

分类号：TM351

单位代码：10363

密 级：公开

学 号：2210320107

题 目 电动汽车用高效率低转矩脉动永磁同步电机设计

题 目 Design of High Efficiency and Low Torque Ripple Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles

学生姓名： 方昊虹

指导教师： 陈其工教授

专 业： 控制科学与工程

研究方向： 新能源与电动汽车技术

论文答辩日期： 2024/5/19

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：方昊虹

日期：2024年05月27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：

方昊虹

指导教师签名：



日期：2024 年 05 月 27 日

日期：2024 年 05 月 27 日

电动汽车用高效率低转矩脉动永磁同步电机设计

摘要

在电动汽车技术迅猛发展的当下，车辆的续航能力和驾驶的平顺性已经成为消费者和生产制造商较为关注的重点。驱动电机作为电动汽车的核心组件，电机的效率和转矩脉动直接关系到整车的续航能力和驾驶平顺性。因此，提升电动汽车驱动电机的效率以及减少其转矩脉动，对于提高电动汽车的续航里程和优化驾驶体验至关重要。针对这一需求，本文围绕高效率 and 低转矩脉动永磁同步电机设计展开了学习与研究。

论文工作主要集中在以下几个方面：

1. 根据整车的具体参数和对动力性能的需求，确定驱动电机的主要性能指标。在这些性能指标的指导下，计算永磁同步电机所需的尺寸数据，分析在电机设计过程中电磁负荷设计值对电机效率的影响以及电磁负荷的计算模型。

2. 为了提高电机最高效率，抑制电机转矩脉动。分析了硅钢片材料、气隙长度、定子槽型和定子裂比对电机效率的影响趋势。针对电机转矩脉动问题，分析了其成因，阐述了转子斜极分段、斜极排布形式、定子槽口宽度、永磁体 V 型角度、转子辅助槽深度和数量对电机转矩脉动的影响趋势。为了验证所讨论的优化方法，利用有限元仿真软件工具，构建永磁同步电机的有限元模型。通过对比不同设计方案下的模型性能，优化电机输出效率和转矩脉动等性能。

3. 为了扩展永磁同步电机的高效运行区域并减小转矩脉动，对电机定子绕组进行优化设计。首先，建立了定子绕组旋转磁场的数学模型，讨论了分布式短距绕组对反电动势波形、反电动势谐波含量和电机转矩脉动的影响。分析了扁线绕组导体参数的优化模型，讨论了扁线导体与槽口的距离对电机效率的影响。最后，利用有限元仿真工具，对所提出的定子绕组优化设计和扁线绕组导体参数优化模型进行了仿真验证。

结果表明，电机采用高性能硅钢片材料可以有效降低电机铁损

耗，提高电机效率。考虑到电机制作成本，在定子上采用高性能硅钢片，在转子上采用低成本硅钢片的设计方式为较优方法。除此之外，合理设计气隙长度、定子槽型、定子裂比、转子斜极分段和排布形式、槽口宽度、永磁体夹角、转子辅助槽等参数可以提高电机效率，降低电机转矩脉动。扁线绕组可以提高电机的高效运行区间，但会降低电机高速下的运行效率。合理设计扁线导体尺寸和扁线绕组层数和位置可以较好的解决扁线电机高速效率较低的问题。

关键词：电动汽车，永磁同步电机，电机设计，扁线绕组，转矩脉动，电机效率

DESIGN OF HIGH EFFICIENCY AND LOW TORQUE RIPPLE PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR FOR ELECTRIC VEHICLES

ABSTRACT

In the context of the rapid development of electric vehicle (EV) technology, vehicle range capability and driving smoothness have become key focuses for both consumers and manufacturers. As the core component of EVs, the drive motor's efficiency and torque ripple directly impact the vehicle's range and driving comfort. Therefore, enhancing the efficiency of EV drive motors and mitigating their torque ripple are crucial for extending driving range and optimizing the driving experience. Addressing this need, this paper delves into the study and research of high-efficiency and low-torque-ripple permanent magnet synchronous motor (PMSM) design.

The paper's work is primarily concentrated on the following aspects:

1. Based on the specific parameters of the entire vehicle and its power performance requirements, the primary performance indicators of the drive motor are determined. Under the guidance of these indicators, dimensional data required for the PMSM is calculated, and the influence of electromagnetic load design values in the motor design process on motor efficiency, along with the calculation model of electromagnetic loads, are analyzed.

2. To boost the motor's maximum efficiency and suppress torque ripple, the impacts of silicon steel material, air-gap length, stator slot shape, stator slot skew ratio, and other factors on motor efficiency are analyzed. Regarding torque ripple, its causes are analyzed, and the effects of rotor skewed pole segmentation, skewing arrangement, stator slot width, V-angle of permanent magnets, depth and number of auxiliary

rotor slots on torque ripple are elucidated. To validate the discussed optimization methods, finite element simulation software is employed to construct a PMSM model. Model performances under different design schemes are compared, thereby optimizing the motor's output efficiency and torque ripple.

3. The stator winding is optimized to expand the motor's efficient operating region and minimize torque ripple. This involves establishing a mathematical model for the rotating magnetic field of the stator winding, discussing the impacts of distributed short-pitch windings on back EMF waveform, harmonic content, and motor torque ripple. An optimization model for flat wire conductor parameters is analyzed, examining the effect of the distance between flat wire conductors and slot openings on motor efficiency. Finally, the proposed stator winding optimization design and the flat wire conductor parameter optimization model are verified through finite element simulations.

Results indicate that employing high-performance silicon steel materials in the motor reduces iron losses effectively, thereby enhancing motor efficiency. Considering manufacturing costs, a design using high-performance silicon steel for the stator and lower-cost silicon steel for the rotor is found to be more advantageous. Furthermore, judicious design of parameters such as air-gap length, stator slot shape, stator slot skew ratio, rotor skewed pole segmentation and arrangement, slot width, permanent magnet angle, and rotor auxiliary slots can improve motor efficiency and mitigate torque ripple. Flat wire windings can increase the motor's high-efficiency operation range but may reduce efficiency at high speeds. Careful design of flat wire conductor dimensions, layering, and positioning effectively addresses the issue of reduced efficiency in flat wire motors at high speeds.

Fang Hao Hong (Control Science and Engineering)

Supervised by Professor Chen Qi Gong

KEY WORDS: electric vehicle, permanent magnet synchronous motor, motor design, flat wire winding, torque ripple, motor efficiency

目录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
目录.....	VI
第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题研究的背景及意义.....	1
1.2 永磁同步电机的国内外研究现状.....	2
1.2.1 国外研究现状.....	2
1.2.2 国内研究现状.....	7
1.3 本文的主要研究工作.....	9
第 2 章 永磁同步电机的尺寸设计.....	10
2.1 引言.....	10
2.2 主要尺寸计算模型.....	10
2.3 尺寸调整.....	16
2.4 电机等效磁路.....	17
2.4.1 永磁体等效磁路.....	17
2.4.2 外磁路等效磁路.....	19
2.5 外磁路的计算.....	20
2.5.1 气隙磁压降.....	20
2.5.2 齿部磁压降.....	21
2.5.3 轭部磁压降.....	22
2.5.4 漏磁路与漏磁系数.....	24
2.6 本章小结.....	26
第 3 章 电机的有限元建模与优化.....	27
3.1 引言.....	27
3.2 电机有限元建模与分析.....	27
3.3 电机效率优化.....	37
3.4 电机转矩脉动优化.....	41
3.5 本章小结.....	46

第 4 章 永磁同步电机的绕组优化设计.....	48
4.1 引言.....	48
4.2 旋转磁场数学模型.....	48
4.3 分布式短距绕组.....	51
4.4 分布式扁线绕组.....	59
4.5 本章小结.....	66
第 5 章 总结与展望.....	67
5.1 工作总结.....	67
5.2 工作展望.....	67
参考文献.....	69
攻读学位期间发表的学术论文目录.....	74
致谢.....	75

第1章 绪论

1.1 课题研究的背景及意义

截至 2023 年，全国汽车保有量达到 4.35 亿辆^[1]。如果这些汽车均采用内燃机驱动，那么满足如此庞大数量汽车所需的燃料从何而来？同时，又该如何妥善处理汽车产生的尾气排放问题？在全国快速发展的背景环境下，我国作为世界第二大石油资源消费国，其石油资源的产量仅排在世界第八位。由于供需之间的巨大缺口^[2]，我国石油资源进口量 占到了总消费量的七成，成为全球最大的石油进口国。内燃机汽车除了对石油资源的高度依赖外，其排放的尾气也是导致空气环境污染的重大隐患。在内燃机中，燃料燃烧产生动力的同时释放了大量的二氧化碳，该气体的大规模排放加剧了全球气候变暖趋势^[3]，引发了海平面上升等一系列自然灾害的发生。

鉴于上述问题，为了推动交通领域的低碳转型，各国纷纷加大对新能源汽车的支持力度，出台了一系列鼓励政策。国家发展和改革委员会发布的《中华人民共和国国民经济和社会发展第十四个五年规划和 2035 年远景目标纲要》，强调了推动能源清洁、低碳、安全、高效利用，并促进工业、建筑、交通等领域的低碳转型^[4]。中国国务院办公厅于 2020 年印发《新能源汽车产业发展规划（2021-2035 年）》，推出了多项扶持新能源汽车产业的具体举措^[5]。在国际上，美国政府于 2021 年签署行政命令，提出到 2030 年实现零碳排放汽车销售占比达到 50%的目标。加州发布清洁能源政策，计划至 2030 年纯电动、燃料电池及插电式混合动力汽车渗透率达到 60%，并在 2035 年实现仅销售零排放汽车。欧盟方面，继 2019 年 12 月提出的“欧洲绿色协议”后，又于 2021 年 7 月公布《Fit for 55》新政，意图通过制定严格排放标准及配套激励政策，加速推广清洁能源汽车，完善零排放产业链及其基础设施建设^[6]。

新能源电动汽车包括：纯电动汽车、插电式混合动力汽车以及燃料电池电动汽车，其核心技术主要集中在汽车动力电池系统、驱动电机系统和能量转换与控制系统。评估显示，我国在新能源汽车产业核心技术领域取得了显著进展，基本掌握了汽车动力电池系统、驱动电机技术和电机控制等核心技术，为国内汽车产业实现全方位市场化拓展和可持续增长提供了坚实的基础^[7]。尽管成绩斐然，但是，相较于国际顶尖技术水平，我国在驱动电机及其控制技术等方面

尚存一些差距。这一短板在一定程度上制约了我国新能源汽车工业及相关配套产业的发展。因此，针对高性能驱动电机技术的研究工作显得极为关键，是我国新能源汽车行业进一步发展的突破口之一。

电动机通过电磁感应和电磁作用实现能量的转换，并在各个行业中得到普遍应用。驱动电机作为电动汽车的核心组件，其设计与制造的质量对电动汽车具有决定性影响。为增加电动汽车的续航力和平顺驾驶体验，关键在于提升驱动电机的效率和减少其转矩波动^[8]。永磁同步电机利用永久磁体生成磁场，无需借助定子电枢电流来供应激发磁场所需的无功电力。相较于传统的电励磁电机和异步电机，永磁同步电机的运行效率较高。

依据永磁体在转子上的安装位置，永磁同步电机可分为表贴式、内嵌式和内置式三种类型。表贴式永磁同步电机将永磁体放置于转子的外表面，这种结构设计简洁且成本较低，但高速旋转时需要额外的保护措施来确保永磁体的稳定性。内嵌式永磁同步电机把永磁体嵌入转子的槽中，这增强了电机的结构稳定性，并有助于减少运行时的机械应力。内置式永磁同步电机把永磁体置于转子内部，这有助于改善磁场的均匀性，减少转矩波动，增加磁阻转矩输出^[9]。每种类型的永磁同步电机都有其独特的优势和使用场景。选择适合的电机类型需考虑应用需求、性能要求和工作环境等多方面因素。

1.2 永磁同步电机的国内外研究现状

1.2.1 国外研究现状

随着新能源汽车时代的推进，宝马集团开始致力于驱动电机技术的研发。其中一项研究成果永磁辅助同步磁阻电机技术，已在美国获得专利保护，并应用于 BMW i3 系列纯电动汽车的动力系统中。BMW i3 所搭载的驱动电机采用了 72 槽 12 极的配置，电机定转子结构如图 1-1 所示。电机峰值功率 125 kW，在瞬时最大负荷下可输出 250 N·m 的转矩，并具备每分钟 11400 转的最高转速。电机的整体尺寸为 $\Phi 242 \times 132$ 毫米。BMW i3 驱动电机设计特点主要为：

1) 为了降低电机铁损，提高电机运行效率，定子采用了 0.15 mm 厚的硅钢片。在定子铁芯的制造上，采用了模块化拼接技术，将硅钢片分为六个相等的部分。每个部分的硅钢片经过叠压制成型后，再进行组装成整个定子铁芯。

2) 为了提高电机输出转矩，降低转矩脉动，转子永磁体采用双层一字型结构。增加磁层数可以有效提升电机的输出扭矩，并有助于减少转矩脉动。转子

还采用 6 段非对称人字形排布的斜极结构，改善了电机的转矩脉动问题。

3) 为了提高电机输出转矩的平稳性，转子采用 12 极设计。在电动汽车驱动电机中，采用 8 极的永磁同步电机较为常见。一般而言，随着极数的增加，电磁转矩会变得更加平稳，但也会导致铁芯损耗的增加。

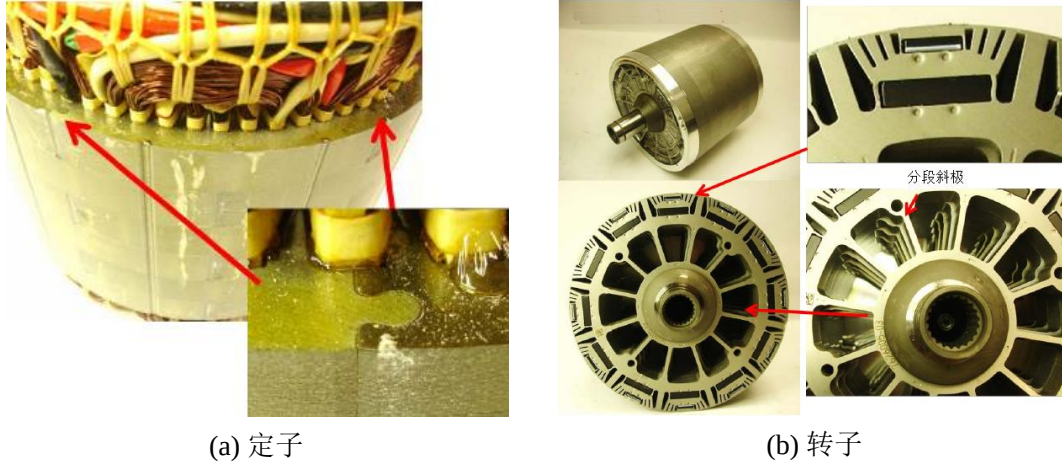


图 1-1 BMW i3 驱动电机定转子结构示意图^[10]

为了对 BMW i3 进行仿真分析，需要准确复现其设计参数的数据。其主要结构参数如表 1-1 所示。

表 1-1 BMW i3 电机主要参数

设计参数		数值	设计参数		数值
定子槽数		72	相数		3
定子外径/mm		242	接线方式		星型
定子内径/mm		180	绕线方式		同心绕组
铁芯长度/mm		132	极相槽数		2
定子齿宽/mm		4.46	绕组节距		1~8, 2~7
槽深/mm		21.5	并联支路数		6
槽底宽/mm		5.26	绕组层数		单层
槽口高/mm		0.7	根数与裸线径		12*0.72
槽口宽/mm		2.5	每槽匝数		9
槽肩高/mm		1	永磁体一尺寸/mm		3.2*13.9
槽肩宽/mm		3.53	永磁体二尺寸/mm		6*25
转子极数		12	定子铁芯材料		B35AVH1700
转子外径/mm		178.6	永磁体材料		N35SH
斜槽/斜极	定子直槽，转子 6 段人字形斜极		槽满率/%		66.63

电机的空载气隙磁通密度及其谐波含量对电机的效率和转矩波动有重要影响^[11]。气隙磁通密度的强度直接关系到电机的效率水平。较小的气隙会使得高阶谐波增加，导致气隙磁通密度上升，铁损随之增加，效率因而下降。反之，过大的气隙会引起更多的磁漏，同样不利于效率的提升。因此，在电机设计过程中，合理设定气隙大小至关重要，以实现效率与温升之间的最佳平衡。此外，气隙磁场中的谐波成分会产生额外的电磁力，这些力可分为径向和切向分量。其中，切向力贡献了有效的切向转矩，而径向力则作用于定子铁心，并随着时间和位置的变化引起转矩波动。BMW i3 驱动电机的气隙磁通密度分布和齿槽转矩如图 1-2 和图 1-3 所示。

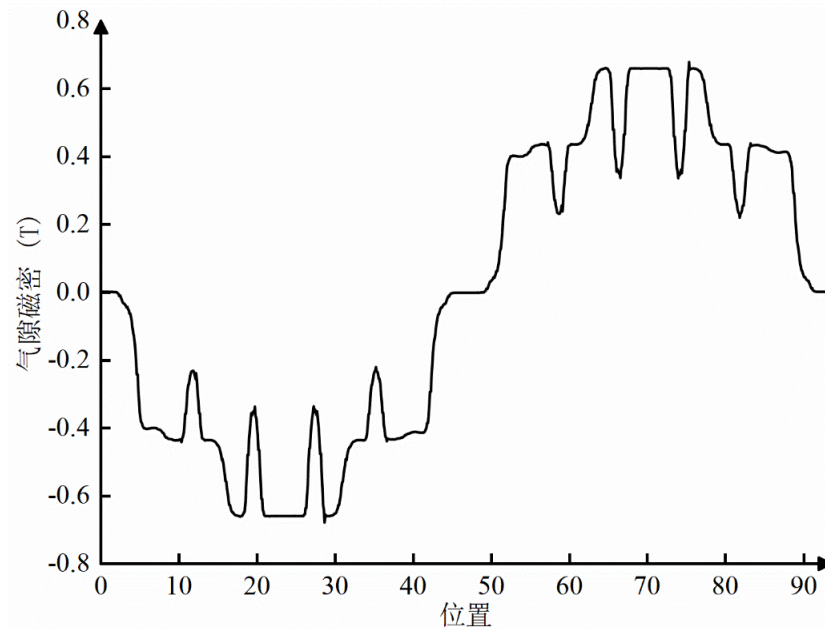


图 1-2 BMW i3 空载气隙磁密分布图

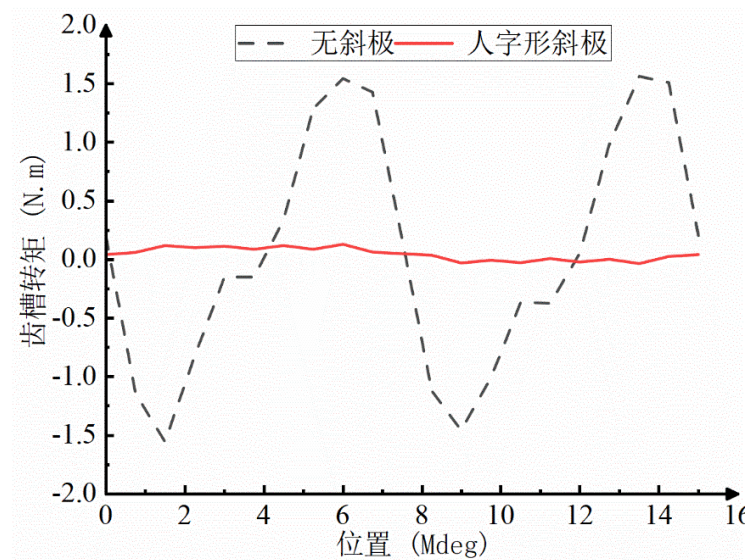


图 1-3 BMW i3 非对称人字斜极齿槽转矩图

美国橡树岭国家实验室对新能源电动汽车用永磁同步电机开展了研发工作。研究成果应用在特斯拉 Model 3/Y 等车型上，其驱动电机定转子结构如图 1-4 所示。电机峰值功率 220 kW，最大转矩为 440 N·m，最高转速为每分钟 19000 转。定子采用 54 槽，绕组采用 10 层扁线绕制，转子为 6 极内置式 V 型永磁体结构。3D6 电机的设计特点主要为：

1) 为了提升电机高效运行区间，定子绕组采用 10 层扁线设计。相较于传统的圆线绕组，槽利用率大幅度提升，在低速运行状态下能保持优异的电机运行效率。扁线绕组还表现出较强的散热性能和较低的电枢噪声水平。

2) 为了降低电机高速下的铁损值，转子永磁体采用了 6 极内置式结构。这种设计不仅能够通过降低高速旋转时的磁场频率，进而减少约 25%的铁芯损耗，而且由于永磁体被直接嵌入转子内部，增强了电机磁阻转矩的输出。

3) 为了减少电机输出转矩脉动，采取了转子 3 段对称斜极的设计方案。这种设计策略能够有效降低由转子磁场非均匀性引起的转矩波动，从而提升电机运转的平稳性。

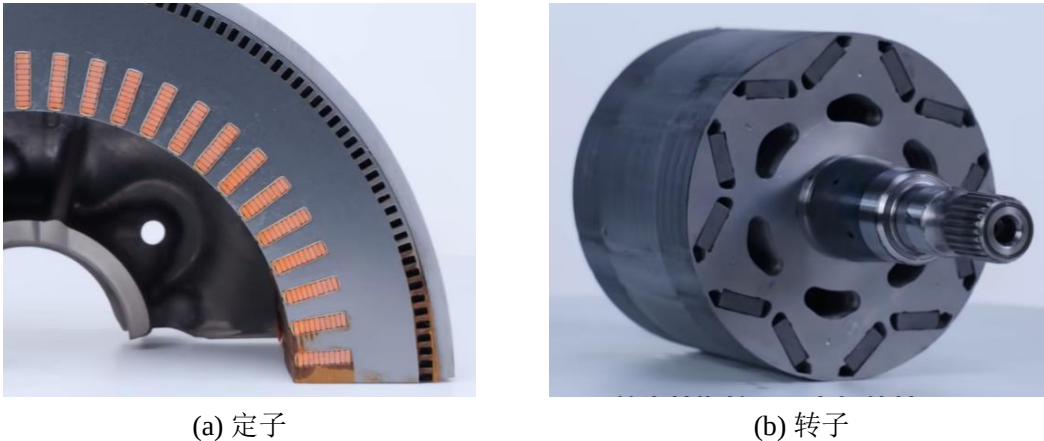


图 1-4 3D6 电机定转子结构示意图

丰田 Prius 已发展到第四代车型。四代 Prius 驱动电机定转子结构如图 1-5 和图 1-6 所示。Prius 四代驱动电机均采用 8 极 48 槽的设计方案。2003 款 Prius 电机的转子采用一字型永磁体布局，定子绕组为圆线并联绕组结构。电机最大转矩为 350 N·m，并具备 33 kW 的峰值输出功率，其最高工作转速为每分钟 5600 转。定子尺寸为 $\Phi 269 \times 88.9$ 毫米^[12]。2004 款 Prius 电机对转子设计进行了改进，使用 V 型结构的永磁体，定子绕组变更为圆线串联绕组形式。电机的最大转矩提升至 400 N·m，输出功率增大至 50 kW，允许的最大转速为每分钟 6000 转。定子尺寸为 $\Phi 269 \times 84$ 毫米^[13]。2010 款 Prius 电机继续沿用转子永磁

体 V 型设计，定子为圆线串联绕组结构，最大转矩降至 $207 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，输出功率增加至 60 kW ，最高转速提升至每分钟 13500 转。定子尺寸为 $\Phi 264 \times 50.8$ 毫米^[14]。2017 款 Prius 电动机在转子方面采用了 V 一型双层永磁体结构，定子绕组为扁线绕组。电机最大转矩为 $163 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，输出功率为 53 kW ，最高转速为每分钟 17000 转。定子的尺寸为 $\Phi 215 \times 61$ 毫米^[15]。Prius 电机的发展趋势主要为：

1) 高速化的发展趋势。一代电机到四代电机，电机输出转速从 5600 转/分钟提升至 17000 转/分钟。

2) 更高的效率。在提升功率密度的同时，损耗降低 20% ，电机最高效率达到了 97% 。

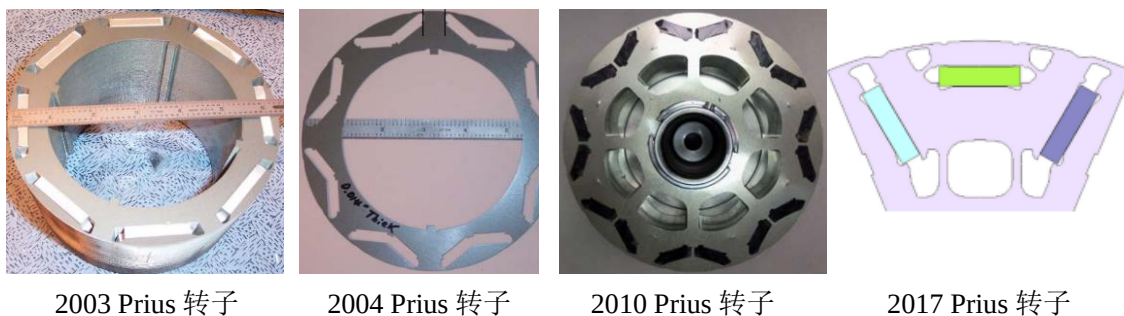


图 1-5 Prius 驱动电机转子结构示意图^[12]



图 1-6 Prius 驱动电机定子结构示意图^[13]

Prius 电机空载气隙磁密分布如图 1-7 所示。

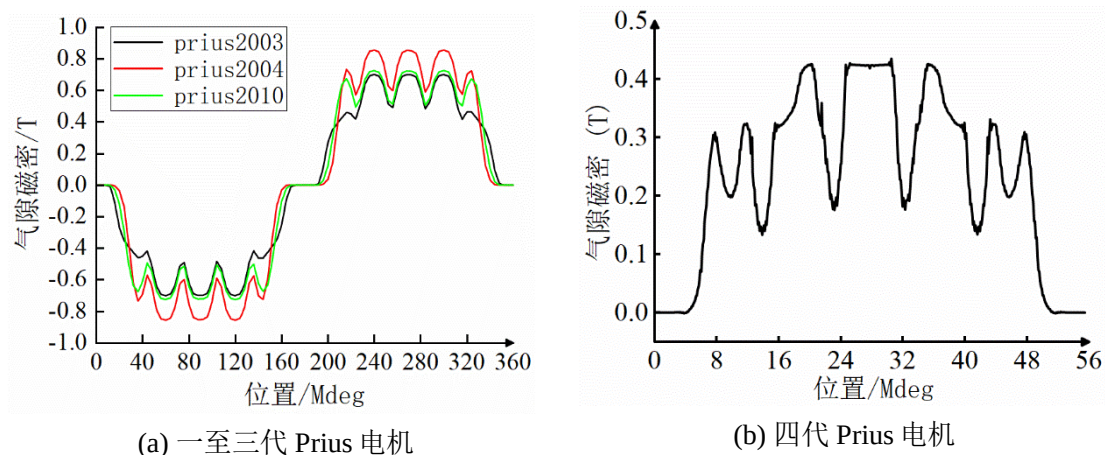


图 1-7 四代 Prius 电机空载气隙磁密分布图

Manabu Horiuchi 等人采用有限元分析的方法研究了磁楔对转矩脉动和谐波损耗的抑制^[16]。作者通过改变磁楔开槽宽度和相对磁导率来考察转矩和损耗特性。结果表明,即使将开口宽度加宽到槽距的一半,也能抑制转矩脉动。但当磁楔相对磁导率大于 $\mu_r=10$ 时,这种改善效果趋于饱和。

Miguel Esteban Romero 等人通过改造典型 IPM 电机,分析了电动车中常用的稀土磁铁(如钕磁铁)对电机性能的具体影响^[17],并尝试以其他材料替换,以评估对电机效率的潜在改善。文章选取三种典型的磁性材料进行测试,比较了它们的效率表现。

Luca Cinti 等人提出两种电机设计:绕线转子电机和在绕线转子基础上加入永磁体的混合励磁永磁电机^[18]。目标是提升转矩并减少波动。通过仿真分析两者性能,结果显示了它们在反电动势、转矩、功率和效率方面的差异,以及稀土磁材添加的影响。混合励磁电机在低速时转矩密度高,高速时磁通削弱表现好,满足了电动汽车高效宽速的需求。

R. Lateb 等人通过将磁极分割成若干基本磁块来设定气隙磁通密度的分布。通过选择合适的基本磁块跨度或磁块相对位置,可以显著降低齿槽转矩^[19]。作者采用傅里叶级数预测齿槽转矩的谐波,并结合有限元计算。数值结果证实了分析结论的正确性。

1.2.2 国内研究现状

崔俊国等人提出了一种用于汽车永磁同步电机的优化方法,以实现最大效率、最大平均转矩和最小转矩脉动^[20]。方法采用中心复合设计构建优化目标与优化变量之间的代理模型,并对模型的有效性进行判断。针对电机的多目标优化问题,提出了一种结合精英反向学习策略、局部搜索策略和非线性控制参数策略的新型机制灰狼优化算法。将该算法应用于多目标优化模型的求解。

牛联博等人提出了一种采用“VV—”形状转子拓扑结构的内置式永磁同步电机,并将其性能与“V”形和“V—”形转子拓扑结构的电机进行了对比分析。结果显示,“VV—”形转子的内置式永磁同步电机在输出平均转矩、磁阻转矩、转矩脉动、齿槽转矩和铁损等方面的性能优于其他两种转子^[21]。

曲春玉等人通过有限元分析比较了内置式永磁同步电机的性能指标^[22]。结果表明,当转子外径分段偏心时,电机气隙磁密的有效谐波增大。同时,转矩脉动和齿槽转矩减小。其次,采用田口方法对内置式永磁同步电机的结构参数

进行优化。优化后内置式永磁同步电机的输出转矩提高了 4.6 %。齿槽转矩和转矩脉动分别降低了 45.5 %和 25.7 %。永磁体用量减少 7.74 %。

安跃军等人通过有限元建模, 分别计算传统表面式和极宽调制式两种转子结构永磁电机的齿槽转矩; 设计构建一个由角度传感器、永磁电机、扭矩扳手等器件组成的齿槽转矩测试系统, 对两种不同结构样机的齿槽转矩进行实验^[23]。实验结果与仿真结果具有一致性, 对齿槽转矩的削弱幅度均在 30%以上。

董婷等人在铁氧体、钕铁硼混合永磁同步磁阻电机的基础上采用一定量的铝镍钴替代钕铁硼, 设计成混合永磁同步磁阻记忆电机, 在不降低电机弱磁运行功率的情况下, 对不同工况下的永磁磁链进行调节, 采用铁氧体、钕铁硼和铝镍钴三种永磁材料混合, 可有效提高混合永磁同步磁阻电机高速、低转矩区效率^[24]。

韩常青等人分析了不同绕组层数与并联支路数对电机性能的影响, 根据损耗产生原理提出绕组换位和改进绕组结构的损耗抑制方法, 并分析了不同线型对绕组损耗的影响规律^[25]。针对电机常用工况, 对不同方案的电机性能和效率进行对比, 仿真结果表明, 所提出的优化方法可以降低绕组损耗并提高扁线电动机的效率。

田乐等人通过有限元法, 对比了电动汽车驱动用的内置式永磁同步电机结构参数对车辆续航里程的影响, 并以提高续航里程为目标对电机进行了优化设计, 比较了优化结果的差异^[26]。分析和优化时考虑了两个循环工况: 美国高速公路工况和 Artemis 城市工况。结果表明, 铁耗差异对 HWY 工况的优化结果基本无影响, 对 Artemis 工况的优化结果影响较大。

陈德海等人提出了一种新型转子结构永磁同步电机。在优先考虑电机整体效率的基础上, 利用多目标敏感度分析方法, 选择转子磁障对电机输出转矩、转矩脉动和齿槽转矩影响较大的关键结构参数, 利用遗传算法优化结构尺寸参数得到最优解集合^[27]。

杨玉波等人采用叠加法研究了分块永磁磁极削弱齿槽转矩的方法^[28]。该方法无需计算永磁分块导致的复杂的气隙磁通密度分布, 而基于不同分块之间与槽口相对位置的变化导致的不同的齿槽转矩的分布, 通过合理选择永磁分块数、分块宽度及分块间隔, 可使得不同分块产生的齿槽转矩相互抵消, 从而有效地削弱齿槽转矩。

1.3 本文的主要研究工作

本文对电动汽车用高效率低转矩脉动永磁同步电机设计进行了相关学习与研究。全文一共分为五个章节，每个章节的主要内容如下：

第一章介绍了课题的研究背景及意义，描述了本课题的国内外研究现状，并阐述了本文的主要研究内容。

第二章根据整车的具体参数和对动力性能的需求，确定驱动电机的主要性能指标。在这些性能指标的指导下，计算永磁同步电机所需的尺寸数据。分析在电机设计过程中电磁负荷设计值对电机效率的影响趋势以及电磁负荷的计算模型。

第三章分析了硅钢片材料、气隙长度、定子槽型和定子裂比对电机效率的影响趋势。针对电机转矩脉动问题，分析了其成因，阐述了转子斜极分段、斜极排布形式、定子槽口宽度、永磁体 V 型角度、转子辅助槽深度和数量对电机转矩脉动的影响趋势。为了验证所讨论的优化方法，利用有限元仿真软件工具，构建永磁同步电机的有限元模型。通过对比不同设计方案下的模型性能，优化电机输出效率和转矩脉动等性能。

第四章对电机定子绕组进行了优化设计。首先，建立了定子绕组旋转磁场的数学模型，讨论了分布式短距绕组对反电动势波形、反电动势谐波含量和电机转矩脉动的影响。分析了扁线绕组导体参数的优化模型，讨论了扁线导体与槽口的距离对电机效率的影响。最后，利用有限元仿真工具，对所提出的定子绕组优化设计和扁线绕组导体参数优化模型进行了仿真验证。

第五章对全文的主要工作进行了总结，并指出了本文的不足之处，对可以深入研究的内容做出展望。

第2章 永磁同步电机的尺寸设计

2.1 引言

在电机的设计阶段，准确设定各种尺寸参数是至关重要的，尤其是电机的主要尺寸。电机主要尺寸通常指的是电枢铁心的内径和长度。确定了主要尺寸后，其他相关的结构尺寸可以根据既定的比例规则 and 行业标准进行推算。本章将介绍如何计算电机主要尺寸的数学模型，讨论选择电磁负荷的基本准则，以及调整主要尺寸时采用的策略。同时，对电机内部等效磁路的理论进行分析，为后续章节中电机有限元建模和优化设计提供理论基础。

2.2 主要尺寸计算模型

在电机的能量转换过程中，无论是将机械能转换为电能，还是将电能转换为机械能，能量都是以电磁形式通过定子和转子之间的气隙传递的。相应的功率被称为电磁功率。因此，电机的主要尺寸与电磁功率密切相关，后者可以用电机的视在功率来表示^[29]。对于交流电机，其视在功率 P_i 可以表示为：

$$P_i = mEI \quad (2-1)$$

式中： m 为电枢绕组相数； E 为一相的感应电动势； I 为电枢绕组的相电流。

假设穿过电枢绕组的主磁通随时间按照正弦函数变化：

$$\Phi(t) = \Phi_m \sin \omega t \quad (2-2)$$

式中： Φ_m 为每极气隙磁通密度的幅值； ω 为电角速度。

根据法拉第电磁感应定律，气隙磁链 $\Psi = Nk_w \omega \Phi$ 在绕组中感应电动势为：

$$e = - \frac{d\Psi}{dt} = - Nk_w \omega \Phi \cos \omega t \quad (2-3)$$

式中： N 为一相绕组的匝数； k_w 为电枢绕组的系数。

电动势的有效值为：

$$E = \frac{1}{\sqrt{2}} Nk_w \omega \Phi \quad (2-4)$$

将式(2-4)代入式(2-1)得到：

$$P_i = m \frac{1}{\sqrt{2}} \omega Nk_w \Phi I \quad (2-5)$$

穿过电机一相电枢绕组的最大磁通 Φ 可以由气隙磁通密度 $B_\delta(x)$ 沿着磁极表面 S_p 积分计算得到：

$$\Phi = \oint_{S_p} B_\delta(x) dS_p \quad (2-6)$$

假设气隙磁通密度沿着电机轴向没有发生变化，可以将面积积分简化为：

$$\Phi = B_\delta \alpha_p \tau l_{ef} \quad (2-7)$$

式中： B_δ 为气隙磁通密度的峰值； α_p 为计算极弧系数； τ 为电机极距； l_{ef} 为电枢计算长度。

气隙磁密与计算极弧系数的乘积 $B_\delta \alpha_p$ 表示为一个磁极在气隙中产生的磁通密度平均值。当磁通密度呈正弦分布时，计算极弧系数 $\alpha_p = 2/\pi$ 。在其他情况下，计算极弧系数 α_p 的数值需要利用沿着磁极表面对磁通密度进行积分计算^[30]。

气隙磁密峰值与气隙磁密平均值的对应关系如图 2-1 所示。

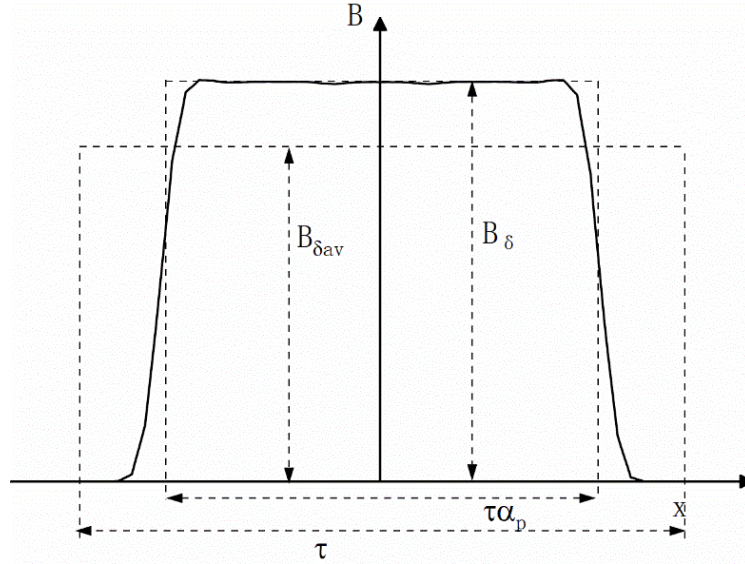


图 2-1 沿电枢圆周方向的气隙磁密分布图

电机极距 τ 和电枢直径 D 的关系为：

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad (2-8)$$

式中： p 为电机极对数。

假设电枢绕组没有并联支路且为整距绕组，则电负荷 A 可以由槽电流与槽距的比值确定。

$$A = \frac{I_s}{\tau_s} = \frac{IZ_Q}{\tau_s} \quad (2-9)$$

式中： Z_Q 为每个定子槽内的导体数； I_s 为槽电流； τ_s 为定子槽距。

定子槽距 τ_s 与定子槽数 Z 、电枢直径 D 相关，定子槽距表达式为

$$\tau_s = \frac{\pi D}{Z} \quad (2-10)$$

线圈全部串联时每个定子槽内的导体数为：

$$Z_Q = \frac{N}{pq} = \frac{N}{p \frac{Z}{2pm}} = \frac{2mN}{Z} \quad (2-11)$$

将式(2-11)和式(2-10)代入式(2-9)，可以得到电负荷 A 的表达式为：

$$A = \frac{Iz_Q}{\tau_s} = \frac{2mNI}{\pi D} \quad (2-12)$$

由式(2-12)解得 I ，并将其代入式(2-5)可得到视在功率的表达式为：

$$P_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega k_w \Phi \frac{A\pi D}{2} \quad (2-13)$$

将电角速度 $\omega = 2\pi p n_{syn}$ 和式(2-7)代入式(2-13)可得到视在功率的表达式为：

$$P_i = \frac{\pi^3}{2\sqrt{2}} k_w \alpha_p AB_\delta D^2 l_{ef} n_{syn} \quad (2-14)$$

式中： n_{syn} 为电机转速，单位为 r/s。

式(2-14)可以改写为：

$$P_i = CD^2 l_{ef} n_{syn} \quad (2-15)$$

于是，根据式(2-15)可以得到电机常数表达式为：

$$C = \frac{\pi^3}{2\sqrt{2}} k_w \alpha_p AB_\delta \quad (2-16)$$

由式(2-15)可以得到以下结论：

- 1) 电机的主要规格参数，尤其是其外形尺寸，通常取决于其额定功率与转速之间的比例关系，或者依据所要求的设计计算扭矩进行界定。
- 2) 在确保电磁负载恒定的前提下，针对具有相同输出功率的电动机，若其运行转速得以提升，则意味着该电机在物理结构上有可能实现更为紧凑的设计。在电机的转速恒定前提下，如果保持电枢直径不变而增加电枢长度，可以设计出不同输出功率等级的电机。
- 3) 由于电枢绕组系数和计算极弧系数的变化幅度相对较小，因此，电机主要尺寸与选用的电磁负荷值紧密相关。

由式(2-15)可以看出，电机主要尺寸与视在功率、电机转速、电磁负荷取值有关。在同步电机中，其视在功率与输出功率之间的关系可以利用功率因数和效率进行建立。

$$P_i = \frac{K_E}{\eta \cos \varphi} P_N \quad (2-17)$$

式中： K_E 为额定负载时感应电动势与端电压的比值。

对于中型电机而言，额定负载感应电动势与端电压的比值可以用下式计算：

$$K_E = 0.892 + 0.0109 \ln P_N - 0.01p \quad (2-18)$$

式中： P_N 为额定功率，单位为 kW。

根据公式(2-15)，电机的主要几何尺寸与其固有的电机常数之间存在着联系。由于不同种类的电机因内部构造与工作原理的差异，其对应的电机常数值也会有所区别。在交流电机中，尤其当电源频率保持恒定时，转子绕组的线速度与极距之间存在直接的正比例关系，这一关系可以理解为转子速度是极距和电源频率的复合函数。值得注意的是，在电机的额定参数列表中，极距这一信息并不直接给出。因此，在实际应用中，电机常数通常采用每极输出功率 P_N 除以极数 $2p$ 的比例关系来间接表示^[31]。图 2-2 为电机常数与每极功率的关系图。

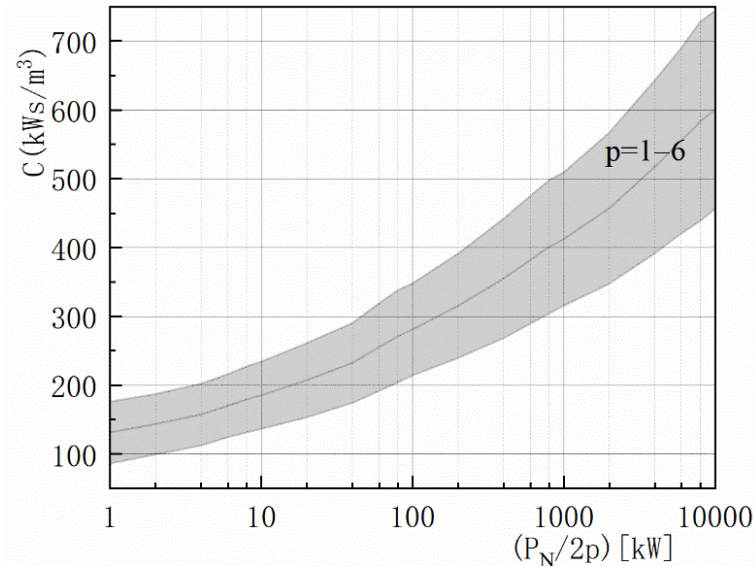


图 2-2 电机常数与每极功率的关系曲线^[31]

在电机设计中，电机常数取决于电负荷 A 和磁负荷 B_δ 值。理论上，电磁负荷值越高，电机尺寸可以设计得越小，这也是为何在满足性能的前提下，通常倾向于选择较高电磁负荷的原因。然而，在实际应用中，电磁负荷的选择并非一味追求高值，它还受到诸多因素制约，如电机材料的利用率、启动与运行性能、散热效果、可靠性等指标。

如图 2-3 所示，纵轴表示磁通量，横轴代表电负荷， P 点所占据的面积即为电负荷与磁通量的乘积。在固定电机常数的前提下，电负荷与磁通量的乘积保持不变，两者之间的平衡关系可以通过 P 点的曲线描绘，两种负荷按一定比例分配。然而，若一种负荷远超过另一种负荷，则可能导致电机性能、结构及成

本等方面失去合理性。因此，理论上存在一个最佳的负荷配比^[32]。假设 P 点代表了这种理想的负荷分配状态，那么对于位于 P_1 点的电机来说，其磁通量较大，此类电机被称为“铁机”；相反，位于 P_2 点的电机表现为电负荷过大，这类电机可称为“铜机”。

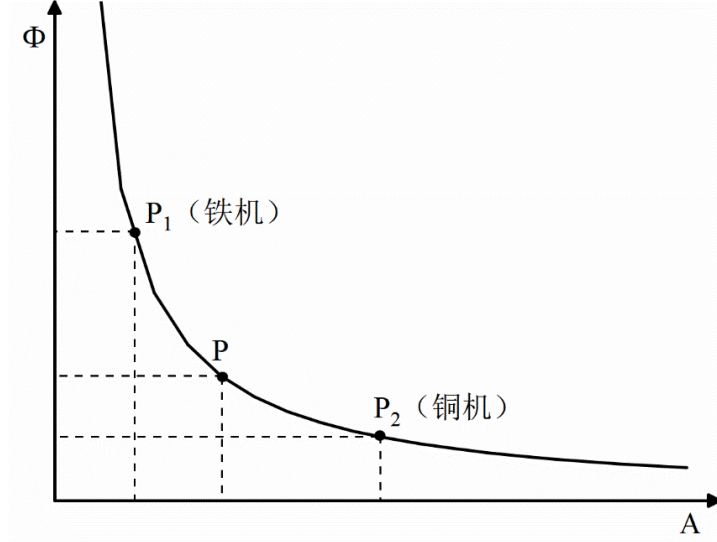


图 2-3 铁机和铜机特性曲线^[32]

若使用 s_1 表示每极的视在功率，则 s_1 可以写为：

$$s_1 = \frac{P_i}{2p} = K_0 A \Phi f \times 10^{-3} \quad (2-19)$$

将式(2-19)进行整理，改写为：

$$\frac{s_1}{f \times 10^{-2}} = K_0 (A \times 10^{-3}) (\Phi \times 10^2) \quad (2-20)$$

式中：称 $s_1/(f \times 10^{-2})$ 为电机的比容量，简写为 s/f 。

图 2-4 和图 2-5 分别为根据现有电机总结的同步电机比容量与磁通量、电负荷的关系曲线。

电负荷可以表示为：

$$A = 0.64 \left(\frac{s}{f} \right)^{0.37} \quad (2-21)$$

磁通量可以表示为：

$$\Phi = 0.39 \left(\frac{s}{f} \right)^{0.63} \quad (2-22)$$

根据式(2-21)和式(2-22)，有统计数据 $A_0 = 0.64$ ， $\Phi_0 = 0.39$ 。其中， A_0 的单位为安匝数，因此 $K_0 = 4.2$ ，满足 $K_0 A_0 \Phi_0 = 1$ 。负荷分配常数是式(2-21)和式(2-22)的指数比，根据 $C = \Phi_0 / A_0^2$ ，有：

$$\begin{cases} \gamma = \frac{0.63}{0.37} = 1.7 \\ C = \frac{0.39}{0.64^{1.7}} = 0.83 \end{cases} \quad (2-23)$$

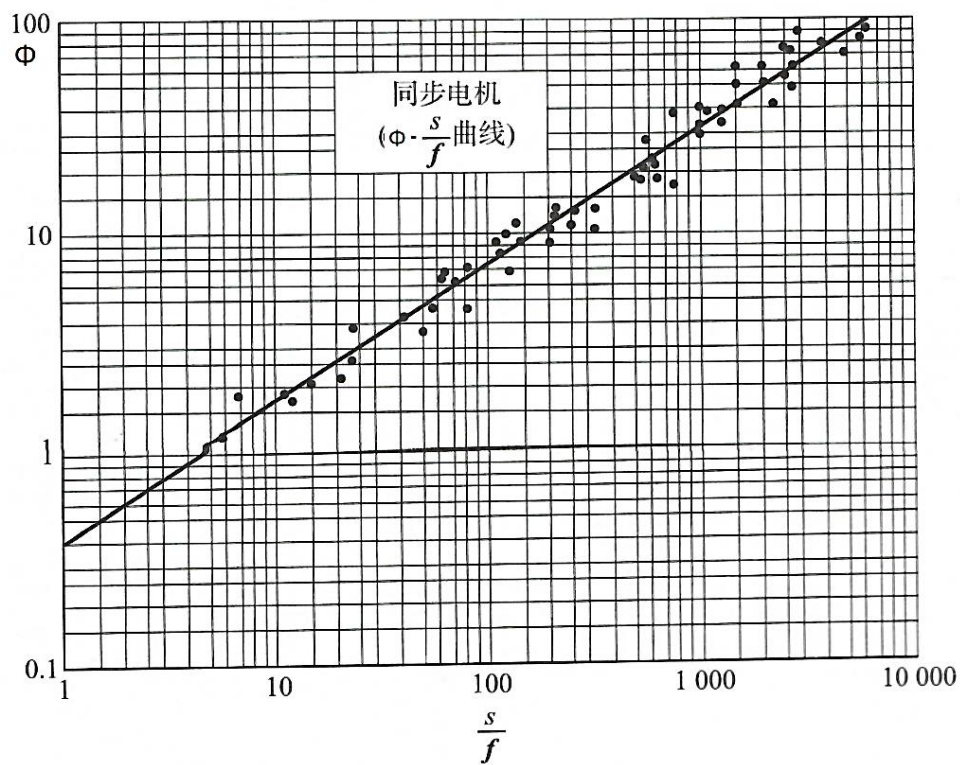


图 2-4 同步电机的电负荷统计^[32]

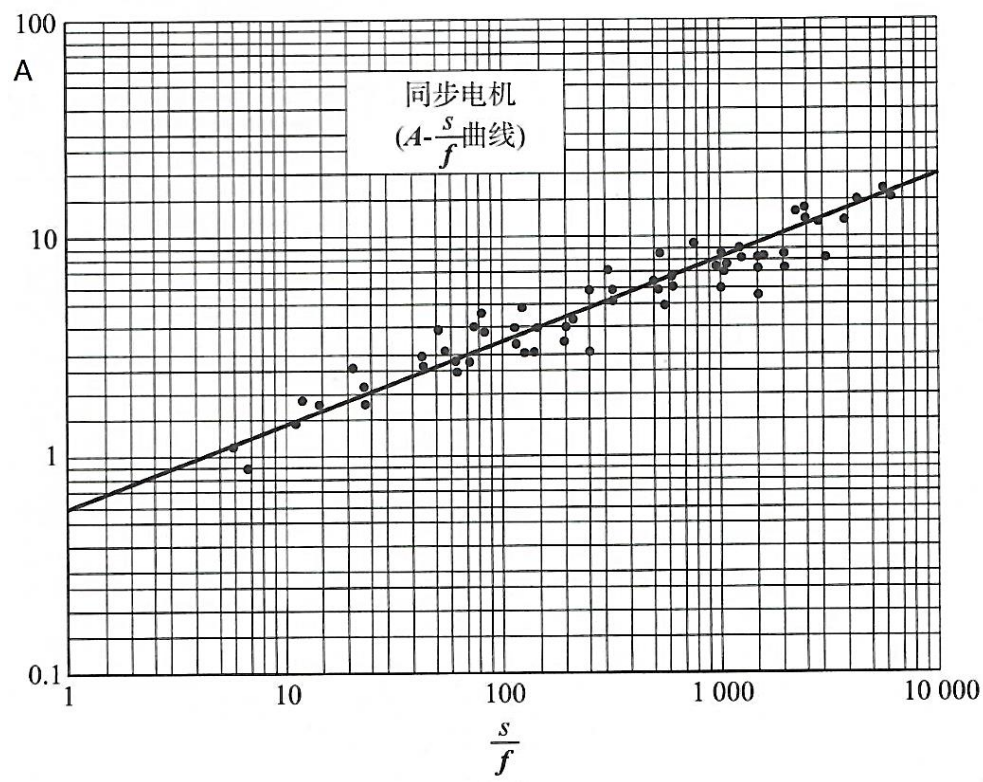


图 2-5 同步电机的磁负荷统计^[32]

因此，磁通与电负荷的关系为：

$$\Phi = 0.83A^{1.7} \quad (2-24)$$

为综合考虑电机的技术经济指标，应选取最适宜的电负荷与磁负荷配比，以实现制造成本最小化并且性能优良。不宜选择过高的电负荷或磁负荷值，注意两者的比例协调，因为这一比例直接影响电机的铜耗与铁耗的比例分配。

2.3 尺寸调整

在明确了电负荷和磁负荷的基础上，电机的基本尺寸即可初步设定。值得注意的是，即使主体尺寸参数保持一致，电机仍可被设计成截然不同的形态，如细长或粗短。为此，引入主要尺寸比参数 γ ，定义为 l_{ef} 与 τ 之比，以此量化此类几何形态的差异。在维持电机主要尺寸 $D^2 l_{ef}$ 稳定的前提下，若逐步增大 γ 值，电机将倾向于细长形设计，绕组端部随之缩减，这一变化有助于降低端部铜损，提升铜材使用效率。然而，此种细长构造在采用气体冷却系统时，会因风道长度增加而致使冷却性能下降，同时加剧轴向温差分布，对此需采取针对性措施以强化冷却效能。对于各种电机类别， γ 值的选取各有其侧重点，需全面权衡上述各项利弊，并结合具体设计目标来确定最适宜的数值。

对于同步电机的设计流程，在确立了基本尺寸框架后，紧接着的关键步骤便是确定定子外径 D_0 。为了最大化硅钢片的使用效率，简化模具制造流程，减少非标设备投入，增强产品通用性，并满足系列电机功率逐级递增的需求，我国现行标准已为交流电机设定了统一的标准外径，如表 2-1 所示。

表 2-1 交流电机定子标准外径

机座号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$D_0(\text{mm})$	120	145	167	210	245	280	327	368	423	493	560	650

通常称定子内径与外径之比为裂比。定子内外径比值存在一个合理的范围，不能随意增大或减小。当定子外径较大时，受裂比限制，转子尺寸也要相应增加，此时若工作磁通较大而定子槽面积较小，则容纳的绕组导体数有限，导致有效导体数减少。这类电机的转子外径大、裂比高，因此转动惯量大，常被称作“大惯量电机”。相反，如果定子内径较小，则裂比较低，这样的电机倾向于拥有较多的铜绕组，成为所谓的“铜耗型”电机。在电机设计中，裂比通常介于 0.45 至 0.65 之间^[33]。惯量与裂比关系如表 2-2 所示。

表 2-2 惯量与裂比的对应关系

惯量分类	低转动惯量	中转动惯量	高转动惯量
裂比	0.45~0.55	0.55~0.65	0.65 以上

2.4 电机等效磁路

磁场是电机实现机电能量转换的核心，而精准的磁场计算则是进行电机性能分析与设计的前提。在永磁电机中，磁场由永磁体、绕组电流、导磁材料以及非导磁材料共同构建而成。由于漏磁效应和铁心饱和的影响，电机内部磁场分布呈现出高度复杂性。尽管磁场有限元法能够精确地模拟计算磁场分布，但该方法涉及到的有限元建模过程较为繁琐，计算工作量较大，难以满足快速且准确的磁场计算需求。在工程实际应用中，为了实现永磁同步电机磁场的高效计算，通常采用简化方法：将永磁体外部的磁场近似为由主磁路和漏磁路构成的外磁路，并通过计算其空载特性^[34]；然后结合永磁体的等效磁路模型，确定永磁体的工作点状态，推算出电机内部各部分磁路的磁通量、磁压降、磁感应强度以及磁场强度等参数，从而为电机性能计算提供坚实的基础。

2.4.1 永磁体等效磁路

在常温环境下，钕铁硼永磁材料表现出的退磁特性曲线呈现出显著的线性特征。这意味着其回复磁化曲线与退磁曲线近乎完全吻合，二者均可通过一条直线来描述，该直线恰好连接起坐标系中的两个点： $(0, B_r)$ 和 $(H_c, 0)$ 。如图 2-6 (a)所示。

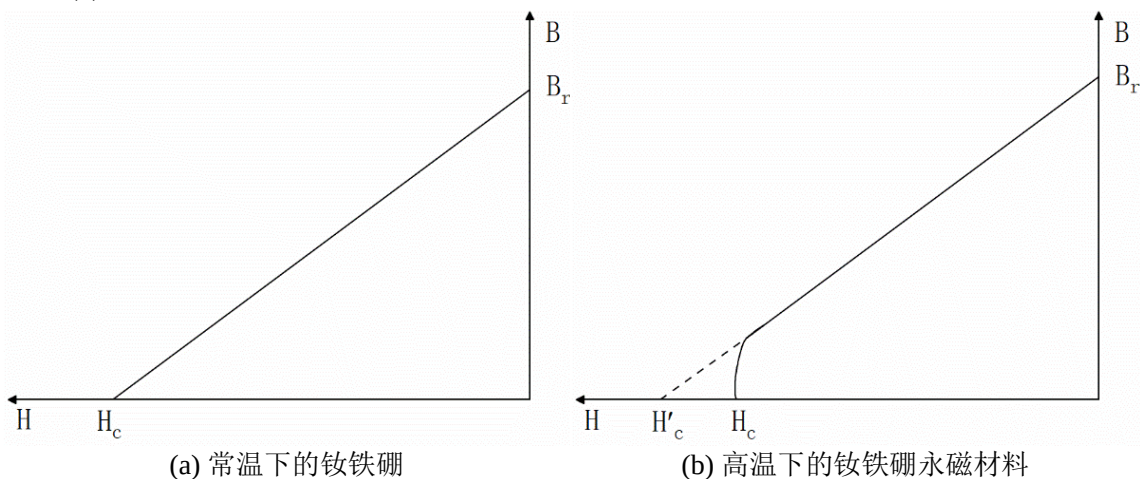


图 2-6 永磁体的回复曲线

$$B = B_r - \frac{B_r}{H_c} H = B_r - \mu_0 \mu_r H \quad (2-25)$$

对于铁氧体材料，以及处于高温条件下的钕铁硼永磁体，其退磁特性曲线呈现出特定的双段式形态：在拐点以上的区域，曲线走势接近直线；而拐点以下则呈现出弯曲形态。在这种情况下，只要确保永磁体在实际运作过程中始终保持在拐点以上的位置，其回复磁化曲线便会与退磁曲线吻合。因此，在永磁体的设计初期，至关重要的一环便是采取有效措施，确保其实际工作点始终不会低于拐点所设定的临界阈值。如图 2-6 (b)所示。

$$B = B_r - \frac{B_r}{H'_c} H = B_r - \mu_0 \mu_r H \quad (2-26)$$

在设计永磁电机的过程中，永磁体作为一个核心组件，其尺寸规格通常是预先设定好的，并以其产生的磁动势 F 和磁通量 Φ_m 作为衡量其磁性能的关键指标^[35]。具体而言，设想永磁体在垂直于其磁化方向的横截面积为 A_m ，其计量单位为 cm^2 。此外，假设永磁体沿其磁化方向的长度分布均匀，记为 h_m ，单位为 cm 。在这样的前提下，磁化过程假定为均匀进行，由此可得：

$$\begin{cases} \Phi_m = BA_m \times 10^{-4} \\ F_m = Hh_m \times 10^{-2} \end{cases} \quad (2-27)$$

将式(2-27)两端同乘以截面积得：

$$\phi_m = \phi_r - \frac{F_m}{R_m} = \phi_r - F_m A_m \quad (2-28)$$

式中： Φ_r 称为虚拟内禀磁通， $\Phi_r = B_r A_m \times 10^{-4}$ ； R_m 为永磁体的内磁阻， $R_m = \frac{h_m}{\mu_0 \mu_r A_m} \times 10^2$ ； A_m 为永磁体的磁导。可以看出，永磁体可以等效成一个恒定的磁通源和一个磁阻的并联，如图 2-7 (a)所示。

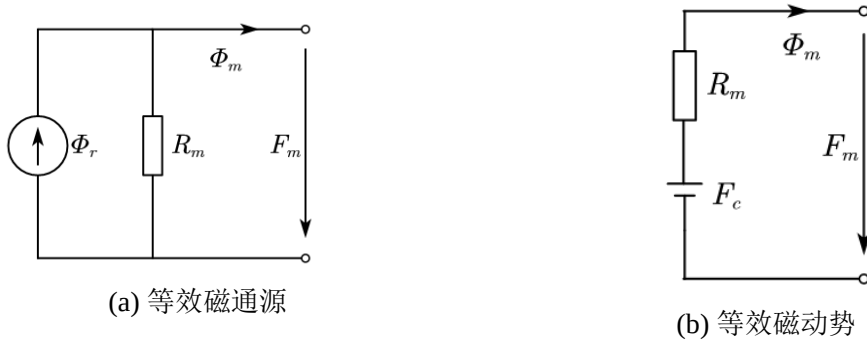


图 2-7 永磁体的等效磁路

式(2-27)还可以表示成：

$$H = H'_c - \frac{B}{\mu_0 \mu_r} \quad (2-29)$$

两端同乘以充磁方向长度，得到：

$$F_m = F_c - \Phi_m R_m \quad (2-30)$$

式中： F_c 称为虚拟内禀磁动势， $F_c = H'_c h_m \times 10^{-2}$ 。可以看出，永磁体也可以等效成一个恒定的磁动势和一个磁阻的串联，如图 2-7 (b)所示。

2.4.2 外磁路等效磁路

永磁同步电机的磁场路径主要由两大分支构成，即主磁路与漏磁路。永磁体作为磁场的源头，为外部磁路提供磁通量。其中，占主导地位的磁通（被称为主磁通 Φ_δ ）穿越电枢绕组，这是电机实现电能与机械能相互转换的核心环节，该磁通所经历的路径即定义为主磁路。与此同时，还存在一部分磁通并未直接与电枢绕组发生耦合，而是存在于永磁磁极间的间隙以及磁极与电机其他结构之间的空隙，形成了所谓的漏磁场，这部分磁通量称为漏磁通 Φ_σ ，其流通的路径被定义为漏磁路。

在电机内部，漏磁场的分布形态复杂且多变，这导致漏磁导 Λ_σ 难以通过精确的数学模型予以计算。对于内置式永磁同步电机而言，由于永磁体嵌置于铁心内部，漏磁效应尤为突出。此时，漏磁路主要由铁心材料构成，其漏磁导 Λ_σ 受到铁心饱和程度的显著影响，不再是恒定不变的常数。当电机在负载条件下运行时，电枢绕组中的电流会生成电枢反应磁场，其中直轴分量的电枢反应磁动势 F_{ad} 会通过主磁路作用于永磁体上，对永磁体产生助磁或去磁作用。此时，主磁路可以用其磁阻 $R_\delta = 1/\Lambda_\delta$ 与直轴电枢反应磁动势 F_{ad} 串联来模拟其电磁效应。而对于漏磁路，其磁阻则表示为 $R_\sigma = 1/\Lambda_\sigma$ 。主磁路与漏磁路在磁路模型中呈现出并联关系，共同构成了外磁路的等效磁路模型，如图 2-8 (a)所示。

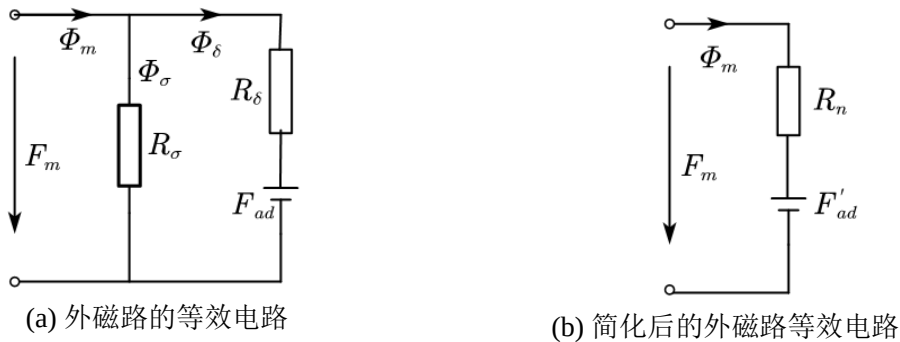


图 2-8 外磁路的等效电路

对等效磁路进行简化，得到图 2-8(b)所示的等效磁路。两者之间满足：

$$\begin{cases} F'_{ad} = \frac{F_{ad}}{\sigma} \\ R_n = \frac{R_\delta R_\sigma}{R_\delta + R_\sigma} \end{cases} \quad (2-31)$$

电机在空载状态下，直轴电枢反应磁动势 F_{ad} 为零。此时，从等效磁路的角度分析，电机的总磁通量 Φ_m 与主磁通量 Φ_δ 之比，等同于外磁路的合成磁导 A_n 与主磁路磁导 A_δ 之比。这是因为，在无电枢反应影响的情况下，主磁路中仅包含永磁体产生的磁通，而漏磁路中的漏磁通也是由同一永磁体产生，但未直接穿过电枢绕组。所以漏磁系数 σ 表示为：

$$\sigma = \frac{\Phi_m}{\Phi_\delta} = \frac{A_n}{A_\delta} = 1 + \frac{A_\sigma}{A_\delta} \quad (2-32)$$

由于永磁体所产生的磁动势与磁通量分别对应于外磁路中的磁压降和磁通总量，因此，可以通过将永磁体自身的等效磁路模型与整个电机的外磁路模型相结合，构建出永磁同步电机的整体等效磁路模型。如图 2-9 所示。

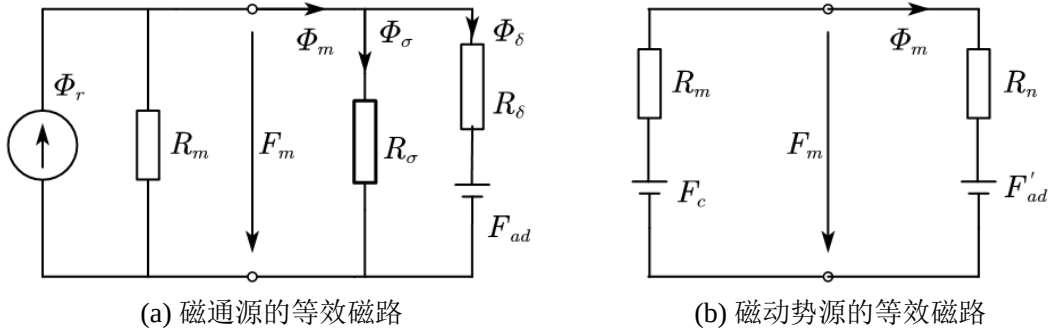


图 2-9 永磁同步电机的等效磁路

2.5 外磁路的计算

永磁同步电机的外磁路计算核心在于分析主磁路中磁压降 F 与主磁通 Φ_δ 之间的函数关系，即求解其外磁路在空载条件下的特性曲线。与此同时，漏磁路的空载特性虽不能直接计算，但可通过引入漏磁系数，并结合主磁路的空载特性间接得到。永磁同步电机的主磁路主要包括气隙、定子齿部、定子轭部和转子轭部等构成部分。

2.5.1 气隙磁压降

在具备气隙长度均匀分布特征，且单极距区间内气隙磁通密度保持一致，同时铁芯两端不存在磁场边缘效应的理想条件下，气隙磁压降可简化为：

$$F_\delta = H_\delta \delta = \frac{\delta}{\mu_0} \frac{\Phi_\delta}{\tau l_a} \quad (2-33)$$

式中： Φ_δ 为每极磁通， δ 为气隙长度， τ 为极距， l_a 为铁心轴向长度。

然而，由于齿槽效应以及电机端部的磁场边缘效应，气隙磁压降的计算变得相对复杂。为了准确反映这些因素的影响，通常会引入气隙系数 k_g 、计算极

弧系数 α_p 和电枢计算长度 l_{ef} 等参数。在进行磁路计算时，假设已知每极磁通量且忽略齿槽效应的影响，则磁极中心处对应的气隙磁密为：

$$B_\delta = \frac{\phi_\delta}{\alpha_p \tau l_{ef}} \quad (2-34)$$

再考虑齿槽对气隙有效长度的影响，气隙磁压降为：

$$F_\delta = k_\delta H_\delta \delta \quad (2-35)$$

电机的极弧系数为极弧对应的圆心角 α 与 $180^\circ/p$ 的比值，如图 2-10 所示。

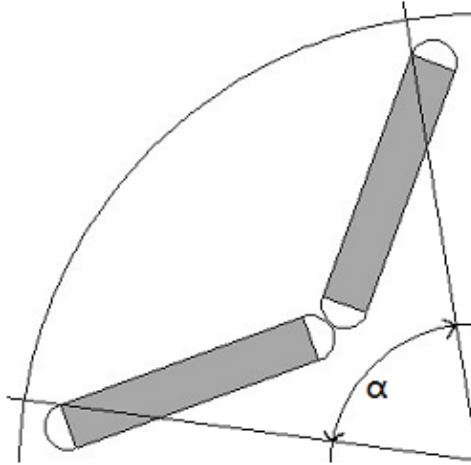


图 2-10 内置式极弧对应的圆心角

在气隙均匀时，永磁同步电机的气隙磁密近似为矩形波，考虑磁极的边缘效应，计算极弧系数 α_p 为：

$$\alpha_p = \alpha_i + \frac{2\delta}{\tau} \quad (2-36)$$

为计及定子铁心两端边缘效应对气隙磁通的影响，引入电枢铁心计算长度：

$$l_{ef} = l_a + 2\delta \quad (2-37)$$

对于内置式永磁同步电机，气隙系数 k_δ 为：

$$k_\delta = \frac{\delta_e}{\delta} = \frac{t}{t - \sigma_s b_0} \quad (2-38)$$

式中： δ_e 为有效气隙长度， t 为电枢齿距， b_0 为槽口宽， σ_s 为槽宽缩减因子。

$$\sigma_s = \frac{2}{\pi} \left(\arctan\left(\frac{b_0}{2\delta}\right) - \frac{\delta}{b_0} \ln\left(1 + \left(\frac{b_0}{2\delta}\right)^2\right) \right) \quad (2-39)$$

2.5.2 齿部磁压降

每极齿部磁压降可用下式计算：

$$F_t = H_t L_t \quad (2-40)$$

式中： H_t 为齿部的磁场强度，对应于齿部磁密 B_t ，可由所用硅钢片的磁化曲线

查得： L_t 为齿部的磁路计算长度。

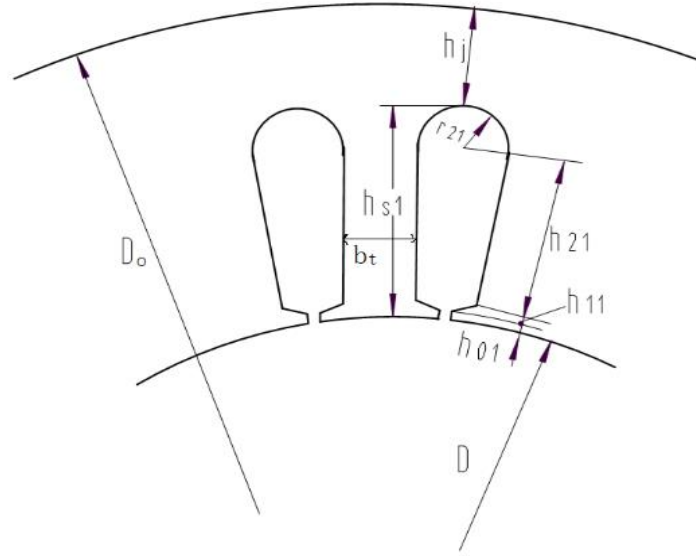


图 2-11 定子槽结构示意图^[29]

当齿部磁感应强度处于 1.8 T 以下时，硅钢片材料尚未达到显著的饱和状态，故其在齿部的磁导率 μ 相较于槽部的磁导率 μ_0 表现出显著优势，这意味着齿部的磁阻远小于槽部磁阻。在此情形下，主磁通自一个齿距范围内的气隙进入铁心表层后，将绝大部分路径选择在齿内传导。此时，气隙承载的磁通可表示为：

$$\Phi_t = B_\delta l_{ef} t \quad (2-41)$$

若认为 Φ_t 全部进入齿中，则齿中磁密为：

$$B_t = \frac{\Phi_t}{A_t} \quad (2-42)$$

式中： A_t 为齿部的计算截面积。

$$A_t = K_{Fe} l_t b_t \quad (2-43)$$

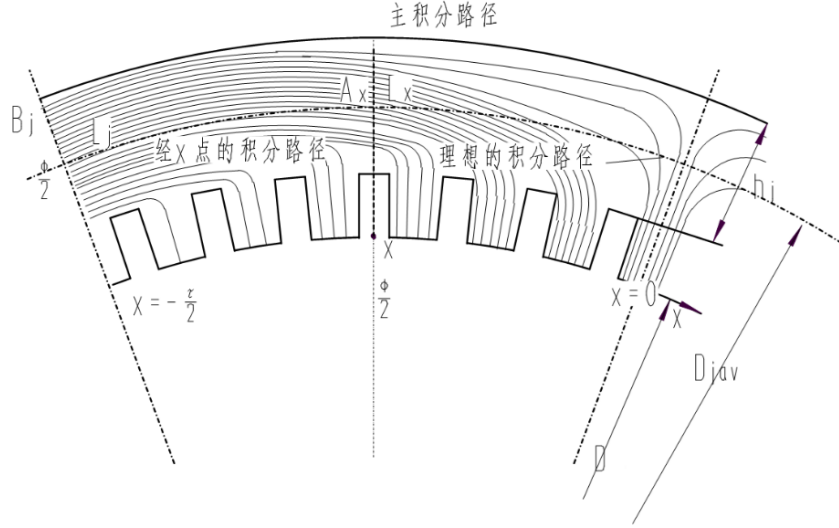
式中： l_t 是铁心长度（不包括通风道）； K_{Fe} 为铁心叠压系数； b_t 是计算齿宽。

对平行齿壁梨形槽，如图 2-11 所示。在这种情况下，沿齿高度上的大部分齿截面中的磁密基本上相等。 b_t 可取齿一半高度处的宽度，即齿磁密为：

$$B_t = \frac{B_\delta l_{ef} t}{F_{Fe} l_t b_t} \quad (2-44)$$

2.5.3 轭部磁压降

在单一极距内，气隙磁通并非均匀分配至定子齿部与轭部，导致穿越齿联轭各断面的磁通量存在差异。换言之，沿着轭部积分路径，磁通密度分布并不一致，且在每个断面上的径向磁通密度亦非均匀分布，如图 2-12 所示。在此基础上，不妨假设在轭部各断面内部，磁通密度沿半径方向大致均匀分布。


 图 2-12 齿联轭中的磁通分布^[29]

从图 2-12 中可以观察到，位于相邻磁极间中性面位置的轭部横截面承载了总磁通量的一半，即 $\Phi/2$ ，此位置的磁通密度达到峰值。相反，在与磁极中心线对齐的轭部截面上，磁通密度则降至零。任一轭部截面 A_x 所贯穿的磁通量计算公式为：

$$\Phi_j(x) = l_{ef} \int_x^0 B(x) dx \quad (2-45)$$

式中： $B(x)$ 为气隙磁密分布曲线。

轭部切向磁密（垂直于轭截面，即一般所称的轭磁密）也为 x 的函数，即

$$B_j(x) = \frac{\Phi_j(x)}{K_{Fe} h_j l_j} = \frac{l_{ef}}{K_{Fe} h_j l_j} \int_x^0 B(x) dx \quad (2-46)$$

相应于 $x=\tau/2$ 处的轭截面中，切向磁密达到最大，等于

$$B_j(x) = \frac{l_{ef}}{K_{Fe} h_j l_j} \int_{-\tau/2}^0 B(x) dx = \frac{\Phi}{2K_{Fe} h_j l_j} \quad (2-47)$$

式中： h_j 为轭部计算高度； l_j 为轭部轴向长度（不包括径向通风道）。

对于如图 2-11 所示的定子圆底槽

$$h_j = \frac{D_o - D}{2} - h_{s1} + \frac{r_{21}}{3} \quad (2-48)$$

根据方程式(2-46)，轭部磁场的分布特性在很大程度上依赖于气隙磁场的分布模式。具体而言，当气隙中的磁通密度遵循余弦规律分布时，轭部内切向方向的磁通密度将相应地呈现出正弦规律分布特征。

鉴于齿联轭内部磁密并非均匀分布，其磁路中所出现的磁压降 F_j ，应采用

下列公式予以计算：

$$F_j = \int_0^{L_j} H dl \quad (2-49)$$

式中： L_j 为每极的齿联轭磁路计算长度。

$$L_j = \frac{\pi D_{jav}}{2p} \times \frac{1}{2} \quad (2-50)$$

式中： D_{jav} 为齿联轭平均直径。

2.5.4 漏磁路与漏磁系数

在电机设计中，漏磁场的分布通常极为复杂，为简化分析和计算过程，常常引入漏磁系数来量化漏磁场对整体电磁性能的影响。因此，漏磁系数估算的准确性对于确保磁路计算结果的精确性至关重要。对于内置式永磁同步电机，由于永磁体嵌入在铁心内部，其漏磁效应相较于表贴式更为显著。为减少漏磁损失，常采用磁桥等结构进行隔磁处理，此时的漏磁路主要由铁心和磁桥等部件共同构成。下面以 V 形内置式永磁同步电机为例，介绍如何结合磁路理论基础来实现漏磁系数的计算^[36]。

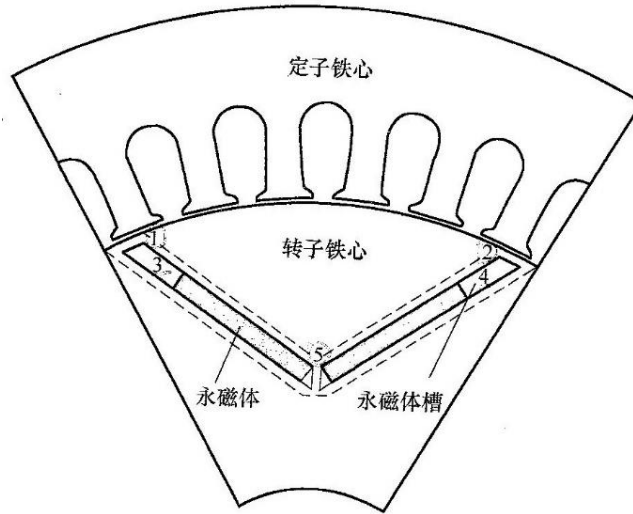


图 2-13 漏磁系数的计算^[34]

如图 2-13 虚线所示。这两个等磁位面的磁位差 $F_{\delta ij}$ 等于气隙磁压降 F_{δ} 、定子齿部磁压降 F_{t1} 和定子轭部磁压降 F_{j1} 之和，即：

$$F_{\delta ij} = F_{\delta} + F_{t1} + F_{j1} \quad (2-51)$$

在进行磁路计算时，每极气隙磁通 Φ_{δ} 已知，根据 Φ_{δ} 通过磁路计算可得到 $F_{\delta ij}$ ，进而根据 $F_{\delta ij}$ 求出通过磁桥 1、2、5 和通过转子槽中没有永磁体部分 3、4 的磁通，相加即得到转子漏磁通 Φ_{δ} ，最终可求得漏磁系数。

该模型的每个磁极有 3 个磁桥，其中通过磁桥 1、2 的磁通相同，用 Φ_{b1} 表示。通过磁桥 5 的磁通用 Φ_{b2} 表示，故通过磁桥的总磁通为：

$$\Phi_b = 2\Phi_{b1} + \Phi_{b2} \quad (2-52)$$

设磁桥 1 的宽度为 b_1 ，长度为 l_{b1} ，单位为 cm。由于 $F_{\delta ij}$ 加在 l_{b1} 上，故磁桥 1 内的磁场强度（A/cm）为：

$$H_{b1} = \frac{F_{\delta ij}}{l_{b1}} \quad (2-53)$$

通过查阅硅钢片的磁化曲线，理论上可以得出与 H_{b1} 相对应的磁通密度。然而，实际情况中 H_{b1} 的数值很可能远超出硅钢片常规磁化曲线的适用范围，导致无法直接利用标准磁化曲线来确定其相应的磁通密度。为解决这一难题，需借助图 2-14 所示的“磁密 $\geq 1.8\text{T}$ 时的校正磁化曲线”。

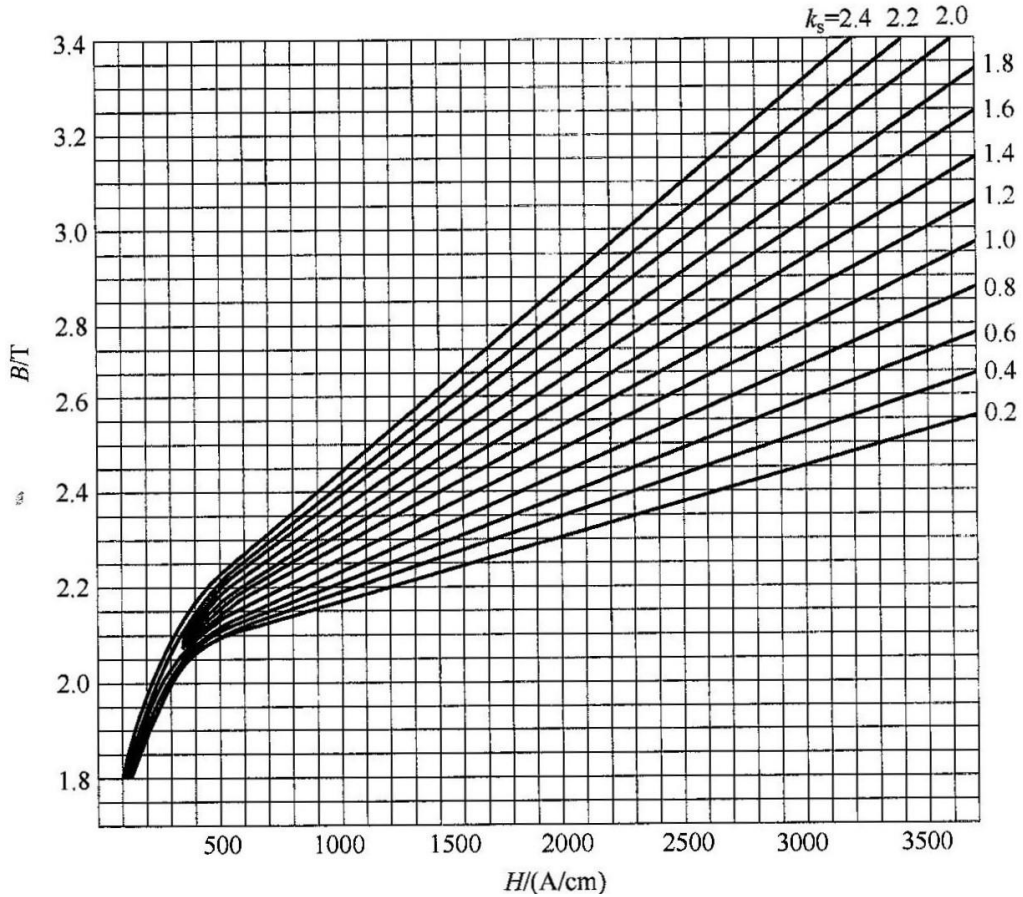


图 2-14 磁密大于 1.8T 时的校正磁化曲线^[34]

查图 2-14，得到与 H_{b1} 对应的磁密 B_{b1} ，则通过磁桥 1 的磁通为：

$$\Phi_{b1} = B_{b1} b_1 L_{ef} \times 10^{-4} \quad (2-54)$$

磁桥 5 的宽度为 b_2 ，长度 l_{b2} ，单位为 cm。 $F_{\delta ij}$ 加在 l_{b2} 上，则磁桥的磁场强度为：

$$H_{b2} = \frac{F_{\delta ij}}{l_{b2}} \quad (2-55)$$

查图 2-14，得到与 H_{b2} 对应的磁密 B_{b2} ，则通过磁桥 5 的磁通为：

$$\Phi_{b2} = B_{b2} b_2 L_{ef} \times 10^{-4} \quad (2-56)$$

假设每极不放置永磁体的永磁体槽长度为 l_{air} ，永磁体槽的宽度为 b_{air} ，单位为 cm。 $F_{\delta ij}$ 加在转子槽的两个槽壁之间，则通过永磁体槽的漏磁通 Φ_r 为：

$$\Phi_r = \mu_0 \frac{F_{\delta ij}}{b_{air}} l_{air} L_{ef} \times 10^{-2} \quad (2-57)$$

漏磁系数为：

$$\sigma = \frac{\Phi_{\delta} + \Phi_r + \Phi_b}{\Phi_{\delta}} \quad (2-58)$$

主磁导与漏磁导的关系为：

$$A_{\sigma} = (\sigma - 1) A_{\delta} \quad (2-59)$$

据此，通过主磁导与漏磁系数的值来推算出漏磁导的具体数值，从而绘制出漏磁路的空载特性曲线。接下来，根据已经得到的主磁路空载特性曲线与上述漏磁路空载特性曲线，进一步合并计算以得到外磁路的总体合成特性曲线。

2.6 本章小结

本章分析了永磁同步电机关键尺寸计算原理与方法，探讨了电磁负荷选择原则及电机几何尺寸调整策略。剖析了电机内部电磁现象，构建了永磁同步电机等效磁路模型。其中，分析了永磁体磁场分布特性及其对整体磁场的影响，对外部主磁路组件进行了等效磁阻与磁导建模。明确了气隙磁压降计算步骤，以量化其对电机性能的作用；对定子齿部磁压降进行了量化计算，探讨其对电机效率的影响；评估了定子轭部磁压降，为优化设计与降低磁滞损耗提供理论指导。此外，探究了电机内部漏磁通路径，为合理控制漏磁与提升磁能利用率提供理论依据。通过构建的数学模型，剖析了永磁同步电机内部电磁现象，为后续设计高效低转矩脉动永磁同步电机提供了理论基础。

第3章 电机的有限元建模与优化

3.1 引言

为提高电机效率，抑制电机转矩脉动，对永磁同步电机进行精确的建模与优化尤为重要。有限元方法作为一种数值分析技术，为解决复杂边界条件和非线性材料属性问题提供了工具。在电机设计领域，有限元分析允许对电机内的电磁场分布和温度分布等多物理场问题进行分析。通过建立有限元模型，设计师能够在设计阶段预测电机的性能，并对设计方案进行迭代优化，以实现电机性能的最佳化。本章将通过有限元方法对永磁同步电机进行建模与分析，并在此基础上开展优化设计。通过仿真实验验证永磁同步电机尺寸设计的合理性，并基于仿真结果对电机的设计参数进行分析与调整，以达到提升电机效率、减小转矩脉动的目标。

3.2 电机有限元建模与分析

下面以纯电动汽车驱动用永磁同步电机为例，采用电磁场有限元仿真软件进行建模与分析工作。该软件工具能够模拟电机在实际工作过程中的电磁现象，包括电磁场分布、磁通量变化、感应电动势生成以及电磁力的作用等。通过这些仿真，不仅可以对电机的启动性能、运行效率、转矩输出、温升情况以及噪声水平等关键性能指标进行预估，还能基于仿真结果对电机设计进行细致的调整和优化。

在开始仿真之前，首先需要建立一个精确的电机模型。这涉及到电机的几何结构、材料属性和绕组配置等多个方面的定义。模型建立后，设定合适的激励源，如供电电压和频率，然后运用有限元方法对电磁场进行求解。通过对求解结果的分析，可以观察到电机内部电磁场的分布情况，识别出磁场过饱和或不足的区域，从而针对性地进行设计调整。在多次迭代仿真和优化后，可以得到一个综合性能更优的电机设计方案^[37]。这个方案将兼顾高效率、低转矩脉动、低成本和良好的热管理特性，满足纯电动汽车对驱动电机的要求。

设计电机转子采用 8 极内置式 V 型永磁体布局，旨在实现高效的磁场利用与稳定运行。定子设计为 48 槽结构，以适应三相双层绕组的排布需求，提高功率密度与降低谐波。针对电机转矩波动问题，斜槽或斜极技术是常用的解决方案。然而，考虑到定子斜槽工艺实施的复杂性，设计选择了转子分段斜极策略，

旨在不增加定子制造难度的前提下，有效地抑制转矩脉动^[38]。电机的设计参数如表 3-1 所示，基于这些技术要求，计算永磁同步电机的结构尺寸，以确保其满足以下性能标准：最高工作效率 $\geq 95\%$ ；峰值扭矩 250 N·m；最高转速为每分钟 16000 转；定子铁芯外径设定为固定的 210 mm，以满足空间限制与散热要求；轴向尺寸需控制在不大于 150 mm，确保电机整体紧凑；在径向方向，为机壳与冷却系统的集成预留出 210~235 mm 的空间；转矩脉动 $\leq 3\%$ ，以保证运行平稳性；电机内部绝缘等级采用高标准的 H 级，以确保电气安全与耐热性能。总之，设计目标在于通过结构尺寸计算与合理的工艺选择，使所设计的永磁同步电机在具备高效率、大转矩、高速度等优异性能的同时，保持结构紧凑、易于制造、冷却系统布局合理及低转矩波动，且满足严格的电气安全要求。

表 3-1 永磁同步电机设计要求参数

设计参数	数值	设计参数	数值
相数	3	工作温度/ $^{\circ}\text{C}$	-40~100
额定功率/kW	65	峰值功率/kW	120
额定转矩/N·m	120	峰值扭矩/N·m	250
额定转速/r/min	5172	峰值转速/r/min	16000
直流母线电压/V	400	外形尺寸/mm	$\phi 210 \times 150$
绝缘等级	H	防护等级	IP67
绕组连接方式	Y	连续工作制	S1
转矩脉动	$\leq 3\%$	最高效率	$\geq 95\%$

在高速电机的设计中，供电频率可以高达数百甚至数千赫兹。随着供电频率的增加，铁心损耗也随之显著上升，这主要是因为较高的频率会导致铁心中产生更多的涡流损耗和磁滞损耗。为了减少这些损耗，高速电机设计通常会采用具有高导磁性和低损耗特性的薄片硅钢材料^[39]。M250-35A 型硅钢片是一种常用于高速电机的材料，其厚度为 0.35 mm，这样的厚度有助于降低在高频工作条件下的涡流损耗。涡流损耗是因为铁心中产生的涡流而引起的能量损失，而薄片材料可以减少涡流的生成，因为薄片可以限制涡流的流动路径，从而减少损耗。M250-35A 型硅钢片还具有良好的磁性能，其磁化曲线的膝点大约在 1.8 T。在电机设计初期，设计师可以利用该磁化曲线来计算和设定定子齿部以及轭部在额定工作点的磁密值。不同型号的硅钢片具有不同的 B-H 曲线，这意

味着它们的磁性能和损耗特性也不相同。因此，在选择硅钢片材料时，需要根据电机的具体应用和性能要求来选择合适的材料型号。图 3-1 展示了几种不同型号硅钢片的磁化曲线。

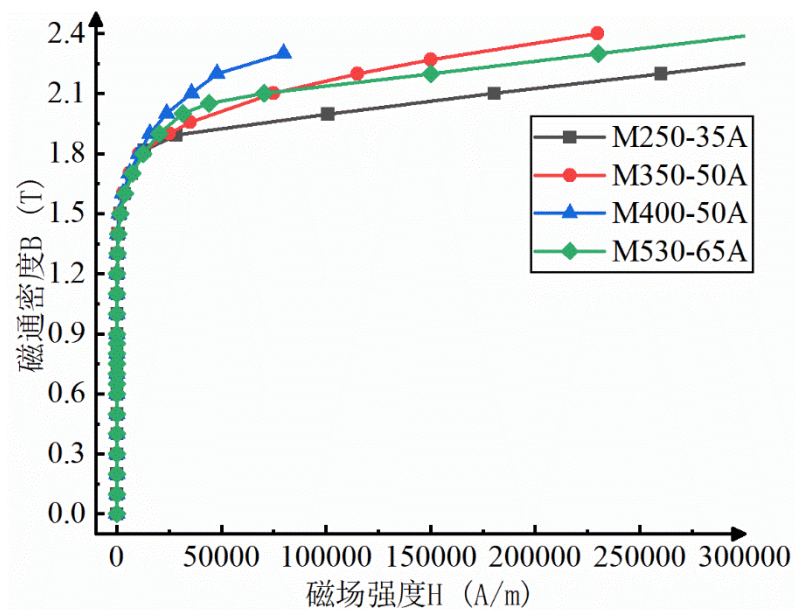


图 3-1 不同硅钢片的磁化曲线

转子永磁体采用 N30UH 钕铁硼永磁，这种材料能够承受的最高工作温度为 180 °C，并具有 1.125 T 的剩磁以及 852 kA/m 的矫顽力。需要注意的是，钕铁硼永磁体的性能会随着温度的变化而变化，其退磁曲线在不同温度下表现出不同的特征。图 3-2 展示了 N30UH 钕铁硼永磁在 20°C 时的内禀曲线和退磁曲线。

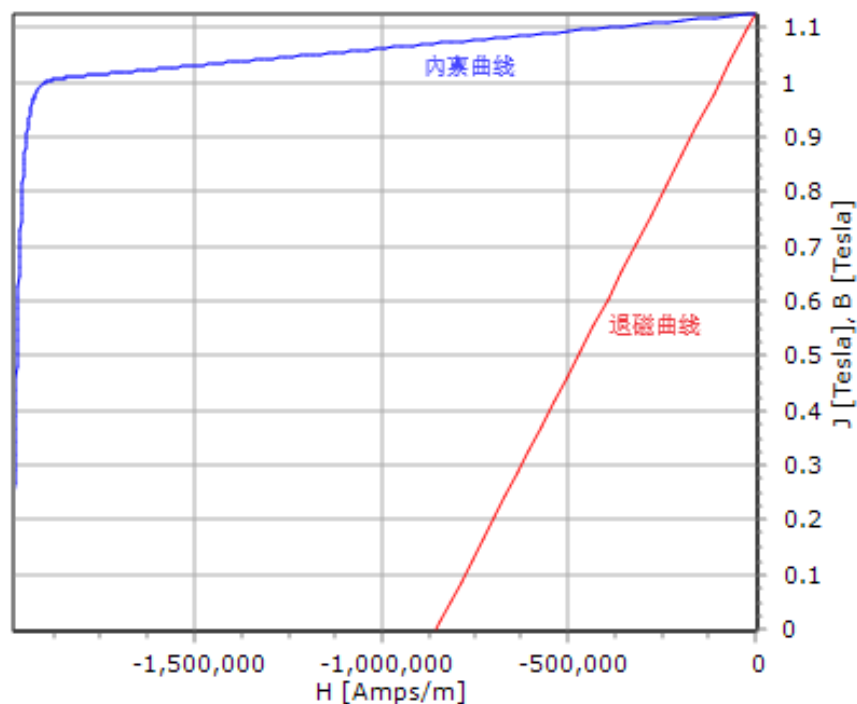


图 3-2 N30UH 永磁的内禀曲线和退磁曲线

通过电机计算方程式的计算，得到了表 3-2 中列出的结构数据，这些数据满足了技术要求中规定的性能指标。为了便于进行绕组下线操作，并保证操作的可行性与绕组的可靠性，控制定子槽满率不超过 75 %。

表 3-2 电机结构尺寸数据表

设计参数	数值	设计参数	数值
定子槽数	48	相数	3
定子外径/mm	240	接线方式	星型
定子内径/mm	145	绕线方式	链式绕组
铁芯长度/mm	150	极相槽数	2
定子齿宽/mm	4.5	绕组节距	1~6, 2~7
槽深/mm	22	并联支路数	2
槽口高/mm	0.7	绕组层数	双层
槽口宽/mm	2.5	根数与裸线径	13*1.158
定子槽肩角/deg	30	每槽匝数	6
转子极数	8	永磁体尺寸/mm	6*18
转子外径/mm	143	定子铁芯材料	M250-35A
斜槽/斜极	转子 3 段轴向斜极	永磁体材料	N30UH

永磁体的磁化沿其厚度方向进行，旨在构建转子内部的磁场结构。当定子产生的磁场穿越气隙作用于转子内镶嵌的永磁体时，便产生了推动电机运转的力矩。单元电机的有限元模型如图 3-3 所示。

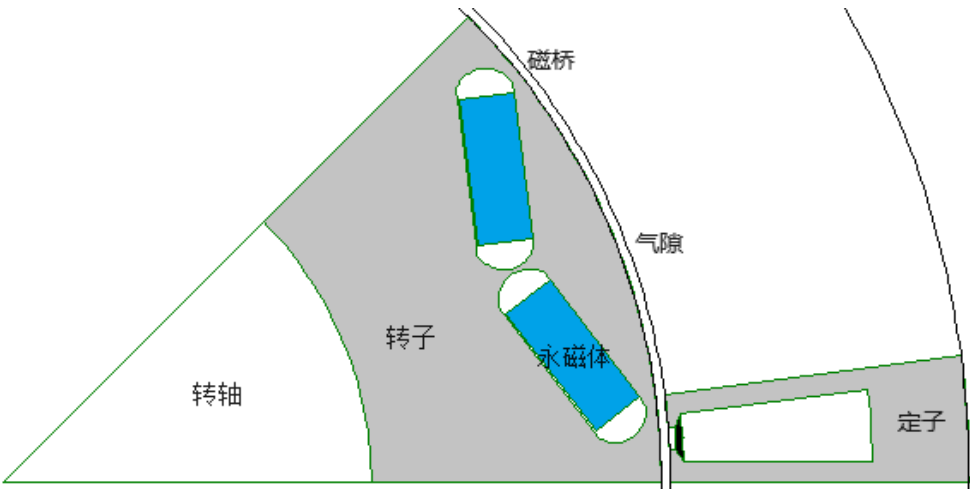


图 3-3 单元电机模型示意图

定子槽口宽度作为设计参数之一，对气隙磁通密度的分布形态具有显著影

响。在永磁电机中，气隙磁通密度是由永磁体固有磁场、定子绕组电流激发磁场以及定子齿槽效应共同塑造的复合场。当增大槽口宽度时，尽管可能导致反电动势有效值的微弱下降，但缩小槽口宽度则有利于大幅度削减特定谐波成分，这对改善电机的整体性能，特别是降低转矩波动及电磁噪声水平，具有积极意义。因此，在电机设计过程中，需兼顾槽口宽度对气隙磁通密度波形及谐波含量的双重效应，寻求最佳性能均衡点。在电机空载状态下，槽口宽度对气隙磁通密度波形及高阶谐波含量的具体影响情况，可参见图 3-4 和图 3-5。

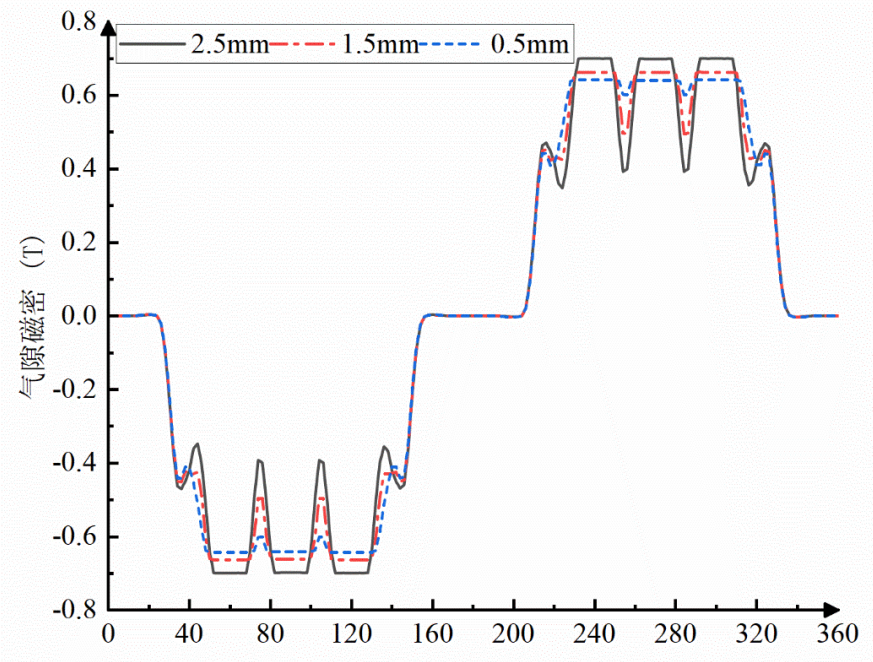


图 3-4 空载气隙磁密的波形图

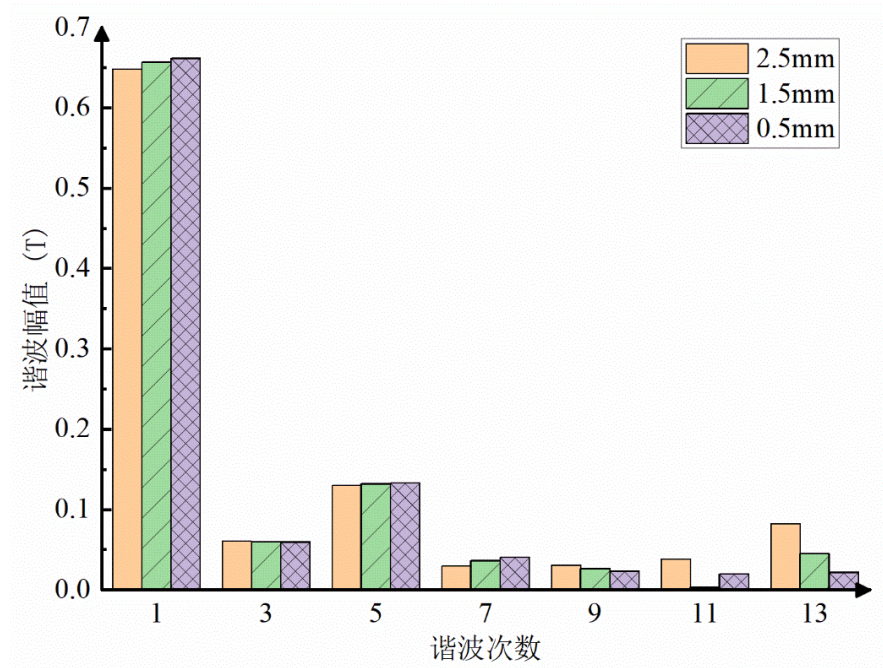


图 3-5 空载气隙磁密的谐波含量

从图 3-4 和图 3-5 的分析结果可得，随着定子槽口宽度的逐渐增加，气隙磁密的峰值呈现出同步增长的趋势，同时，与之相伴的是 11 次和 13 次谐波含量的上升。这一现象揭示了定子槽口宽度的变化不仅直接影响着基波磁密的强度，还对气隙磁场的谐波构成产生显著影响。在电机设计中，这些谐波含量的变动不容忽视，因为它们会直接影响电机运行的多项性能指标，诸如噪声、振动以及损耗等^[40]。此外，定子槽口宽度的选择还需顾及绕组下线工艺的实际限制。因此，在电机设计的整体考量中，选取适宜的槽口宽度是一项至关重要的任务，要求设计师在追求效率提升与减缓不良效应之间寻找到最佳的平衡点。

永磁同步电机的定子齿部、定子轭部及磁桥区域的磁通密度分布对电机的整体性能具有显著影响力。定子齿部作为绕组的承载部位，其磁密不宜过高，否则可能导致齿部铁损加剧与局部饱和现象，从而对电机效率与性能产生负面影响。定子轭部作为连接各个定子齿的过渡区，其磁密亦应控制在适宜范围内，以防止过度饱和及由此引发的额外损耗。磁桥作为永磁体磁通传输的通道，其磁密值的设定需兼顾电机的整体性能与材料利用率。设计时既要考虑磁通的有效传递，又要确保结构的稳定性^[41]。在电机空载状态下，永磁同步电机磁密分布的仿真结果与设计预期对比情况如图 3-6 所示。

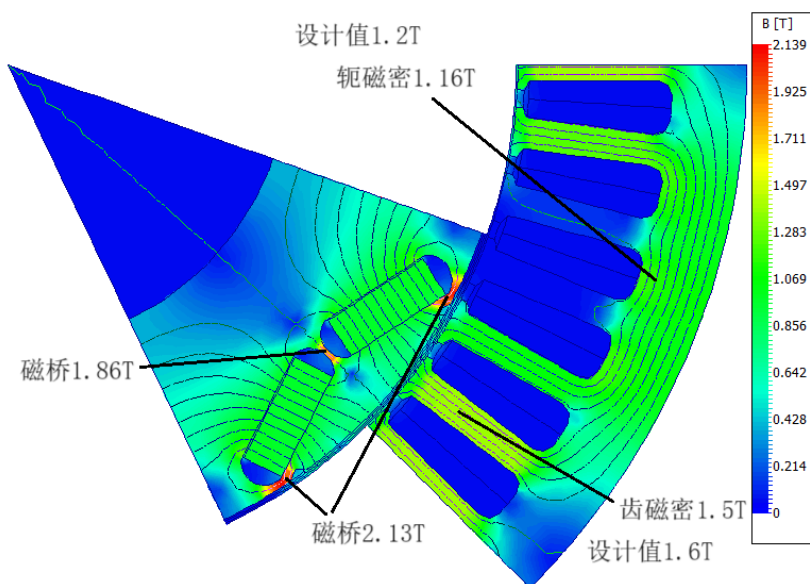


图 3-6 电机空载磁密分布图

在完成对电机空载状态磁密分布的分析后，接下来对电机在额定负载条件下的各部位磁密值进行验证。此时测得的磁密值直接反映了电机在典型工作状态下磁场的分布状态及铁心资源的有效利用程度。额定负载工况下的磁密适宜与否，关乎着电机的能效表现与热管理效果。若定子齿部或轭部磁密过高，可

能导致局部铁芯过早饱和，诱发铁损增加，进而引发效率下滑等问题。永磁同步电机在额定负载工况下磁密分布的仿真结果展示于图 3-7 中。

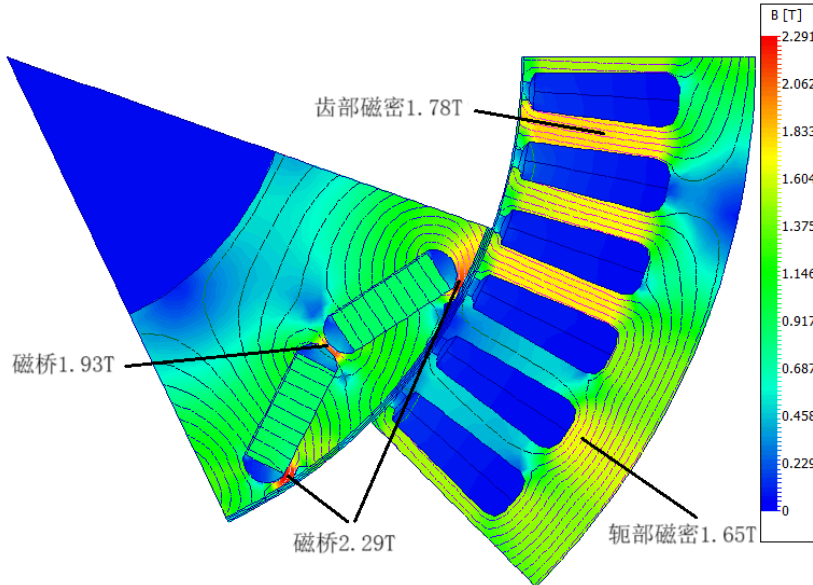


图 3-7 电机额定负载磁密分布图

最后，还需要在最大负载下检查电机各部位的磁密值。这一步骤对于评估电机在极端运行条件下的性能和可靠性至关重要，是验证过程的重要部分^[42]。永磁同步电机最大负载工况下的磁密分布仿真结果如图 3-8 所示。

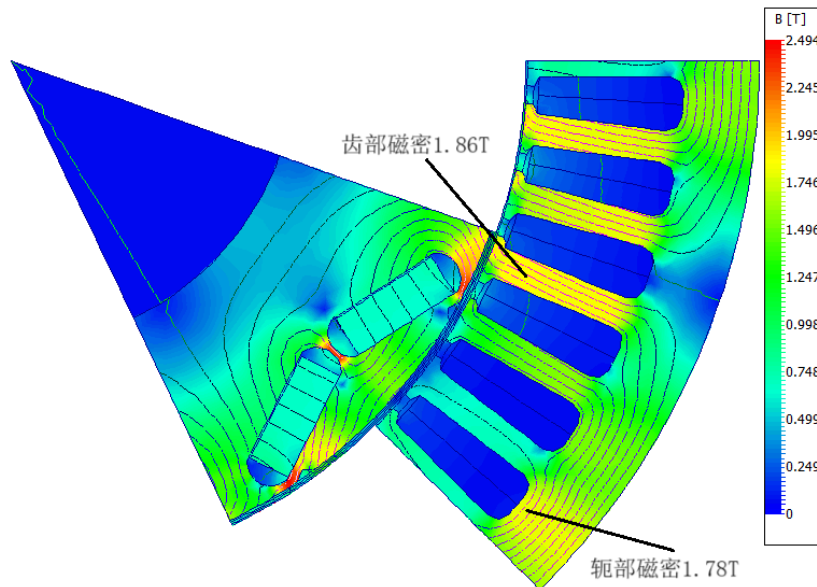


图 3-8 电机最大负载磁密分布图

图 3-9 描绘了在额定工况条件下，永磁同步电机在不同相位超前角下的电机转速与输出功率的关系曲线。具体而言，当相位超前角调整至 30° 时，电机的转速达到 5172 转/分钟，同时其输出功率稳定在 65 kW，产生的转矩为 120 N·m。进一步分析图表中的数据可见，随着相位超前角的加大，额定输出功率

逐渐增加^[43]。当相位超前角为 60° 时，额定输出功率出现最大值，为 73 kW。

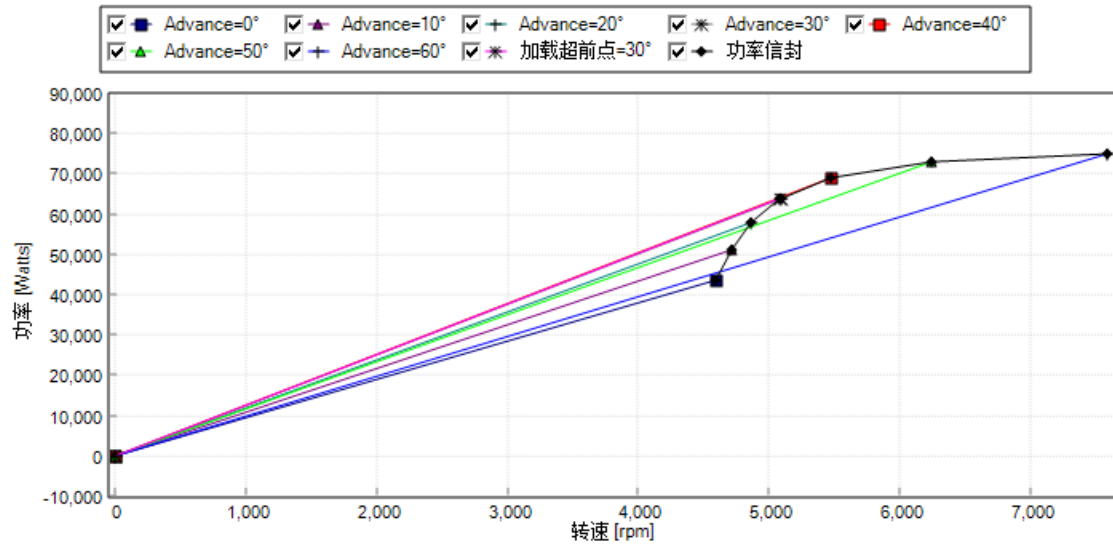


图 3-9 额定工况下相位超前角与功率曲线

图 3-10 展示了转子无斜极设计下的齿槽转矩。在永磁同步电机中，齿槽转矩是指由于定子齿槽与转子磁极间的相互作用产生的转矩脉动。这种转矩脉动可能导致振动和噪音，因此设计时需要尽量减少其影响^[44]。在无斜极设计的永磁同步电机中，仿真得到的齿槽转矩脉动为 $1.11 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，相对于电机的额定转矩而言，占了 0.925 % 的比例。在无转子斜极设计下电机总的转矩脉动为 18.65 %。

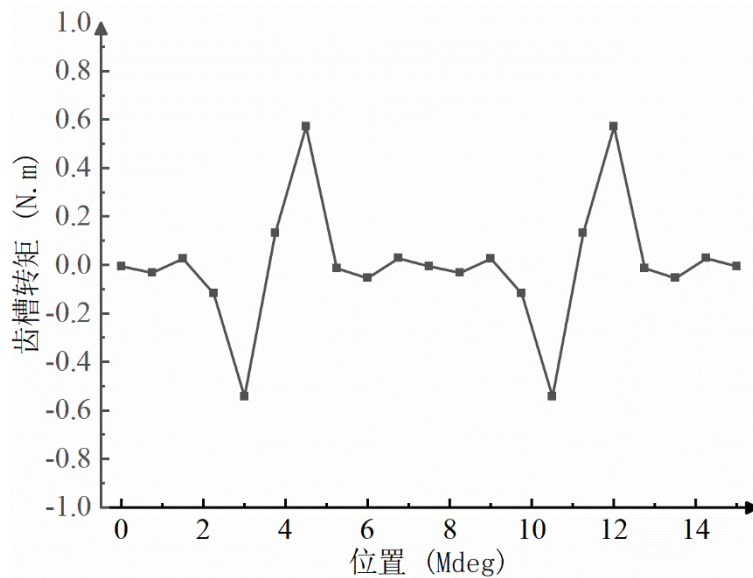


图 3-10 电机齿槽转矩图

图 3-11 展示了永磁同步电机在低速区间内的转速与性能的关系曲线。通过分析图中的数据，可以看出当电机的转速低于 4000 转/分钟时，其输出转矩可达 $253 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，且输出功率随转速的升高而增加。随着转速的提升至 1030 转/分钟，电机的输出效率提高至 90%。进一步增加转速至 2860 转/分钟时，输出效

率提升至 95%。

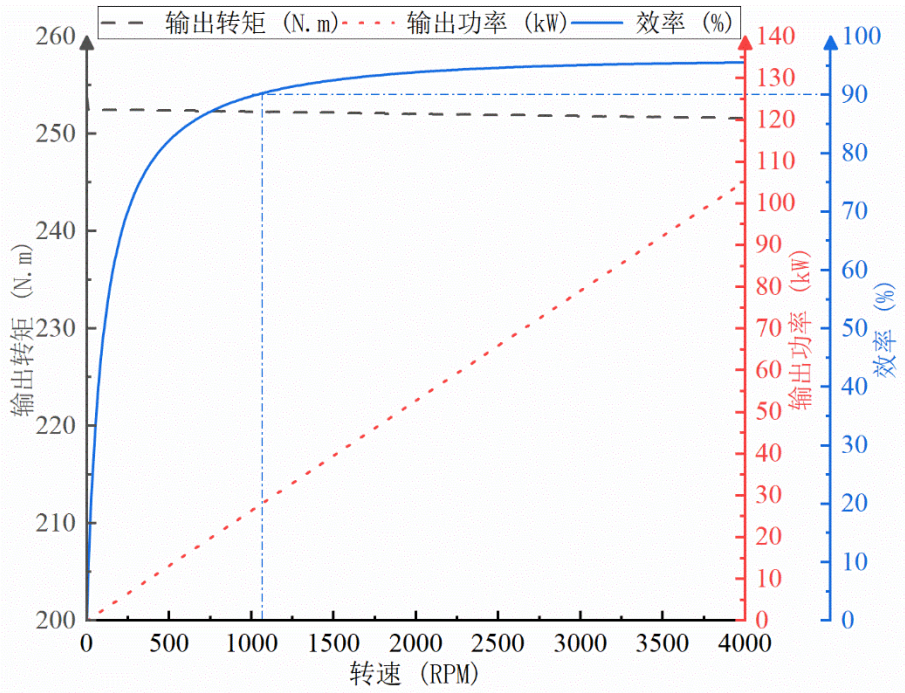


图 3-11 电机低速性能曲线图

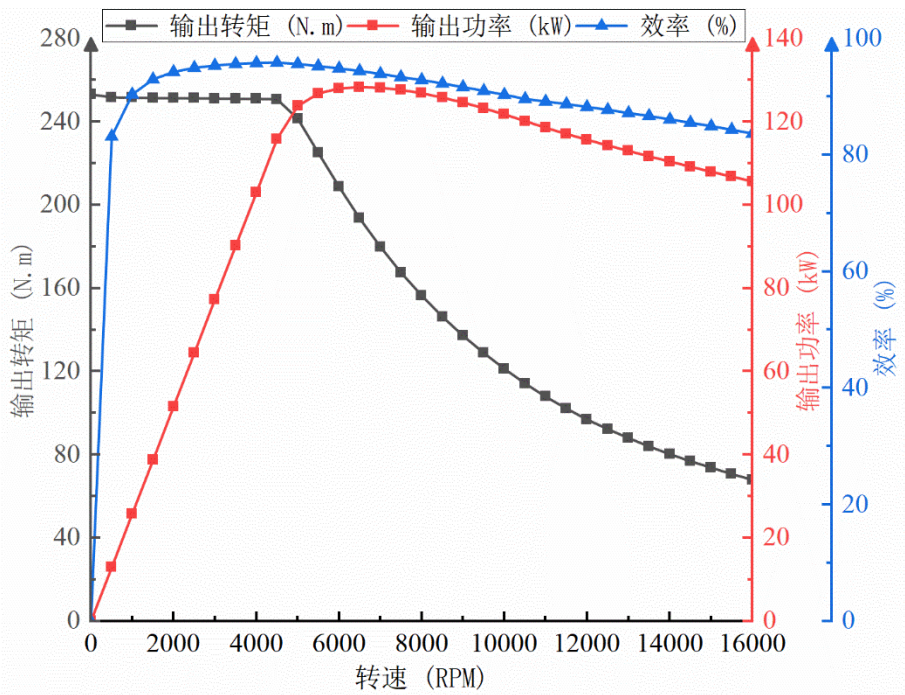


图 3-12 最大负荷下转速与电机性能曲线图

图 3-12 展示了永磁同步电机在最大负荷下的转速与性能之间的关系曲线。分析图中数据可知，当电机输出最大转矩 250 N·m 时，相应的最高转速为 4500 转/分钟。当电机达到最大转速 16000 转/分钟时，其输出转矩下降至 68 N·m。在输出最大功率 128 kW 的情况下，电机的输出转速为 6500 转/分钟，此时的输

出转矩为 $193 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。此外，电机在峰值功率下的最高效率为 95.8% ，并且在 3000 至 5500 转/分钟的转速区间内，效率保持在 95% 以上。

图 3-13 显示了永磁同步电机在转速范围内的效率 Map 图。通过对图中数据分析可知，在整个电机运行区域中，电机效率超过 96% 的区域占比为 34.30% ，效率超过 95% 的区域占比为 51.43% ，效率超过 94% 的区域占比为 61.32% 。表明所设计的永磁同步电机结构尺寸满足设计要求。

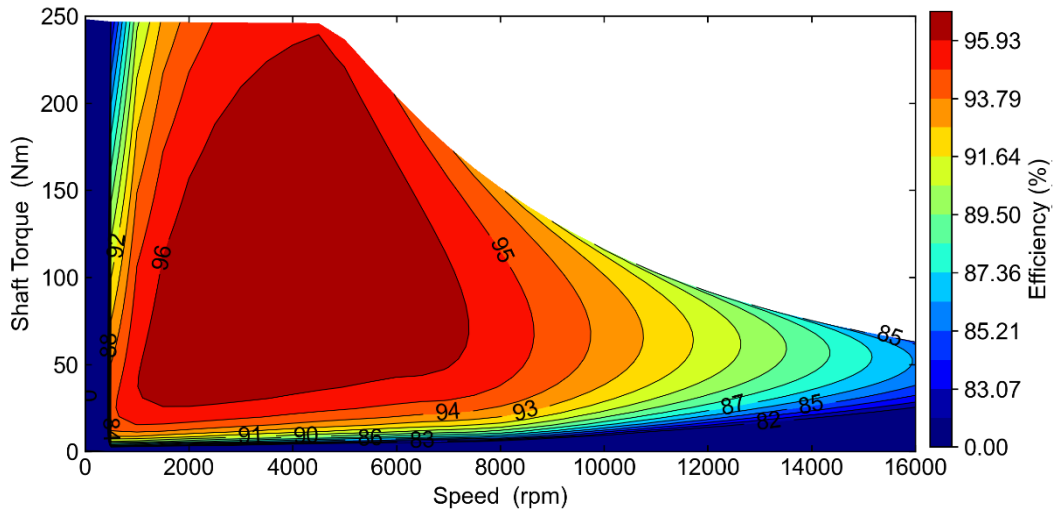


图 3-13 永磁同步电机的效率 Map 图

图 3-14 展示了在额定工况下，采用螺旋水套冷却的电机温度分布仿真结果。

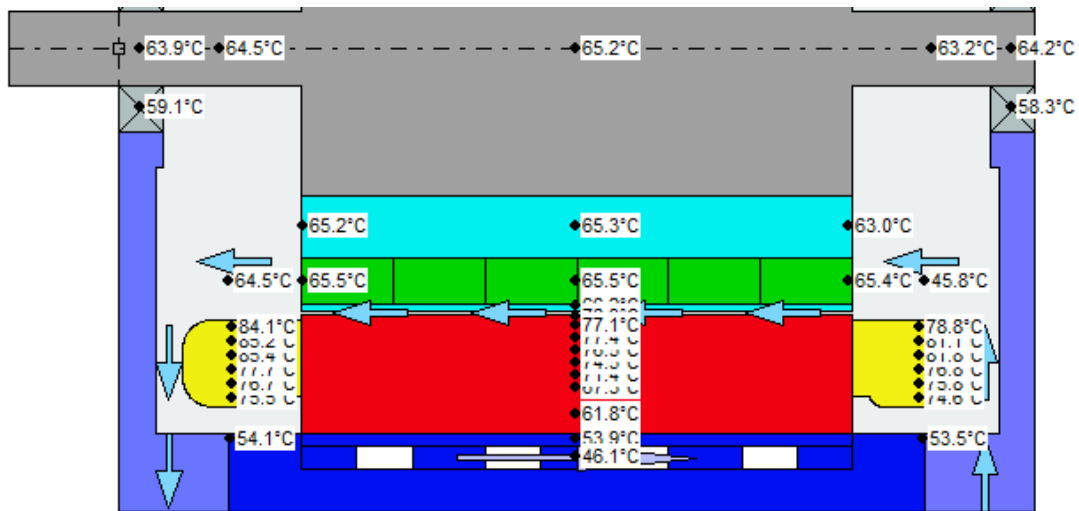


图 3-14 额定工况下电机温度分布图

该冷却系统使用 EGW50/50 作为冷却液，以 7 L/min 的体积流量进行循环。通过对图中的数据进行分析可知，电机在额定工况运行过程中，电机定子部分的最高温度为 $85.9\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，最低温度为 $67.6\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，平均温度为 $77.6\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。转子部分的表面温度为 $66\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，永磁体的温度为 $65\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。这些温度值都低于永磁材料允许的

最大工作温度和定子绕组绝缘材料的耐温极限。因此，可以确认该电机冷却设计方案在额定工况下的温升符合设计要求。

图 3-15 展示了永磁同步电机在 CLTC-P 路况下电机各部分的温度曲线。通过分析图中的数据，可以得知电机从 40 °C 的初始温度开始运行，其中绕组平均最高温度为 70.9 °C，定子平均最高温度为 70 °C，转子平均最高温度为 55.8 °C，永磁体平均最高温度为 56.2 °C。这些数据表明，在 CLTC-P 工况下，该永磁同步电机的冷却设计能够有效地控制各部分的温度，保证其在合理的温升范围内，从而满足设计要求^[45]。

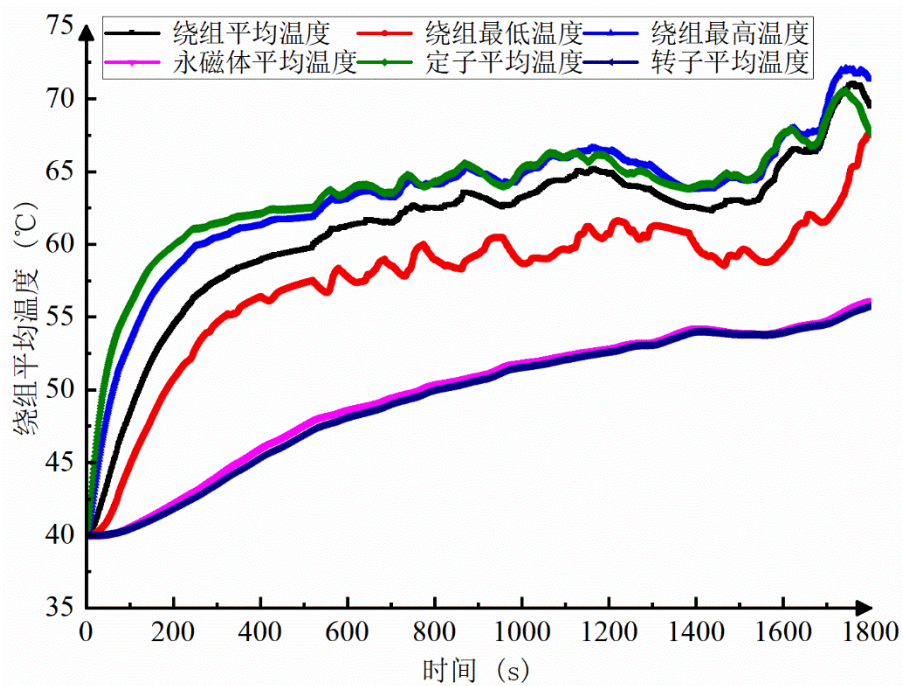


图 3-15 CLTC-P 路况下的电机温度曲线

3.3 电机效率优化

优化设计就是在满足性能要求的前提下，通过调整电机的设计参数来寻找最佳性能与成本之间的平衡点。这一过程不仅涉及到对电机性能的预测，还包括对电机设计参数进行调整。在电机的研发过程中，需要不断地在电机性能预测、设计要求以及参数设计之间进行迭代计算和分析。优化设计的过程通常开始于对现有电机性能的评估和对预期目标的明确。基于这些信息，运用电磁场模拟、热分析和其他相关物理模型来进行有限元仿真，以预测不同设计方案下电机的表现。通过这些仿真结果，识别出影响电机性能的关键因素，针对性地调整设计参数，如气隙大小、线圈匝数、磁钢的排列方式等，以达到提升效率、减小体积、降低成本的目的^[46]。此外，优化设计还需考虑材料选择和成本因素。

例如，在保证性能的同时选择更经济的材料，或者改进制造工艺以减少生产费用。每一次设计调整后，都必须重新进行仿真验证以保证性能满足预定要求。这个过程可能需要多次重复，直至找到最优解决方案。因此，电机优化设计是一个多变量、多目标、并且常常是多物理场耦合的复杂工程问题。

图 3-16 展示了在额定工况下，采用不同型号硅钢片的永磁同步电机铁损情况。分析图中数据可知，电机铁损主要集中在定子部分^[47]。并且通过降低硅钢片的厚度，可以有效减少电机铁损。对于同一厚度的硅钢片，选用具有更低标称铁损值的材料同样有助于降低铁损。因此，考虑在电机定子中使用较薄且性能较优的硅钢片，而在转子中使用较厚且成本较低的硅钢片。

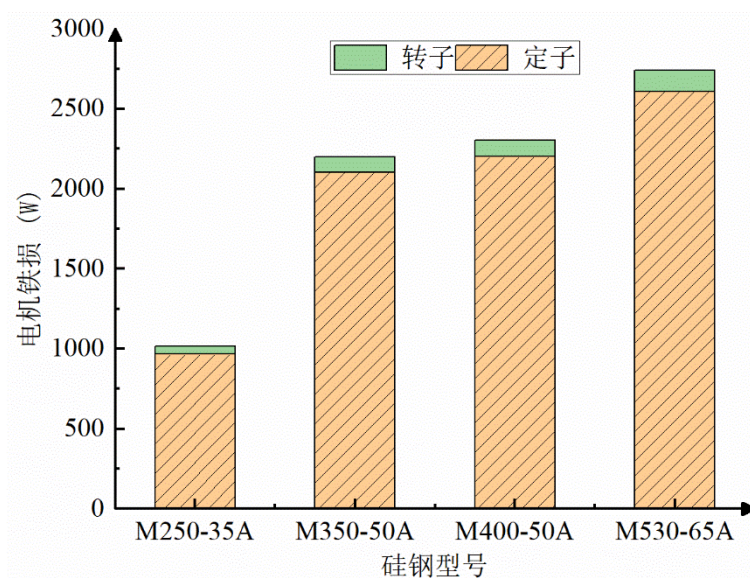


图 3-16 额定工况下的电机铁损

表 3-3 列出了两种硅钢片设计方案的定转子铁心损耗。方案一定转子采用 M350-50A 硅钢片，方案二定子采用性能较好 M250-35A 硅钢片，转子采用价格较便宜的 M530-65A 硅钢片。

表 3-3 电机硅钢片设计方案

硅钢片设计方案	定子铁损/W	转子铁损/W	电机铁损/W
方案一	2129	95.77	2224.77
方案二	965.6	131.5	1097.1

图 3-17 显示了永磁同步电机硅钢片设计方案一的效率 Map 图。通过对图中数据分析可知，在整个电机运行区域中，效率超过 95 % 的区域占比为 23.56 %，效率超过 94 % 的区域占比为 42.63 %。这些数据表明，永磁同步电机硅钢片设计方案一只是基本满足电机设计性能需求。

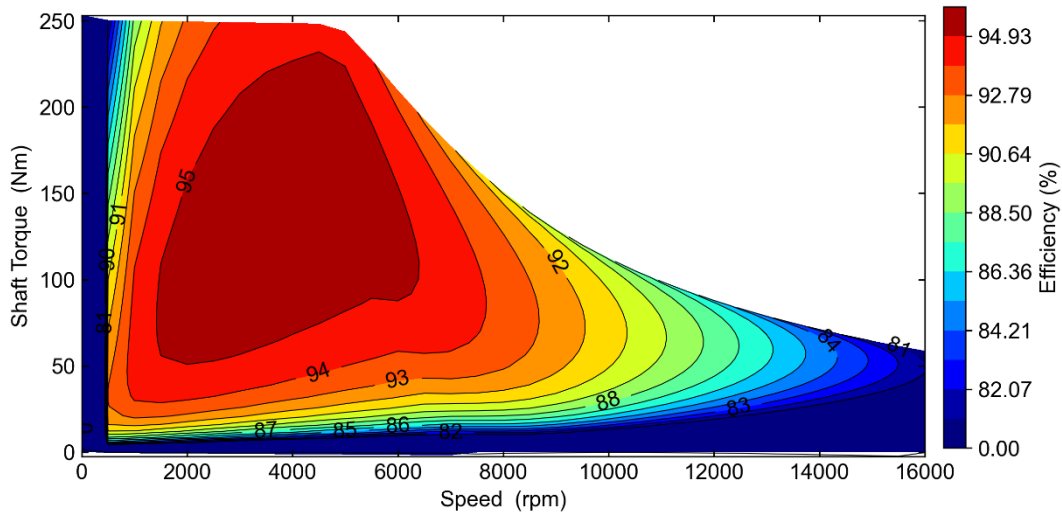


图 3-17 永磁同步电机的效率 Map 图

图 3-18 显示了永磁同步电机硅钢片设计方案二的效率 Map 图。通过对图中数据分析可知，在整个运行区域中，电机效率超过 96 % 的区域占比为 30 %，超过 95 % 的区域占比为 49.33 %，超过 94 % 的区域占比为 59.91 %。这些数据表明，相比于方案一，方案二效率区间较广，效率>95 % 的区域从 23.56 % 提高到 49.33 %。相比于初始设计方案，如图 3-13 所示，效率>95 % 的区间从 51.43 % 降低到 49.33 %。表明虽然方案二高效区域略有下降，但是降低了生产成本。

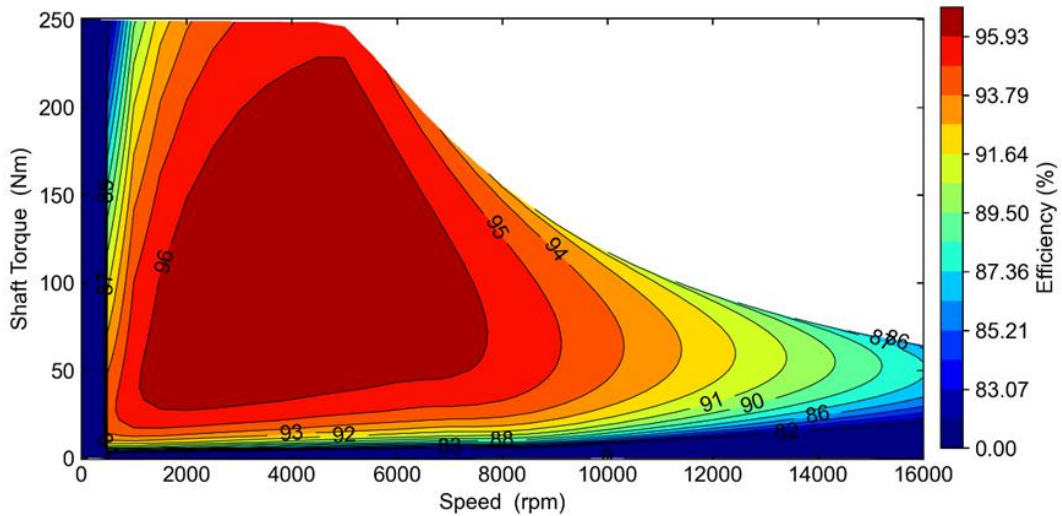


图 3-18 电机方案二设计效率 Map 图

图 3-19 展示了永磁同步电机在额定工况下的气隙长度与性能的关系曲线。通过分析图中的数据，可以发现随着气隙长度的增加，气隙磁密平均值逐渐减小。同时，电机的输出转矩和输出功率也随着气隙长度的增加而降低^[48]。然而，电机的输出效率随着气隙长度的增加而先增大后减小。根据电机设计要求，在额定工况下，电机输出功率应达到 65 kW，输出转矩应为 120 N·m。基于这些设计要求，气隙长度的选择范围应不大于 1.0 mm。综合考虑电机效率和生产工

艺难度，将气隙长度设定为 1 mm 较为合理。

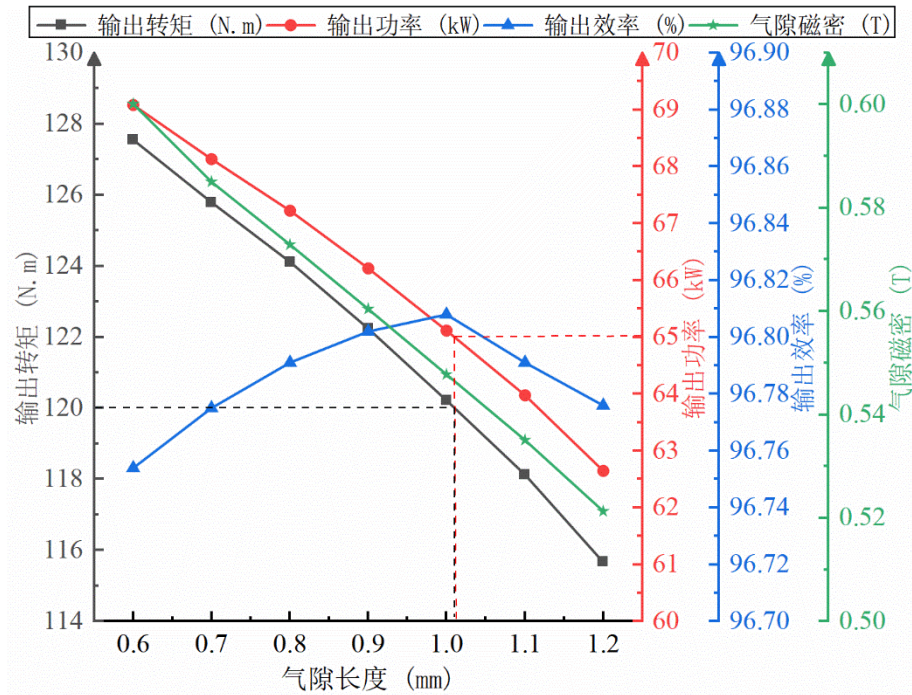


图 3-19 额定工况下气隙长度与电机性能曲线

图 3-20 描绘了在额定工况下，永磁同步电机的输出效率受定子槽深和槽圆角半径这两个参数的影响情况。通过对图中数据的分析可知，随着定子槽深的增加，电机的效率呈现出下降的趋势。保持定子槽深不变时，电机效率也会随着槽圆角半径的增大而降低。综合考量相关数据，在定子槽深为 21.5 mm、槽圆角半径为 1 mm 的组合下，电机能够实现最佳的运行效率。与最初的电机设计相比，新的设计方案在效率上实现了 0.1 % 的提升，验证了设计调整的有效性。

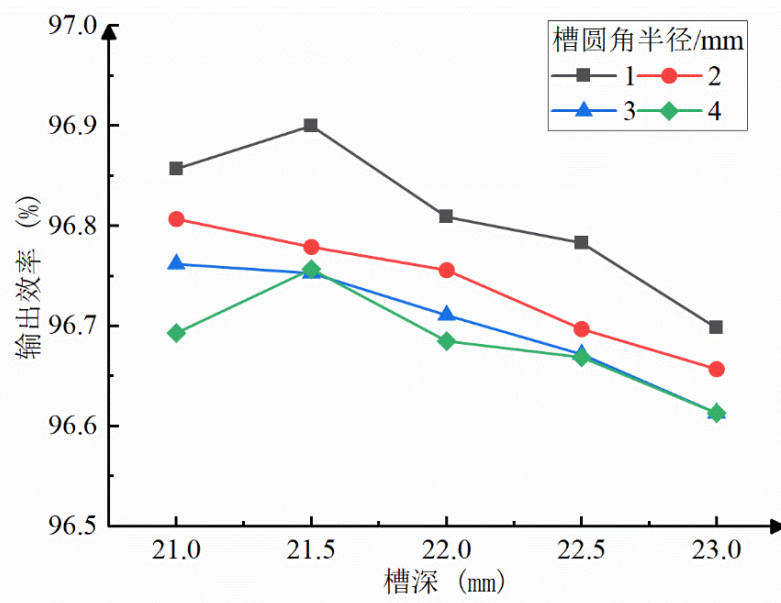


图 3-20 定子槽深和槽圆角的效率曲线

图 3-21 展示了在额定工况下，电机定子的内外径比值（也称裂比）对永磁同步电机性能的影响，其中定子外径固定为 210 mm。通过对图中数据的分析，可以得出结论：随着定子裂比的增加，电机的输出转矩、输出功率和输出效率均呈现出先升高后降低的趋势。鉴于电机的设计要求其额定转矩为 120 N·m，额定功率为 65 kW，定子裂比的合适选择范围应在 0.67 至 0.7 之间。综合考虑电机的输出转矩、输出功率以及输出效率，将定子裂比设定为 0.68 是较为合理的选择，其对应于定子内径 143 mm。这样的设计不仅可以满足额定转矩和功率的要求，还能确保电机运行在较高的效率水平，从而在满足性能要求的同时，实现电机效率的优化。

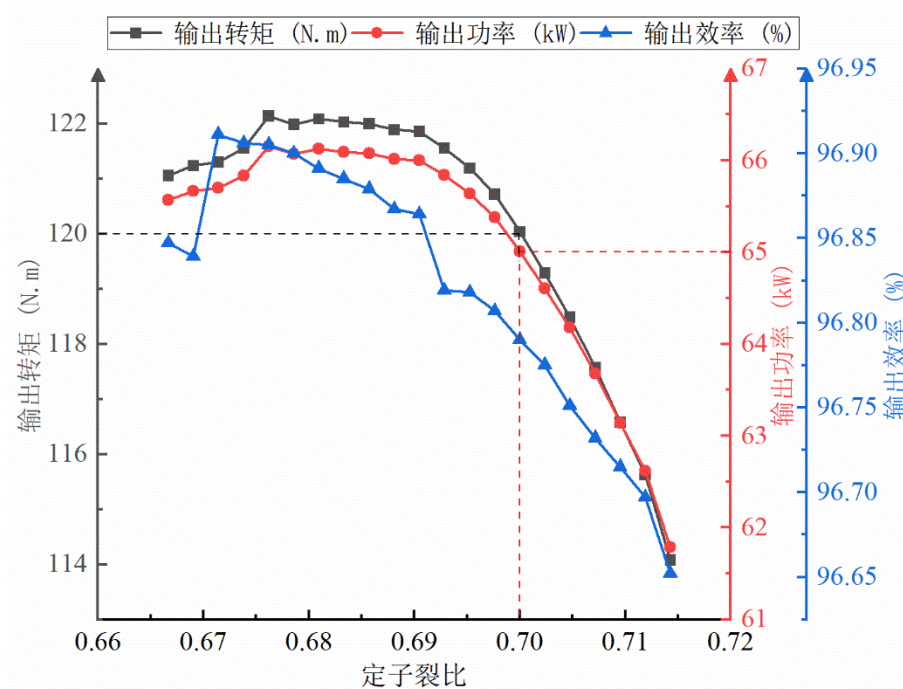


图 3-21 额定工况下裂比与电机性能曲线

3.4 电机转矩脉动优化

永磁同步电机凭借其出众的性能表现，在高端装备制造领域扮演着重要角色，其高转矩密度、高效能以及卓越的动态响应备受赞誉。然而，这类电机在运行过程中产生的振动与噪声问题，对伺服精度及平稳运行构成挑战，成为技术发展中亟待解决的关键议题。此类振动与噪声主要源于电磁振动，具体由转矩脉动及径向电磁力波动触发。为降低转矩脉动，设计者通常从电机结构与控制技术两方面进行优化，通过调整定子、转子参数及改进控制算法来提升整体性能。

在理想状况下，即定子电流为理想的正弦波且忽略铁心饱和效应，永磁同

步电机的转矩脉动主要受齿槽效应、磁阻变化及电磁因素三方面影响。针对这些转矩脉动源，可采取相应对策减轻其负面效应。比如，通过采用斜槽或斜极设计^[49]、优化槽口宽度、使用不等宽齿部^[50]、开设辅助槽^[51]、实施磁极非对称设计^[52]、优化极弧系数^[53]、改良磁极形状^[54]或对永磁体进行分块处理等方式，可以有效减弱由永磁体与定子齿相互作用力产生的齿槽转矩。

磁阻转矩脉动通常由转子 d 轴与 q 轴磁阻差异引起，而定子磁动势中的次谐波与超谐波会导致 d 轴和 q 轴电感波动，从而影响磁阻转矩的稳定性。解决这个问题需对电机设计参数进行深入分析与优化。同时，反电势中的齿谐波与相带谐波也是引发电磁转矩脉动的因素，这些问题可通过采用定子斜槽及短距绕组分布等手段得到有效抑制。径向电磁力波动则由永磁体磁动势与定子电枢磁动势相互作用产生。当这些力的波动频率接近或与电机定子固有频率重叠时，可能导致共振现象，进一步加剧电机的振动与噪声^[55]。因此，对电机设计者来说，精细调控转矩波动至关重要。

不同类型永磁同步电机需考虑气隙磁密波形的优化。对于表贴式永磁同步电机，气隙磁密波形受永磁体形状制约；而内置式永磁同步电机则与转子表面铁心形状密切相关。合理调整永磁体或转子铁心形状，可有效降低气隙磁密中的谐波含量，从而减轻齿槽转矩及反电势中的谐波，抑制转矩脉动，减小径向电磁力波动幅度，最终有助于降低电机的振动与噪声水平^[56]。

定子斜槽技术因其能够有效削减反电动势中的齿谐波而在电机设计中得到了广泛的应用。通过将定子槽沿轴向倾斜一个齿距，有助于降低电机运行过程中的电磁噪声和振动。然而，它也带来了一些问题，例如增加了绕线的难度，并可能导致制造成本上升^[57]。转子的轴向分段是一种传统但行之有效的方法来减少转矩波动。这种方法简单且经济，它通过将转子分成多个段，可以有效地降低转矩的不均匀性，从而提高电机的稳定性和性能。随着转子分段数量的增加，对转矩波动的抑制效果将会提高，使得电机运行更加平稳。

图 3-22 展示了在不同转子分段数下，轴向斜极齿槽转矩的变化情况。通过对图中数据的分析，可以得出以下结论：当转子没有斜极时，总的转矩脉动为 21.05%。随着转子轴向斜极的增加，总的转矩脉动显著降低。具体来看，转子采用 2 段轴向斜极时，总的转矩脉动减少至 6.22%；当增加到 3 段轴向斜极时，总的转矩脉动降至 2.20%；如果使用 4 段轴向斜极，总的转矩脉动为 1.79%；采

用 6 段轴向斜极的情况下，总的转矩脉动为 1.70 %。从这些数据可以明显看出，随着转子轴向分段斜极数的增加，转矩脉动逐渐减小^[58]。然而，需要注意的是，随着斜极数目的增加，制造工艺的复杂性也随之提高，导致生产成本上升。因此，在决定最佳的转子设计时，需要在转矩脉动的大小和生产工艺成本之间找到一个平衡点。综合考虑这两个因素，电机设计中采用 3 段轴向斜极的转子设计，既能有效减小转矩脉动，又能控制生产成本，是一个较为合理的选择。

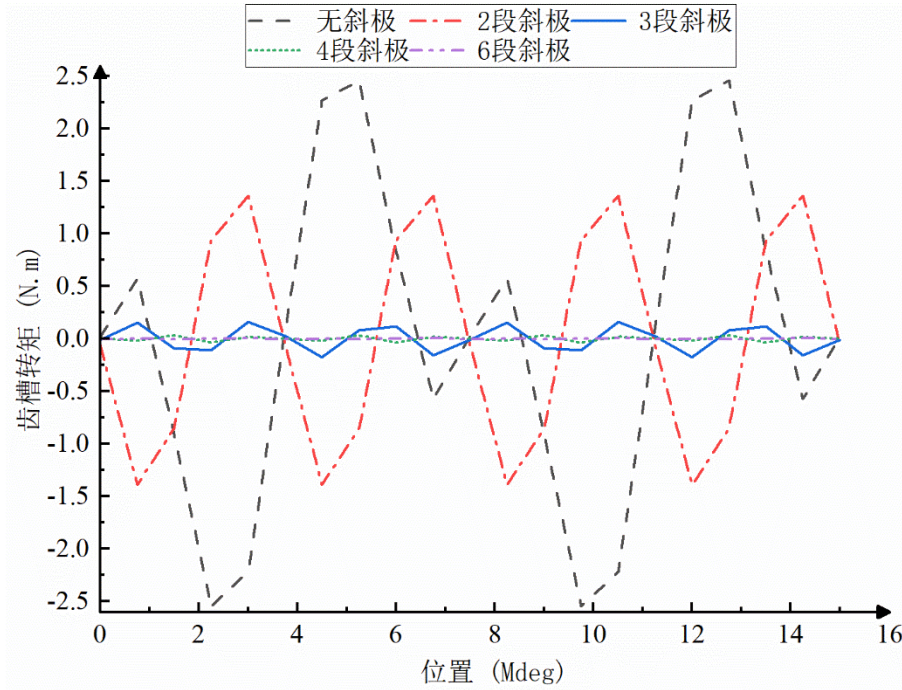


图 3-22 不同转子分段数轴向斜极的齿槽转矩图

在电机设计中，转子的斜极分段数及其排列方式对电机性能有显著影响。当两个转子拥有相同数量的斜极分段时，它们所产生的转矩脉动可能会有所差异。这种差异主要由各分段斜极的倾斜角的不同排列方式引起。具体来说，转矩脉动是由转子磁场与定子磁场之间相互作用不均匀引起的现象，而这种现象可以通过改变斜极分段的排列来优化。斜极分段的倾斜角对于电机内部磁通的分布具有重要影响，进而影响转矩的平滑程度。电机转子永磁体采用径向充磁方式，转子磁钢设计为 6 段斜极结构，整段斜极相对于槽中心线倾斜 7.5 度。表 3-4 展示了两种不同排列方式下，转子斜极分段的倾斜角度数据。

表 3-4 不同分段数斜极倾斜角

斜极方法	第一段	第二段	第三段	第四段	第五段	第六段
轴向分段/deg	-3.125	-1.875	-0.625	0.625	1.875	3.125
人字分段/deg	-3.125	-0.625	1.875	3.125	0.625	-1.875

如图 3-23 所示, 当采用轴向斜极设计时, 齿槽转矩脉动为 $0.006 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。轴向斜极设计会产生轴向力, 但如果分段数较多, 减少齿槽转矩效果会较好。由图 3-22 可知, 只考虑降低齿槽转矩效果, 转子轴向分 4 段及以上进行斜极是较好的。当采用人字斜极设计时, 齿槽转矩脉动为 $0.008 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。人字形斜极方式斜下去又斜回来, 因此不会产生轴向力。总的来说, 如果考虑到减小轴向力的需求, 人字形斜极可能是较好的选择。如果考虑到转矩波动和齿槽转矩的减小, 轴向斜极可能较有优势。

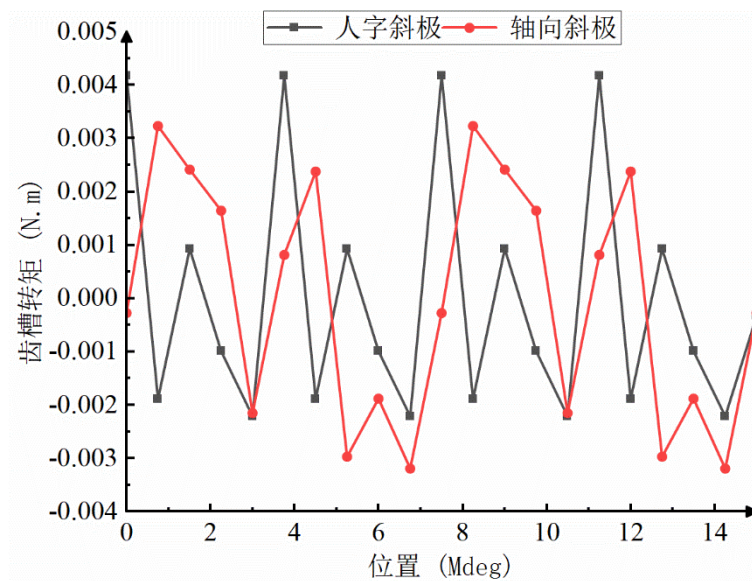


图 3-23 转子不同分段斜极的齿槽转矩

图 3-24 为不同槽口宽度下, 电机输出转矩的变化情况。

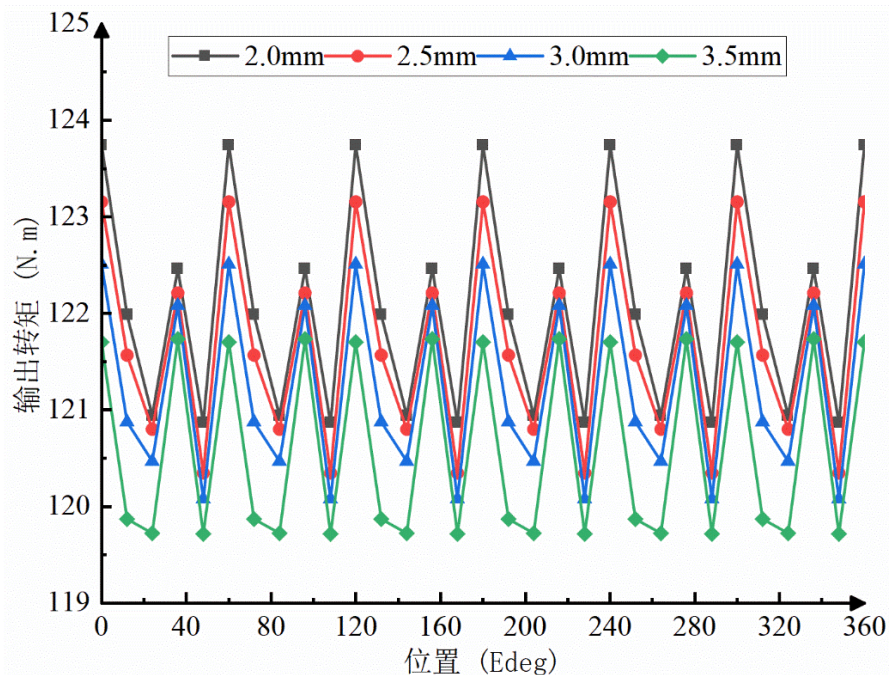


图 3-24 不同槽口宽度下的输出转矩

通过分析图 3-24 中的数据，可以得到以下结论：在转子配置了 3 段斜极的情况下，当槽口宽度为 2.0 mm 时，总的转矩脉动为 2.28%。随着槽口宽度的增加，总的转矩脉动出现了逐渐降低的趋势。具体而言，当槽口宽度增加到 2.5mm 时，总的转矩脉动降至 2.20%；若槽口宽度进一步增至 3.0 mm，总的转矩脉动则减少至 1.93%；而当槽口宽度达到 3.5 mm 时，总的转矩脉动降至最低，为 1.68%。这些数据表明，槽口宽度的适当增加有助于减少转矩脉动，从而可能改善电机的整体性能。然而，在实际应用中，槽口宽度的确定还需要考虑其他因素，如电机的尺寸和效率等。因此，在设计电机时，应综合考虑各种影响因素，以确定最合适的槽口宽度，确保电机性能的最优化。

图 3-25 展示了在额定工作条件下，永磁体夹角对永磁同步电机输出功率及转矩脉动的影响。分析是在假定转子采用 3 段斜极设计情形下进行的。从图中可以观察到，随着永磁体夹角的增加，电机的转矩脉动和输出功率呈现下降趋势^[59]。综合考虑到电机输出功率的限制与转矩脉动的降低，将永磁体夹角设定在 148 度是较为理想的选择。这一角度能够平衡输出功率和转矩脉动之间的关系，达到优化电机整体性能的目的。

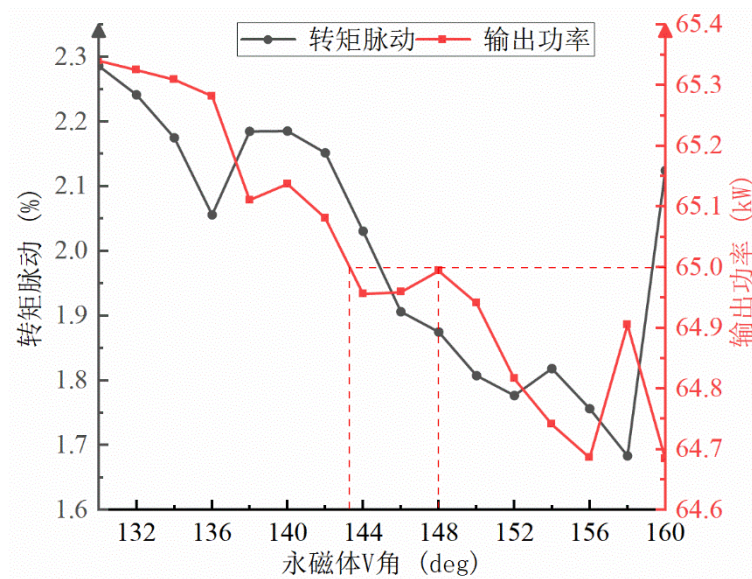


图 3-25 永磁体 V 角与转矩脉动性能曲线

图 3-26 展示了在额定工作状态下，永磁同步电机的转子辅助槽切口深度以及每极辅助槽数量这两个参数如何作用于电机的输出转矩及其转矩脉动特性。通过对图中数据的分析可知，随着转子辅助槽切口深度的逐步增大，电机转矩脉动呈现出上升态势。这一现象表明，更深度的切口导致磁场分布的非均匀性增强，进而引发转矩输出过程中的波动性增加^[60]。值得注意的是，与此同时，

电机的整体输出转矩却呈现出下降的趋势。这意味着在追求切口深度以实现特定设计目标的过程中，可能会以牺牲部分转矩输出能力为代价。

为了在控制电机输出性能时兼顾高转矩输出与低转矩脉动这两个重要指标。可以将转子辅助槽切口深度设定为 0.5 mm，同时将每极辅助槽数量配置为 3 个。这一组合在仿真数据中展现出卓越的性能平衡性：在保证电机维持其额定转矩输出的前提下，有效地将转矩脉动抑制在了一个较低且可接受的范围内。这样的设计不仅确保了电机在正常运行条件下具备足够的动力输出以满足应用需求，还通过精准调控转矩脉动，提升了电机运行的平稳性与舒适度，减少了因转矩波动引起的机械振动与噪音问题，从而在整体上优化了永磁同步电机的工作效能与用户使用体验。

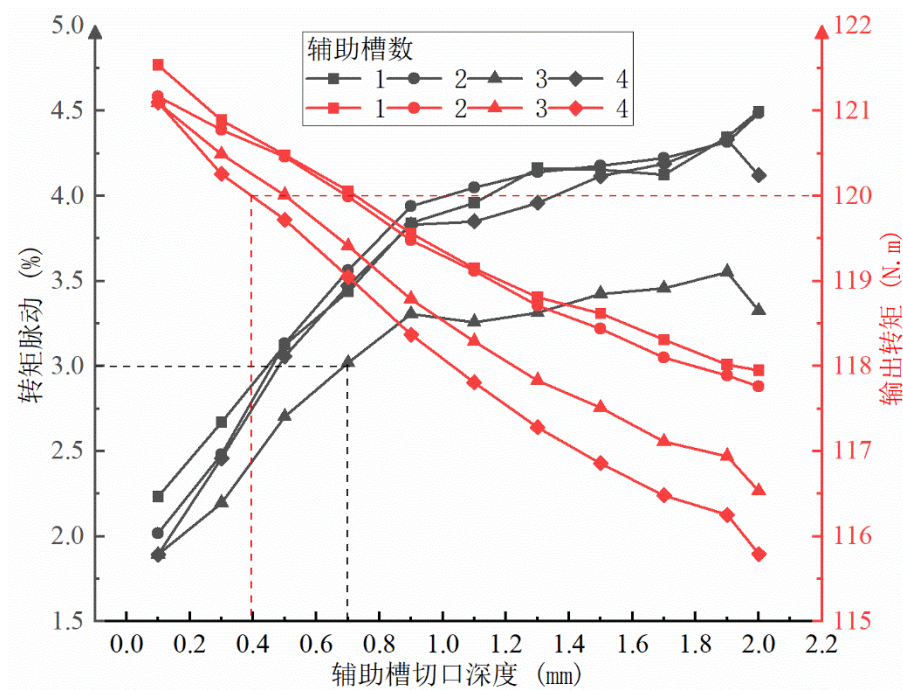


图 3-26 转子辅助槽对电机性能的影响

3.5 本章小结

本章采用了有限元方法对永磁同步电机进行了建模与分析，并在此基础上实施了一系列的优化设计。分析了电机的结构设计以及材料选择如何影响其效率，讨论了定转子采用不同硅钢片材料、电机气隙长度、定子槽深、定子槽圆角半径和定子裂比对电机效率的影响。同时，对于电机转矩脉动的问题，分析了其成因，并阐述了转子斜极分段数、转子斜极排布形式、定子槽口宽度、永磁体 V 型角度、转子辅助槽深度和每极辅助槽数对电机转矩脉动的影响。为了验证所讨论的改进措施，运用了有限元仿真软件工具，构建了永磁同步电机的

有限元模型。通过对比不同设计方案下的模型性能，评估了各方案对电机效率和转矩脉动的影响。

第4章 永磁同步电机的绕组优化设计

4.1 引言

当在一个电机内部同时存在两个相互作用的磁场时，自然会出现一种扭矩效应，这种效应会促使两个磁场趋向于彼此对齐。若定子产生的磁场设计为旋转形态，则转子内部会感应出持续不断的扭矩作用力，该作用力会驱使转子跟随并“同步”定子旋转磁场的变化方向，从而实现电机的连续运转。这正是所有交流电机运行背后的物理原理。然而，不同的定子绕组设计方案会导致转子扭矩输出的平稳性、电机内部铜损以及整体性能表现等方面的显著差异。本章将推导定子绕组旋转磁场的数学模型，剖析分布式短距绕组对感应电动势波形特性的影响，推导针对扁线绕组导体参数的优化模型。最后，利用有限元仿真技术工具，对所提出的定子绕组改良设计方案以及扁线绕组导体参数优化模型进行仿真验证。

4.2 旋转磁场数学模型

为了实现定子磁场的旋转，在交流电机中采用了一种特定的工作原理。基本思想是：当一组三相交流电流在配置为 120° 相位差的三相绕组中依次流动时，将会生成一个磁场强度恒定但方向持续改变的旋转磁场。这个三相绕组由三个独立且在空间上以 120° 角度间隔排列的绕组单元组成^[61]。如图 4-1(a)所示。由于这种绕组结构每个周期内只能产生一对磁极，因此它被称为双极绕组。随着三相电流不断变化并按照特定顺序流经各个线圈，由此产生的磁场将如同一个虚拟的磁极对在定子内部连续旋转，从而驱动转子随之转动。如图 4-1(a)所示，假设三个线圈中的电流由以下方程给出：

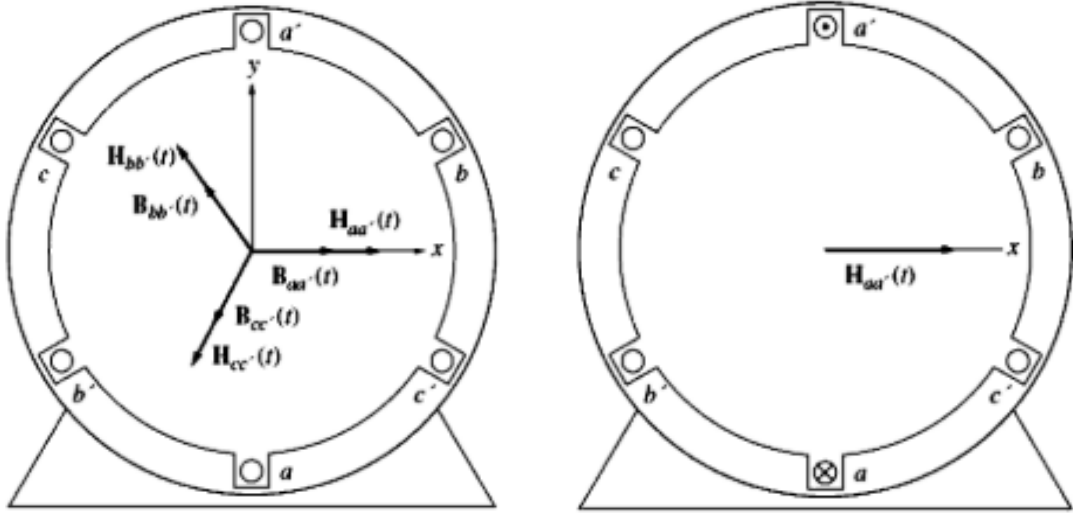
$$\begin{cases} i_{aa'}(t) = I_M \sin \omega t \\ i_{bb'}(t) = I_M \sin(\omega t - 120^\circ) \\ i_{cc'}(t) = I_M \sin(\omega t - 240^\circ) \end{cases} \quad (4-1)$$

线圈 aa' 中的电流流入线圈的 a 端并流出线圈的 a' 端。它产生的磁场强度为

$$H_{aa'}(t) = H_M \sin \omega t \angle 0^\circ \quad (4-2)$$

其中， 0° 表示在特定时间点磁场强度矢量的空间初始角度，如图 4-1 (b)所示。对于任意时刻 t ，磁场强度矢量 $H_{aa'}(t)$ 的方向遵循右手螺旋法则，即：若右手的四指按照线圈中交流电流 $I(t)$ 流动方向弯曲，则拇指所指的方向即为该电流

产生的磁场方向。磁场强度矢量 $H_{aa'}(t)$ 的大小随时间呈正弦规律变化，与交流电流的变化同步。



(a) 三个线圈的定子

(b) 由线圈 aa' 中电流产生的磁化强度矢量

图 4-1 包含三个线圈的定子绕组示意图^[61]

类似地，磁场强度矢量 $H_{bb}(t)$ 和 $H_{cc}(t)$ 为：

$$\begin{aligned} H_{bb'}(t) &= H_M \sin(\omega t - 120^\circ) \angle 120^\circ \\ H_{cc'}(t) &= H_M \sin(\omega t - 240^\circ) \angle 240^\circ \end{aligned} \quad (4-3)$$

这些磁场强度产生的磁通密度为：

$$\begin{cases} B_{aa'}(t) = B_M \sin \omega t \angle 0^\circ \\ B_{bb'}(t) = B_M \sin(\omega t - 120^\circ) \angle 120^\circ \\ B_{cc'}(t) = B_M \sin(\omega t - 240^\circ) \angle 240^\circ \end{cases} \quad (4-4)$$

在特定时间下检查电流及其相应的磁通密度，以确定定子中产生的净磁场。

例如，在时间 $\omega t = 0^\circ$ 时，三个线圈的磁场将为：

$$\begin{cases} B_{aa'} = 0 \\ B_{bb'} = B_M \sin(-120^\circ) \angle 120^\circ \\ B_{cc'} = B_M \sin(-240^\circ) \angle 240^\circ \end{cases} \quad (4-5)$$

三个线圈的总磁场加在一起为：

$$B_{net} = B_{aa'} + B_{bb'} + B_{cc'} = 1.5 B_M \angle 90^\circ \quad (4-6)$$

三个线圈产生的净磁场如图 4-2 (a) 所示。

在任何特定时间 t ，设定磁场强度始终保持恒定，为最大磁感应强度 B_M 的 1.5 倍，并以恒定角速度 ω 持续旋转。为理解并确证这一现象在所有时间 t 下的正确性，请参见图 4-1 (a) 所示的定子结构。在所绘笛卡尔坐标系中，x 轴正向指

向右方, y 轴正向指向上方, 定义 $\hat{x}$ 为沿 x 轴正方向的单位向量, 而 $\hat{y}$ 为沿 y 轴正方向的单位向量。要准确计算定子内部总的磁通密度, 需要将三个相位相差 120° 的交流电流各自产生的三个分量磁场矢量进行矢量合成, 并确定其叠加结果。

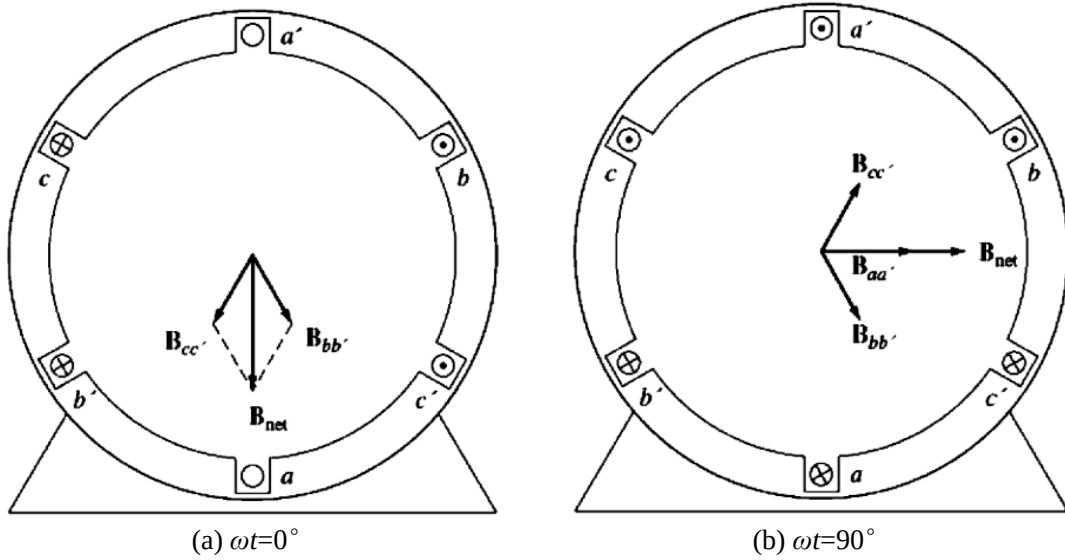


图 4-2 定子磁场矢量图^[61]

定子内的净磁通密度可以由以下公式描述:

$$\begin{aligned} B_{net} &= B_{aa'}(t) + B_{bb'}(t) + B_{cc'}(t) \\ &= B_M \sin \omega t \angle 0^\circ + B_M \sin(\omega t - 120^\circ) \angle 120^\circ + B_M \sin(\omega t - 240^\circ) \angle 240^\circ \end{aligned} \quad (4-7)$$

然后对三个分量磁场中的每一个都分解为其 x 和 y 方向分量。结果为:

$$\begin{aligned} B_{net}(t) &= B_M \sin \omega t \hat{x} \\ &\quad - [0.5 B_M \sin(\omega t - 120^\circ)] \hat{x} + \left[\frac{\sqrt{3}}{2} B_M \sin(\omega t - 120^\circ) \right] \hat{y} \\ &\quad - [0.5 B_M \sin(\omega t - 240^\circ)] \hat{x} - \left[\frac{\sqrt{3}}{2} B_M \sin(\omega t - 240^\circ) \right] \hat{y} \end{aligned} \quad (4-8)$$

分别将 x 和 y 方向分量组合得到:

$$\begin{aligned} B_{net}(t) &= [B_M \sin \omega t - 0.5 B_M \sin(\omega t - 120^\circ) - 0.5 B_M \sin(\omega t - 240^\circ)] \hat{x} \\ &\quad + \left[\frac{\sqrt{3}}{2} B_M \sin(\omega t - 120^\circ) - \frac{\sqrt{3}}{2} B_M \sin(\omega t - 240^\circ) \right] \hat{y} \end{aligned} \quad (4-9)$$

利用三角恒等式对上式进行分解, 得到:

$$B_{net}(t) = (1.5 B_M \sin \omega t) \hat{x} - (1.5 B_M \cos \omega t) \hat{y} \quad (4-10)$$

式(4-10)给出了定子内部净磁通密度的精确数学表达。根据该公式, 旋转磁

场的幅值始终保持恒定，为最大磁感应强度 B_M 的 1.5 倍，并以角速度 ω 沿逆时针方向连续旋转。至此，已经成功证明了当相位相差 120° 的对称三相电流通过空间上同样按照 120° 电角度配置的三相绕组时，确实能够有效地生成一个均匀且持续旋转的磁场结构。反之，这样的一个均匀旋转磁场也会在类似的三相定子绕组中感应出相位差为 120° 的三相电动势。

4.3 分布式短距绕组

交流电机的感应电压通常期望呈现正弦特性，而实现这一点的前提是有效抑制气隙磁通密度中的谐波成分。当气隙磁通密度分布偏离理想正弦规律时，定子输出电压波形也会相应畸变，与实际磁通密度分布形态相一致。尽管在设计阶段力求接近正弦分布，现实中交流电机内部的气隙磁通密度往往包含显著的谐波分量。这些非正弦成分源于基本正弦分量与一系列谐波叠加的结果，并会在定子绕组产生的电压和电流中引入相应的谐波污染。谐波的存在不仅无益于电机性能，反而可能导致效率降低、发热加剧及噪声增大等问题。因此，在设计交流电机定子绕组时，关键点之一就是如何有效地减小并控制电压和电流中的谐波含量以优化电机工作状态。整数槽分布式短距绕组技术有助于改善这一问题。整数槽分布式短距绕组通过对各相间导体槽位置的布局，确保各相绕组在空间上保持对称性，从而平衡各相磁链，有效降低气隙磁通密度中的谐波水平。由于磁通谐波是引起电压和电流谐波的主要源头，采用整数槽分布式短距绕组设计能够在根本上减少磁通谐波，进而成功抑制定子电压和电流的非正弦失真现象。

电机极距定义为电机两个相邻磁极之间的角间距，表达式为：

$$\rho_p = \frac{360^\circ}{2p} \quad (4-11)$$

式中： ρ_p 是以机械度为单位的极距。

在交流电机设计中，定子线圈的缠绕方式对电机性能至关重要。整距绕组是指每个线圈所占角度与磁极间的距离完全相同，即线圈槽中心到相邻槽中心的距离刚好是一个磁极间距。相反，短距绕组则是指线圈覆盖的角度小于实际磁极间距，通过调整节距优化磁场分布并减少谐波。短距绕组以分数形式表示其节距比例，如 $5/6$ 节距意味着线圈跨过了两个磁极之间六分之五的距离，而不是整个极距，这样做的目的是改善电机的工作性能，例如提升功率因数、减

少损耗和降低电磁噪声等。线圈跨越的电角度定义为：

$$\rho = \frac{\theta_m}{\rho_p} \times 180^\circ \quad (4-12)$$

式中： θ_m 是线圈覆盖的机械角度。

在一个短距绕组的简单两极电机中。其极距为 180° 机械角度，而线圈节距以 ρ 表示。当旋转磁场作用于该短距线圈时，依据法拉第电磁感应定律，可以分别计算出线圈每一段所感应出的电压，并将各段电压相加以得出总感应电压。假定转子和定子间的气隙磁通密度矢量 $\mathbf{B}$ 的幅值随机械角的变化遵循正弦规律，且方向始终保持径向向外。若以 α 表示从峰值转子磁通密度方向测量的角度，则在转子周围任意一点处，磁通密度矢量 $\mathbf{B}$ 的大小为：

$$\mathbf{B}(\alpha) = B_M \cos \alpha \quad (4-13)$$

由于转子本身在定子内以角速度 ω 旋转，因此绕定子任意角度 α 的磁通密度矢量 $\mathbf{B}$ 的大小由下式给出：

$$\mathbf{B} = B_M \cos(\omega t - \alpha) \quad (4-14)$$

导线中的感应电压方程为：

$$e = (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{l} \quad (4-15)$$

式中： $\mathbf{v}$ 表示导线相对于磁场的速度； $\mathbf{l}$ 表示磁场中导体的长度。

以短距线圈的插入段为例， $\alpha = 90^\circ + \frac{\rho}{2}$ 。假设 $\mathbf{B}$ 从转子径向向外，则插入段中 $\mathbf{v}$ 与 $\mathbf{B}$ 之间的夹角为 90° ，而矢量 $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ 沿 $\mathbf{l}$ 方向，因此：

$$e = (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{l} = -\mathbf{v} B_M \mathbf{l} \cos\left(\omega t - 90^\circ - \frac{\rho}{2}\right) \quad (4-16)$$

由于平行段导体与磁场方向平行，故其感应电压为零，线圈上的总电压为：

$$e_{ind} = -\mathbf{v} B_M \mathbf{l} \cos\left(\omega t - 90^\circ - \frac{\rho}{2}\right) + \mathbf{v} B_M \mathbf{l} \cos\left(\omega t - 90^\circ + \frac{\rho}{2}\right) \quad (4-17)$$

通过三角恒等式变换有：

$$\begin{aligned} \cos\left(\omega t - 90^\circ - \frac{\rho}{2}\right) &= \cos(\omega t - 90^\circ) \cos\left(\frac{\rho}{2}\right) + \sin(\omega t - 90^\circ) \sin\left(\frac{\rho}{2}\right) \\ \cos\left(\omega t - 90^\circ + \frac{\rho}{2}\right) &= \cos(\omega t - 90^\circ) \cos\left(\frac{\rho}{2}\right) - \sin(\omega t - 90^\circ) \sin\left(\frac{\rho}{2}\right) \end{aligned} \quad (4-18)$$

$$\sin(\omega t - 90^\circ) = -\cos(\omega t)$$

因此，总电压为：

$$e_{ind} = 2vB_M l \sin\left(\frac{\rho}{2}\right) \cos(\omega t) \quad (4-19)$$

由于 $2vB_M l = \Phi\omega$ ，单匝线圈电压的最终表达式为：

$$e_{ind} = \Phi\omega \sin\left(\frac{\rho}{2}\right) \cos(\omega t) \quad (4-20)$$

除了 $\sin(\rho/2)$ 项外，短距线圈感应电压的表达式与整距线圈中的感应电压表达式相同。因此，将线圈的节距系数定义为 k_p ，表达式为：

$$k_p = \sin\left(\frac{\rho}{2}\right) \quad (4-21)$$

N 匝短距线圈中的总电压为：

$$e_{ind} = N_C k_p \Phi\omega \cos(\omega t) \quad (4-22)$$

因此，该三相定子的任何相的有效电压值为：

$$E_A = \frac{2\pi N_C k_p \Phi f}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi N_C k_p \Phi f \quad (4-23)$$

短距绕组设计在交流电机中能够有效抑制由定子绕组产生的电压谐波，其原理主要与非正弦气隙磁通密度分布对电机性能的影响紧密相关。如图 4-3 所示的凸极同步电机为例，在电机运行过程中，转子随着转动扫过定子表面，此时由于磁场路径中的磁阻特性差异，尤其是在转子下方靠近中心区域，由于较大的气隙导致磁阻显著增大，使得磁通路径倾向于集中于此，从而产生较高的磁通密度峰值。图 4-5 揭示了在这种情况下绕组感应产生的电压波形并非理想的正弦曲线，而是包含了多种谐波频率分量。

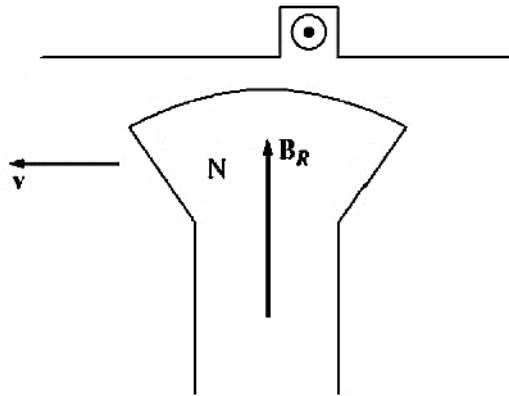


图 4-3 扫过定子绕组导体的铁磁转子^[61]

由于感应电压波形关于转子磁通中心对称，因此相电压不包含偶次谐波。而奇次谐波（如 3、5、7、9 等次）则会在相电压中出现，这是电机设计时必须重视和处理的问题。通常情况下，随着谐波次数的增加，其在相电压中的幅值

会逐渐减小，这意味着对于极高次谐波，如九次或更高次谐波，在实际应用中影响相对较小，可忽略不计。然而，为了优化电机效率、减少损耗以及提升电能质量，设计阶段仍需充分关注并努力降低所有谐波的影响。

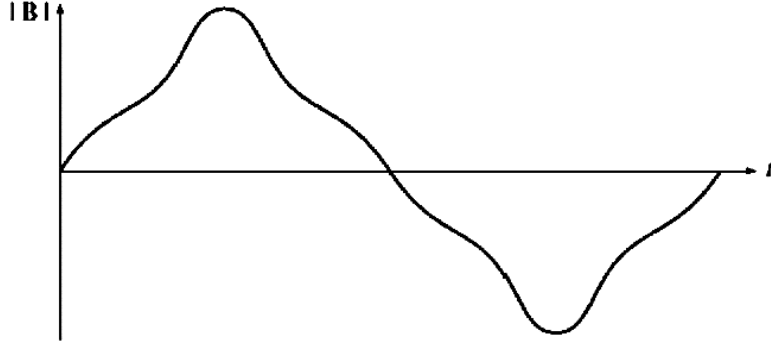


图 4-4 定子表面一点上磁场磁通密度分布随时间的变化曲线

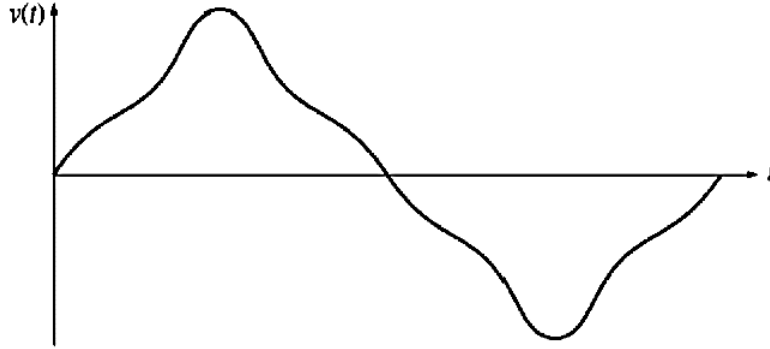


图 4-5 导体中产生的感应电压^[61]

在采用三相 Y 或△连接的电机中，某些特定次谐波可通过绕组间的相互抵消得到抑制。例如，在标准三相交流系统中，由于各相基波电压按照正弦规律分布且存在 120° 相位差，三次谐波分量往往能够在三相绕组间平衡掉，从而不会出现在电机输出端。三相中的相基波电压可以由下式表示出：

$$\begin{cases} e_a(t) = E_M \sin \omega t \\ e_b(t) = E_M \sin(\omega t - 120^\circ) \\ e_c(t) = E_M \sin(\omega t - 240^\circ) \end{cases} \quad (4-24)$$

则电压的第三谐波分量将由下式给出：

$$\begin{cases} e_{a3}(t) = E_{M3} \sin 3\omega t \\ e_{b3}(t) = E_{M3} \sin(3\omega t - 360^\circ) \\ e_{c3}(t) = E_{M3} \sin(3\omega t - 720^\circ) \end{cases} \quad (4-25)$$

在三相体系内，得益于正弦波固有的周期特性，若各相的三次谐波电压间保持 360° 的整数倍相位差，则它们在空间上相互平衡，即三次谐波电压总和趋于零，从而有效地抑制了三次谐波对电机工作性能的潜在干扰。应当指出，在三相交流电机内部，各单一相电压的三次谐波幅度是等同的。对于采用 Y 型

连接方式的同步电机，鉴于其各相间三次谐波电压相差 120° ，故任意两相间的线电压内，三次谐波部分相互消减至无，尽管每个单独相电压内部可能存在三次谐波成分。谈及 Δ 连接构型的电机，尽管三相各自的三次谐波电压会在 Δ 型绕组内部生成旋转的三次谐波电流，但因电机内部阻抗的消耗作用，这些三次谐波电压实质上被转化为了热能散失，故在电机输出端并不会会有显著的三次谐波电压成分显现。

在三相系统中，由于相位关系，三次及其倍数的谐波电压会自然被抑制。剩余的主要谐波包括第五、第七等奇数次谐波。通常情况下，谐波频率越高，对应的电压谐波强度越小。因此，在同步电机的实际输出中，低阶的第五和第七谐波是造成非正弦失真的主要原因。要减少绕组端电压中的谐波成分，可采用多种方法。一种是通过优化转子磁极形状以实现接近正弦分布的磁通密度。另一种方法为短节距绕组设计，其原理基于谐波电角度与基频分量的关系：第 n 次谐波的电角度是基频分量电角度的 n 倍。设 ρ 为线圈在基频下的电角度跨越值， ν 为考虑的谐波次数，则该线圈在 ν 次谐波下的电角度跨越值为 $\nu\rho$ 。据此，特定谐波频率下的节距因子可以表示为 $\nu\rho/360^\circ$ ，通过调整线圈节距设计来针对性地抑制特定谐波影响。线圈在谐波频率下的节距可以表示为：

$$k_p = \sin\left(\frac{\nu\rho}{2}\right) \quad (4-26)$$

从上式可以看出，一个绕组的节距因素是不同的每个谐波频率。通过正确选择线圈节距，几乎可以消除任一个电机输出中的谐波频率成分。在一台两极的电机中，以线圈节距为 $5/6$ 为例，这些线圈的机械节距角为：

$$\rho = \frac{\theta_m}{\rho_p} \times 180^\circ = 150^\circ \quad (4-27)$$

因此，基频和高奇次谐波频率的节距因子为：

$$\begin{aligned} k_{p1} &= 0.966 \\ k_{p3} &= -0.707 \\ k_{p5} &= 0.259 \\ k_{p7} &= 0.259 \\ k_{p9} &= -0.707 \end{aligned} \quad (4-28)$$

从上式可以看出， $5/6$ 短距线圈只略微降低了第三和第九次谐波幅值，显著降低了第五和第七次谐波分量。因此，采用短节距绕组可以降低电机输出电压

的谐波含量，而只造成其基波电压很小的下降。对于整距绕组和短距绕组的同步电机的线电压如图 4-6 所示。

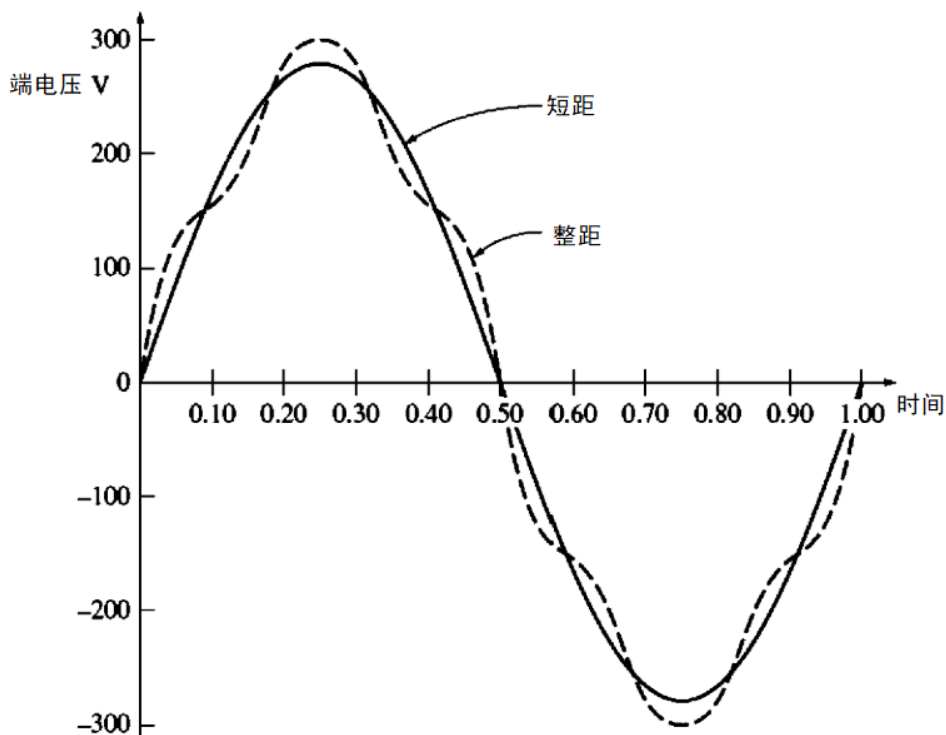


图 4-6 整距和短距绕组输出的线电压

为了验证短距绕组相较于整距绕组在实现电机电压波形正弦度上的改善效果，根据电动汽车驱动电机的基本特性设计了一台功率为 150kW 的内置式永磁同步电机。该电机的有限元模型如图 4-7 所示。

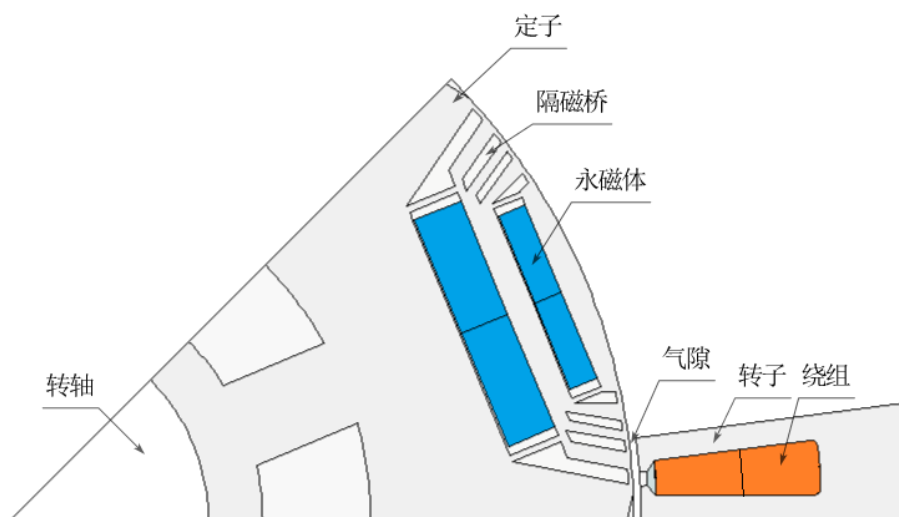


图 4-7 永磁同步电机有限元模型

电机采用了内置式双层永磁体结构，其转子磁极采用双层一字形排列，并沿 d 轴方向进行磁化处理。此外，电机的定子部分采用了双层分布绕组设计，以三相平衡正弦电流进行激励，且每个磁极对应 6 个槽位。电机的关键电气

参数与尺寸参数如表 4-1 所示。

表 4-1 永磁同步电机的电气参数与尺寸

设计参数	值	设计参数	值
峰值输出功率/kW	150	转子内径/mm	173
母线电压/V	400	气隙长度/mm	1
磁极数	8	永磁体宽厚/mm	17/7&13/4
定子槽数	48	永磁材料	N42UH
定子外径/mm	250	钢片材料	M250-35A
定子内径/mm	175	额定电流/A	250
定子轴向长度/mm	100	转轴直径/mm	55

图 4-8 展示了永磁同步电机中单层整距绕组与双层短距绕组反电动势波形的对比结果。通过对比分析，可以清晰地看到，在反电动势波形的正弦特性方面，经过适当设计的双层短距绕组相较于单层整距绕组有了显著的改善。这种改进对于减少谐波和提高电机性能尤为重要。

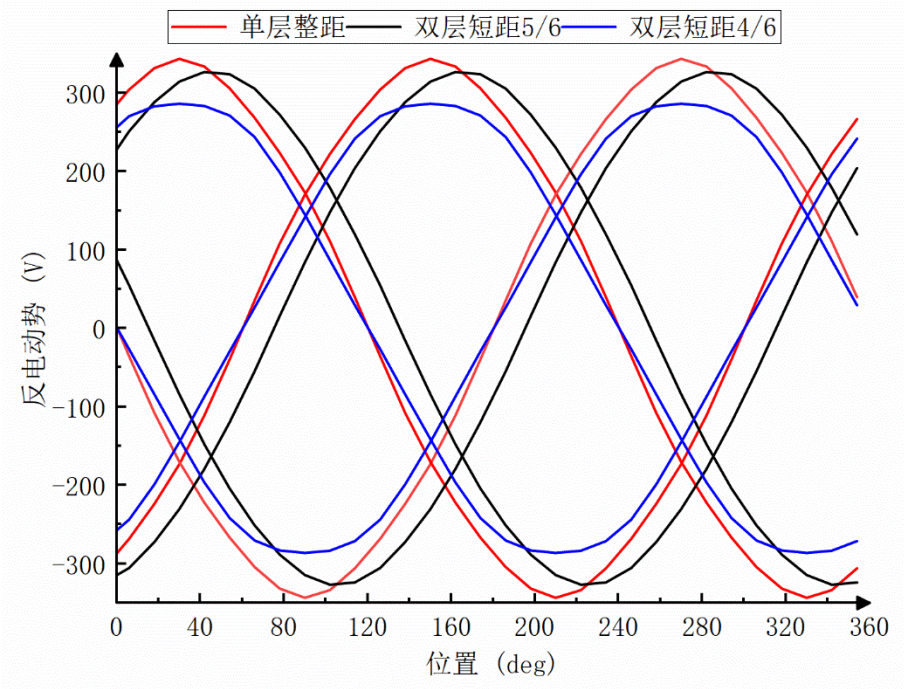


图 4-8 电机三相反电动势波形图

从图 4-9 可以看出，对于 8 极 48 槽的永磁同步电机，当采用双层绕组时，选择短距比为 5/6 可以在较少地减少反电动势基波幅值的基础上，抑制高次谐波的产生，特别是五次谐波。如果短距比选择为 4/6，将不利于改善反电动势波形，导致基波幅值的显著下降，并增加五次谐波的幅值，这对于电机性能是不

利的。因此，对于 8 极 48 槽配置的永磁同步电机，采用短距比为 5/6 的双层短距绕组是一个较为合适的选择。这样的设计可以在保证电机效率和功率输出的同时，降低振动和噪音，提高电机的整体性能和可靠性。

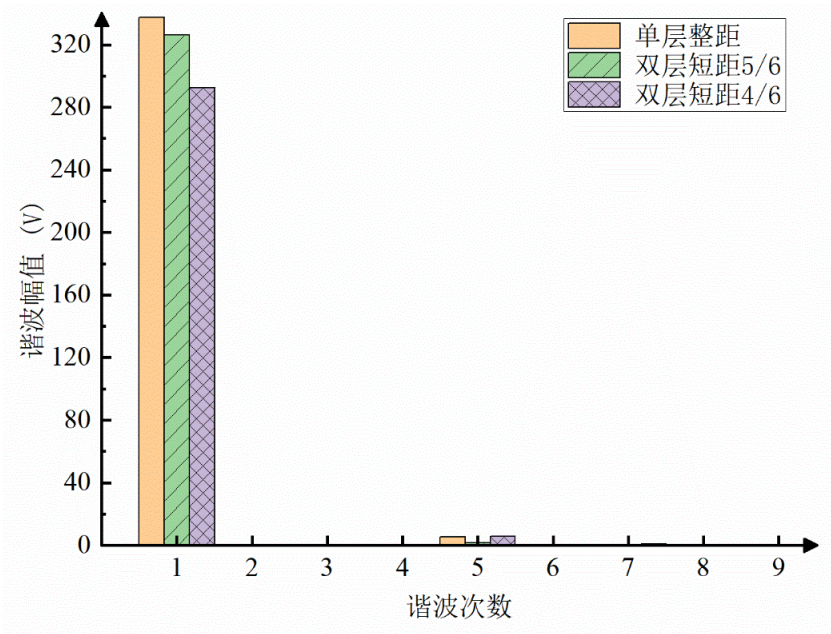


图 4-9 电机三相反电动势谐波含量图

图 4-10 展示了在不同绕组节距设计下，电机输出转矩的变化情况。通过对图表数据的分析，可以得到如下结论：在定子绕组采用单层整距设计的方案中，电机的总输出转矩脉动为 7.06%。表明在传统的绕组设计中，转矩脉动相对较高。当定子绕组改为更为复杂的双层短距 5/6 设计时，尽管电机的输出转矩有所下降，但转矩脉动显著减少至 2.56%。

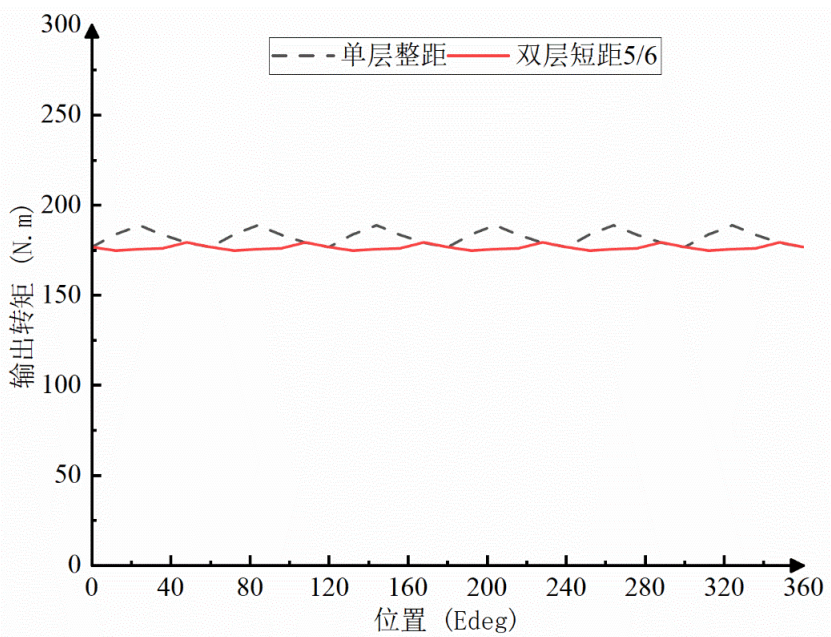


图 4-10 电机输出转矩波形图

结果显示，通过精心设计定子绕组的节距，可以显著降低电机的输出转矩脉动，从而改善电机的运行平稳性和整体性能。在实际应用中，绕组节距的选择不仅影响转矩脉动，还与电机的效率、温升、噪音等多种性能指标密切相关。因此，在电机的设计和优化过程中，设计师需要综合考虑转矩脉动、输出功率、成本和其他关键因素，以确定最合适的绕组节距设计，确保电机在满足性能要求的同时，达到最佳的效率和可靠性。

4.4 分布式扁线绕组

为了提升永磁同步电机的效率、功率密度和散热性能，同时减少振动噪声，扁线绕组正逐渐取代传统圆线绕组成为研究热点。扁线绕组采用矩形截面铜线替代圆形截面铜线，并将其直接插入定子槽中，两端通过焊接技术连接。相较于圆线电机，扁线电机表现出更高的功率密度、槽填充率、低速下效率更高、散热性能更优且电磁噪声更低等优势。然而，在高速运行时，趋肤效应和邻近效应对扁线绕组的影响会导致交流损耗增加，从而可能降低电机在高速状态下的效率。因此，深入探究如何有效抑制趋肤效应和邻近效应是当前推动扁线电机技术进步的关键课题。

趋肤效应是指随着频率上升，交流电流倾向于集中在导体表层流动；而邻近效应则是在多根导体相互靠近时，由于磁场耦合导致原本均匀分布的电流发生偏移。这两种效应共同作用会使导体内产生不均匀的环流，导致电流密度分布不均衡，从而显著增大有效电阻^[25]。图 4-11 直观的展示了趋肤效应与邻近效应对扁线导体电流密度分布影响的示意图。

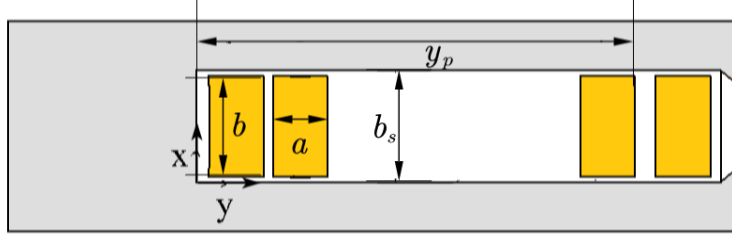


图 4-11 扁线导体电流密度分布图

为探讨趋肤效应对电机绕组性能的影响，假定在电机槽内并排且串联设置了 m 根矩形截面导线，各导线中流过的电流大小相同^[62]。参照图 4-12 所示坐标系布局。设定如下简化条件：

1) 槽内的磁场强度矢量处处与槽底平行，即磁场仅具有 x 方向分量，意味着 $H_y = 0$ 。因此，宽度为 b 、电流密度幅值为 J_m 的导线所产生的漏磁场可视为与宽度为 b 、电流密度为 bJ_m/b_s 的导体所产生的漏磁场在该方向上完全一致。

- 2) 在分析过程中，忽略铁芯的磁阻效应。
- 3) 将槽假定为无限长，从而省略边端效应的影响。


 图 4-12 安放在槽中的第 p 根导线示意图

进一步研究时，假设导线中的电流随时间按正弦规律变化。首先关注第 p 根导线内部的电流分布情况，其中该导线的上表面距离槽底的距离为 y_p 。

在上述条件下，麦克斯韦电磁场方程组中的 $\text{rot}H = J$ 可用复数形式表示：

$$\frac{d\dot{H}_m}{dy} = -\frac{b}{b_s} \dot{J}_m \quad (4-29)$$

式中： $\dot{H}_m$ 为磁场强度的复振幅； $\dot{J}_m$ 为电流密度的复振幅。

电流密度的复振幅表达式为：

$$\dot{J}_m = \frac{\dot{E}_m}{\rho} \quad (4-30)$$

将式(4-30)代入式(4-29)，得：

$$\frac{d\dot{H}_m}{dy} = -\frac{b}{b_s} \cdot \frac{\dot{E}_m}{\rho} \quad (4-31)$$

式中： $\dot{E}_m$ 为电场强度的复振幅； ρ 为导线材料的电阻率。

麦克斯韦电磁场方程组中 $\text{rot}E = -dB/dt$ 方程式的复数形式可写为：

$$\frac{d\dot{E}_m}{dy} = -j\omega\mu_0 \dot{H}_m \quad (4-32)$$

将式(4-31)对 y 取导数，并利用方程(4-32)，得

$$\frac{d^2 \dot{H}_m}{dy^2} = k^2 \dot{H}_m \quad (4-33)$$

式中：

$$k = \sqrt{j \frac{b}{b_s} \frac{\omega\mu_0}{\rho}} = (1+j)\alpha \quad (4-34)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{b}{b_s} \frac{\pi f\mu_0}{\rho}}$$

微分方程(4-33)的解为：

$$\dot{H}_m = C_1 e^{-ky} + C_2 e^{ky} \quad (4-35)$$

令导线电流的复振幅为 I_m ，则当 $y=y_p$ 时 $\dot{H}_m b_s = \dot{I}_m p$ 。当 $y=(y_p-a)$ 时， $\dot{H}_m b_s = \dot{I}_m (p-1)$ 。将这两个边界条件代入公式(4-35)，可求出积分常量

$$C_1 = \frac{\dot{I}_m}{2b_s shka} ((p-1)e^{kyp} - pe^{k(y_p-a)}) \quad (4-36)$$

$$C_2 = \frac{\dot{I}_m}{2b_s shka} (-(p-1)e^{-kyp} + pe^{-k(y_p-a)}) \quad (4-37)$$

将这两积分代入公式(4-35)，得：

$$\dot{H}_m = \frac{\dot{I}_m}{b_s shka} ((p-1)shk(y_p - y) - pshk(y_p - a - y)) \quad (4-38)$$

将式(4-38)代入式(4-31)，得：

$$\dot{E}_m = \frac{-\dot{I}_m kp}{bshka} (pchk(y_p - a - y) - (p-1)chk(y_p - y)) \quad (4-39)$$

$$\dot{J}_m = \frac{\dot{E}_m}{\rho} = \frac{-\dot{I}_m k}{bshka} (pchk(y_p - a - y) - (p-1)chk(y_p - y)) \quad (4-40)$$

为了精确计算第 p 根导线的电阻，首先需要确定穿过该导线在槽内上下两个平行平面间的复数形式电磁能量流功率差值。这两个特定的平面分别与第 p 根导线的上表面和下表面保持齐平。所求解的功率复量差值为：

$$\begin{aligned} \dot{S} &= b_s l \left(\left(\frac{\dot{E}_m \dot{H}'_m}{\sqrt{2}\sqrt{2}} \right)_{y=y_p-a} - \left(\frac{\dot{E}_m \dot{H}'_m}{\sqrt{2}\sqrt{2}} \right)_{y=y_p} \right) \\ &= I^2 \frac{\rho l k}{b|shka|^2} ((2p^2 - 2p + 1)chkashk'a - 2p(p-1)shk'a) \end{aligned} \quad (4-41)$$

式中： $\dot{H}'_m$ 为 $\dot{H}_m$ 的共轭复数； k' 为 k 的共轭复数； I 为导线中电流有效值； $\dot{S}$ 是净流入第 p 根导体的电磁能量流动率。

把式(4-41)分成实数和虚数两部分，得：

$$\begin{aligned} \text{Re} \dot{S} &= I^2 \frac{\rho l}{b} \left(a \frac{sh2aa + \sin2aa}{ch2aa - \cos2aa} + p(p-1) \left(2a \frac{shaa - \sin aa}{chaa + \cos aa} \right) \right) \\ \text{Im} \dot{S} &= I^2 \frac{\rho l a}{b} \left(\frac{sh2aa - \sin2aa}{ch2aa - \cos2aa} + 2p(p-1) \left(\frac{shaa + \sin aa}{chaa + \cos aa} \right) \right) \end{aligned} \quad (4-42)$$

$\dot{S}$ 的实部是第 p 根导线内的有功功率 P ，虚部为其无功功率 Q ，也就是说

$$\dot{S} = P + jQ = I^2 R_p + jI^2 \omega L_p \quad (4-43)$$

式中： R_p 为第 p 根导线的有效电阻； L_p 为第 p 根导线的漏电感。

令式(4-42)的实数和虚数等于式(4-43)的实部和虚部，可以得出第 p 根导线

的有效电阻 R_p 。

令第 p 根导线的直流电阻 $R_0 = \rho l/ba$ ，则它的电阻增加系数

$$K_{Fp} = \frac{R_p}{R_0} = \varphi(\xi) + p(p-1)\psi(\xi) \quad (4-44)$$

式中：

$$\begin{aligned} \varphi(\xi) &= \xi \frac{sh2\xi + \sin2\xi}{ch2\xi - \cos2\xi} \\ \psi(\xi) &= 2\xi \frac{sh\xi - \sin\xi}{ch\xi + \cos\xi} \end{aligned} \quad (4-45)$$

其中

$$\xi = \alpha a \quad (4-46)$$

式中： ξ 为导线的相对高度，即导线高度 a 与电磁波透入深度 $1/\alpha$ 的比值。

由于定子槽内线圈边由 m 根扁线导体串联组成，每个线圈边中每根定子槽部的扁线导体交流电阻的平均增大系数为：

$$K_{Fp} = \varphi(\xi) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi) \quad (4-47)$$

通常为限制涡流损耗和便于编织工艺，导线高度 a 比较小。因此，在 $0 < \xi < 1$ ，可以认为：

$$\begin{aligned} \varphi(\xi) &\approx 1 + \frac{4}{45} \xi^4 \\ \psi(\xi) &= \frac{1}{3} \xi^4 \end{aligned} \quad (4-48)$$

将式(4-48)代入式(4-47)，得：

$$K_F = 1 + \frac{m^2 - 0.2}{9} \xi^4 \quad (4-49)$$

由式(4-49)和直流电阻表达式可知，如果扁线导体宽度不变而导体高度增加。导体的直流电阻将与导体高度成反比地减小，导体的交流电阻增大系数将与导体高度成正比地增大^[63]。因此扁线导体的等效交流电阻与导体高度的函数关系将存在一个最小值点，此时的导体高度称为临界点。扁线导体的等效交流电阻函数对导体高度求导可得到临界点的表达式为：

$$h = \frac{1}{\alpha} \sqrt[4]{\frac{3}{m^2 - 0.2}} \quad (4-50)$$

导体的直流电阻、交流电阻和相对高度与导体高度的对应关系如图 4-13 所

示。当导体高度为临界点时，扁线导体的等效交流电阻最小。当导体高度不在临界点 h 时，扁线导体的等效交流电阻随着导体高度变化而增大。

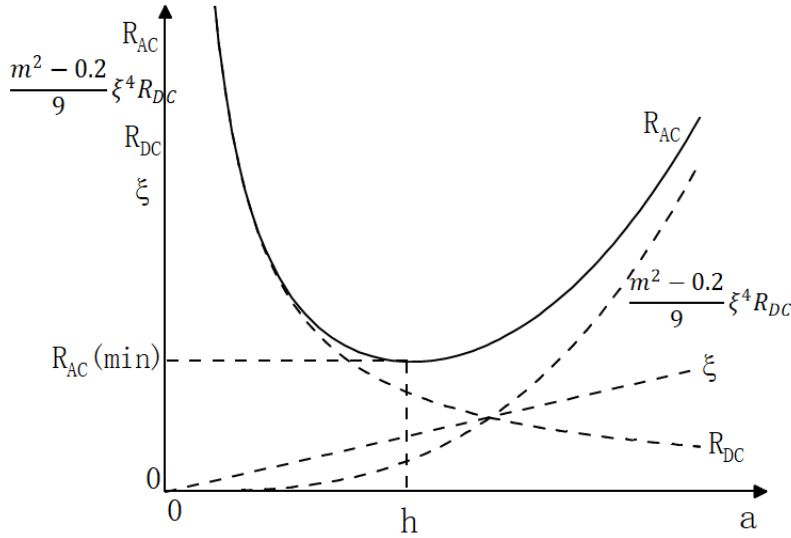


图 4-13 扁线导体交流电阻临界点

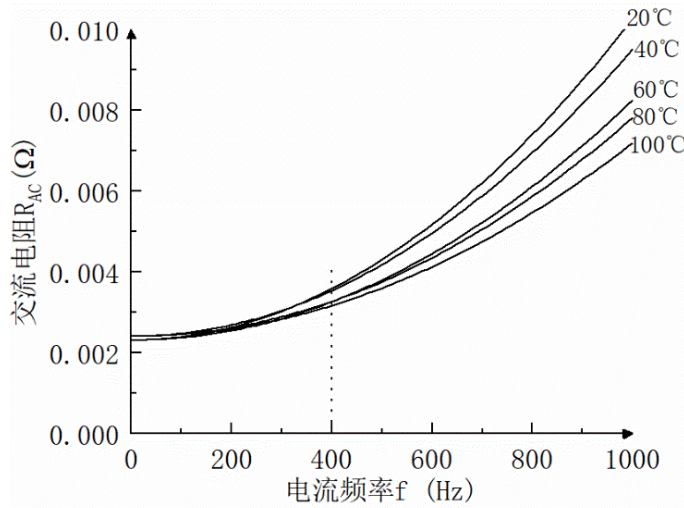


图 4-14 不同温度下交流电阻随频率的变化曲线

图 4-14 展示了在不同温度条件下扁线导体的等效交流电阻随电流频率的变化趋势。根据该图表可知，导体的等效交流电阻随着电流频率的增加而增大，但与之相反的是，当绕组温度上升时，导体的等效交流电阻实际上会增大而不是减小。因此，定子绕组温度升高会导致其等效交流电阻一定程度上的增加而非减少^[64]。

图 4-15 展示了导体高度变化对绕组直流损耗和涡流损耗影响的仿真结果。根据该图可知，绕组的直流电阻损耗随着导体高度的增加而降低；然而，由于导体截面积增大导致的自感效应增强，绕组的涡流损耗也随之增加^[65]。当导体高度设定为 2mm 时，综合两种损耗达到了一个较低值。需要注意的是，这一最

导体高度与理论计算得到的结果可能存在微小差异，这主要是因为理论计算过程中通常会引入一系列简化假设以忽略某些复杂干扰因素。尽管如此，理论计算方法仍为扁线导体尺寸优化设计提供了重要的参考依据。

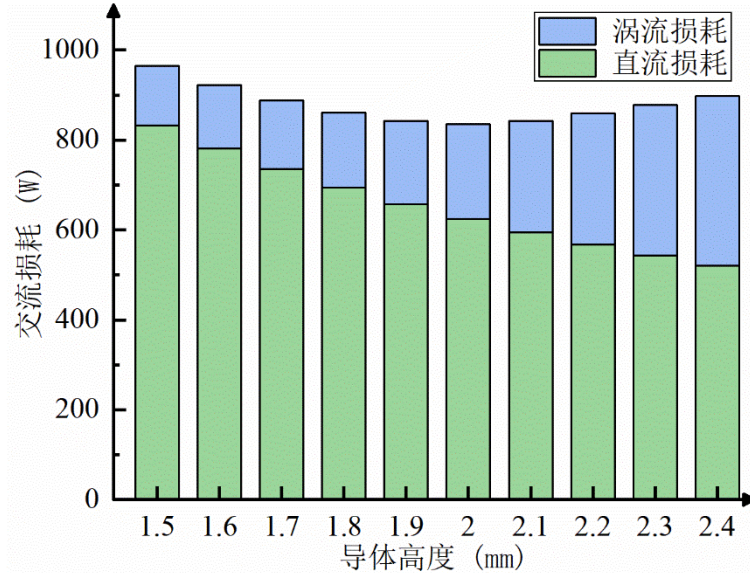


图 4-15 电机交流损耗示意图

在一个定子槽内部，漏磁通会穿越定子槽壁和导体。实际上，由于电磁场分布特性，导体底部所受到的漏磁通密度通常要大于其顶部，这就导致了从底部至顶部方向上，导体的感抗或者说阻抗逐渐减小。相应地，随着位置由底部向顶部移动，导体中承载的电流密度也会随之增加^[66]。特别是在定子槽口附近的导体区域，其电流密度不仅受到自身结构的影响，还直接受到转子磁场的作用。对于采用开口平行槽设计的定子，通过精心设计扁线导体距槽口的距离，可以有效降低因漏磁通引起的绕组交流损耗。定子槽内导体结构如图 4-16 所示。

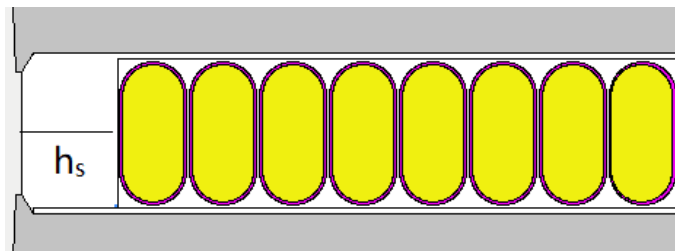


图 4-16 定子槽内导体结构图

图 4-17 展示了 h_s 高度变化对定子铜耗和铁耗的影响。分析图中数据可知，随着 h_s 高度的增加，定子绕组的铜耗呈现出下降趋势，而定子铁心损耗则随着 h_s 高度的增加而增大。在 h_s 高度低于 2.5 mm 的情况下，总体损耗随着齿尖高度的增加而显著减少。但当 h_s 高度超过 2.5 mm 时，继续增加 h_s 高度，总损耗缓慢减少。因此，在综合考虑铜耗与铁耗平衡的基础上，将 h_s 高度设计为 2.5 mm

是一个较为合理的选择点。

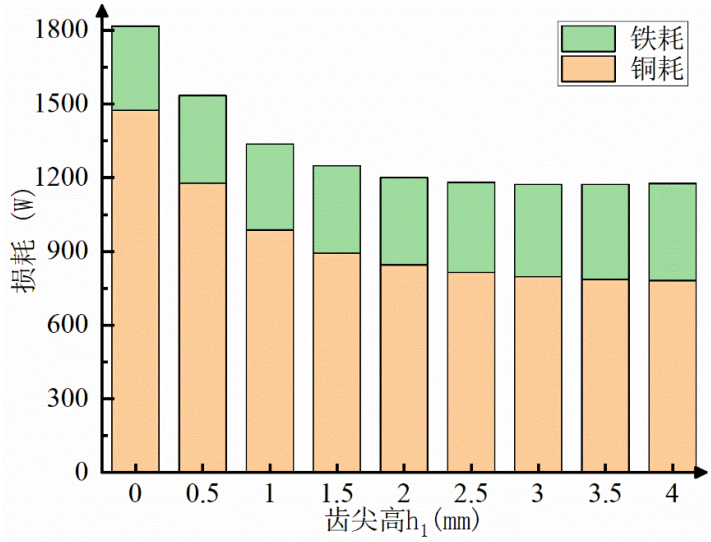


图 4-17 h_s 高度对定子铜耗和铁耗的影响

图 4-18 和图 4-19 展示了具有相同结构尺寸的永磁同步电机，在使用圆形截面导线绕组和使用扁平截面导线绕组时的效率 Map 图。效率 Map 图是一种展示电机在不同工作点效率的图表，通常以转速和负载作为坐标轴。

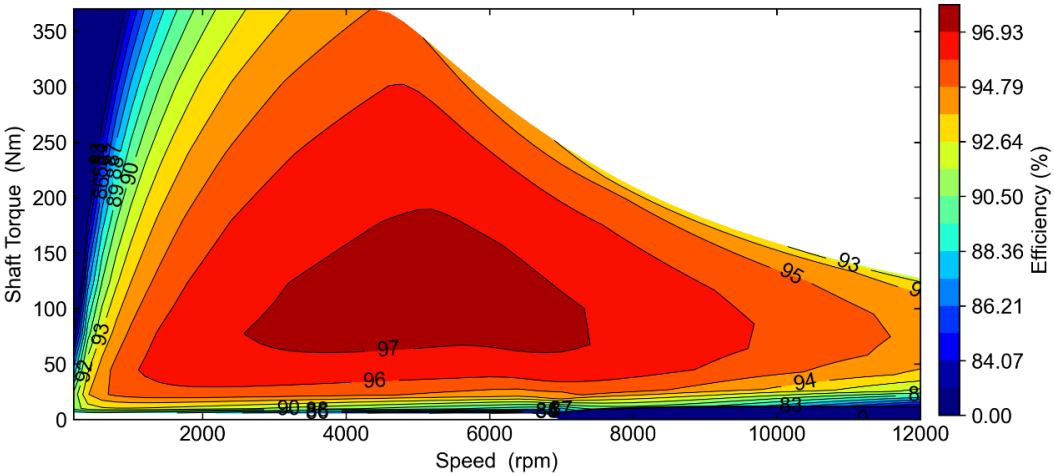


图 4-18 永磁同步电机圆线绕组效率 Map 图

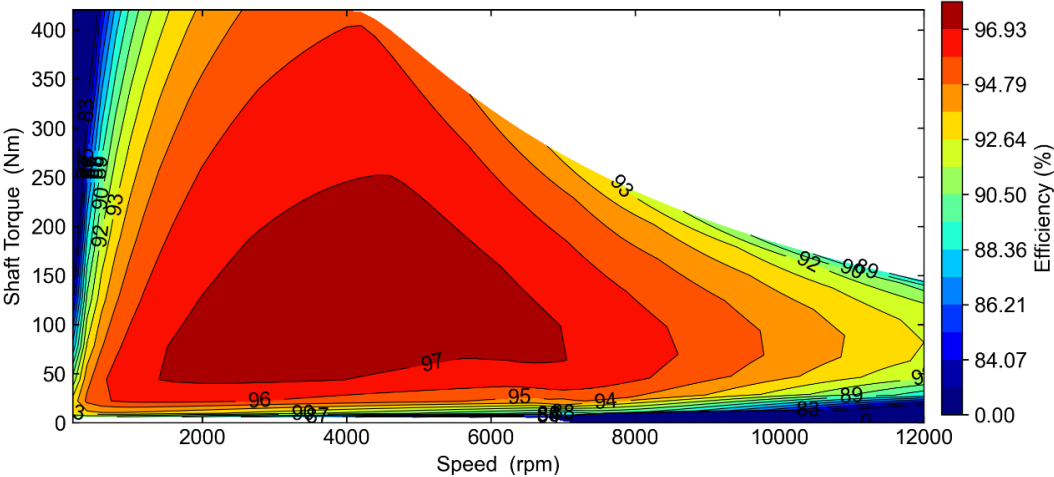


图 4-19 永磁同步电机扁线绕组效率 Map 图

分析图 4-18 和图 4-19 中数据可知，对于采用圆线绕组的电机，效率在 97% 以上的工作点占比为 14.76%，效率在 96% 以上的工作点占比为 43.51%，而效率在 95% 以上的工作点占比为 65.15%。这些数据显示，尽管大多数工况下电机的效率较高，但仍有一定比例的工作点效率较低，特别是在高负荷或低转速的情况下。另一方面，采用扁线绕组的电机在效率方面表现更好。其效率在 97% 以上的工作点占比为 21.14%，效率在 96% 以上的工作点占比为 50.24%，效率在 95% 以上的工作点占比为 66.08%。这表明扁线绕组电机在更宽的工作范围内保持了较高的效率。从高效运行区间来看，圆线绕组电机在效率大于 97% 的转速区间为 2700 至 7500 转/分钟，而扁线绕组电机在效率大于 97% 的转速区间为 1200 至 7000 转/分钟。这意味着扁线绕组电机不仅整体效率更高，而且在更低的转速下就能达到高效率，这对于电机经常运行在低转速下的应用场景特别有利。

4.5 本章小结

为了扩展永磁同步电机的高效运行区域并减小转矩脉动，对电机的定子绕组进行了优化设计。本章构建了定子绕组旋转磁场的数学模型，并讨论了分布式短距绕组对反电动势波形、反电动势谐波含量和电机转矩脉动的影响。推导了针对扁线绕组导体参数的优化模型，讨论了扁线导体距槽口的距离对电机损耗的影响。最后，利用有限元仿真工具，对所提出的定子绕组优化设计和扁线绕组导体参数优化模型进行了仿真验证。

第5章 总结与展望

5.1 工作总结

本文对电动汽车用高效率低转矩脉动永磁同步电机设计进行了研究。首先，基于电动汽车的整车参数和动力性能需求，计算确定了永磁同步电机的结构尺寸，并分析了电机设计流程中的关键设计要素。随后，利用有限元仿真软件，构建了所设计永磁同步电机的有限元模型，通过对比分析该模型的各项性能仿真结果，验证了电机设计方案的合理性。

为了扩大电机的高效率运行区域，并有效降低转矩脉动，本文分析了不同硅钢片材料、气隙长度大小、定子槽深尺寸、定子槽圆角半径和定子裂比对电机效率的影响趋势。针对电机转矩脉动问题，分析了其成因，阐述了转子斜极分段数、转子斜极排布形式、定子槽口宽度、永磁体 V 型角度、转子辅助槽深度和每极辅助槽数对电机转矩脉动的影响趋势。为了验证所讨论的优化方法，利用有限元仿真软件工具，构建永磁同步电机的有限元模型。通过对比不同设计方案下的模型性能，优化电机输出效率和转矩脉动等性能。

在电机绕组优化设计方面，构建了定子绕组旋转磁场的数学模型，并讨论了分布式短距绕组对反电动势波形、反电动势谐波含量和电机转矩脉动的影响。推导了针对扁线绕组导体参数的优化模型，并讨论了扁线导体距槽口的距离对电机损耗的影响。最后，利用有限元仿真工具，对所提出的定子绕组优化设计和扁线绕组导体参数优化模型进行了仿真验证。

5.2 工作展望

在未来的工作中，将继续优化电机设计，通过更先进的材料、结构和控制策略，进一步提升电机的性能。探索使用新型高性能硅钢片材料，以降低定、转子的铁损，从而提升电机的整体效率。在绕组优化方面，将扁线绕组导体参数的优化模型进一步细化，以减少铜损和提高电机的效率。

尽管本文的研究取得了一定的成果，但仍存在不足之处。例如，当前的研究中对于实际工况下电机性能的测试和验证还不够充分。未来的工作中，将加强对电机在实际运行环境中的性能测试，以确保设计的可靠性和实用性。此外，当前的研究主要集中在理论分析和仿真验证上，对于制造成本和工艺的考量较少。在未来的工作中，我们将更多地考虑成本因素，寻求在保证性能的同时，

降低成本的设计方案。总结而言，未来的工作将在现有研究的基础上，继续深化对永磁同步电机设计的理解，通过实验验证和成本分析，推动电机设计向更高的性能和经济效益发展。

参考文献

- [1] 金朝力, 冉黎黎. 2023 年全国机动车保有量达 4.35 亿辆[N].北京商报, 2024-01-12(003).
- [2] 王震, 孔盈皓. 中国油气供需结构研究综述[J]. 石油科学通报, 2023, 8(4): 502–511.
- [3] 张千, 吕敏敏, 于学超. 二氧化碳回收项目环境影响分析及控制方法[J]. 节能与环保, 2023(5): 38–41.
- [4] 中华人民共和国国民经济和社会发展第十四个五年规划和 2035 年远景目标纲要[N]. 人民日报, 2020-03-13(001).
- [5] 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.
- [6] 白旻, 张旻昱, 王晓超. 碳中和背景下全球新能源汽车产业发展政策与趋势[J]. 信息技术与标准化, 2021(12): 13–20.
- [7] 李成鑫. 我国新能源汽车保有现状及发展趋势分析[J]. 汽车实用技术, 2024, 49(4): 8–12.
- [8] 李烽, 王凯, 朱姝姝, 等. 基于不等匝绕组的交替极永磁电机转矩脉动抑制技术[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(11): 21–29.
- [9] 纪亮亮. 内置式永磁同步电机弱磁控制及实验验证[D]. 扬州大学, 2022.
- [10] FY 2016 Annual Progress Report for Electric Drive Technologies Program[R]. U.S. Department of Energy: EERE Publication and Product Library, 2017.
- [11] 菅春, 孟克其劳, 周冉, 等. 飞轮储能用永磁同步电机气隙磁通密度波形优化[J]. 中国科技论文, 2023, 18(8): 927–934.
- [12] Hsu J S, Ayers C W, Coomer C L. Report on Toyota/Prius Motor Design and Manufacturing Assessment[R]. U.S. Department of Energy: Oak Ridge National Laboratory, 2004.
- [13] 胡耀华. 电动汽车用内置式永磁同步电机的研究[D]. 南京航空航天大学, 2019.
- [14] Burress T A, Campbell S L, Coomer C, etc. Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System[R]. U.S. Department of Energy: Oak Ridge National Laboratory, 2011.

- [15] Mizuno Y, Ibaraki R, Kondo K, etc. Development of New Hybrid Transmission for Compact-Class Vehicles[J]. SAE International Journal of Engines, 2009, 2: 742–749.
- [16] Horiuchi M, Masuda R, Bu Y, etc. Effect of Magnetic Wedge Characteristics on Torque Ripple and Loss in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. IEEJ Journal of Industry Applications, 2022, 11(1): 49–58.
- [17] Romero M E. Analysis and Comparison of the Interior Permanent Magnet Motor Design with Different Magnetic Materials[A]. 2020 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT). 2020: 249–254.
- [18] Cinti L, Contò C, Bianchi N. A Comparison between Hybrid Excited Permanent Magnet and Wound Rotor Motor[A]. 2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). 2022: 14–19.
- [19] Lateb R, Takorabet N, Meibody-Tabar F. Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(3): 442–445.
- [20] Cui J, Cui F, Zhang J, etc. Design Optimization of an Automotive Permanent-Magnet Synchronous Motor by Combining DOE and NMGWO[J]. Electronics, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 2023, 12(24).
- [21] Niu L, Zhang M. The optimal design and research of interior permanent magnet synchronous motors for electric vehicle applications[J]. The Journal of Engineering, 2023, 2023(4).
- [22] Qu C, Guo Z, Hu Y, etc. Multi-Objective Optimization Design of a New Permanent Magnet Synchronous Motor Based on the Taguchi Method[J]. Energies, 2022, 15(19): 7347–7347.
- [23] 安跃军, 赵文强, 薛丽萍, 等. 削弱永磁电机齿槽转矩的极宽调制方法与实验[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(10): 1–6.
- [24] 董婷, 曹磊, 王雪. 宽高效率区混合永磁同步磁阻记忆电机设计[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(5): 28–36.
- [25] 韩常青, 赵南南, 许檬, 等. 电动汽车用扁线电机定子绕组损耗分析与优化设计[J]. 汽车技术, 2023(1): 29–36.
- [26] 田乐. 电动汽车用永磁同步电机设计、分析与效率优化[D]. 浙江大学, 2019.
- [27] 陈德海, 李志远, 赖正贵, 等. 内置 V 型永磁同步电机性能优化设计与研究[J].

- 制造技术与机床, 2023(11): 23–28.
- [28] 杨玉波, 王秀和, 朱常青. 基于分块永磁磁极的永磁电机齿槽转矩削弱方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 73–78.
- [29] 陈世坤. 电机设计[M]. 机械工业出版社, 2000.
- [30] 赵朝会, 秦海鸿, 宁银行. 电机设计及实例[M]. 北京: 机械工业出版社, 2020.
- [31] Pyrhönen J, Jokinen T, Hrabovcová V. Design of Rotating Electrical Machines[M]. Wiley, 2013.
- [32] 竹内寿太郎, 西方正司. 电机设计学[M]. 蒋萌, 译. 第 3 版. 北京: 科学出版社, 2022.
- [33] 邱国平. 永磁同步电机实用设计及应用技术[M]. 上海: 上海科学技术出版社, 2020.
- [34] 王秀和. 永磁同步电机基础理论、共性问题与电磁设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2022.
- [35] 郭丽艳. 内置式永磁同步电机的建模、分析与设计[D]. 天津大学, 2019.
- [36] 窦庆鹏. 高速永磁电机电磁设计与转子结构研究[D]. 哈尔滨理工大学, 2019.
- [37] 徐晔鎏. 新能源汽车用永磁同步电机多目标优化设计研究[D]. 沈阳工业大学, 2023.
- [38] 王艾萌. 新能源汽车新型电机的设计及弱磁控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.
- [39] 李丹丹, 朱聪聪, 乔振阳, 等. 无取向硅钢片损耗特性模拟研究[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(16): 6485–6489.
- [40] 沈亮, 袁春, 杨宗平. 基于 Taguchi-PSO 的永磁同步发电机空载气隙磁密波形优化[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(3): 42–48.
- [41] 徐晔鎏, 贾广隆, 张凤阁. 基于代理模型的内置式永磁同步电机多目标优化设计[J]. 电气技术, 2023, 24(5): 23–29.
- [42] 冯艳丽. 车用永磁同步电机考虑磁饱和的电磁损耗研究[D]. 北京理工大学, 2021.
- [43] 郭明皓. 新能源汽车用永磁同步电机控制策略研究[D]. 中国矿业大学, 2022.
- [44] 夏邦俊, 刘旭. 不等齿宽可变磁通磁阻电机齿槽转矩抑制[J]. 中国科技论文, 2023, 18(10): 1153-1158+1164.
- [45] 刘慧聪. CLTC 工况的车用永磁电机能效优化设计方法研究[D]. 沈阳工业大

- 学, 2023.
- [46] 王红, 于新红. 一种永磁同步电机效率优化控制策略研究[J]. 电子设计工程, 2023, 31(16): 16–20.
- [47] 颜昌昊, 樊庆林, 马德稷, 等. 不同转速永磁同步电机非晶合金和硅钢选材分析[J]. 电工钢, 2024, 6(1): 52–58.
- [48] 张玉峰, 高文韬, 史乔宁, 等. 基于改进迭代田口法的双余度永磁同步电机优化设计[J]. 电工技术学报, 2023, 38(10): 2637-2647+2685.
- [49] 吴金华, 邓方, 张安若. 一种内置式永磁同步电机设计与性能评估[J]. 微电机, 2021, 54(11): 31-36+92.
- [50] 徐永明, 金磊, 艾萌萌, 等. 低速大扭矩永磁同步电动机的转矩提升[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(12): 116–127.
- [51] 王慧敏, 钟赛潮, 张威, 等. 减小转矩波动的内置式永磁同步电机空气隔磁槽优化设计[J]. 微电机, 2021, 54(6): 18–22.
- [52] 刘国海, 王艳阳, 陈前. 非对称 V 型内置式永磁同步电机的多目标优化设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S2): 385–393.
- [53] 安忠良, 贾天豪, 孙宁, 等. 低转矩脉动永磁电机的转子结构设计[J]. 微电机, 2020, 53(6): 33–37.
- [54] 常九健, 马文礼, 樊彦恩. 弧形永磁同步电机设计与优化[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(7): 106–110.
- [55] 王康. 车用永磁同步电机建模与振动噪声抑制策略研究[D]. 扬州大学, 2024.
- [56] 王凯, 孙海阳, 张露锋, 等. 永磁同步电机转子磁极优化技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7304-7317+7445.
- [57] 李吉程, 王爱元, 王成敏, 等. 内置式永磁同步电机不同转子拓扑结构对电机性能的影响分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 103–112.
- [58] 高锋阳, 齐晓东, 李晓峰, 等. 部分分段 Halbach 永磁同步电机优化设计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(4): 787–800.
- [59] 范坚坚, 吴建华, 沈磊, 等. 极间隔断 Halbach 型磁钢的永磁同步电机多目标优化设计[J]. 电工技术学报, 2009, 24(9): 53–58.
- [60] 兰志勇, 杨向宇, 王芳媛, 等. Taguchi 方法在内嵌式正弦波永磁同步电机优化设计中的应用[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 37–42.

- [61] Chapman S J. Electric Machinery Fundamentals[M]. Elizabeth A. Jones, 2005.
- [62] 于冰, 艾增强. 新能源汽车用扁线电机绕组交流损耗的计算分析[J]. 电机技术, 2023(1): 20-23+29.
- [63] 杨永喜, 蔡蔚, 赵慧超, 等. 新能源汽车高速电机定子换位绕组优化设计[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(10): 85–95.
- [64] 刘慧娟, 宋腾飞, 杜晋文, 等. 循环工况下车用扁铜线绕组永磁同步电机性能优化与对比（英文）[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 38(5): 713–725.
- [65] 谢颖, 李厚宇, 蔡蔚, 等. 发卡绕组双层内置式永磁同步电机设计与研究[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(4): 47–56.
- [66] 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.

攻读学位期间发表的学术论文目录

- 1、**H. Fang**, Q. Chen, X. Wan and A. Li. Design and Optimization of High Efficiency Flat wire Motor for Electric Vehicle[C]. 2023 China Automation Congress (CAC), Chongqing, China, 2023, pp. 4102-4107.

致谢

在完成这篇硕士论文之际，首先，我要衷心感谢我的导师。您的学识渊博，治学严谨，对学术研究的热情与执着深深地影响了我。您以身作则，教会我如何发现问题、解决问题，更教会了我如何做一个有责任感、有担当的研究者。这份恩情，非言语所能表达，唯有通过今后的努力与成就来回报。

其次，我由衷地向芜湖航天特种电缆厂表示深深的谢意。贵单位慷慨提供的实践平台，使我有机会深入一线。贵厂严谨的科研态度、先进的生产设备以及卓越的技术团队，为我的研究工作提供了无比宝贵的资源与支持，对此，我心怀感激，铭记于心。

同时，我要感谢与我并肩作战的同学和同仁们。你们在我研究过程中给予的帮助和支持，使我在遇到困难时得以坚持，取得成绩时有人分享。你们的智慧碰撞和思维启迪，让我的研究思路更加开阔，研究成果更加丰富和完善。

此外，我还要感谢学校图书馆、实验室以及其他相关部门所提供的便利条件和优质服务，为我查阅资料、实验操作创造了良好的环境。

最后，我要感谢我的家人，是你们的理解和支持让我可以全身心投入学业，无后顾之忧。你们是我前行道路上最坚实的后盾。

总结过往，展望未来，我会将这些宝贵的经历和收获化为动力，继续在学术研究的道路上勇往直前，以实际行动回馈社会，报答所有关心和支持我的人。

再次感谢导师、公司、同学以及所有给予我帮助的人！