化变量选取

优化变量的选取是优化过程中至关重要的一步，选取转子永磁体、隔磁桥、定子槽宽等 10 个主要定转子参数作为优化变量进行全局优化，选取的优化变量

示意图如图 3-1 所示。此外，在优化过程中“V”型内置式永磁体和“Halbach”阵列永磁体的永磁体用量保持不变。由图 3-1 可知，由于转子结构相对复杂，因此转子的优化变量相对较多。图 3-1(a)中， θ_{PM1} 为“V”型内置式永磁体的夹角， θ_{PM2} 和 θ_{PM3} 分别为 PM₂ 和 PM₃ 的夹角， L_{PM1} 为 PM₁ 的长度， h_i 为靠近气隙一侧的转子隔磁桥宽度。在图 3-1(b)中， B_{s0} 为定子槽口宽度， T_w 为定子槽宽， Y_h 为定子轭部高度。

3.1.2 基于 JMAG 和 modeFRONTIER 的联合优化

基于本文的磁场增强型永磁扁线电机对电磁性能要求以及尺寸空间的约束，利用 JMAG 有限元软件构建该永磁电机的有限元优化模型，采用 modeFRONTIER 多目标优化软件进行结构优化，具体优化流程图如图 3-2 所示。优化结束后，利用 Ansys Maxwell 构建最终的优化模型并进行结果验证。

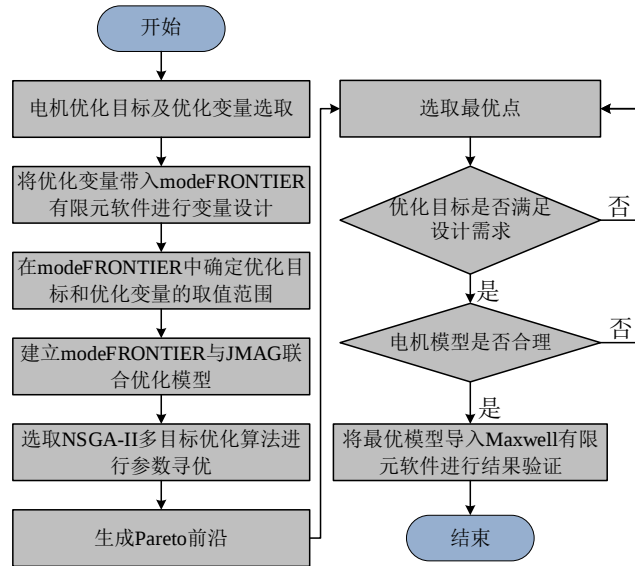


图 3-2 磁场增强型永磁扁线电机的多目标优化流程

以多目标优化函数为基础，采用 modeFRONTIER 软件自带的 NSGA-II 多目标优化算法对该电机进行多目标优化设计，得到该电机拓扑结构的多目标优化散点图如图 3-3 所示。由图可知，由于转子参数较为复杂，平均转矩与转矩脉动之间没有明确的关系，考虑选择如图 3-3 所示的相对最优方案，其目的是尽可能实现较大的平均转矩和较小的转矩脉动。此时，所得到的最优电机拓扑结构如图 3-4 所示，最优优化变量参数如表 3-1 所示。此外，最优拓扑结构对应的基本结构参数如表 3-2 所示。

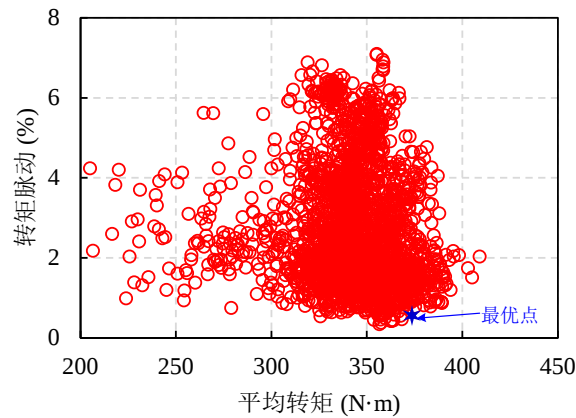


图 3-3 所提电机的拓扑结构优化散点图

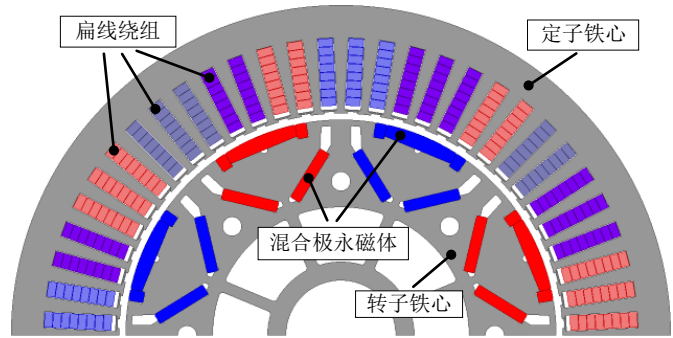


图 3-4 所提电机的最优拓扑结构

表 3-1 所提电机拓扑结构的最优优化变量参数

优化变量	数值
PM ₁ 长度, L_{PM1} (mm)	15.5
PM ₂ 厚度, H_{PM2} (mm)	3.98
PM ₃ 厚度, H_{PM3} (mm)	4
PM ₁ 夹角, θ_{PM1} (deg)	108
PM ₂ 夹角, θ_{PM2} (deg)	2.6
PM ₃ 夹角, θ_{PM3} (deg)	21.5
隔磁桥厚度, h_i (mm)	1.5
定子轭高度, Y_h (mm)	8.5
定子槽宽度, T_w (mm)	4.5
定子槽口宽度, B_{s0} (mm)	1

表 3-2 电机基本结构参数

参数	数值	参数	数值
槽数	60	极数	8
定子外径 (mm)	180	定子内径 (mm)	121.1
气隙长度 (mm)	1.8	转子内径 (mm)	70
轴向长度 (mm)	180	充磁方向	V+Halbach
匝数	8	并联之路数	2

3.2 转矩提升机理分析

3.2.1 转矩产生机理分析

为了进一步探究所提磁场增强型转子拓扑结构的不同层不同结构的永磁体对所提电机输出转矩的贡献，基于冻结磁导率法将 Part-A 和 Part-B 所提供的转矩分量进行分离^[59-60]，为了准确分析 Part-A 和 Part-B 的气隙磁场调制效应，首先对所提电机的径向和切向气隙磁通密度进行分析。根据麦克斯韦应力张量法可知，旋转电机的气隙切向电磁力密度 f_t 可表示为^[61]：

$$f_t = \frac{1}{\mu_0} B_r B_t \quad (3-2)$$

式中， B_r 和 B_t 分别为气隙磁通密度的径向和切向分量，它们所对应的傅里叶级数形式可表示为：

$$\begin{cases} B_r(t, \theta) = \sum_m B_{rm} \cos(m\theta - \theta_{rm}) \\ B_t(t, \theta) = \sum_n B_{tn} \cos(n\theta - \theta_{tn}) \end{cases} \quad (3-3)$$

式中， B_{rm} 为径向气隙磁通密度的 m 次气隙磁通密度谐波幅值， B_{tn} 为切向气隙磁密的 n 次气隙磁通密度谐波幅值； θ_{rm} 和 θ_{tn} 分别代表径向和切向气隙磁密的空间相位。

因此，Part-A 和 Part-B 的瞬态电磁转矩表达式可由麦克斯韦应力张量法^[62]所得：

$$T_e = \sum_k T_k(t) = \frac{\pi L r_g^2}{\mu_0} \sum_{k=m=n} B_{rk} B_{tk} \cos[\theta_{rk}(t) - \theta_{tk}(t)] \quad (3-4)$$

式中， T_k 为 k 次气隙磁通密度谐波所产生的电磁转矩； r_g 为气隙半径； B_{rk} 和 B_{tk} 为第 k 次径向和切向气隙磁通密度的谐波。由上式分析可知，只有当径向和切向气隙磁通密度谐波阶次相同，并且空间相位角之差为零时，所提的磁场增强型永磁扁线电机方可产生稳定的电磁转矩。

由式（3-4）获得的一个完整电周期下的瞬态电磁转矩，即可得到其平均转矩，则总的平均转矩可表示为：

$$T_{avg} = \sum_k T_{avgk} \quad (3-5)$$

式中, T_{avgk} 为 k 次气隙磁通密度谐波产生的平均转矩。上述公式表明, 当获得 k 次径向和切向的气隙磁通密度分布时, 可以通过该公式分离出其对平均转矩的贡献。因此, k 次气隙磁通密度所贡献的转矩分量在总转矩中的占比可以表示为:

$$\lambda_k = \frac{T_{avgk}}{T_{avg}} \times 100\% \quad (3-6)$$

由上述分析可知, 除去基波贡献电磁转矩外, 由磁场调制谐波产生的转矩占比可表示为:

$$\lambda_{FME} = \frac{T_{avg} - T_{Zr}}{T_{avg}} \times 100\% \quad (3-7)$$

式中, T_{Zr} 为主阶谐波产生的平均电磁转矩。

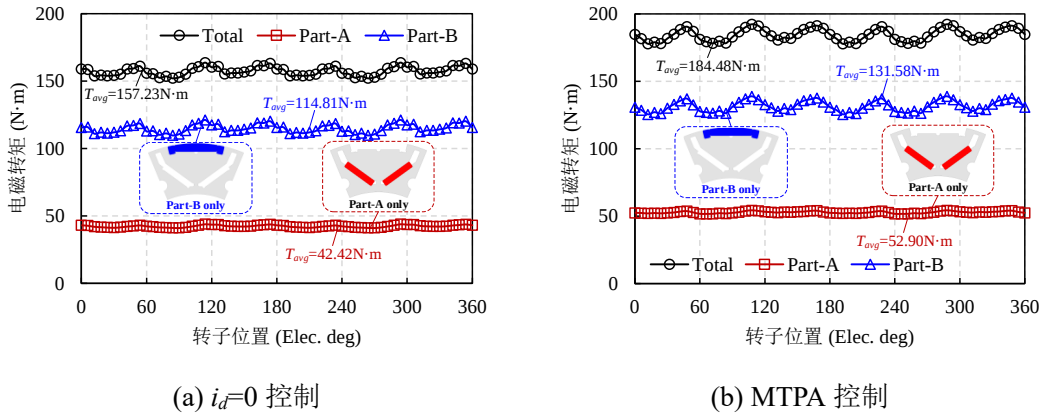


图 3-5 额定工况下的转矩波形

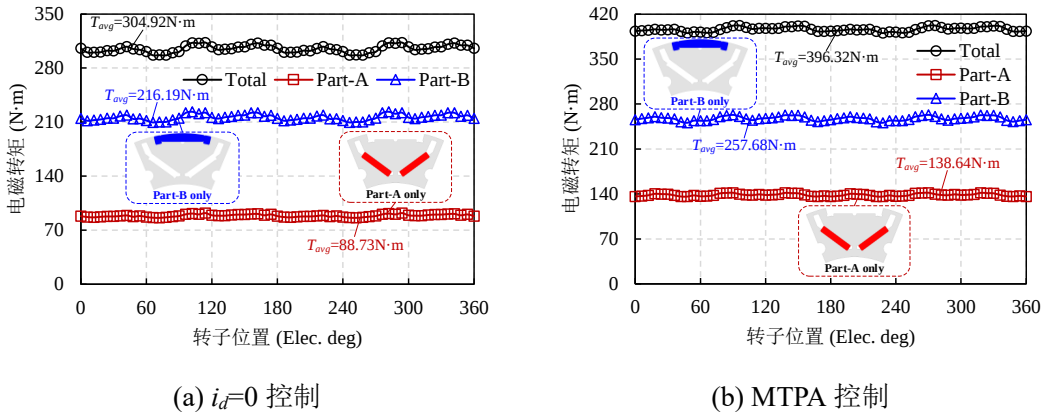


图 3-6 峰值工况下的转矩波形

利用麦克斯韦应力张量和冻结磁导率的方法, 得到不同永磁体在不同工况和不同控制方式下对电磁转矩的影响如图 3-5 和图 3-6 所示。由图分析可知, 在不

同运行工况以及不同控制方式下,电机的总电磁转矩主要是由 Part-B 所提供的,这表明与 Part-A 相比,Part-B 的聚磁作用更为明显。但与 Part-A 相比,Part-B 的输出转矩波形图波动更为明显。

为了量化各阶次工作谐波对所提磁场增强型永磁扁线电机的瞬态电磁转矩的贡献,首先通过有限元分析得到在额定工况不同控制方式下的径向和切向气隙磁通密度及其谐波分析,分别如图 3-7 和图 3-8 所示。由图分析可知,影响 Part-A、Part-B 以及所提磁场增强型永磁扁线电机径向和切向气隙磁通密度的主要谐波为 4th、12th、20th、28th、36th、44th。因此,研究 Part-A 和 Part-B 的各谐波分量对所提电机的总电磁转矩主要来自 4th、12th、20th、28th、36th、44th 磁场谐波。

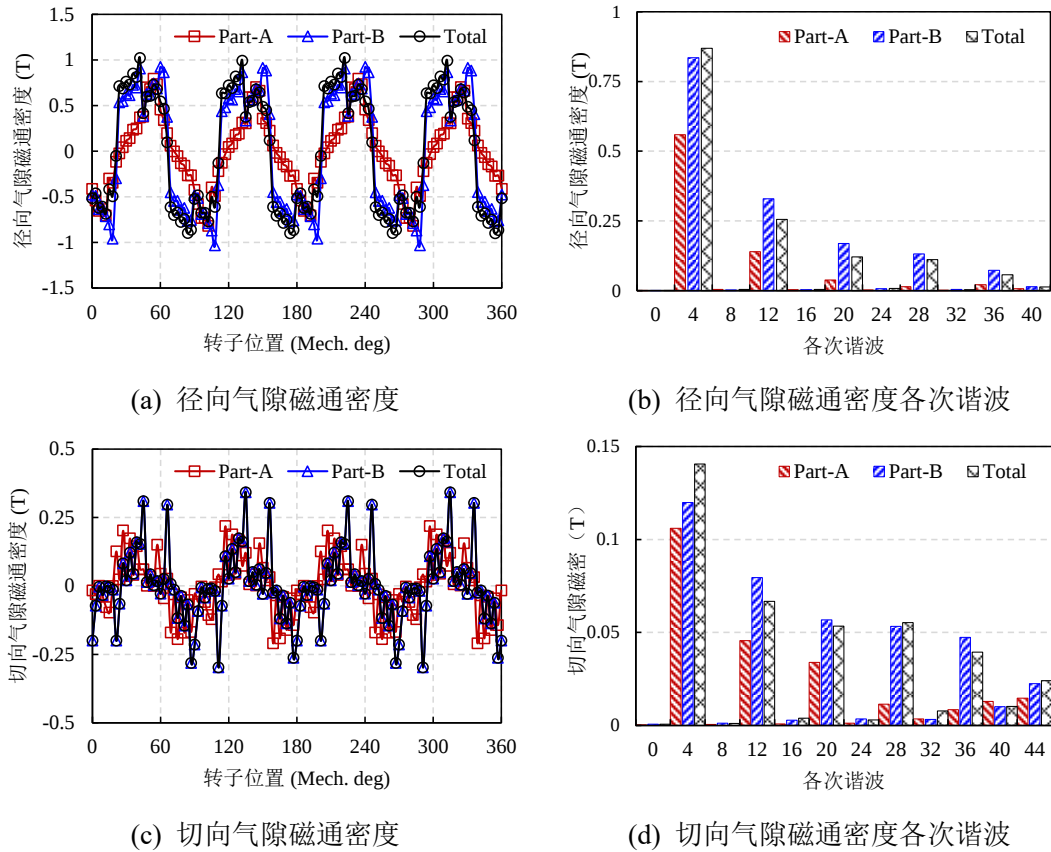


图 3-7 额定工况下的气隙磁通密度@ $i_d=0$ 控制

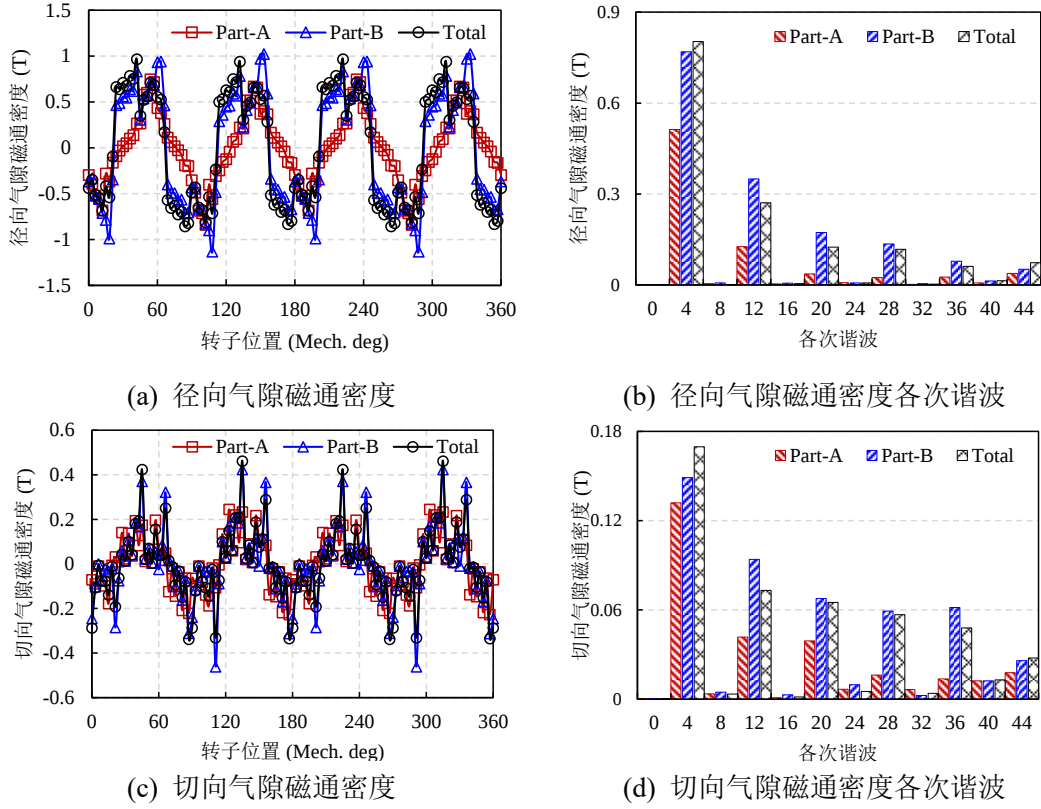


图 3-8 额定工况下的气隙磁通密度@MTPA 控制

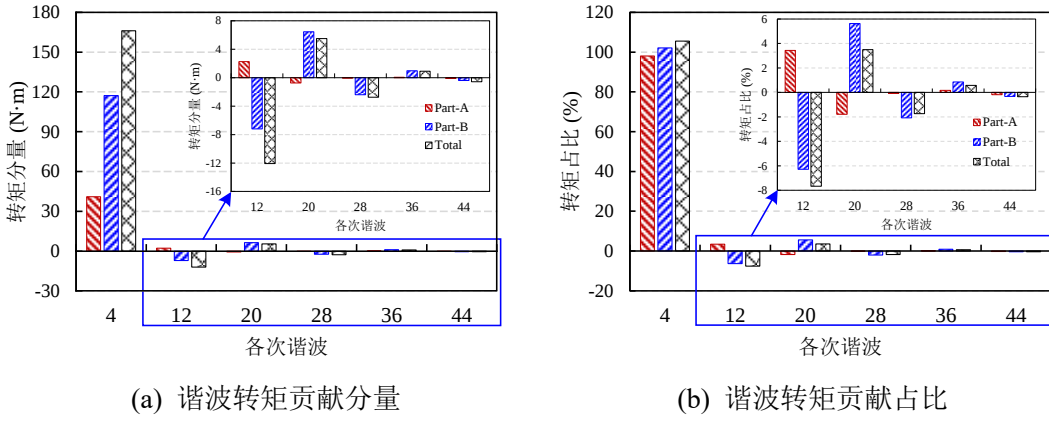


图 3-9 额定工况下主要工作谐波转矩贡献分量和转矩贡献占比@ $i_d=0$ 控制

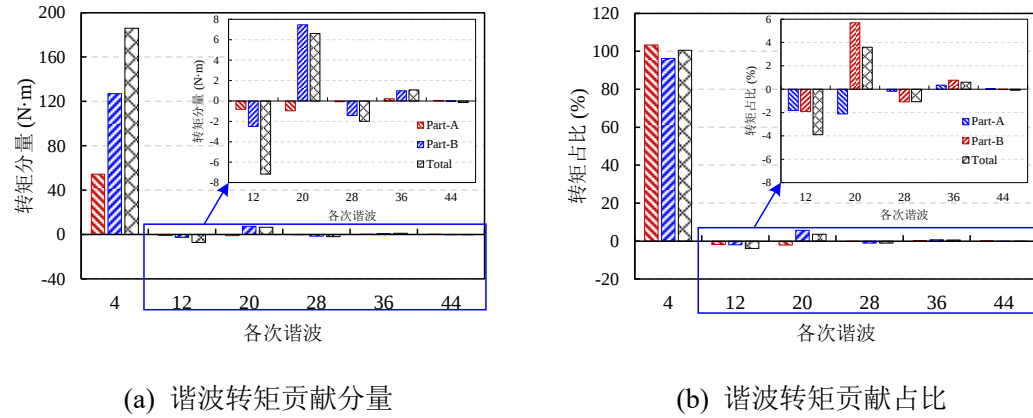


图 3-10 额定工况下主要工作谐波转矩贡献分量和转矩贡献占比@MTPA 控制

由式(3-4)量化所提磁场增强型永磁扁线电机的第4th、12th、20th、28th、36th、44th主要工作谐波在额定工况不同控制方式下的转矩分量和转矩占比,如图3-9和图3-10所示。由图可知,除了4次主谐波贡献主要的转矩外,第12th、20th、28th、36th、44th工作谐波也贡献了一定比例的转矩。额定工况不同控制方式下主要工作谐波的转矩贡献比例如表3-3和表3-4所示。有表可知,在 $i_d=0$ 控制下,除主谐波贡献正转矩外其他主要工作谐波最终对总电磁转矩的贡献作用为负,而第12th工作谐波所提供的负转矩贡献占电磁转矩比例最大,这是由于Part-B提供了一个较大的负转矩贡献。而对于MTPA控制下,由于Part-A和Part-B都提供第12th负转矩贡献,从而导致所提电机的第12th工作谐波提供负转矩贡献比例最大。此外,由于表3-3和表3-4中的总电磁转矩仅考虑了由前44次气隙磁通密度谐波产生的转矩分量,忽略了其他高次谐波对转矩的贡献,因此各次谐波总和计算得到的平均电磁转矩略低于有限元仿真中得到的平均转矩值。有上述分析可得,各次工作谐波贡献的总转矩值与有限元仿真基本吻合,验证了该方法有效性和正确性。因此通过对所提电机进行转矩量化分析,验证了该电机的转矩产生机理。

表 3-3 额定工况下主要磁场谐波贡献比@ $i_d=0$ 控制

谐波次数	参数	Part-A	Part-B	Total
4th	转矩分量(N·m)	40.9242	117.2279	166.1278
	转矩占比(%)	98.0217	102.0996	105.5674
12th	转矩分量(N·m)	2.2657	-7.2094	-12.0760
	转矩占比(%)	3.4369	-6.2791	-7.6660
20th	转矩分量(N·m)	-0.7441	6.4632	5.5098
	转矩占比(%)	-1.7822	5.6291	3.4977
28th	转矩分量(N·m)	-0.0355	-2.3845	-2.7423
	转矩占比(%)	-0.0850	-2.0767	-1.7408
36th	转矩分量(N·m)	0.0688	0.9762	0.9088
	转矩占比(%)	0.1648	0.8502	0.5769
44th	转矩分量(N·m)	-0.0803	-0.3811	-0.5559
	转矩占比(%)	-0.1922	-0.3319	-0.3529
λ_{FME}	转矩贡献比(%)	1.5423	-2.2084	-5.6851
总电磁转矩(N·m)		42.3989	114.6922	157.2276
有限元仿真结果(N·m)		42.4240	114.8074	157.2314

表 3-4 额定工况下主要磁场谐波贡献比@MTPA 控制

谐波次数	参数	Part-A	Part-B	Total
4th	转矩分量(N·m)	54.4007	126.9764	186.0740
	转矩占比(%)	103.2689	96.2608	100.5808
12th	转矩分量(N·m)	-0.8091	-2.5011	-7.1651
	转矩占比(%)	-1.8373	-1.9042	-3.8911
20th	转矩分量(N·m)	-0.9588	7.4717	6.6122
	转矩占比(%)	-2.1232	5.6880	3.5908
28th	转矩分量(N·m)	-0.0791	-1.4205	-1.9850
	转矩占比(%)	-0.1803	-1.0815	-1.0780
36th	转矩分量(N·m)	0.2177	1.0032	1.0903
	转矩占比(%)	0.3432	0.7638	0.5921
44th	转矩分量(N·m)	0.0354	-0.0217	-0.1537
	转矩占比(%)	0.0383	-0.0165	-0.0834
λ_{FME}	转矩贡献比(%)	-3.7593	3.4496	-0.8696
总转矩(N·m)		52.8138	131.5073	184.4727
有限元仿真结果(N·m)		52.9004	131.5781	184.4785

3.2.2 不同永磁结构对输出转矩的影响

为了进一步反映不同层不同结构的永磁体对所提磁场增强型永磁扁线电机输出转矩的作用，首先采用冻结磁导率法对 Part-A 和 Part-B 所提供的空载气隙磁通密度分量进行分离。这两部分对气隙磁通密度分布的贡献如图 3-11(a)所示，对应的谐波频谱如图 3-11(b)所示。由图 3-11(a)可以看出，所提电机的气隙磁通密度幅值主要是由 Part-B 所提供，并且 Part-A 与 Part-B 的部分气隙磁通密度波形与所提电机的气隙磁通密度波形相反。对图 3-11(b)进行分析可知，Part-A 和 Part-B 的基波（1st）相位相同，因此可以通过 Part-A 和 Part-B 的基波分量的矢量合成来提高整个电机的气隙磁通密度的基波值。这说明 Part-A 和 Part-B 在提供气隙磁通密度的基波方面发挥同样的作用。此外，Part-A 的第 3rd、5th、7th、9th、10th 等高阶气隙磁通密度谐波与 Part-B 相反，这意味着可以通过从 Part-A 到 Part-B 的谐波分量矢量合成来抑制整个电机气隙磁通密度的高次谐波分量。因此，Part-A 和 Part-B 的结合可以提高整个电机的气隙磁通密度的基波值，并降低高次谐波。这意味着，这种组合能有效提高电机的输出转矩，降低转矩脉动，从而提高整个电机的转矩质量。

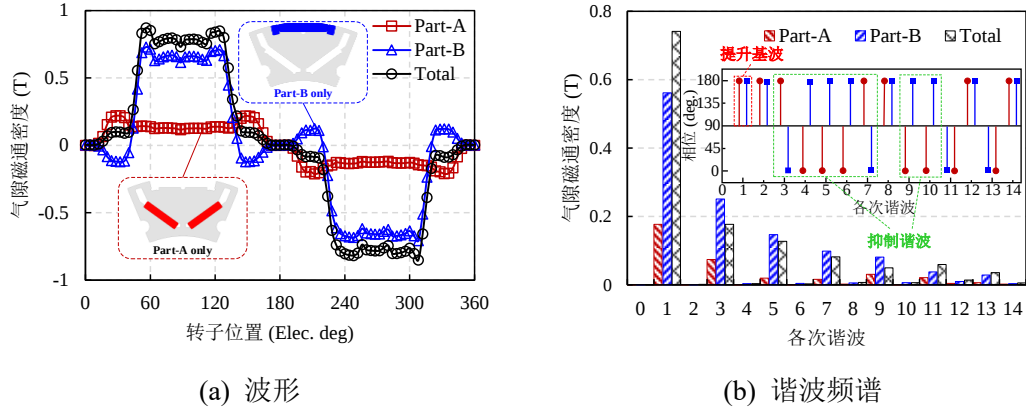


图 3-11 空载气隙磁通密度

如图 3-6 所示，在峰值工况时， $i_d=0$ 控制和 MTPA 控制下的平均输出转矩分别为 $304.92\text{N}\cdot\text{m}$ 和 $396.32\text{N}\cdot\text{m}$ 。所对应的转矩脉动分别为 5.38% 和 2.94%，转矩脉动相对较低。并且从图中可以看出，所提电机的主要输出转矩由 Part-B 所提供。两种永磁结构相结合的方式，使得所提电机实现了高平均转矩和低转矩脉动的理想转矩质量。

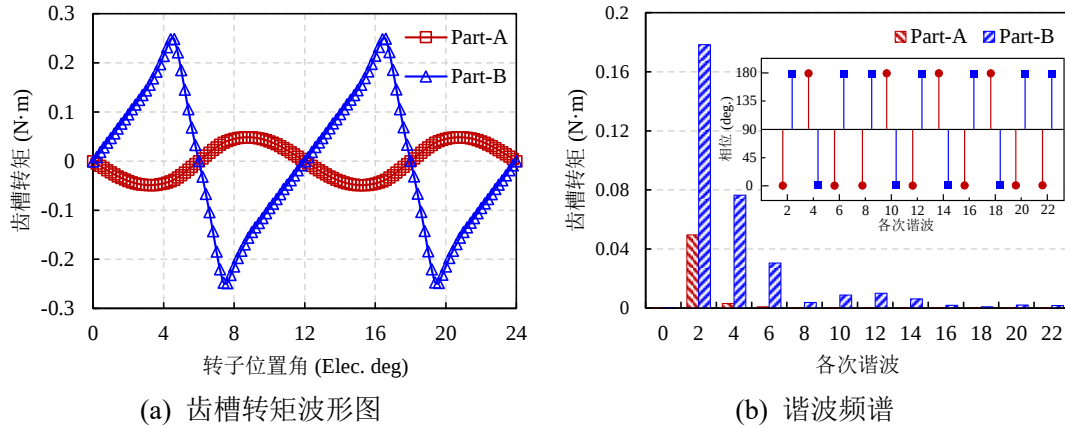


图 3-12 Part-A 和 Part-B 的齿槽转矩

此外，考虑到 Part-A 和 Part-B 对输出转矩的作用，对 Part-A 和 Part-B 的转矩性能进行评估，如图 3-12 所示。由图可以看出，Part-A 的齿槽转矩波形与 Part-B 相反，并且 Part-A 的各次谐波相位均与 Part-B 相反。这意味可以通过将 Part-A 所对应的永磁电机齿槽转矩波形叠加到 Part-B 所对应的永磁电机齿槽转矩波形上，可以减少总转矩脉动。因此，由于 Part-A 的加入有效降低了 Part-B 的齿槽转矩，从而使得所提电机的总齿槽转矩得以降低。

由上述分析可知，通过设计不同层不同永磁体结构相组合的方式，可以充分发挥每一个永磁结构中永磁体的不同作用，可以有目的的编辑气隙磁通密度的基

波值和谐波值。对于本文所提出的磁场增强型永磁扁线电机系统来说，Part-A 的主要作用为抑制转矩脉动，Part-B 的主要作用为增加整机的输出转矩。

3.3 电磁特性分析

基于 3.1 节的多目标优化结果，得到所提磁场增强型永磁扁线电机的最优模型，对最优模型进行电磁特性分析，并与“V”型内置式永磁电机和“Halbach”阵列永磁电机进行对比。为了确保对比的公平性和有效性，将“V”型内置式永磁电机与“Halbach”阵列永磁电机的转子结构进行多目标优化并获得最优模型，其具体优化过程与 3.1 节相同，图 3-13 所示为两个电机的优化散点图。此外，在优化过程中，“V”型内置式永磁电机与“Halbach”阵列永磁电机的永磁体用量与所提磁场增强型永磁扁线电机的永磁体用量相同，电流密度相同，定子槽满率相同。选择图 3-13 中的最优点，“V”型内置式永磁电机与“Halbach”阵列永磁电机的最优拓扑结构如图 3-14 所示。为了更好的描述，在后续分析中将“V”型内置式永磁电机定义为 Model-A，“Halbach”阵列永磁电机定义为 Model-B，所提磁场增强型永磁扁线电机定义为 Model-C。此外，三个模型的主要尺寸参数如表 3-5 所示。

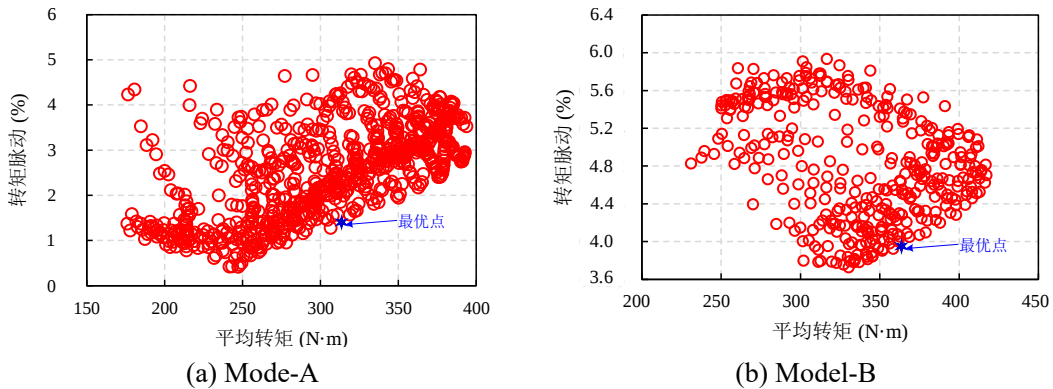
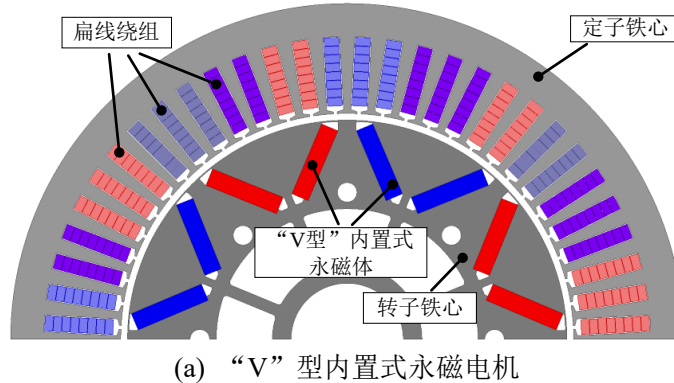
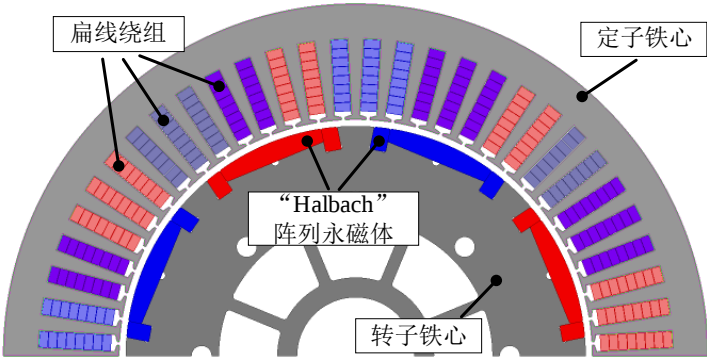


图 3-13 优化散点图





(b) “Halbach” 阵列永磁电机

图 3-14 永磁电机最优拓扑结构

表 3-5 不同转子结构的电机结构参数

参数	Model-A	Model-B	Model-C
极槽数	60/8	60/8	60/8
定子外径(mm)	180	180	180
转子外径(mm)	117.5	117.5	117.5
气隙长度(mm)	1.8	1.8	1.8
轴向长度(mm)	180	180	180
永磁体材料	N40AH	N40AH	N40AH
永磁体磁化方向	V	Halbach	V+Halbach
永磁体体积(mm ³)	34390.8	34390.8	34390.8
绕线面积(mm ²)	70.4	70.4	70.4
每槽匝数	8	8	8

3.3.1 空载特性分析

电机的磁通密度云图可以直观的展示电机内部磁场的分布情况，特别是永磁体、定子和转子之间的磁通密度。通过磁通密度云图，可以观察到磁场的强度、方向、均匀性和变化趋势等，从而评估电机设计的合理性。如图 3-15 所示为三个电机在空载工况下的磁通密度分布图。由图可知，由于 Model-B 采用的是表面插入式“Halbach”阵列转子结构，因此 Model-B 的转子磁通密度是三个电机中最小的。对于 Model-A 和 Model-C 来说，两者均采用内置式永磁结构，但与 Model-A 相比 Model-C 的转子磁通密度更大。从三个电机的定子磁通密度分布可以看出，Model-C 的定子齿部磁通密度与 Model-B 近似相等，且显著高于 Model-A。有上述分析可知，Model-C 相对于 Model-A 和 Model-B，其磁通密度最大，这意味着 Model-C 的转子拓扑结构具有更好的聚磁效果。

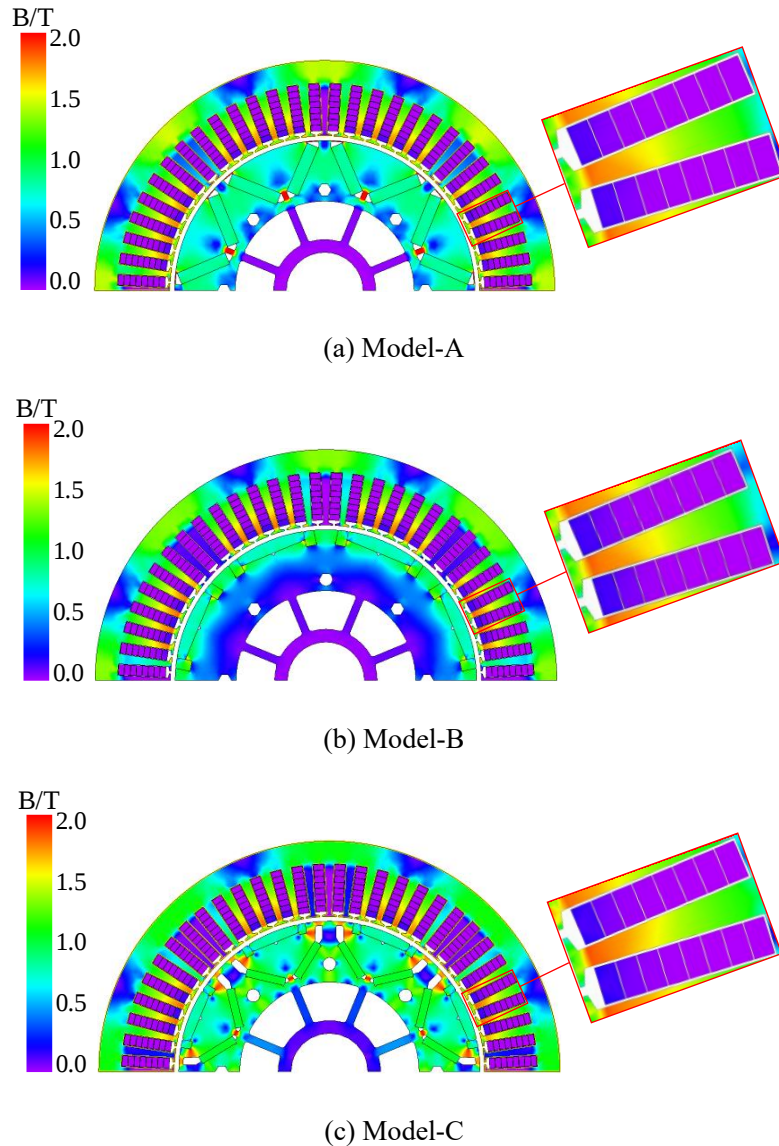


图 3-15 三个模型的磁通密度分布

气隙磁通密度在电机的电磁性能中起着至关重要的作用，因为其直接决定了电机产生的电磁力和输出转矩的大小。气隙磁通密度越高，电机的磁场强度越强，从而能有效提升电机的功率密度和效率。然而，气隙磁通密度的均匀性和优化设计对于电机的运行性能至关重要。若气隙磁通密度分布不均或设计不合理，可能导致局部磁饱和、转矩脉动增大、效率下降甚至产生振动和噪音等问题，严重时还可能导致电机过热或损坏。因此，合理的气隙设计和优化能够确保电机性能的稳定性和高效性，避免由于气隙磁通密度不均引起的负面效应，确保电机在各类工作条件下的最佳表现。因此，有必要对三种电机的气隙磁通密度进行进一步分析和研究。

永磁电机的气隙磁通密度的表达式可表示为^[63]:

$$B(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin(np\theta) \quad (3-8)$$

式中, n 表示第 n 次谐波,

三台电机在空载工况时的气隙磁通密度如图 3-16(a)所示, 所对应的谐波频谱如图 3-16(b)所示。由图可以看出, Model-A、Model-B 和 Model-C 的气隙磁通密度幅值分别为 0.735T、0.873T 和 0.870T。在相同永磁体用量的情况下, Model-A 的气隙磁通密度幅值最小, 这意味着 Model-A 的聚磁能力最弱。Model-B 的气隙磁通密度幅值最大, 但仅比 Model-C 多 0.03T, 而从谐波频谱可以看出与 Model-B 相比于 Model-C 的 5 次谐波相对较大, 这表示 Model-B 的整体系统稳定性不如 Model-C。在气隙磁通密度中, 槽开口会产生额外的槽谐波, 这取决于极槽组合。在三个电机模型中, 由于 60 槽 8 极的组合, 偶次谐波较低, 而 7 次、9 次, 11 次谐波较高。各次谐波均小于 0.15T, 气隙磁通密度曲线呈平顶波形。

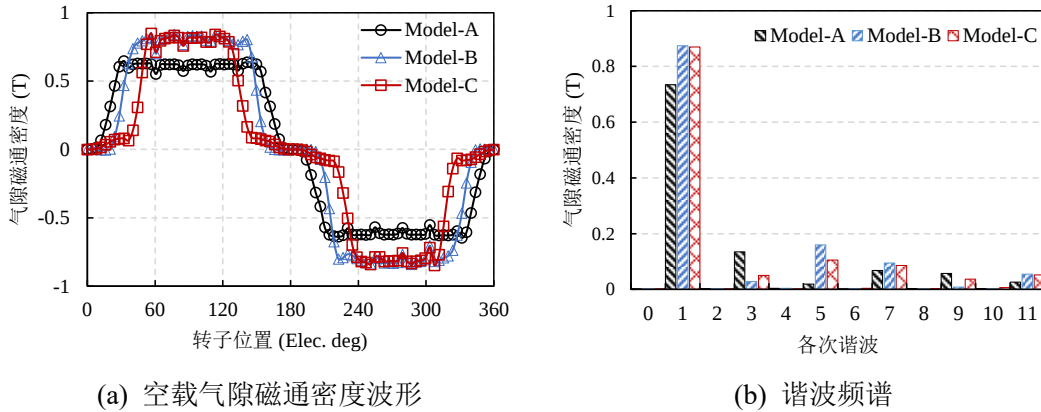


图 3-16 空载气隙磁通密度

永磁电机三相绕组空载磁链表达式, 可表示为^[64]:

$$\begin{cases} \psi_A = \psi_{PM} \sin(2p\theta_r) \\ \psi_B = \psi_{PM} \sin(2p\theta_r - \frac{3}{2}\pi) \\ \psi_C = \psi_{PM} \sin(2p\theta_r + \frac{3}{2}\pi) \end{cases} \quad (3-9)$$

式中, ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C 分别为 A、B、C 三相的永磁磁链, ψ_{PM} 为永磁磁链的幅值, θ_r 为转子机械位置角。当电机初始位置角不为 0 时, 三个电机的 A 相空载磁链

如图 3-17 所示。由图可知，三个电机空载磁链均呈现较高的正弦性，Model-B 与 Model-C 的磁链幅值大致相同，可达到 0.17Wb，Model-A 的磁链幅值最小。

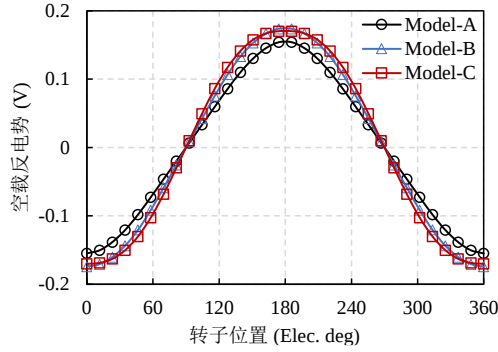


图 3-17 A 相空载磁链对比

根据磁链的分布，可得到电机的空载反电势表达式，如下^[65]：

$$E = -\frac{d\psi}{dt} \quad (3-10)$$

由式(3-10)可知，永磁磁链通过对时间进行求导可获得电机的空载反电势。

因此，基于式（3-9）和（3-10），永磁电机的空载反电势表达式可表示为：

$$\begin{cases} E_A = -2p\psi_{PM} \sin(2p\theta_r) \\ E_B = -2p\psi_{PM} \sin(2p\theta_r - \frac{3}{2}\pi) \\ E_C = -2p\psi_{PM} \sin(2p\theta_r + \frac{3}{2}\pi) \end{cases} \quad (3-11)$$

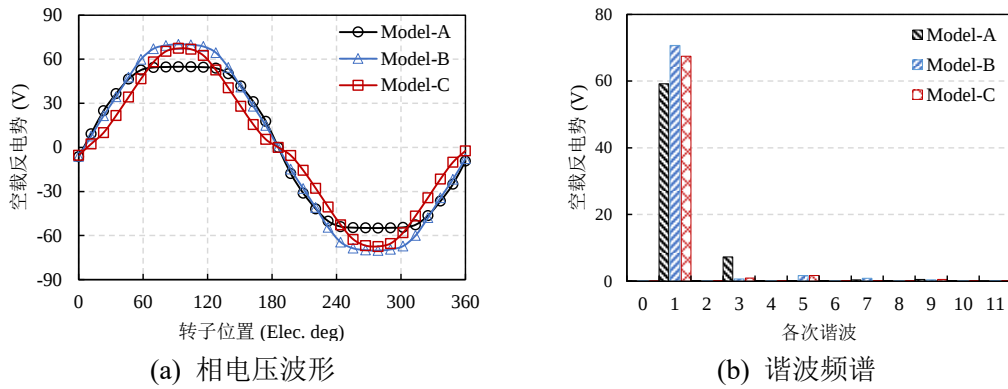


图 3-18 空载反电势

根据式（3-9）、（3-11）和图 3-17 所示的 A 相空载磁链波形以及 Maxwell 有限元仿真软件可得到电机在 1000r/min 下的 A 相绕组空载反电势波形，如图 3-18 所示。由图可以看出，三个电机空载反电势的最大幅值分别为 54.88V、70.21V、67.42V，Model-C 的空载反电势幅值略低于 Model-B，这是因为 Model-C 的磁链

幅值小于 Model-B。然而，在三个电机中 Model-C 的空载反电势波形具有更好的正弦特性，因此与 Model-A 和 Model-B 相比，其振动和噪声水平较低。

3.3.2 转矩与弱磁特性分析

齿槽转矩是永磁电机在电枢绕组不通电时永磁体和定子铁心之间相互作用产生的转矩。只有当一个电机同时具有永磁体和开槽的定子时，才会有齿槽转矩^[74]。齿槽转矩会使电机产生振动和噪声，出现转速波动，使电机不能平稳运行，影响电机的性能。因此，对永磁电机齿槽转矩进行分析与研究具有重要意义。根据上文对齿槽转矩的理论定义，齿槽转矩 T_{cog} 为气隙磁通密度对转子位置角度的负导数，其表达式为^[66]：

$$T_{cog} = -\frac{\partial W(B)}{\partial \theta} \quad (3-12)$$

式中， $W(B)$ 为与电机气隙磁通密度 B 相关的磁共能函数。

由上式可以看出，当电机转子以一定的转速旋转时，转子中的永磁体与定转子电枢齿槽之间的气隙磁通密度会随之周期性变化，从而导致齿槽转矩呈现出有规律的周期性波动。以机械角度的形式表示永磁电机的一个齿槽转矩周期 M_{cog} ，具体表达式为：

$$M_{cog} = \frac{360^\circ}{N_p} \quad (3-13)$$

式中， N_p 为转子极数与定子槽数的最小公倍数。对于本文 60 槽 8 极的槽极组合来说， N_p 为 120。根据式（3-13）可得所提出的永磁电机机械角度为 3° 。

对应的电角度 E_{cog} 的表达式可表示为：

$$E_{cog} = p \cdot M_{cog} \quad (3-14)$$

因此，一个周期的齿槽转矩电角度为 12° 。

基于 Maxwell 有限分析软件，计算三个电机在两个电周期下的齿槽转矩随转子位置变化的曲线，图 3-19 所示。从图中可以看出，一个周期下的齿槽转矩电角度为 12° ，与上文理论分析结果相同。此外，Model-A、Model-B 和 Model-C 的齿槽转矩的最大幅值分别为 $0.79\text{N}\cdot\text{m}$ 、 $1.44\text{N}\cdot\text{m}$ 、 $0.18\text{N}\cdot\text{m}$ 。Model-B 的齿槽转矩最高，这是由于 Model-B 的空载气隙磁通密度最大。Model-C 拥有较低的齿槽

转矩，这为该电机表现出较低的转矩脉动提供了基础。

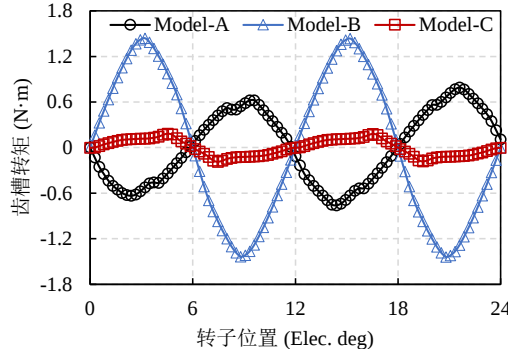


图 3-19 齿槽转矩

电机的输出转矩是衡量电机性能的核心指标之一，它直接影响电机的工作效率、负载能力和动态响应性能。电磁转矩的大小和稳定性决定了电机在不同负载和运行条件下的表现，且与电机的结构、磁场分布、绕组配置等密切相关。因此，接下来将对所提电机的电磁转矩进行分析。永磁电机的电磁转矩 T_e 表达式可表示为^[67]：

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p [\psi_{PM} i_q + (L_q - L_d) i_d i_q] \\ &= \frac{3}{2} p \psi_{PM} I_m \cos \theta + \frac{3}{2} p (L_q - L_d) I_m^2 \sin \theta \cos \theta \end{aligned} \quad (3-15)$$

式中， i_d 和 i_q 分别为 d 轴和 q 轴电流， L_d 和 L_q 分别为 d 轴和 q 轴电感， I_m 为相电流有效值。

由上式分析可知，电磁转矩由两部分组成。第一部分为永磁转矩，其主要受转子盘上永磁体磁场的影响。第二部分为磁阻转矩，主要是由凸极效应引起的，即永磁电机的 q 轴和 d 轴的磁阻不同，导致它们的电感值发生变化。因此，在不影响永磁转矩的前提下，增大 q 轴和 d 轴之间的电感差，并合理分配 q 轴和 d 轴的电流，可以有效地提高电磁转矩。

为了更好地分析电磁转矩，采用冻结磁导率法将转速为 2400r/min、相电流为 320A 时的永磁转矩和磁阻转矩与电磁转矩分离。如图 3-20 所示，为三个电机的电磁转矩、永磁转矩和磁阻转矩对比。从图中可以看出，三种电机中，Model-B 的永磁转矩最大，而 Model-C 的磁阻转矩最大。因此，对于 Model-C 来说，可以使用磁阻转矩来增加电磁转矩。

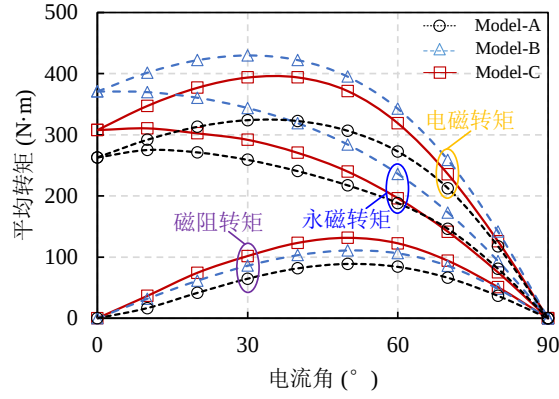


图 3-20 电磁转矩、永磁转矩与磁阻转矩的对比

对于所提出的永磁电机，为了满足特种车辆的宽转速和高动力的需求，除了转矩密度外，弱磁能力也是该类驱动电机的主要技术指标。特征电流的大小是衡量弱磁能力的关键参数，其具体表达式为^[68]：

$$I_{ch} = \frac{\psi_{PM}}{L_d} \quad (3-16)$$

式中， I_{ch} 为特征电流。此外，弱磁能力系数可定义为：

$$k_c = \frac{I_{rated}}{I_{ch}} \quad (3-17)$$

式中， I_{rated} 为额定电流。

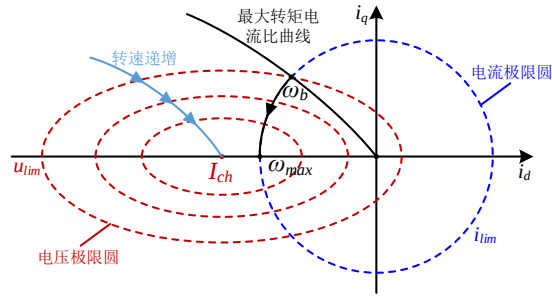


图 3-21 电流矢量轨迹示意图

为了进一步表征特征电流与弱磁能力之间的关系，如图 3-21 所示为电流矢量轨迹示意图。由图可以看出，当永磁电机的特征电流设计值大于极限电流（ $I_{ch} > i_{lim}$ ）时，其 i_d 不能实现完全去磁作用，其弱磁范围有限；当永磁电机的特征电流设计等于极限电流（ $I_{ch} = i_{lim}$ ）时，电流极限圆轨迹能够满足任何转速的弱磁调速要求，表明该永磁电机具备无限宽的弱磁能力；当永磁电机的特征电流设计值小于极限电流（ $I_{ch} < i_{lim}$ ）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。由此可知，在进行永磁电机的设计时，

需要将特征电流设计在极限电流附近，或者小于极限电流值，此时，所对应的理想最高转速可表示为：

$$\Omega_{max} = \frac{\omega_{max}}{p} = \frac{u_{lim}}{p(\psi_{pm} - L_d i_{lim})} \quad (3-18)$$

三个电机的特性电流如表 3-6 所示。由表可以看出，Model-A 和 Model-C 的特征电流更加接近极限电流值，因此 Model-A 和 Model-C 具有更好的弱磁特性。这意味着，Model-A 和 Model-C 具有更高的弱磁范围及更高的高速运行功率。

表 3-6 三个电机下的特征电流对比

参数	Model-A	Model-B	Model-C
L_d (mH)	1.16	0.82	0.99
I_{ch} (A)	132.8	212.7	141.7
k_c	1.05	0.66	0.99

为了更好的体现三个电机的弱磁特性，图 3-22 所示为额定工况下三个电机的转矩和功率随转速变化曲线。由图可以看出，额定电流下的最大输出功率分别为 77.26kW、90.71kW、89.53kW。虽然，Model-B 的输出功率幅值最大，但 Model-B 弱磁能力最差，这是由于高速时输出功率下降较快，无法维持恒功率运行。在峰值转速时，Model-A 与 Model-C 具有较高的运行功率，与上文分析特征电流得到的结果一致。虽然 Model-A 和 Model-C 均具有较好的弱磁能力，但与 Model-A 相比，Model-C 的磁阻转矩较大。因此，Model-C 具有更强的转矩输出能力，从而具有更高的功率输出能力。

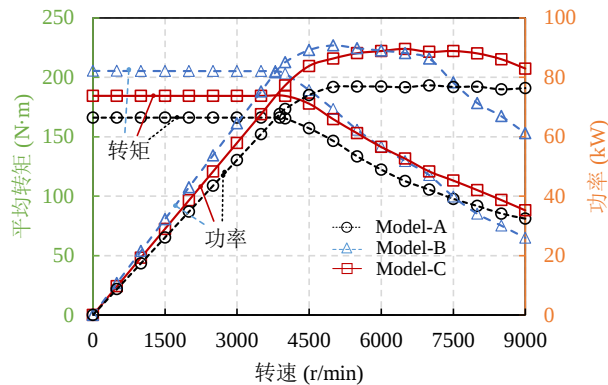


图 3-22 转矩、功率随转速变化曲线

3.3.3 电感特性分析

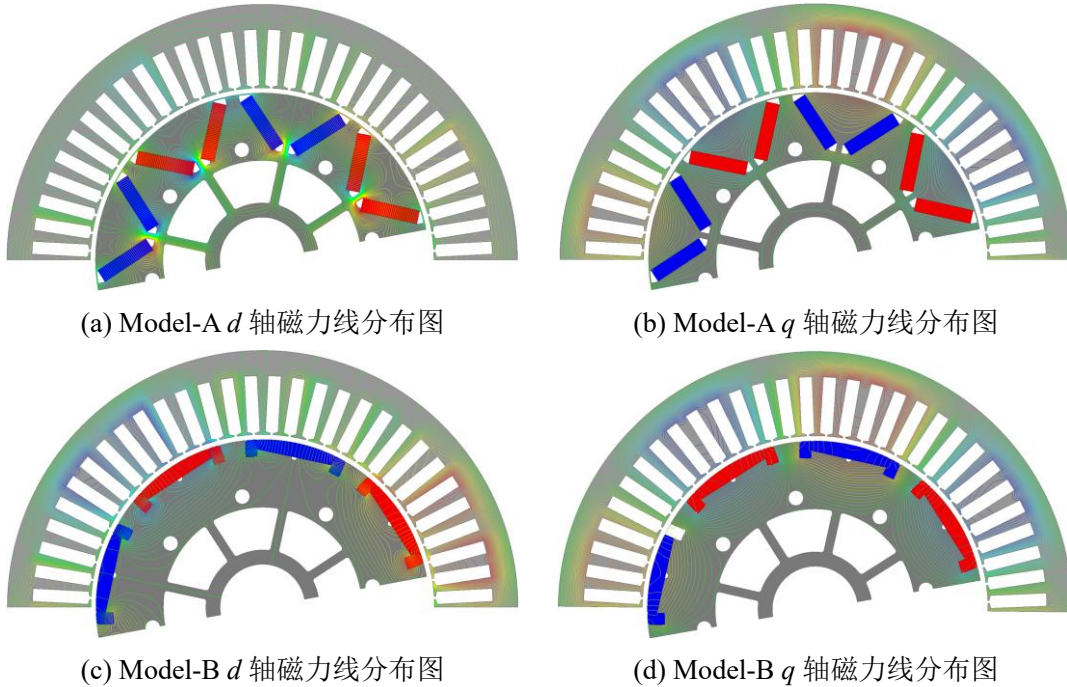
电感特性直接影响电机的磁场生成、能量转换效率以及电机的动态响应特性。电感特性与电机的启动性能、稳定性、控制精度和调速范围密切相关，特别是在

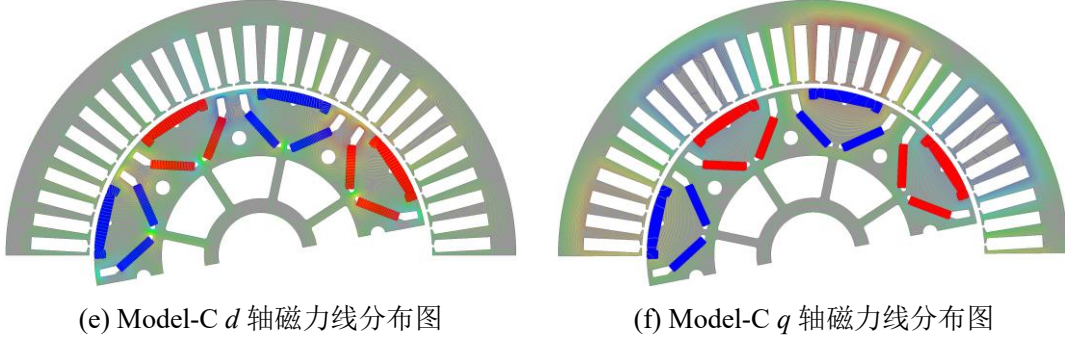
变频驱动系统中，电感特性对电流波动、转矩波动及温升等方面有重要影响。本文设计的电机在其高效能和动态性能方面，电感特性对磁场分布、绕组电流的变化以及转矩输出的平稳性起着决定性作用。因此，分析和研究该电机的电感特性至关重要。三个电机在额定工况下的 d 、 q 轴电感磁路磁力线分布图如图 3-23 所示。由图分析可知，三个电机的 d 轴磁路磁阻较大，主要是由于漏磁所引起的。而对于 q 轴磁路来说，Model-A 与 Model-C 均存在两条磁路，而 Model-B 只有一条磁路，这意味着 Model-A 和 Model-C 的 q 轴电感大于 Model-B。在考虑磁路饱和效应情况时， d 、 q 轴电感的表达式为^[69]：

$$L_d = \frac{\psi_d(i_d, i_q) - \psi_{PM}(i_d, i_q)}{i_d} \quad (3-19)$$

$$L_q = \frac{\psi_q(i_d, i_q)}{i_q} \quad (3-20)$$

式中， ψ_d ， ψ_q 分别表示 d 、 q 轴磁链。




 图 3-23 d 、 q 轴磁力线分布图

对于本文所提出的磁场增强型永磁扁线电机来说， d 、 q 轴磁链可表示为：

$$\psi_d = Nk_w r_g L_{stk} \int_{-\frac{\pi}{p}}^0 B d\theta = \frac{6\mu_0 r_g L_{stk} N^2 k_w^2}{\pi g p^2} I_m \cos \theta_0 \quad (3-21)$$

$$\psi_q = Nk_w r_g l_{stk} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B d\theta_r = \frac{6\mu_0 r_g l_{stk} N^2 k_w^2}{\pi g p^2} \left(1 - \frac{4}{\pi p} \sum_{j=1}^{\infty} k_{rj} \right) I_m \sin \alpha \quad (3-22)$$

式中， k_w 为定子绕组系数， k_{rj} 为基波绕组系数，具体表达式为：

$$k_{rj} = \rho_{1j} \left[\sin(p\theta_j) - \sin(p\theta_{j-1}) \right] \quad (3-23)$$

式中， ρ_{1j} 为磁导系数， θ_j 和 θ_{j-1} 分别代表 j 和 $j-1$ 层永磁体的机械角度。

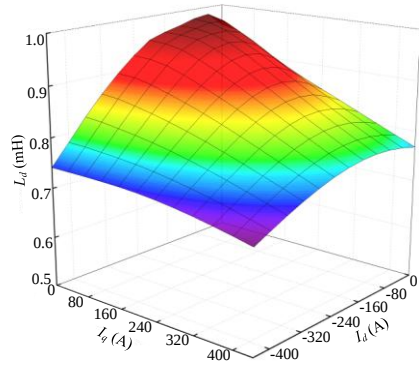
因此，结合式 (3-19) ~ (3-23)，得到所提出的磁场增强型永磁扁线电机的 d 、 q 轴电感分别表示为：

$$L_d = \frac{6\mu_0 r_g L_{stk} N^2 k_w^2}{\pi g p^2} \quad (3-24)$$

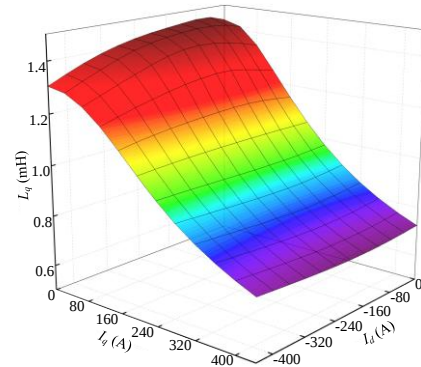
$$L_q = \frac{6\mu_0 r_g L_{stk} N^2 k_w^2}{\pi g p^2} \left(1 - \frac{4}{\pi p} \sum_{j=1}^{\infty} k_{rj} \right) \quad (3-25)$$

由式 (3-24) 和 (3-25) 分析可得，该永磁电机的 d 、 q 轴电感不仅与 d 、 q 轴磁链有关，还与定子的端部漏磁相关。为兼顾磁饱和和端部漏磁的影响，本文通过 Maxwell 有限元软件构建了三个电机的二维有限元分析模型，并通过二维有限元计算电感，得到在 d 轴和 q 轴电流变化下的 d 、 q 轴电感变化关系，如图 3-24 所示。由图可以看出，Model-A 的 d 、 q 轴电感最大，这也意味着 Model-A 的 d 、 q 轴电感之差较小，这会导致 Model-A 所产生的磁阻转矩较小，这与前文分析一致。与此同时，随着 d 、 q 轴电流的增大，电机的磁饱和程度也会相应增加，导致直轴电感 L_d 与交轴电感 L_q 逐渐降低。此外，相比较于直轴电感，交轴

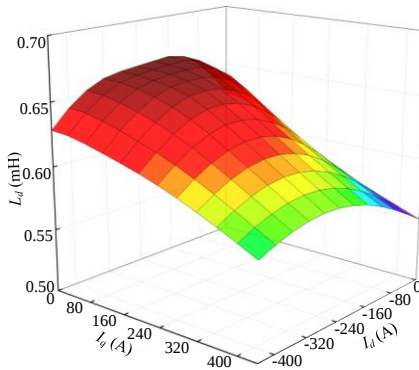
电感对 d 轴和 q 轴电流变化的敏感性更为明显。



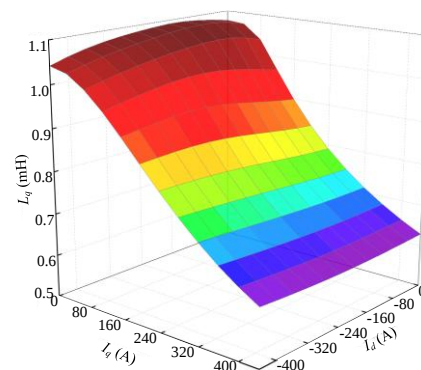
(a) Model-A d 轴电感



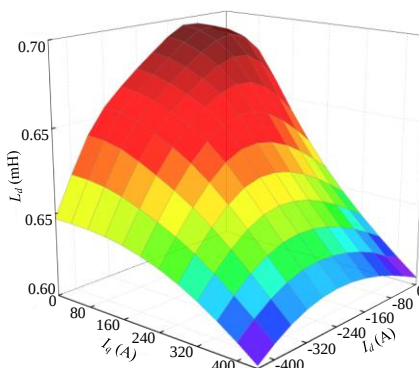
(b) Model-A q 轴电感



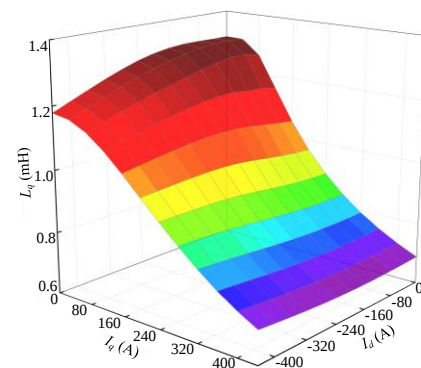
(c) Model-B d 轴电感



(d) Model-B q 轴电感



(e) Model-C d 轴电感



(f) Model-C q 轴电感

图 3-24 L_d 、 L_q 随电流变化关系

3.3.4 电机效率与退磁分析

永磁电机作为特种车辆驱动系统的动力来源，其高效率的动力系统能够最大限度地减少能量损耗，延长电池使用时间，从而提升特种车辆的行驶距离。永磁电机在弱磁工况下运行时，永磁体容易因外部磁场和温度变化引发退磁，导致磁通密度下降，从而显著降低电机的输出功率和效率，增加故障风险。此外，本文提出的磁场增强型永磁扁线电机采用稀土材料进行励磁，该类永磁体更容易具有

退磁风险。基于此，本小节将利用 Maxwell 有限元软件分析 Model-A、Model-B 和 Model-C 在不同运行工况下的效率及永磁体的退磁风险。

电机效率是评估电机性能的关键指标之一。在永磁电机的机电能量转换过程中，产生的损耗是影响效率的主要因素，这些损耗主要包括绕组铜耗、铁心损耗、永磁体涡流损耗以及附加损耗。由于附加损耗占比较小，因此，在本文中忽略附加损耗对电机效率的影响。因此，永磁电机效率表达式可表示为^[70]：

$$\eta = (1 - \frac{\sum P_{loss}}{P_{out} + \sum P_{loss}}) \times 100\% \quad (3-26)$$

式中， $\sum P_{loss}$ 为所有损耗之和，一般情况下绕组铜耗和定转子铁心损耗占比最大，附加损耗占比最小； P_{out} 为电机输出功率。

（1）扁线绕组铜耗

永磁电机在运行过程中，电枢电流通过绕组将产生铜耗，导致绕组发热造成能量损耗，该损耗被称之为绕组铜耗。对于本文所提出的永磁电机来说，绕组采用的是扁线绕组，与圆线绕组相比扁线绕组的绕组铜耗组成有所不同。扁线绕组的绕组铜耗表达式为^[71]：

$$P_{Cu_ac} = P_{Cu_dc} + P_{Cu_acpro} \quad (3-27)$$

式中， P_{Cu_dc} 为直流电造成的铜耗， P_{Cu_acpro} 为邻近效应和趋肤效应引起的铜耗，称之为交流附加损耗。邻近效应和趋肤效应对扁线绕组的交流损耗影响将在第四章中具体介绍。

（2）定转子铁心损耗

电机铁心在工作过程中，由于交变磁场的作用，产生的能量损失称之为电机铁心损耗。铁心损耗可以根据产生的机制分为磁滞损耗和涡流损耗，其中涡流损耗相对较小，通常可以忽略不计。由于铁心存在磁滞现象，其会反复磁化，最终产生磁滞损耗，因此在铁心损耗中，磁滞损耗占据了最大的比例。Bertotti 铁耗分离模型是目前最常用的铁心损耗计算方法，该模型将铁心损耗分为三部分：磁滞损耗、涡流损耗和附加损耗。具体铁心损耗计算公式见式（2-4）。

（3）永磁体涡流损耗

稀土永磁体具有较高的矫顽力、剩磁和导电率，因此在复杂工况下运行时，

高频变化的磁场会增加涡流损耗。在对所提出的磁场增强型永磁扁线电机进行温升分析时，永磁体的涡流损耗也会作为热源，导致电机温度上升。目前，永磁体涡流损耗的研究主要集中在二维解析计算方法上，即通过 Maxwell 有限元软件求解二维电磁模型，获取永磁体内部的涡流密度，进而计算永磁体整体涡流损耗。在二维涡流场中，永磁体涡流密度可以通过以下公式表示^[72]：

$$\nabla \times \left[\frac{1}{\mu_r} (\nabla \times A_z) - H_c \right] + \varsigma \left(\frac{\partial A_z}{\partial t} + \nabla E \right) = J_s \quad (3-28)$$

式中， A_z 为磁位矢量， ς 为永磁体电导率， E 为电势标量， J_s 为永磁体表面涡流密度。因此，永磁体整体涡流损耗 P_{hp} 的表达式为：

$$P_{hp} = \int_V \frac{J_s^2}{\varsigma} dV = L \iint_{S_e} \frac{J_s^2}{\varsigma} dS_e \quad (3-29)$$

式中， P_{hp} 为永磁体整体涡流损耗， S_e 为永磁体横截面积。

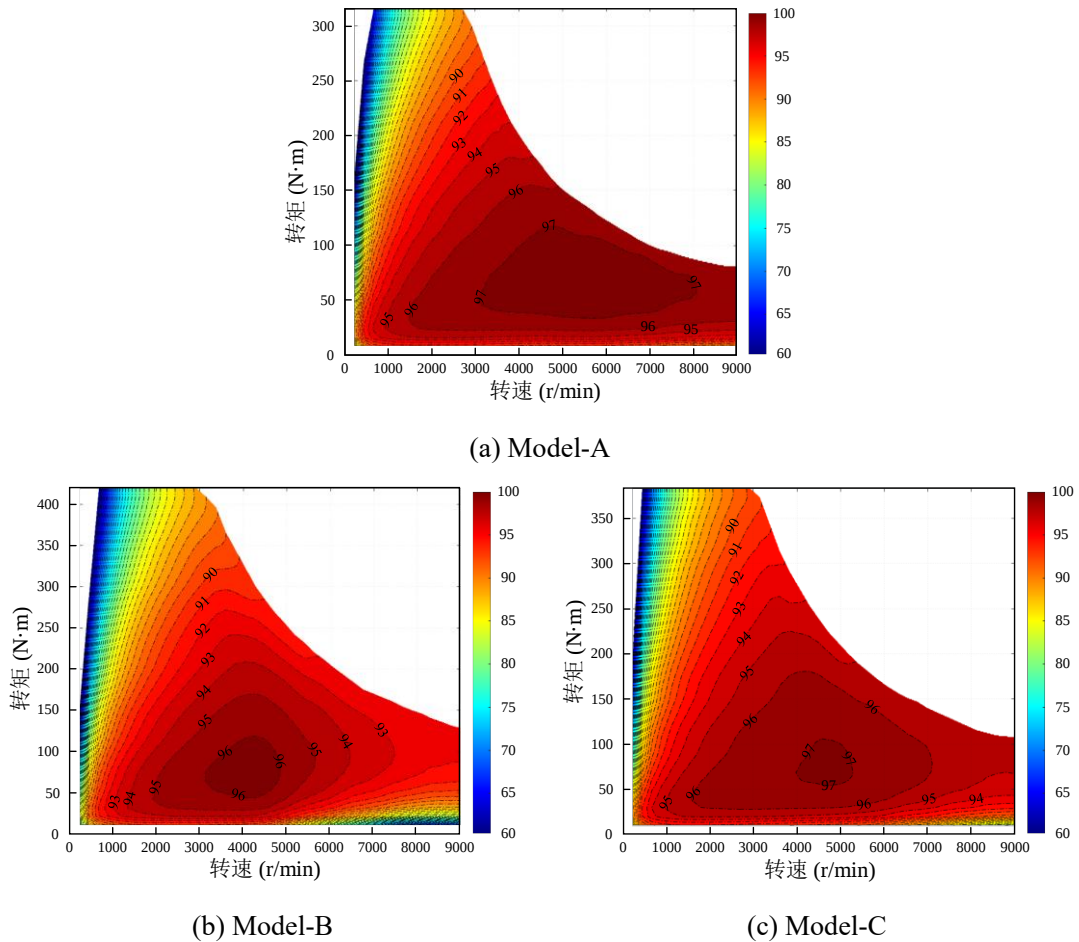


图 3-25 效率对比

为了更好的对比三个电机在不同工况是的效率和损耗分布规律。首先，三个

电机在相同峰值电密下的效率对比图如图 3-25 所示。在计算中忽略了风摩损耗和机械损耗对电机输出效率的影响。由图 3-25 可以看出，三个电机的最高效率分别为 97.59%、96.47%和 97.15%。由于 Model-A 的弱磁性能较好，因此在三个电机中 Model-A 的效率最高，但其转矩输出能力最差。Model-B 的转矩输出能力最强，但 Model-B 的效率最低，这意味着 Model-B 的损耗最大。Model-C 的高效区 ($\geq 90\%$) 可达 75.9%，而 Model-A 和 Model-B 的高效区只有 66.4%和 67.2%。因此，与相同定子结构不同转子拓扑结构的 Model-A 和 Model-B 相比，Model-C 具有更高的输出功率和输出效率。

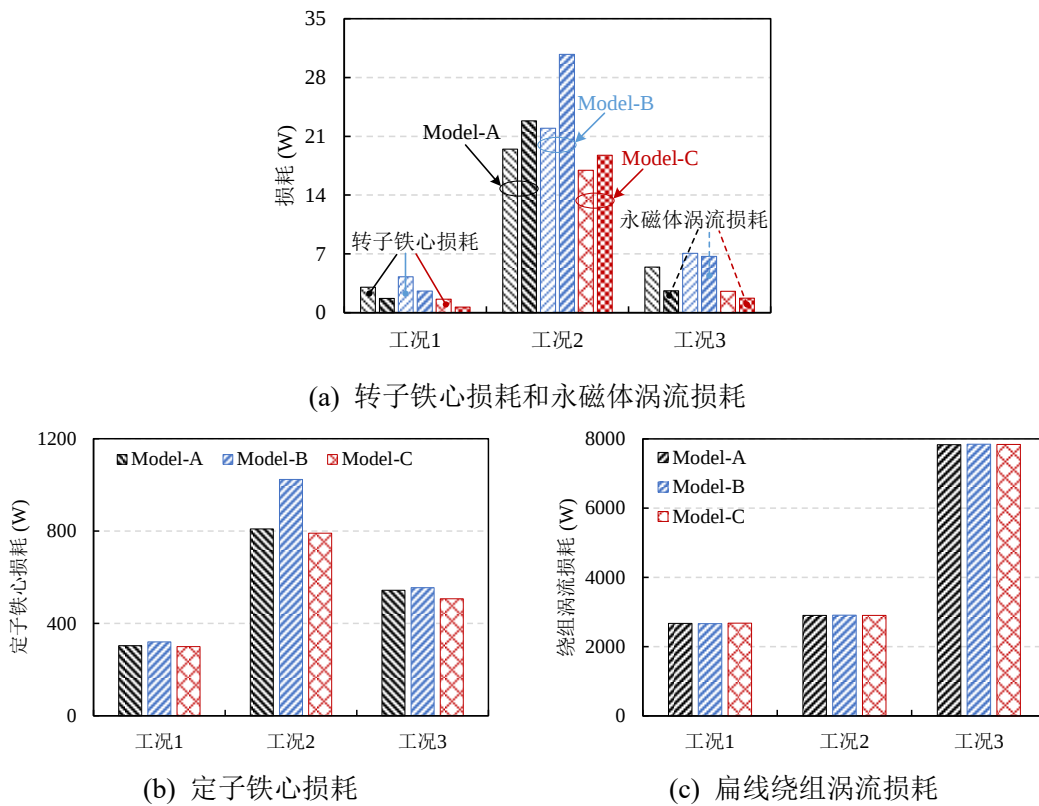


图 3-26 损耗对比

基于上述效率分析，如图 3-26 所示为在 MTPA 控制方式下不同工况三个电机的不同损耗对比。图中，工况 1 为额定转速 2400r/min 下的额定转矩，工况 2 为额定功率下的峰值转速，工况 3 为转速 500r/min 下的峰值转矩。上述三种工况为此电机经常运行的三种工况，其损耗大小更能代表电机的输出性能。从图 3-26 可以看出，在三种工况下，Model-B 的总损耗最大，与上述效率分析所得的结论一致。此外，在工况 2 时，三个电机的铁心损耗和永磁体涡流损耗最大，这是由于电机在高速运行时将产生大量谐波，从而导致损耗提升。对于 Model-C 来

说，工况 2 所对应的总损耗占对应工况输出功率的 4.22%，此时任能维持较高的输出效率，对电机的动态性能影响较小。于此同时，三种工况下三个电机的绕组涡流损耗近似相等，这是由于三个电机采用相同定子拓扑结构所致。此外在工况 3 时绕组涡流损耗最大，这是由于较大的直流铜耗所导致的。由上述分析可知，影响绕组涡流损耗大小的两个重要因素为相电流和转速。

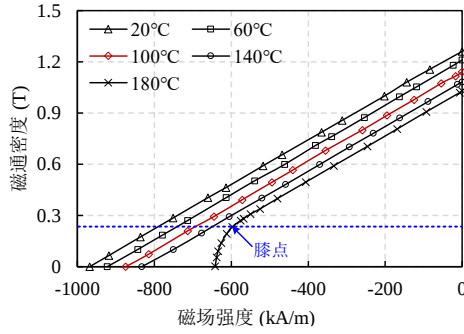


图 3-27 永磁材料 N40AH 的退磁曲线

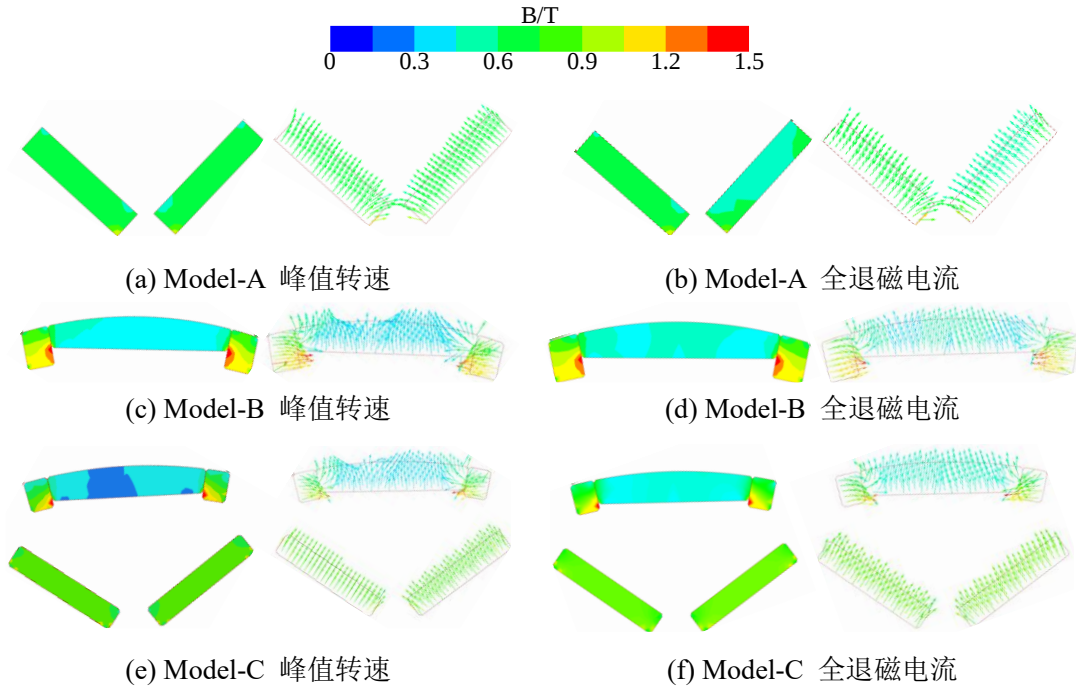


图 3-28 磁通密度和磁矢量分布

所提永磁电机采用 N40AH 稀土永磁材料作为磁源，其性能与永磁体的磁性状态密切相关。然而，随着使用时间的增长，由于多种因素可能会造成永磁体出现退磁现象，即永磁体的磁性能下降，导致电机的输出功率和效率降低，严重时可能导致电机无法正常运行。因此，对所提磁场增强型永磁扁线电机的永磁体进行退磁风险评估是必要的。如图 3-27 所示，为 N40AH 永磁材料在不同温度下的退磁曲线。由图可以看出，在 100°C 时的磁通密度的拐点在 0 点以下。在极限电

压 ($i_q \neq 0$) 和全退磁电流下 ($i_q = 0$) 下进行退磁分析, 两种分析条件均为峰值转速。为了更好的呈现退磁结果, 将选择退磁最为严重的工况, 即 180°C 对应的退磁曲线。

不同退磁电流下三个永磁电机的磁通密度和磁矢量分布图如图 3-28 所示。由图可以看出, 三个电机在 180°C 退磁曲线下均未出现不可逆退磁现象。对于 Model-B 和 Model-C 来说, 最严重的退磁主要集中在垂着和水平永磁体的交接处。结果表明, 在退磁拐点以上磁通密度最小。

3.4 本章小结

本章首先基于 JMAG 和 modeFRONTIER 的联合优化, 得到所提磁场增强型永磁扁线电机的最优模型。其次, 根据麦克斯韦应力张量法和冻结磁导率法, 明晰了该电机的转矩产生机理和不同结构的永磁体对所提电机输出转矩的影响, 结果表明“V”型转子结构对整机的作用是抑制转矩脉动, “Halbach”阵列永磁转子结构的主要作用为增强整机的转矩输出能力。然后, 为了更好的体现所提磁场增强型永磁扁线电机的电磁性能, 将该电机与采用相同定子结构的“V”型内置式永磁电机和“Halbach”阵列永磁电机进行空载特性、转矩和弱磁特性、电感特性等电磁特性对比。最后, 得到所提磁场增强型永磁扁线电机具有高气隙磁通密度、宽调速范围、抗退磁风险能力优以及高效高功率输出能力的结果。

第4章 扁线绕组交流损耗产生机理及抑制方法

本文所提磁场增强型永磁电机采用扁线绕组，相比圆线绕组，扁线绕组具有更高的槽满率、更紧凑的端部结构、更高的功率密度和更好的散热性能，因此在特种车辆的应用领域中表现突出。然而，在高频运行工况下，扁线绕组交流损耗过大，严重影响电机的输出效率。因此，为有效抑制扁线绕组高频工况下的交流损耗，本章首先从集肤效应和邻近效应的角度出发，揭示了扁线绕组交流损耗产生机理。其次，构建了永磁电机扁线绕组交流损耗半解析模型，获得了不同运行工况下的绕组交流损耗分布规律。最后，针对槽内磁场分布规律和交流损耗特性，从电机本体和控制器开关频率两方面提出了抑制扁线绕组高频交流损耗的方法。

4.1 扁线绕组交流损耗产生机理

4.1.1 扁线绕组交流损耗原理分析

交流电流通过导体时，由于电流在导体中分布不均匀，电流倾向于集中流经导体表面而非内部。对于扁线绕组，集肤效应使得电流主要在导体表面层流动，而内部部分的电流流动减少，从而增加了导体的电阻和损耗。在高频运行工况下尤为显著，因为高频电流会引起更强的磁场变化，进一步抑制内部电流的流动，导致导体的有效传导面积减小，进而影响绕组的性能和效率，这种现象被称为集肤效应，如图 4-1(a)所示。对应的集肤深度计算公式如下：

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\sigma \pi \mu_0 \mu_{r_c} f}} \quad (4-1)$$

式中， δ 为集肤深度， σ 为绕组的电导率， μ_{r_c} 为导体的相对磁导率。由公式（4-1）可知，随着电机运行频率的升高，集肤效应变得更加显著。于此同时，集肤效应的程度还与导体的截面积有关，由于扁线的表面积相对较大，相较于圆线绕组，其电流流动更多地局限于导体表面，增大了交流电阻，导致更高的能量损耗。这是扁线绕组交流损耗高于圆线绕组的主要原因之一。

此外，当高频电流通过扁线绕组时，由于集肤效应，电流倾向于流经导体表面，导致相邻线圈的电流分布不均匀。特别是在扁线绕组中，由于导体宽度较大，

邻近线圈之间的电磁场相互作用会导致电流的分布发生变化，进而使得相邻线圈的电流不再完全独立，而产生互相耦合的效应，这一现象被称为邻近效应，如图 4-1(b)所示。邻近效应与通电频率、相位差以及导体之间的间距密切相关。

综上所述，由于扁线绕组的表面积较大，集肤效应和邻近效应的影响更加显著，导致绕组中交流损耗增加，从而使得电机在高频工作条件下的输出效率降低。

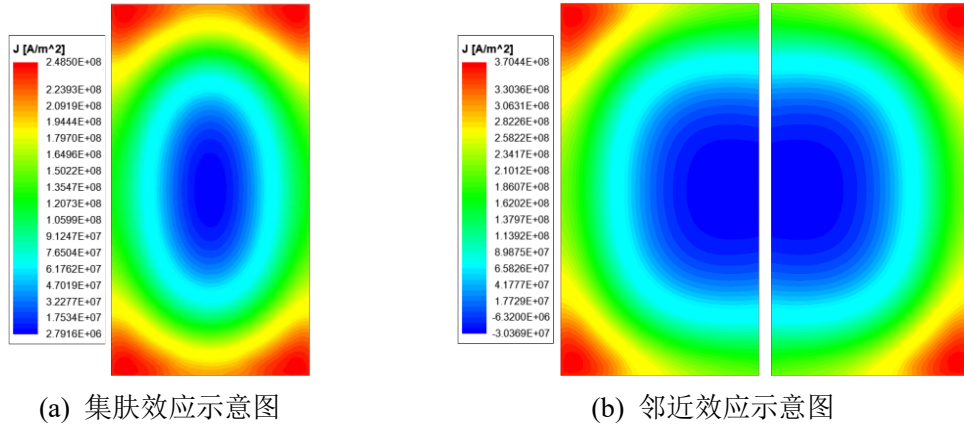
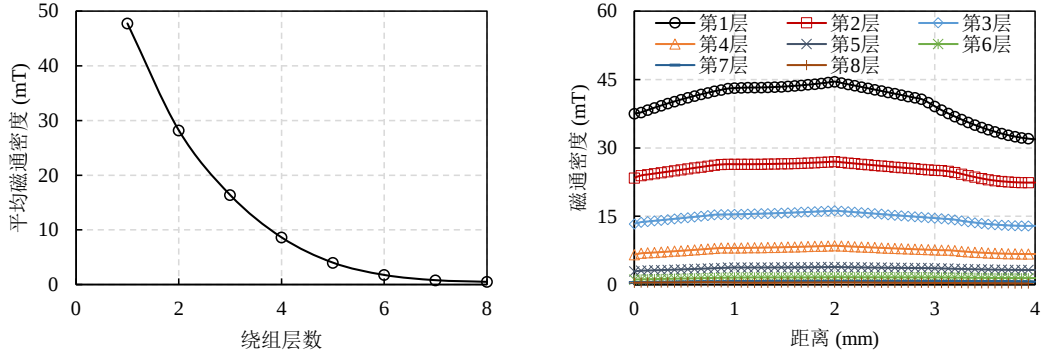


图 4-1 扁线绕组交流效应示意图

所提磁场增强型永磁扁线电机的高频交流损耗除了受到集肤效应和邻近效应的影响外，还受到定子槽漏磁场的影响。这是因为定子槽漏磁场会导致绕组中感应出额外的高频电流，进而增加绕组的损耗。具体而言，定子槽漏磁场是在电机运行过程中，由于定子槽设计及结构因素，部分磁场无法完全集中在磁路中，产生了绕组外部的漏磁场。当电机工作在高频条件下，定子槽漏磁场与绕组中的电流相互作用，尤其在扁线绕组中，漏磁场会在导体中引发局部电流的涡流效应。涡流的存在会增加额外的交流电阻损耗，从而导致更高的交流损耗。此外，漏磁场还可能干扰电流的均匀分布，使得集肤效应和邻近效应更加明显，进一步加剧了高频损耗。因此，定子槽漏磁场的影响会与集肤效应和邻近效应相互作用，共同导致永磁扁线电机在高频下的交流损耗增大，降低电机的运行效率。

如图 4-2 所示为定子槽漏磁分布特点。由图可以看出，靠近槽口处的导体受到的槽漏磁影响最大，而槽漏磁的强度会随着距离槽底和导体两侧的增加而逐渐减弱。有上述分析可知，抑制靠近槽口位置的绕组交流损耗，能有效提高电机的输出效率。



(a) 绕组垂直中心线平均磁通密度

(b) 绕组水平中心线平均磁通密度

图 4-2 槽漏磁分布特点示意图

4.1.2 扁线绕组涡流损耗计算模型

基于 4.1.1 节对扁线绕组交流损耗产生机理的分析，本小节将对扁线绕组交流损耗计算模型进行详细描述。

由公式 (3-20) 可知，扁线绕组的交流损耗主要包含直流损耗和交流附加损耗。对于直流损耗来说，由于直流损耗不考虑电流的非均匀性分布特性，因此其表达式可表述为：

$$P_{Cu_dc} = \frac{n^2 I_m^2 \rho L^*}{4Sk} \quad (4-2)$$

式中， n 为绕组匝数， ρ 为铜的电阻率， L^* 为一匝绕组的长度， S 为定子槽有效面积； k 为纯铜的槽满率系数。由式 (4-2) 可知，绕组的直流损耗与定子槽有效面积和槽满率系数成反比关系，即当槽面积越大或绕组纯铜槽满率越高，其直流损耗越小。此外，绕组的直流损耗与铜的电阻率也成正比的关系，其表达式为：

$$\rho = \frac{(1 + 0.00393 \cdot \Delta T)}{5.83 \times 10^7} \quad (4-3)$$

式中， ΔT 为实际温度与常温 20°C 的差值。由上式可知，随着电机温度的升高，铜线的电阻率随之升高，导致在相同工况下，电机的直流损耗也会随之增大。

由上文分析可知，交流附加损耗的大小与导体在磁场中的截面形状和尺寸密切相关。因此为有效计算扁线绕组的交流损耗，本文首先通过对圆形截面导体的交流附加损耗进行分析，然后基于圆线截面导体交流损耗的计算模型进一步分析矩形截面导体的交流附加损耗的计算模型。

如图 4-3 所示，图中展示了在均匀交变磁场中单根圆形截面导体的示意图。根据文献[73]，可以得到单根圆形截面导体交流附加损耗的详细推导过程，其时

域表达式为：

$$P_{R_acpro} = \frac{\pi}{64} \frac{L_{stk} d^4}{\rho} \left(\frac{dB_t}{dt} + \frac{dB_r}{dt} \right) \quad (4-4)$$

式中， P_{R_acpro} 为圆线导体交流附加损耗， d 为导体直径。

单根圆线截面导体在均匀交变磁场中交流附加损耗的频域表达式为：

$$P_{R_acpro} = \frac{\pi^2}{32} \frac{L_{stk} d^4}{\rho} \sum_{i=1}^n (i \cdot f)^2 \cdot (B_{ri}^2 + B_{ti}^2) \quad (4-5)$$

式中， i 为谐波次数， B_{ri} 和 B_{ti} 分别为第 i 次径向和切向磁通密度分量，

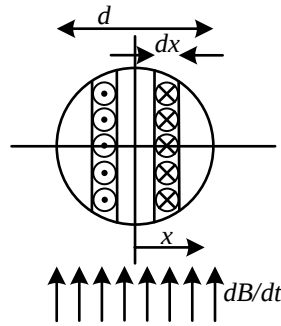


图 4-3 圆线截面导体交流损耗计算模型

基于圆线截面导体的交流附加损耗计算模型，建立均匀交变磁场下单根扁线导体交流附加损耗计算模型，如图 4-4 所示^[71]。图中磁通密度用 B_x 和 B_y 进行分解， B_x 和 B_y 分别为矩形截面沿长边方向和短边方向的磁通密度， x 和 y 分别表示切向和径向方向。由 B_y 引起的交流附加损耗推导如下：考虑在矩形的位置 x 和厚度 dx 处沿截面向下的涡流环，在矩形的另一侧 $-x$ 处的相应截面返回，如下图 4-4 所示。磁通密度 B 均匀，且垂直于矩形轴，则此截面上磁通密度的导数等于涡流环上感应的电动势，表达式如下：

$$\frac{d\phi}{dt} = 2xL_{stk} \frac{dB_y}{dt} \quad (4-6)$$

此路径下所对应的磁阻表达式为：

$$R_a = \frac{2L_{stk}\rho}{L_b \cdot dx} \quad (4-7)$$

式中， L_b 为矩形导体的短边长度。基于式（4-6）和（4-7），求得单根矩形截面导体的瞬时总功率损耗表达式为：

$$\begin{aligned}
 P(t)_{F_acpro_b} &= \int_0^{L_a/2} (2xL_{stk} \frac{dB_y}{dt})^2 \frac{L_b}{2L_{stk}\rho c} dx \\
 &= \frac{1}{12} \frac{L_{stk}}{\rho} L_a^3 \cdot L_b \cdot (\frac{dB_y}{dt})^2
 \end{aligned} \tag{4-8}$$

式中， L_a 为矩形导体的长边长度。

与 $P(t)_{F_acpro_b}$ 类似的推到过程，由 y 方向的磁通量引起的交流附加损耗可以表示为：

$$P(t)_{F_acpro_a} = \frac{1}{12} \frac{L_{stk}}{\rho} L_b^3 \cdot L_a \cdot (\frac{dB_x}{dt})^2 \tag{4-9}$$

因此，单根矩形截面导体的总交流附加损耗 P_{F_acpro} 可表示如下：

$$\begin{aligned}
 P_{F_acpro} &= \frac{1}{12} \frac{L_{stk}}{\rho} [L_a^3 \cdot L_b \cdot (\frac{dB_y}{dt})^2 + L_a \cdot L_b^3 \cdot (\frac{dB_x}{dt})^2] \\
 &= \frac{1}{12} \frac{L_{stk}}{\rho} f^2 [L_a^3 \cdot L_b \cdot (\frac{dB_y}{dt})^2 + L_a \cdot L_b^3 \cdot (\frac{dB_x}{dt})^2]
 \end{aligned} \tag{4-10}$$

基于上式，单根矩形截面导体交流附加损耗的时域表达式为：

$$P_{F_acpro} = \frac{1}{12} \frac{L_{stk}}{\rho} [L_a^3 \cdot L_b \cdot \sin^2 \delta \cdot (\frac{dB}{dt})^2 + L_a \cdot L_b^3 \cdot \cos^2 \delta \cdot (\frac{dB}{dt})^2] \tag{4-11}$$

式中， δ 为磁场方向与矩形截面长边的夹角。

单根矩形截面导体在均匀交变磁场中交流附加损耗的频域表达式为：

$$P_{F_acpro} = \frac{\pi^2}{6} \frac{L_{stk}}{\rho} [L_a^3 \cdot L_b \cdot \sum_i^n (i \cdot f)^2 \cdot B_{yi}^2 + L_a \cdot L_b^3 \cdot \sum_i^n (i \cdot f)^2 \cdot B_{xi}^2] \tag{4-12}$$

式中， B_{ai} 和 B_{bi} 分别为沿矩形导体长边 a 和短边 b 方向的第 i 次谐波幅值。

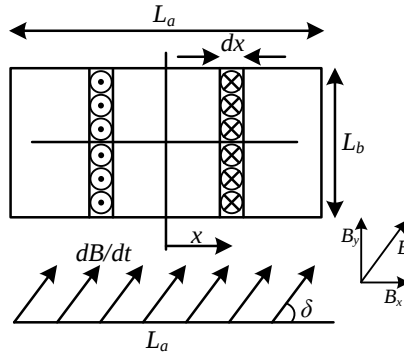


图 4-4 矩形导体交流损耗计算模型

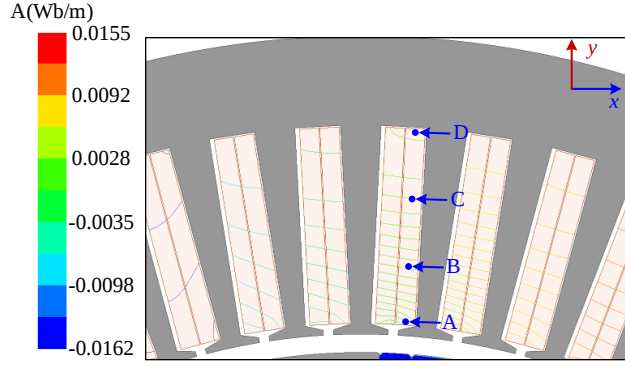


图 4-5 额定工况下定子槽内磁场分布

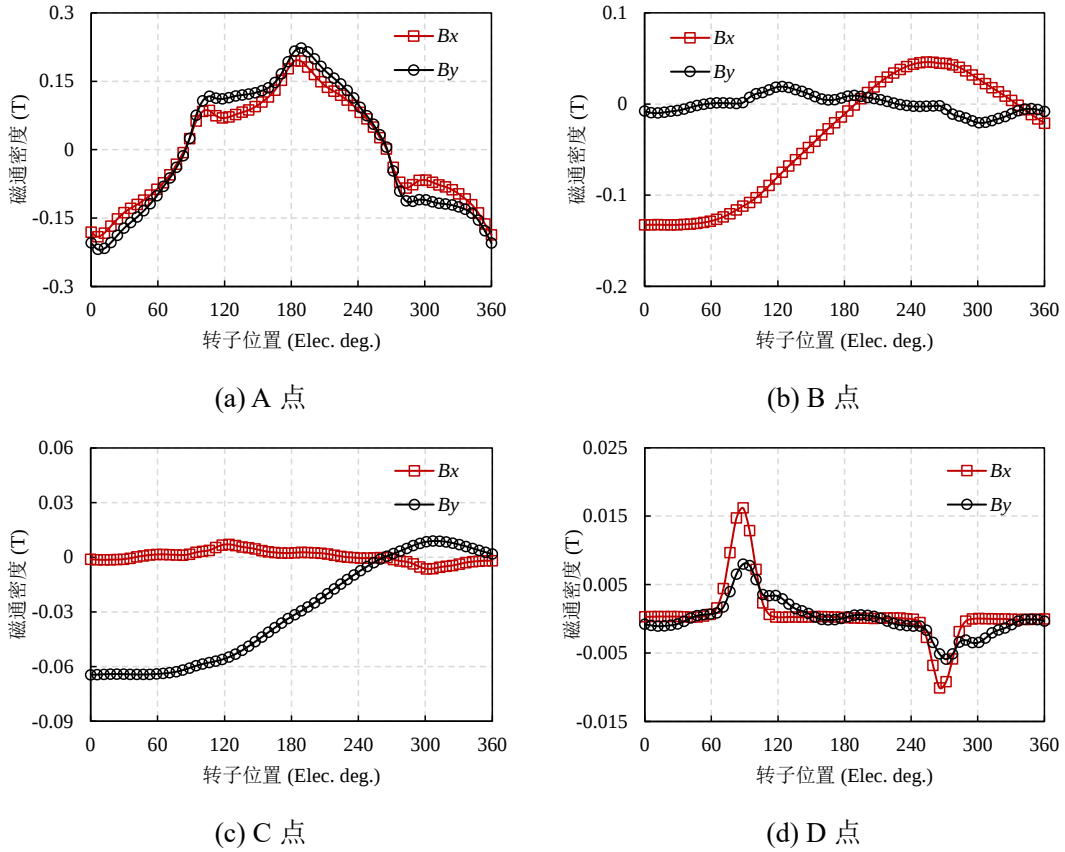


图 4-6 x 轴方向和 y 轴方向下的磁通密度

根据上述分析，交流附加损耗与永磁电机定子槽内的磁通密度密切相关。为此，本文首先通过对简化的二维有限元模型进行分析来获取槽内的磁场分布特点。如图 4-5 所示为简化绕组的二维有限元模型的定子槽内磁场分布情况。交流损耗可根据式 (4-12) 和磁通密度波形进行计算。采用精细绕组的二维有限元模型也可以计算出交流附加损耗。然而，将数值分析和与简化绕组的二维有限元模型相结合可以降低计算复杂度、减少计算时间、提高计算效率。图 4-6 所示为沿槽口到槽底位置的四个采样点沿 x 轴方向和 y 轴方向的磁通密度波形。A、B、C、D

四点即 x 轴、 y 轴方向示意图如图 4-6 所示。由于所提磁场增强型永磁扁线电机的齿槽为平行槽，因此采用了 x 轴和 y 轴。从图中可以看出，A 点的磁通密度最大，这是由于槽漏磁造成的，与前文分析一致。由公式（4-12）可知，扁线绕组的交流附加损耗会随着磁通密度的增大而增大，因此位于槽口处的扁线绕组交流附加损耗最大。

为了验证该方法的有效性，采用 Maxwell 有限元软件建立了一个精细化的磁场增强型永磁扁线电机的有限元分析模型进行验证。由上文可知，扁线绕组的直流损耗计算较为简单，因此，下文将详细分析绕组交流附加损耗的计算。

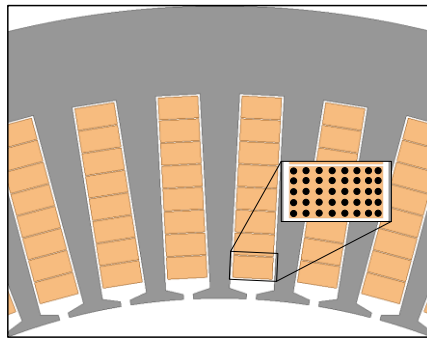


图 4-7 精细化模型定子槽内采样示意图

首先对磁场增强型永磁扁线电机的交流附加损耗进行分析。基于上述简化定子槽内磁场提取的方法，建立扁线绕组精细化有限元计算模型，如图 4-7 所示为一个扁线绕组下的精细采样模型。图中，扁线绕组截面为矩形，长度为 4mm，宽度为 2.2mm，每极中扁线绕组为 8 匝，并绕根数为 1。将图 4-7 中的采样点的磁通密度带入到式（4-12）中，求得三个工况（基于 3.3.4 中的三种工况）下一个定子槽内不同层扁线绕组的交流损耗计算结果，如图 4-8 所示。由图可以看出，工况 2 与工况 1 相比，由于工况 2 的转速远远高于工况 1，因此工况 2 对应的交流损耗最大。对于工况 3 来说，交流损耗近似为 0，该工况下的损耗完全由直流铜耗所提供。此外，对于工况 2 来说在最靠近槽口位置的扁线绕组交流损耗最大，此时理论计算的涡流损耗值略小于有限元计算的交流损耗值，这是由于靠近槽口的扁线绕组受槽漏磁影响较大，所添加的采样点无法完全考虑全部的漏磁磁通密度从而导致计算结果偏小。但理论计算结果与有限元计算结果整体误差较小，两者吻合度较好，验证了该方法的有效性和准确性。此外，靠近槽口位置的扁线绕组交流损耗是槽底扁线绕组交流损耗的 6 倍。因此，在高频运行工况时，抑制靠

近槽口处扁线绕组的交流损耗，能有效提高电机的输出效率。在下一节中将详细讨论抑制扁线绕组交流损耗的方法。

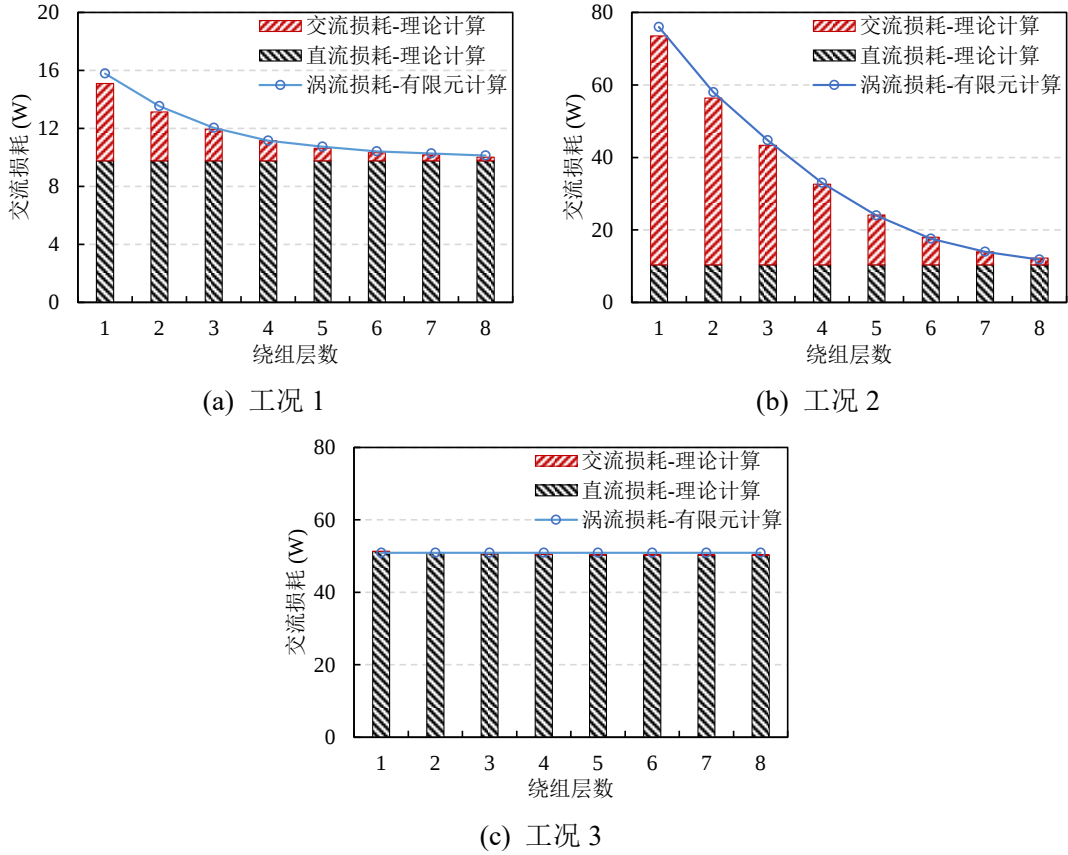


图 4-8 单槽扁线绕组不同运行工况下的交流损耗计算对比图

4.2 绕组交流损耗的抑制方法

基于 4.1 节分析，高频运行工况下由于交流附加损耗的增加导致了交流损耗的增加，致使电机输出效率降低。因此，为提高高频运行工况下电机的输出效率，本节将探讨抑制高频交流损耗的方法，主要用从导体尺寸、扁线绕组排线方式、定子铁心参数以及控制器开关频率对交流损耗的影响。

4.2.1 绕组导体尺寸的优化

本小节将通过两种不同的方式改变导体尺寸，探讨不同导体尺寸对交流损耗的影响。第一种方式为确保不同尺寸的扁线模型与原模型绕组的总横截面积相同，将不同尺寸扁线模型的单根扁线导体横截面面积固定为 8.8mm^2 。在考虑实际加工难度和耐用性，绕组导体的长宽不能过于极端。因此，在固定横截面积不变的情况下考虑导体线长变化的取值范围为 3.5mm 到 4.5mm。如图 4-9 所示导体线长分别为 3.5mm、4mm、4.5mm 的三种尺寸示意图，图中 Coil_L 表示导体线长。

交流损耗随导体线长变化曲线如图 4-10 所示，由图可以看出随着导体线长的增减，扁线绕组交流损耗逐渐减小。此外，由于导体总横截面积不变，这导致绕组的直流损耗几乎不变。当导体线长为 4.5mm 时，交流损耗最小，这是由于此时槽漏磁最小。对于导体线长为 3.5mm 的绕组尺寸，此时导体线宽最宽，导致定子轭部最短，轭部的饱和情况较为严重，使电机的输出转矩性能下降。而对于导体线长为 4.5mm 的绕组尺寸，电机的输出转矩最小，主要是因为此时导体线长最长，定子齿宽最小，齿部出现较严重的饱和。因此，导体线长的选择需要在抑制交流损耗和保持较高输出转矩性能之间找到平衡。

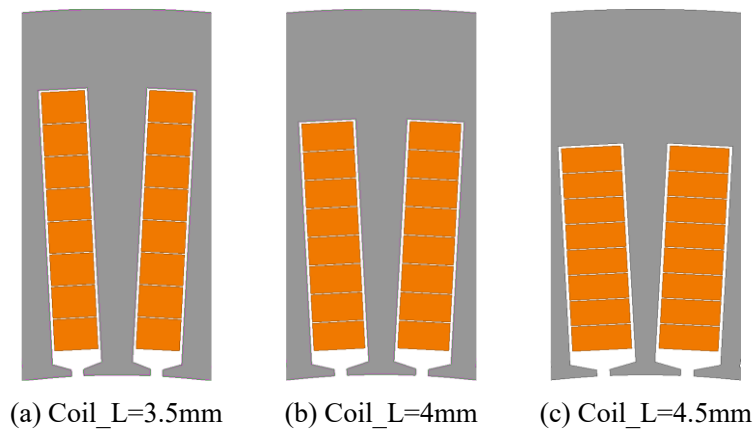


图 4-9 不同扁线导体线长的三种尺寸结构示意图

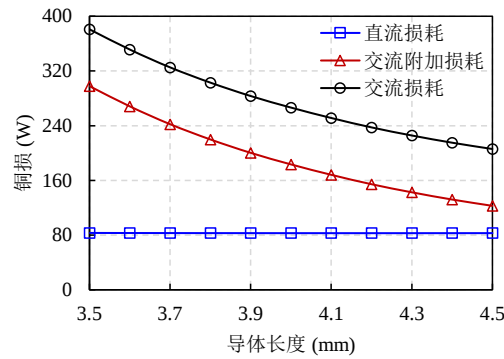


图 4-10 导体线长对交流损耗的影响

如图 4-11 所示为不同线宽的扁线绕组在定子槽中位置关系示意图。图中 Coil_W 表示导线线宽。导体线宽对扁线绕组在槽内的位置分布有影响，减小线宽可以使扁线绕组远离槽口。图 4-12 展示了交流损耗与线宽的变化关系。从图中可以看出，随着导体线宽的减小，扁线绕组的直流损耗逐渐增大，这是因为扁线绕组的电阻随着截面积减小而增大。同时，导体的交流附加损耗随着线宽的减小而降低，主要有两个原因：首先，减小线宽使得扁线绕组远离槽口处漏磁最为

严重的区域；其次，在相同漏磁条件下，导体的交流附加损耗随着线宽的减小而减小。因此，总体的交流损耗随着导体线宽的减小而减少。

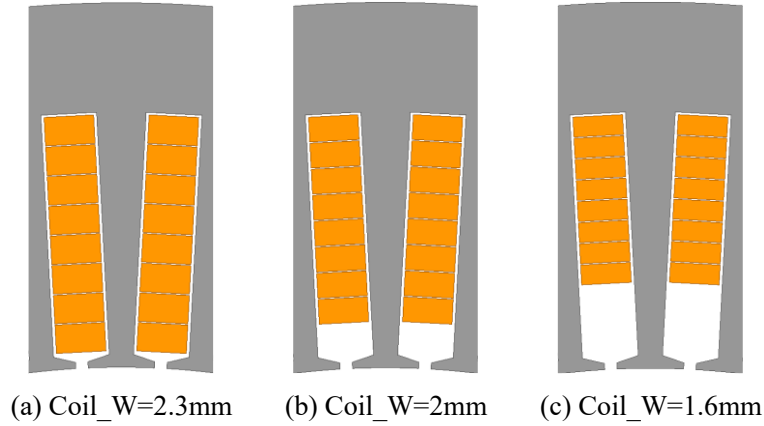


图 4-11 不同扁线导体线宽的三种尺寸结构示意图

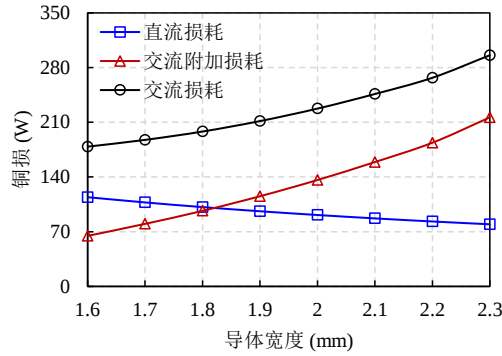


图 4-12 交流损耗随导体宽度变化曲线

4.2.2 导体排布方式的优化

除了绕组导体尺寸的影响，绕组排线方式对绕组的交流损耗也具有重要影响，其主要体现在对电流分布、磁场耦合和涡流损耗的调节作用。合理的排线方式能够优化绕组中的电流路径，减少集肤效应和邻近效应的负面影响，从而降低由电流不均匀分布引起的损耗。此外，绕组排线方式还影响定子槽磁场的分布，合理的布局可以有效减小漏磁场的非均匀性，降低因槽漏磁场产生的附加交流损耗。通过优化排线方式，可以改善绕组的电磁特性，减少高频损耗，提升电机效率。因此，本文将对三种异相槽的导体排布方式进行详细仿真分析，其分布方式分别为 AAAA|BBBB、AABB|AABB 和 ABAB|ABAB。在此过程中，电机的其他参数保持不变。图 4-13 展示了这三种排布方式的示意图。图 4-14 显示了不同排布方式和原始模型下交流损耗随转速变化的曲线。从图中可以看出，异相槽内导体排布方式的不同对交流损耗有一定影响。其主要原因在于，每个电周期内，不同相

的导体所产生的磁场存在相反方向的时段。当导体排布方式越是交替时，相反槽漏磁相互抵消的效果越明显，从而使槽内磁场的整体幅值减小，导致额外的交流损耗也减少。进一步分析发现，在这三种导体排布方式中，方式一和方式二对交流损耗的抑制效果相同；而与前两种方式相比，第三种导体排布方式对交流损耗的抑制效果最佳。在峰值转速下，第三种方式的交流损耗相比于初始模型降低了 21.61%。

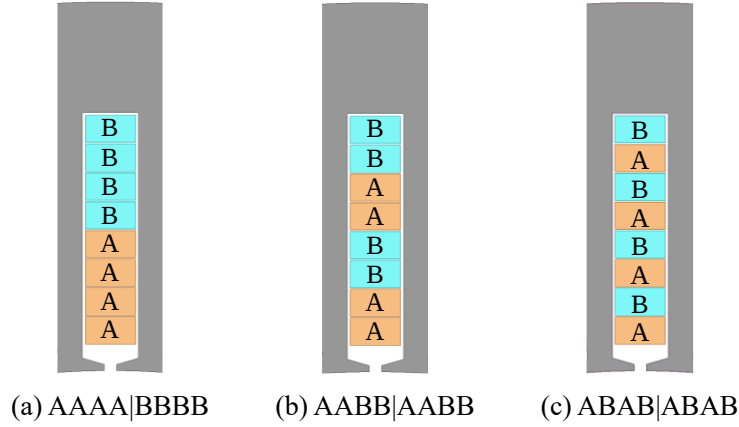


图 4-13 导体不同排布方式示意图

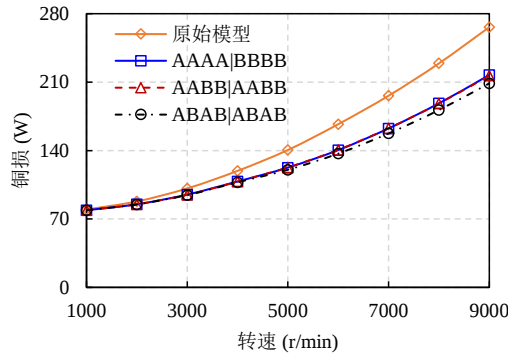


图 4-14 导体不同排布方式的交流损耗对比

4.2.3 定子铁心参数优化

为了深入研究定子铁心参数对交流损耗的影响，将从定子槽口宽度和定子槽口高度两个方面进行分析，其结构示意图如图 4-15 所示，其中 H_{s0} 表示槽口高度。通过有限元软件对定子槽口宽度进行从 0 到 4.5mm 的参数化扫描，并对定子槽口高度进行 0.5 到 3mm 的扫描，仿真结果如图 4-16 所示。图 4-16(a)表明，随着槽口宽度的增大，交流损耗呈现先下降后上升的趋势。在 0~2mm 的范围内，交流损耗缓慢降低；而在 2~4.5mm 的范围内，交流损耗急剧上升。这是因为槽口宽度增大后，槽漏磁增强，导致交流损耗增加。因此，减小槽口宽度有助于抑

制高频交流损耗，提升电机输出效率。当槽口宽度为 2mm 时，抑制交流损耗的效果最佳。图 4-16(b)显示，随着槽口高度的增大，交流损耗逐渐减少。这是由于槽口高度增大后，导体与槽口的距离变远，槽内磁场的最大值集中在槽口中上部，且沿槽深方向逐渐减小，因此导体所穿越的槽漏磁强度逐渐减弱，从而降低了交流损耗。然而，槽口高度不宜过大，因为槽口高度的增加会缩短定子轭部的长度，使得铁心更易饱和。此外，结果也表明，增大槽口高度对高频交流损耗的抑制作用有限，因此不建议选择过大的槽口高度。

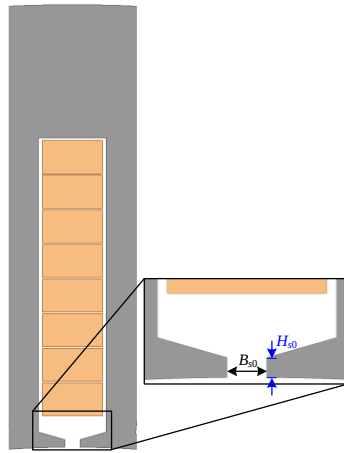


图 4-15 定子铁心参数示意图

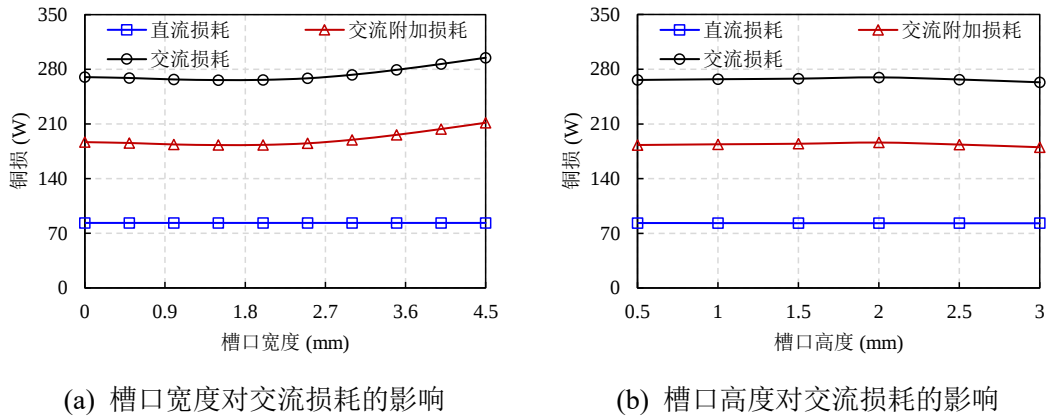


图 4-16 定子铁心参数对交流损耗的影响

4.2.4 控制器开关频率的优化

上文所讨论的交流损耗抑制方法主要为电机本体部分，本小节将分析控制器开关频率对扁线绕组交流损耗的影响。首先，通过有限元软件 Ansys Simplorer 建立联合优化模型，如图 4-17 所示。图中主要包括三个部分：整流电路模块、控制模块和电机模块。其中，电机模块中的电机模型由 Maxwell 提供，控制模块中的控制电路由 Simulink 提供，而 Ansys Simplorer 的主要作用为整流以及将

Maxwell 与 Simulink 进行数据连接。

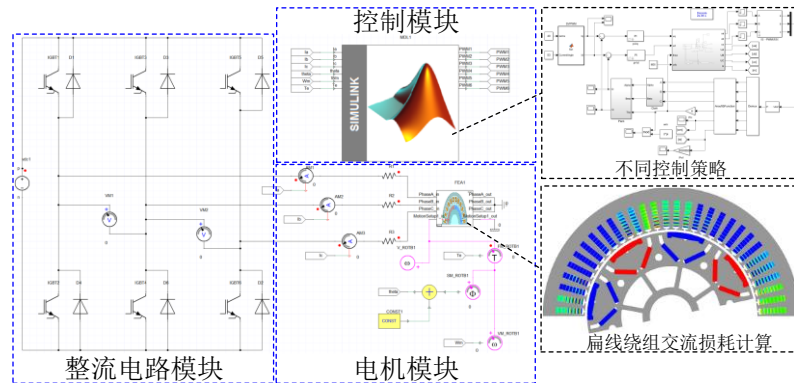


图 4-17 多域多物理场联合仿真模型

控制器不同开关频率对绕组交流损耗的影响如图4-18所示。由图可以看出，开关频率对交流损耗也有一定的影响。电机控制器通过调节开关频率来控制电流的施加方式，从而影响扁线绕组的电磁环境。当开关频率较高时，电流的波形变得更加接近于理想的正弦波，虽然高频开关可以减小某些类型的损耗，但由于频率过高，绕组的集肤效应会加剧，导致局部加热并增加损耗。特别是在较薄的扁线绕组中，集肤效应会更为明显，导致导体表面的电流密度增大，进而引起更高的交流损耗。相反，较低的开关频率虽然能减轻集肤效应，但可能会导致电流波形失真，进而引发额外的谐波损耗。因此，控制器的开关频率需要在一定范围内进行优化，以平衡电磁损耗、效率和性能。

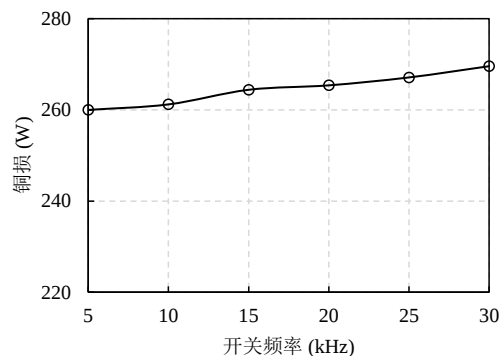


图 4-18 不同开关频率对绕组交流损耗的影响

4.3 本章小结

本章首先通过集肤效应和邻近效应，揭示了扁线绕组交流损耗产生机理。然后，构建了永磁电机扁线绕组交流损耗半解析模型，为了验证该计算模型的准确性，将不同运行工况下的计算结果与有限元仿真计算结果作对比。结果表明，两

者吻合度较高，验证了该方法的有效性和正确性。随后，分析了电机本体参数和电机控制器参数对单槽扁线绕组交流损耗的影响。结果表明，扁线导体的长度和宽度以及绕组的排列方式对扁线绕组交流损耗的抑制具有明显效果，而定子槽口的宽度和高度对绕组交流损耗抑制效果一般。对于控制器开关频率方面，开关频率与绕组交流损耗呈正相关的关系。

第5章 实验测试

本章主要围绕所提磁场增强型永磁扁线电机的实验测试展开，旨在通过实际测试验证前述理论分析与设计方法的准确性和有效性。通过对电机在不同运行工况下的电磁性能参数进行测量与评估，包括空载性能和负载特性，本章将揭示所提电机的实际运行特性与优化潜力。同时，将测试数据与仿真结果进行对比，评估模型的准确性和系统的可靠性。本章的实验测试部分可为后续优化方案的提出和电机性能提升提供了数据支持和理论依据。

5.1 样机试制及实验平台搭建

为了对所提磁场增强型永磁扁线电机进行实验验证，制作 60kW 原理样机，搭建了所提磁场增强型永磁扁线电机的实验平台。实验平台由原理样机及其控制器、永磁原动机及其控制器、540V 直流电源、温度传感器、示波器以及配套的电源和线缆等设备组成。

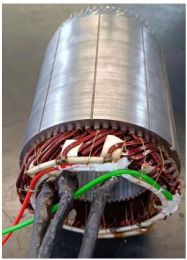
为了实验的可靠性，原动机采用峰值功率为 110kW、直流母线电压为 540V 的永磁同步电机。原动机控制器驱动原动机工作于转速模式，原理样机及其控制器工作于转矩模式。60kW 原理样机的相关部件如图 5-1 所示。主要包括定子总成、转子总成等部件，构建的实验平台如图 5-2 所示。



(a) 转子铁心



(b) 转子总成



(c) 扁线绕组与定子铁心



(d) 样机组装

图 5-1 60kW 原理样机定转子组件图

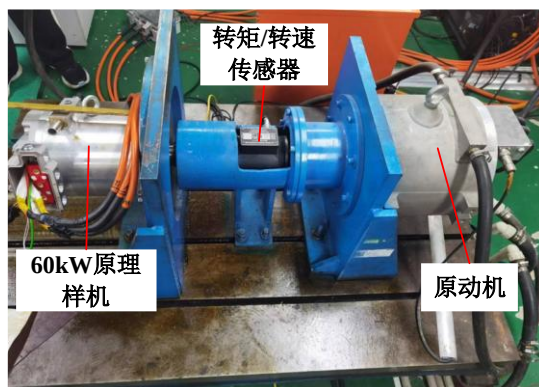


图 5-2 60kW 原理样机实验平台

5.2 空载特性测试

首先对原理样机的空载性能进行测试分析。永磁电机空载性能主要包括空载反电势、齿槽转矩、空载损耗等。由于齿槽转矩是由电机的磁场和机械结构共同作用产生的一个副作用，它通常不会对电机的正常运行性能产生显著影响，因此，在进行样机的实际空载特性测试时，只对其空载反电势性能进行测试。如图 5-3 所示为不同转速下的空载反电势波形图，转速 2400r/min 和 8000r/min 下的空载反电势有效值分别为 174.7V 和 578.9V。由图可以看出，不同转速下空载反电势均保持良好的正弦性。此外，实测结果与有限元仿真结果对比分析可知，两者吻合度较好。

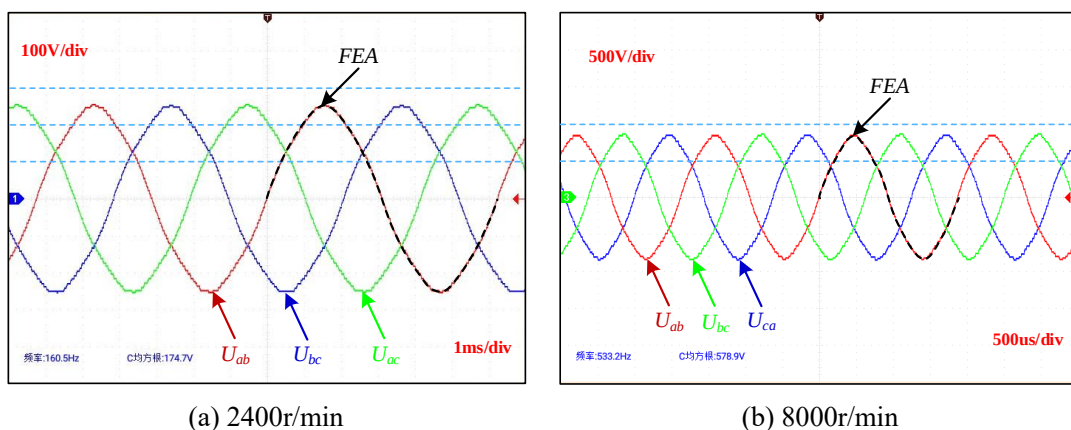


图 5-3 不同转速下的空载反电势测试波形

5.3 负载特性测试

对原理样机进行负载特性测试。如图 5-4 所示为 MTPA 控制下转速为 400r/min 时，不同相电流与输出转矩的关系。由图可以看出，电机的输出转矩随着相电流的增大而增大。当相电流超过 250A 以后，实验测试的输出转矩与有限

元仿真结果之间的偏差逐渐变大,这主要是由于在大电流时电机定子磁饱和严重导致。实验结果与有限元仿真结果对比最终误差约为 5.8%,两者吻合度任然较好。此外,峰值转矩可达到 $362\text{N}\cdot\text{m}$,此时转矩密度为 $8.6\text{N}\cdot\text{m}/\text{kg}$ 。

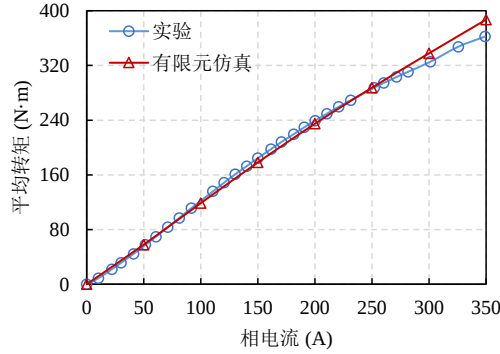
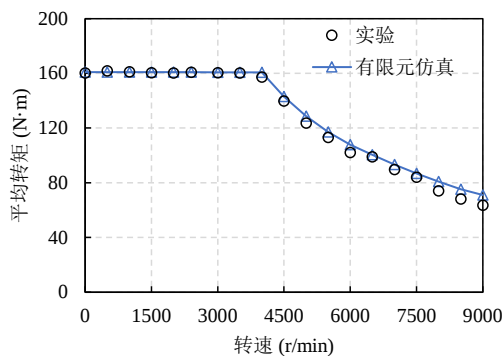
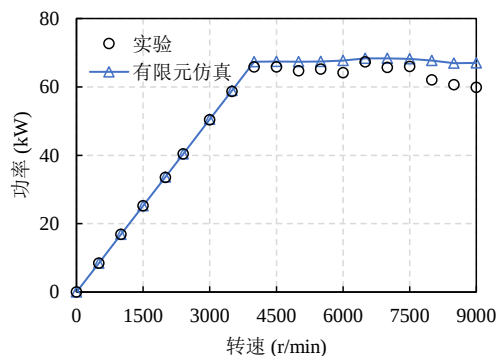


图 5-4 转矩随相电流变化曲线

随着电机转速的升高,当电机的电压超过电压极限圆时需要施加一定的直轴电流来进行弱磁控制,以满足电机运行于电压极限圆内。如图 5-5 所示为不同转速弱磁控制条件下样机的外特性曲线。由图可知,电机的基速点为 $4000\text{r}/\text{min}$,随着转速的升高,为保证电机的恒功率输出,施加一定的直轴电流进行弱磁控制,电枢电流控制在 140A 左右。电机转速在 $4000\text{r}/\text{min}\sim 9000\text{r}/\text{min}$ 时,可维持 60kW 左右的恒功率输出能力。由于实验过程中存在摩擦损失和制造公差,实验结果与有限元仿真结果之间存在偏差,两者之间最大误差为 6.8%。此外,转速为 $5000\text{r}/\text{min}$ 时对应的电流波形如图 5-6 所示,由图可以看出负载电流的波形接近正弦波,谐波含量较少。



(a) 转矩随转速变化曲线



(b) 功率随转速变化曲线

图 5-5 外特性曲线

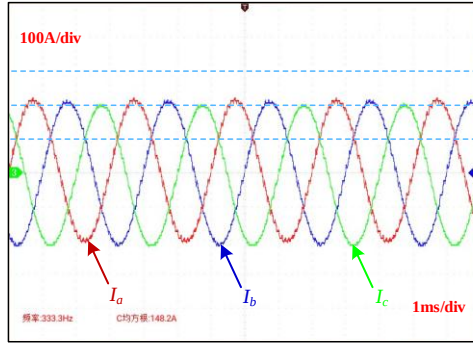


图 5-6 三相绕组电流波形@5000r/min

样机的效率图如图 5-7 所示。由于实验室原动机的限制，样机的最大输出转矩只能达到 $324.5\text{N}\cdot\text{m}$ 。由图 5-7 可知，由于在实际测试中存在风摩和机械损耗以及控制器损耗，导致样机的测试效率低于有限元仿真结果。此时，样机的最高效率为 97.14%，高效区 ($\geq 92\%$) 占比为 79.3%。此外，峰值功率可达到 136kW，样机的功率密度为 3.24kW/kg 。

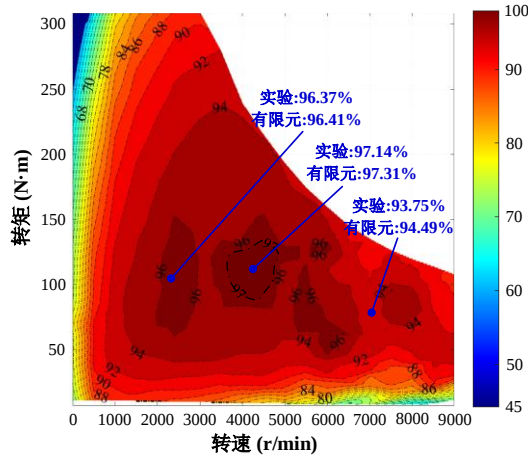


图 5-7 效率 Map

5.5 本章小节

本章通过一系列的实验测试对所提磁场增强型永磁扁线电机的电磁性能进行了全面评估，涵盖了电机的空载特性、负载特性以及效率等方面。实验结果验证了前述设计与理论分析的有效性，并揭示了电机在实际引用中的工作特性。通过对比实验数据与有限元仿真结果，进一步评估了所提电机模型的准确性和可靠性，为电机性能优化与改进方案的制定提供了实证依据。本章为后续的研究与应用提供了重要的数据支持和理论参考。

第6章 总结与展望

6.1 本文总结

针对传统永磁电机无法满足特种车辆对驱动电机高效、高转矩/功率密度以及宽调速范围的需求以及高频运行下扁线绕组交流损耗大的问题,本文对传统永磁电机进行分析,提出了一种新型磁场增强型永磁扁线电机。围绕所提磁场增强型永磁扁线电机的设计方法、气隙磁场增强机理、多目标优化、转矩提升机理、电磁特性分析、扁线绕组高频工况交流损耗抑制展开研究工作。本论文的主要研究工作和结论概述如下:

(1) 阐明了研究特种车辆用高性能驱动电机的研究背景及研究意义。概述了国内外各类车用永磁电机的电磁性能及工作特点,归纳总结了国内外学者对扁线绕组交流损耗抑制及计算方法的研究。

(2) 基于“ ∇ ”型转子拓扑结构,提出一种新型的“V+Halbach”型转子拓扑结构。依据传统永磁电机的设计经验以及绕组设计的相关理论,确定了所提电机的槽极组合、绕线形式等。基于等效磁路法和冻结磁导率法揭示了所提电机的磁场增强机理。此外,将该方法计算的结果与有限元分析结果做对比,表明了该方法的有效性。

(3) 构建了 JMAG 有限元软件和 modeFRONTIER 多目标优化软件,获取最优电机模型。基于最优模型,通过冻结磁导率法和麦克斯韦应力张量法揭示了所提电机的转矩产生机理。结果表明,在不同工况不同控制方式下,除了主次谐波对转矩有贡献外,谐波对电机输出转矩也有一定的影响。此外,还分析了不同结构的永磁体对所提电机输出转矩的影响,结果表明所提磁场增强型永磁结构能有效提高电机的输出转矩以及有效降低转矩脉动。为了突出所提电机的电磁特性,将其与不同永磁结构的永磁电机进行空载特性、转矩与弱磁特性、电感特性以及电机效率与损耗特性的电磁特性对比。结果显示,所提电机具有高气隙磁通密度、宽调速范围、抗退磁风险能力优以及高效高功率输出能力的结果。

(4) 从集肤效应和邻近效应的角度出发,理论分析了扁线绕组交流损耗的

产生机理。基于半解析法分析了不同工况下绕组交流绕组分布规律，并通过有限元计算结果验证了该方法的有效性。从电机本体和电机控制器开关频率两方面，提出了抑制绕组交流损耗的方法。结果表明，绕组的长度和宽度以及绕组的排列方式对交流损耗的抑制具有明显效果，而电机定子槽口的宽度和高度对绕组交流损耗抑制效果一般。在控制器方面，开关频率与绕组交流损耗呈正相关的关系。

(5) 研制了 60kW 原理样机，搭建了所提磁场增强型永磁扁线电机的实验平台。实验测试了电机在不同转速下的空载反电势、在 MTPA 控制下不同相电流的输出转矩、在额定工况下的外特性曲线、三相绕组电流和输出效率。将测试结果与有限元仿真结果作对比，结果表明了前述设计与理论分析的有效性。

6.2 未来展望

本文主要针对特种车辆用高性能磁场增强型永磁扁线电机的电磁特性以及交流损耗抑制开展了相关研究工作，对于实现磁场增强型永磁扁线在特种车辆中的应用还存在这一些问题需要进一步研究与实践，主要分为以下方面：

(1) 在电机的优化过程中，只选取了平均转矩和转矩脉动作为优化目标，未对效率、弱磁性能等目标进行优化。此外，联合仿真时在对 modeFRONTIER 的优化算法选取时，只考虑了 NSGA-II 算法下的最优结构未考虑其他算法对优化结果的影响。后续将针对上述两个问题进行进一步的完善和优化。

(2) 目前仅仅对所提磁场增强型永磁扁线电机的电磁特性进行了分析，未分析电机温度场以及转子结构强度对电机本体的影响，在后续的工作中将加入这两个方面的分析。

(3) 在实验过程中由于受到实验台架的限制，在进行电机效率的测试时只测得相电流为 300A 下的输出效率，未进行峰值电流下的实验测试，在后续的研究中需要进一步的进行相关实验。

参考文献

- [1] 黄志辉, 纪亮, 尹洁, 等. 中国道路交通二氧化碳排放达峰路径研究[J]. 环境科学研究, 2022, 35(2): 385-393.
- [2] 乔英俊, 赵世佳, 伍晨波, 等. “双碳”目标下我国汽车产业低碳发展战略研究[J]. 中国软科学, 2022, (06): 31-40.
- [3] 王灿, 张雅欣. 碳中和愿景的实现路径与政策体系[J]. 中国环境管理, 2020, 12(6): 58-64.
- [4] Wei F, Zhu Z Q, Yan L, et al. Investigation of stator/rotor pole number combinations and PM numbers in consequent-pole hybrid excited flux reversal machine[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 37(3), 2022: 2092-2106.
- [5] Zhang L, Han S, Zhu X, et al. Research on five-phase flux-intensifying permanent magnet motor drive system based on new active sensorless strategy[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(3): 4266-4277.
- [6] Zhu X, Wu W, Yang S, et al. Comparative design and analysis of new type of flux-intensifying interior permanent magnet motors with different q-axis rotor flux barriers[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(4): 2260-2269.
- [7] Faizul M, Khwaja R, Yochan S, et al. Electrical propulsion system design of chevrolet bolt battery electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(1): 376-384.
- [8] 鞠孝伟, 张凤阁, 程远, 等. 车用驱动电机扁线绕组关键问题研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(15): 6181-6199.
- [9] Wang Y, Pries J, Zhou K, et al. Computationally efficient AC resistance model for stator winding with rectangular conductors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56(4): 1-9.
- [10] Hsu J S . Report on Toyota prius motor design and manufacturing Assessment[R]. Oak Ridge National Laboratory. ORNL/TM-2004/137: 5-6.

- [11] 许雪峰. 电动汽车用高功率密度永磁同步电机关键技术研究[D]. 沈阳工业大学, 2024.
- [12] Taniguchi, M., Yashiro, T., Takizawa, K., Baba, S. et al. Development of New Hybrid Transaxle for Compact-Class Vehicles[R]. SAE Technical Paper.
- [13] Burak Ozpineci. Oak ridge national laboratory annual progress report for the electric drive technologies program[R]. Oak Ridge National Laboratory, ORNL/SR-2016/640, Oct. 2016.
- [14] 刘子诚. Model Y 热管理系统研究[J]. 机电信息, 2022, (10): 71-73+77.
- [15] 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.
- [16] [Online]. Available: <https://www.yiche.com/zhai/1748277>
- [17] Yamazaki K, Kato Y, Ikemi T, et al. Reduction of rotor losses in multilayer interior permanent-magnet synchronous motors by introducing novel topology of rotor flux barriers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3185-3193.
- [18] Liu Y, Li L, Gao Q, et al. An analytical model and optimization of a novel hybrid rotor machine for high torque density[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 36(1): 230-241.
- [19] Hu Y, Zhu S, Liu C, et al. Electromagnetic performance analysis of interior PM machines for electric vehicle applications[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(1): 199-208.
- [20] 王晨, 黄健, 江明, 等. 聚磁式永磁轮毂电机多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(03): 1173-1184.
- [21] Han J, Zhang Z. Design and optimization of a low-cost hybrid-pole rotor for spoke-type permanent magnet machine[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(2): 1-5.
- [22] Geng W, Wang J, Li L, et al. Design and multiobjective optimization of a new flux-concentrating rotor combining Halbach PM array and spoke-type IPM

- p machine[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2023, 28(1): 257-266.
-
- [23] 梁培鑫, 裴宇龙, 甘磊, 等. 高功率密度轮毂电机温度场建模研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 170-176.
-
- [24] Liang P, Chai F, Yu Y, et al. Analytical model of a spoke-type permanent magnet synchronous in-wheel motor with trapezoid magnet accounting for tooth saturation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(2): 1162-1171.
-
- [25] Liang P, Chai F, Chen L, et al. Analytical prediction of no-load stator iron losses in spoke-type permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(1): 252-259.
-
- [26] Liu J, Liang Y, Yang P. Research on novel flat wire transposed winding of PMSM for electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 771-781.
-
- [27] Berardi G, Nategh S, Bianchi N, et al. A comparison between random and hairpin winding in e-mobility applications[C]//IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2020: 815-820.
-
- [28] Ma C, Li J, Zhao H, et al. 3-D analytical model of armature reaction field of IPMSM with multi-segmented skewed poles and multi-layered flat wire winding considering current harmonics[J]. IEEE Access, 2020, 8: 151116-151124.
-
- [29] Liu C, Xu Z, Gerada D, et al. Experimental investigation on oil spray cooling with hairpin windings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7343-7353.
-
- [30] Zhu S, Paciura K, Barden R. Application of flat rectangular wire concentrated winding for AC loss reduction in electrical machines[C]//2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2021: 4619-4623.
-
- [31] Zou T, Gerada D, La Rocca A, et al. A comprehensive design guideline of hairpin windings for high power density electric vehicle traction motors[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(3): 3578-3593.

- [32] Du G, Xu W, Zhu J, et al. Power loss and thermal analysis for high-power high-speed permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2722-2733.
- [33] Islam M S, Husain I, Ahmed A, et al. Asymmetric bar winding for high-speed traction electric machines[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(1): 3-15.
- [34] Momen F, Rahman K, Son Y. Electrical propulsion system design of Chevrolet Bolt battery electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019 55(1): 376-384.
- [35] Yu W, Hua W, Zhang Z, et al. Comparative analysis of AC copper loss with round copper wire and flat copper wire of high-speed stator-PM flux-switching machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(6): 7131-7142.
- [36] Dong T, Zhu C, Zhang X, et al. Hybrid-Strand winding topology with improved power density in automotive electric machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022 69(6): 6036-6045.
- [37] Preci E, Nuzzo S, Valente G, et al. Segmented hairpin topology for reduced losses at high-frequency operations[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022 8(1): 688-698.
- [38] Morisco D P, Rapp H, Iepure I L, et al. Extended modelling approach of hairpin winding eddy current losses in high power density traction machines[C]//2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM). IEEE, 2020, 1: 874-880.
- [39] Wu L J, Zhu Z Q. Simplified analytical model and investigation of open-circuit AC winding loss of permanent-magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014 61(9): 4990-4999.
- [40] Sullivan C R. Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(2): 283-291.

- [41] Nan X, Sullivan C R. An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors[C]//IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC'03. IEEE, 2003, 2: 853-860.
- [42] Xu S, Ren H. Analytical computation for AC resistance and reactance of electric machine windings in ferromagnetic slots[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(4): 1855-1864.
- [43] 许欣, 邓智泉, 张忠明, 等. 高速电机定子单槽绕组交流损耗近似解析建模及验证[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(12): 4306-4315.
- [44] 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.
- [45] Tassarolo A, Ciriani C, Elloumi N, et al. Fast computation method for stator winding skin-effect additional losses in synchronous machines with open slots and arbitrary rotor geometry[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(2): 1156-1168.
- [46] Arzillo A, Nuzzo S, Braglia P, et al. An analytical approach for the design of innovative hairpin winding layouts[C]//2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM). IEEE, 2020, 1: 1534-1539.
- [47] Bellara A, Amara Y, Barakat G, et al. Two-dimensional exact analytical solution of armature reaction field in slotted surface mounted PM radial flux synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(10): 4534-4538.
- [48] Zhu Z Q, Wu L J, Xia Z P. An accurate subdomain model for magnetic field computation in slotted surface-mounted permanent-magnet machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(4): 1100-1115.
- [49] Wu L J, Zhu Z Q, Staton D, et al. Analytical model of eddy current loss in windings of permanent-magnet machines accounting for load[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(7): 2138-2151.
- [50] 杨深. 磁场增强型永磁无刷电机的设计与分析[D]. 镇江: 江苏大学, 2017.
- [51] 汤蕴璆. 电机学[M]. 5 版. 北京: 机械工业出版社, 2014.

- [52] Zhang F, Du G, Wang T, et al. Electromagnetic design and loss calculations of a 12-MW high-speed permanent-magnet motor for compressor applications[J]. IEEE Transactions on energy conversion, 2016, 31(1): 132-140.
- [53] Raziee S M, Steinbrink J, Ponick B. Design of single-layer fractional-slot distributed windings[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(1): 504-515.
- [54] Zhu X, Zheng S, Niu S, et al. Torque quality enhancement of a multi-permanent-magnets motor considering different role-plays of permanent magnets[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10173-10183.
- [55] Ma C, Zhang J, Wang J, et al. Analytical model of open-circuit air-gap field distribution in interior permanent magnet machines based on magnetic equivalent circuit method and boundary conditions of macroscopic equations[J]. IEEE Transactions on magnetics, 2021, 57(3): 1-9.
- [56] Jackson J D. Classical electrodynamics[M]. John Wiley & Sons, 1998.
- [57] Guo Y, Lin H, in P, et al. Analytical modeling of air-gap field distributions in permanent magnet embedded salient pole wind generator[J]. IEEE transactions on magnetics, 2013, 49(12): 5756-5760.
- [58] Lim D K, Yi K P, Woo D K, et al. Analysis and design of a multi-layered and multi-segmented interior permanent magnet motor by using an analytic method[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2014, 50(6): 1-8.
- [59] Zhu Z Q, Chu W Q. Advanced frozen permeability technique and applications in developing high performance electrical machines[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 13-29.
- [60] Chu W Q, Zhu Z Q. Average torque separation in permanent magnet synchronous machines using frozen permeability[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2013, 49(3): 1202-1210.
- [61] Li Y, Yang H, Lin H, et al. Investigation of double-side field modulation mechanism in consequent-pole PM machines with concentrated windings[J]. IEEE

- Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 1635-1648.
- [62] 程明, 文宏辉, 花为, 等. 电机气隙磁场调制统一理论及其典型应用[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(24): 8261-8283.
- [63] 黄娟. 磁场增强型永磁同步电机的设计与优化研究[D]. 江苏大学, 2018.
- [64] 戴文进, 张景明, 等. 电机设计[M]. 清华大学出版社, 2011.
- [65] 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, 2022, 37(2): 901-911.
- [66] 何庆领, 王群京. 永磁同步发电机齿槽转矩削弱方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2013, 27(5): 461-466.
- [67] Wang J, Geng W, Li Q, et al. A new flux-concentrating rotor of permanent magnet motor for electric vehicle application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 10882-10892.
- [68] Zhou X, Zhu X, Wu W, et al. Multi-objective optimization design of variable-saliency-ratio PM motor considering driving cycles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 6516-6526.
- [69] 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.
- [70] Chen Q, Xu G, Zhai F, et al. A novel spoke-type PM motor with auxiliary salient poles for low torque pulsation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(6): 4762-4773.
- [71] Zhang J, Zhang Z, Xia Y, et al. Thermal analysis and management for doubly salient brushless DC generator with flat wire winding[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(2): 1110-1119.
- [72] 刘达斌. 磁场增强型变漏磁永磁电机设计与多物理场耦合分析[D]. 江西理工大学, 2023.
- [73] Sullivan C R. Computationally efficient winding loss calculation with multiple windings, arbitrary waveforms, and two-dimensional or three-dimensional field

geometry[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(1): 142-150.

攻读学位期间取得的学术成果

攻读硕士学位期间发表（录用）论文情况

- [1] Chen. Wang, **Jie. Liu**, Jianbin. Han, Zhuoran. Zhang and Ming. Jiang, "Analysis of bidirectional magnetic field modulation on concentrated winding spoke-type PM machines," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 10, no. 3, pp. 6076-6086, Sept. 2024. （已录用）
- [2] **Jie. Liu**, Chen. Wang and Jian. Huang, "A double-layer flux-concentrating permanent magnet in-wheel motor for special electric vehicle," 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Zhuhai, China, 2023, pp. 585-590. （已录用）
- [3] 王晨, 李凯, **刘杰**, 等. 考虑端部漏磁的表贴式永磁伺服电机气隙磁场调制机理研究[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-17. doi:10.13334/j.0258-8013. （已发表）

攻读硕士学位期间申请及授权的发明专利

- [1] 一种聚磁式盘式永磁电机及其安装方法, 王晨, **刘杰**, 江明, 专利授权号: ZL202310614351.0 （发明专利）
- [2] 一种端部聚磁型混合励磁轮毂电机及其调磁方法, 王晨, 李凯, **刘杰**, 江明, 黄健, 张卓然, 专利授权号: ZL202410368207.8 （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: CN118232552A （发明专利）

攻读硕士学位期间获得奖励情况

- [1] 教育部硕士研究生国家奖学金, 2024 年

致 谢

行文至此，硕士生涯即将落下帷幕。回顾这段充实而富有挑战的求学时光，心中充满了感激与敬意。无论是学术上的指引，还是生活中的关怀，都有着许多值得铭记的瞬间。此刻，站在完成硕士论文的节点上，带着对所有帮助与支持我的人深深的感恩之情，我谨以此致谢。

首先，我要由衷感谢我的导师，王晨老师。从我确定研究方向到论文的最终完成，王老师不仅为我提供了宝贵的意见和思路，更为我在学术研究和人生道路上指引了方向。王老师严谨的学术态度、深邃的理论思维以及对学术研究的执着追求，都深深的激励着我。在我的研究过程中，王老师总是耐心的解答我提出的每一个问题，帮助我突破研究瓶颈。此外，由衷感谢课题组黄健老师、韩建斌老师以及安徽大学李亚老师在我求学过程中给予的指导和帮助。在此向最尊敬的四位老师致以最衷心的感谢与崇高的敬意。

其次，我要感谢课题组的各位同学们。在课题组这个充满活力与合作精神的集体中，我受益匪浅。感谢李凯、刘云鹏、徐琳、程龙、顾宇彬的支持，与你们的讨论与交流，不仅让我在科研上不断进步，也让我在思维的碰撞中受到了启发。同时，我要感谢朱海露、逯彦博、董田宇、徐慧琴等师弟师妹们，感谢你们的真诚与帮助，感谢大家陪伴我走过这难忘的快乐时光。

再次，我将最真挚的感谢献给我的家人以及我最爱的陶依冉女士，感谢你们在我求学的这段时间里无微不至的关爱与支持。无论我身处何方，你们永远是我最强有力的后盾。你们的理解、包容与鼓励让我能够安心追求学术梦想，克服了无数的困难与挑战。

最后，向所有参与论文评审和答辩的专家和老师们表示衷心的感谢。

在此，我再次向所有给予我帮助和支持的人们表示最深的敬意和感激。未来的日子里，我将带着这份感恩之心，继续在学术探索的道路上砥砺前行。

刘杰

2025年3月10日

尚德敏学 唯实惟新

