

摘要

圆筒型永磁直线同步电机的设计与多目标优化

永磁直线同步电机是伴随着永磁材料和直线电机的发展而诞生并广泛应用的，因其具有高效、高精度、零传动等突出特点，使其在数控机床、航空电磁发射器、光学设备、交通运输等领域中展现出不可替代的优势。由于大多数圆筒型直线电机的推力较小并且存在较大的推力波动，使其不能满足实际要求，因此在电机设计时需要通过算法以及结构的改进对电磁推力及推力波动等方面进行优化。本文的研究内容主要分为以下几个方面：

1. 根据实际应用场合所提出的技术要求完成了直线电机的电磁设计，包括槽-极组合的选取、永磁体尺寸的计算、气隙高度的选取、初级槽宽度和高度的计算、绕组尺寸与排列顺序的确定、磁路和同步电抗的计算等，给出圆筒型直线电机的初步设计方案。

2. 建立直线电机的二维磁场解析模型，通过等效磁化强度法对直线电机的磁场进行解析计算，建立矢量磁位的偏微分方程，通过边界条件对方程求解从而得到电机各个区域磁感应强度的数学表达式，为之后的磁场计算提供了理论基础。采用麦克斯韦张量法求解直线电机的电磁推力，并与有限元结果对比验证。

3. 以电磁推力和推力波动为优化目标，通过田口正交实验分析并筛选出电机的关键参数，采用 Box-Behnken Design (BBD) 法构建响应面，并结合第二代遗传算法 (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm，简称 NSGA-II) 优化目标参数，然后对电机二次优化使目标参数达到要求。对优化后的电机模型电磁场分析，查看电机的动静态特性，然后对电机温度场仿真，查看电机的温升情况，并给出电机的绝缘等级。

4. 搭建圆筒型直线电机的试验平台，对电机进行空载试验，查看电机的受控性能。开展电机推力波动试验，查看试验结果的合理性，并将试验结果与仿真结果对比验证；对电机进行静态力试验，测得电机在不同电流下电磁推力的大小，并以推力常数为指标与仿真计算结果进行对比，通过以上试验来验证电机设计的合理性。

关键词：

圆筒型永磁直线同步电机，磁场分析，多目标优化，有限元分析

Abstract

Design and multi-objective optimization of cylindrical permanent magnet linear synchronous motor

Permanent magnet linear synchronous motor is born with the development of permanent magnet materials and linear motor and widely used, because of its high efficiency, high precision, zero transmission and other outstanding characteristics, so that it in CNC machine tools, aviation electromagnetic transmitters, optical equipment, transportation and other fields show irreplaceable advantages. Since the thrust of most cylindrical linear motors is small and there are large thrust fluctuations, which cannot meet the actual requirements, it is necessary to optimize the electromagnetic thrust and thrust fluctuations through algorithm and structure improvement in motor design. The research content of this paper is mainly divided into the following aspects:

1. According to the technical requirements of the actual application, the electromagnetic design of the linear motor is completed, including the selection of slot-pole combination, the calculation of permanent magnet size, the selection of air gap height, the calculation of the width and height of the primary groove, the determination of winding size and arrangement order, the calculation of magnetic circuit and synchronous reactance, etc., and the preliminary design scheme of cylindrical linear motor is given.

2. Establish the two-dimensional magnetic field analysis model of linear motor, analyze and calculate the magnetic field of linear motor by equivalent magnetization strength method, establish the partial differential equation of vector magnetic potential, and solve the equation by boundary conditions to obtain the mathematical expression of magnetic induction intensity in each area of the motor, which provides a theoretical basis for the subsequent magnetic field calculation. Maxwell's tensor method is used to solve the electromagnetic thrust of linear motor, and it is verified by comparison with the finite element results.

3. Taking electromagnetic thrust and thrust fluctuation as the optimization goal, the key parameters of the motor are analyzed and screened out through Taguchi orthogonal experiments, the response surface is constructed by Box-Behnken Design (BBD) method, and the target parameters are optimized by combining the second-generation Genetic Algorithm (NSGA-II.), and then the motor is optimized twice to meet the requirements. The electromagnetic field analysis of the optimized motor model is carried out to view the dynamic and static characteristics of the motor, and then the temperature field of the motor is simulated to check the temperature rise of the motor and give the insulation level of the motor.

4. Build a test platform for cylindrical linear motors, conduct no-load tests on the motors, and check the controlled performance of the motors. Carry out the motor thrust fluctuation test, check the rationality of the test results, and compare the test results with the simulation results to verify; The static force test of the motor is carried out, the electromagnetic thrust of the motor under different currents is measured, and the thrust constant is compared with the simulation calculation results, and the rationality of the motor design is verified by the above tests.

Keywords:

Cylindrical permanent magnet linear synchronous motor, Magnetic field analysis, Multi-objective optimization, Finite element analysis

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题研究的背景及意义	1
1.2 直线电机国内外研究现状	1
1.2.1 直线电机国外研究现状.....	1
1.2.2 直线电机国内研究现状.....	3
1.3 直线电机性能研究现状	4
1.4 本文主要研究内容	6
第 2 章 圆筒型永磁直线同步电机电磁设计.....	9
2.1 永磁直线同步电机结构与原理	9
2.1.1 永磁直线同步电机结构.....	9
2.1.2 永磁直线同步电机原理.....	11
2.2 电磁设计技术要求	12
2.3 槽极配合的选取	12
2.4 电机主要尺寸确定	12
2.5 气隙的选取	13
2.6 次级永磁体设计	14
2.6.1 永磁体的充磁方式.....	14
2.6.2 永磁体尺寸设计.....	15

2.6.3 永磁体材料的选择.....	16
2.7 线圈绕组设计及初级尺寸计算	17
2.7.1 线圈绕组设计.....	17
2.7.2 线圈绕组直径计算.....	20
2.7.3 初级尺寸计算.....	21
2.8 磁路计算	22
2.9 电枢绕组同步电抗计算	24
2.10 圆筒型永磁直线同步电机设计方案	25
2.11 本章小结	25
第3章 磁场分析及推力计算.....	27
3.1 引言	27
3.2 电磁场基本理论	27
3.3 磁场解析	28
3.4 推力计算	31
3.4.1 麦克斯韦张量法原理.....	32
3.4.2 虚位移法原理.....	33
3.4.3 电磁推力的分析计算.....	33
3.5 本章小结	35
第4章 多目标优化及有限元分析.....	37

4.1 引言	37
4.2 推力波动理论分析	37
4.2.1 纹波推力分析.....	37
4.2.2 磁阻力分析.....	39
4.3 多目标优化设计	40
4.3.1 田口正交实验设计.....	40
4.3.2 参数比重分析.....	41
4.3.3 响应面设计.....	46
4.3.4 NSGA-II 算法优化.....	49
4.3.5 二次优化.....	51
4.4 电磁场有限元分析	53
4.4.1 电磁场空载仿真分析.....	53
4.4.2 电磁场负载仿真分析.....	56
4.5 温度场有限元分析	59
4.5.1 传热学基本原理.....	59
4.5.2 导热系数及对流换热系数确定.....	59
4.5.3 温度场仿真分析.....	60
4.6 本章小结	62
第 5 章 圆筒型永磁直线同步电机试验研究.....	63

5.1 圆筒型直线电机试验平台搭建	63
5.2 空载试验	64
5.2.1 空载位移试验.....	64
5.2.2 空载速度试验.....	65
5.2.3 空载高频试验.....	65
5.3 负载试验	66
5.3.1 推力波动试验.....	66
5.3.2 推力常数试验.....	67
5.4 本章小结	68
第6章 总结与展望.....	69
6.1 全文总结	69
6.2 研究展望	70
参考文献.....	71
作者简介及科研成果.....	79
致谢.....	80

第1章 绪论

1.1 课题研究的背景及意义

本课题的研究背景，一方面考虑在数控机床电主轴可靠性台架试验中将传统的电液伺服加载方式更改为更加便捷的电磁力直接加载，另一方面考虑台架试验装置设计时的空间限制，设计了一款小巧简便且在一定范围内具有精确可控输出力的圆筒型永磁直线同步电机，为后续数控机床关键功能部件可靠性台架试验装置提供新的动力源，同时也可以应用在其他需要直线运动的场合。

电主轴作为数控机床的关键零部件，其性能的优劣以及可靠性高低对整机有着极大地影响，因此对电主轴可靠性的研究至关重要。电主轴加载方式多种多样，例如：电液伺服加载、压电陶瓷加载、高压空气加载等^[1]。直线电机是一种可以直接向外界输出机械能的简单装置，相对于其他传动机构具有高效、高精度、零传动等突出特点，广泛地应用在交通、军事航天、工业等需要直线运动的领域，有着广阔的应用和美好的未来前景^[2]。

本课题的研究意义为：设计一台圆筒型永磁直线同步电机应用于数控机床电主轴的加载。由于大部分圆筒型直线电机的推力较小不能满足实际需要且电机在设计之后的推力波动较大，针对此问题设计了一台圆筒型直线电机并进行多目标优化，提升电机的工作性能。相对于电液伺服加载设备来说直线电机加载具备以下几个优点：

- (1) 设备精度高，可以更好地模拟电主轴的实际工况；
- (2) 直线电机体积小，占用空间少，加载的方向和位置易于调整；
- (3) 运行环境好，不会产生环境污染和噪声污染。

相对于其他类型的直线电机来说，圆筒型直线电机体积小，无端部绕组，无横向边端效应，加载的推力的和频率更加合适。

1.2 直线电机国内外研究现状

1.2.1 直线电机国外研究现状

直线电机的起源由来已久，在十九世纪上半叶，惠斯顿率先提出了关于直线电机的理念，但是当时直线电机设计定子与动子之间的间隙较大导致效率并不高使得最后并未取得成功，这是人类历史上第一次提出关于直线电机方面的理论。

虽然直线电机的研究屡遭失败，但是并没有阻碍人们对它的探索。二十世纪初，第一台管状直线电机问世，人们试图将其应用在军事领域中，但其发展也仅限于理论阶段。之后一种平板型直线感应电机被提出作为动力系统，但是结果也未取得突破性的进展。但是科学家们一直没有停止探索，逐渐地，随着更多的理论和实验数据被掌握，直线电机结构原理和控制方式的研究也逐渐打开了局面。有了之前的研究作为基础，直线电机开始在交通运输、物料输送、军事等各个领域被逐渐推广，应用于导弹发射上的直线电机装置甚至可以实现每小时一千六百公里的速度。直线电机的研究与发展从未停止，其独特的结构使其在众多领域有着旋转电机所无法取代的独特优势，但由于这个阶段人们关于直线电机各方面性能的研究并不成熟，导致其并没有得到广泛的应用，这需要人们对直线电机进一步深入研究探索。

从二十世纪五十年代开始，直线电机的优势便开始被极大地挖掘。在这个阶段中，随着资源和技术不断丰富以及之前的研究成果促使直线电机的应用开始兴盛，与此同时关于直线电机方面专利申请的数量也开始呈爆炸性增长。从 1956 年开始的十年内，英国的莱斯威特教授等人通过对直线电机的研究取得了令人满意的成绩并发表了相关著作。由于他著作的发表使得人们对直线电机的了解更加深入，因此他的贡献是不可磨灭的。之后直线电机便以其他形式出现在人们的视野中。随着材料的不断更新以及技术的快速发展，使得直线电机在各种场合的使用范围日益扩张，例如：磁性选矿机、电磁闸门以及在铁路中的应用被逐步挖掘出来^[2]。

从上个世纪七十年代到目前为止，直线电机在这个进程的发展以及在各个领域的应用都比较成熟，各种类型直线电机都得到了普遍的使用。相比于旋转电机，直线电机从结构与性能上都有其独特的优势，从性能上来看直线电机具有以下优势：1) 误差小；2) 灵敏度高；3) 使用寿命长。从结构上看直线电机在实际应用方面也有其长处所在，例如：直线电机应用在光刻机中、直线电机应用在医疗器械中，以及直线电机在交通中等直线运动方面的应用都是旋转电机所不可替代的。在这个阶段中，世界上许多国家都在直线电机方面有不少研究，并将其应用到各个领域，例如：1972 年日本神钢电机公司完成了直线电机驱动门，1973 年美国获得了直线电机磁头驱动的专利以及获得每小时 500 公里的直线驱动装

置和储存三相交流电高达 1000A 的装置；二十世纪七十年代，苏联实现了将直线电机应用在垂直升降系统中。日本富士电机公司将直线电机应用在电磁搅拌装置中。

目前，日本神钢公司将直线感应电机应用在医疗器械方面，输送装置局部使用了直线电机，从效率上大大减轻了人工看护的劳动^[3]。美国的科尔摩根公司提供的永磁式直线电机有两大类型：一种是动子部分不存在铁心，具有极高的动态性能，在速度低于每分钟 60 微米时依然可以进行平稳地运行，另一种的动子部分存在铁心，最大推力可以达到 8000N^[4]。Anroad 公司研制的 LDF 系列单边直线电机，自然冷却情况下最大推力可以达到 4000N，经过水冷却后最大推力增加了一倍，其峰值速度可达到每秒钟 5 米，最大加速度为 12g。

1.2.2 直线电机国内研究现状

二十世纪七十年代开始我国便开始了对直线电机进行探索与发展。国内研究直线电机的单位主要有中国科学院电工所、西安交通大学、浙江大学、上海大学、上海工业大学等。主要成果有：直线加速器、磁悬浮推进船、铁磁分离器、加工机床、压砖机、ZSR 血沉仪、起重机、打箔机、小型电梯等^[2]。

直线电机在生活领域、军事领域、工业领域等运用非常广泛。

(1) 生活领域：直线电机在交通方面的应用对人们产生极大的影响，北京、四川和上海均对磁悬浮列车有所研究。除了应用在陆地上的交通，直线电机还作为动力源，通过电磁力来推进船只的运动，与传统的驱动方式对比来看，这种推进方式相对更加优异。直线电机在交通运输方面的应用极大地便利了人们生活，大大降低了人们的时间成本。除此之外，深圳海关将直线电机应用在物流中的分拣机也大大地减轻了劳动力，提高了效率；相比于其他方式驱动的电梯，由直线电机驱动电梯的方式具有节能省材、高效便捷、不产生噪声污染等优点；直线电机在民用建筑方面也涉及广泛，例如洗衣机、变频空调、窗帘、餐桌等；小型心脏起搏器、人工心脏、电动护理床等医疗设备均有直线电机的参与。

(2) 军事领域：直线电机在军事领域的用途主要有舰艇、坦克、导弹等。航空航天方面主要有航母助推装置、飞船、火箭、卫星等。

(3) 工业领域：直线电机由于其独特的结构有着其他设备所不可替代的优势，例如：由直线电机驱动的压铸机、机床以及电磁泵等设备要优于以往的机械设备。在一些搬运、切割作业中也应用到了直线电机驱动的 X-Y 直线运动模组。

国内直线电机的发展空间很大，相对于其他驱动装置，直线电机有着精度高、响应快、效率高、无污染、较为可靠等优势。但与此同时由于直线电机独特的结构使其存在一些不足之处，例如：直线电机两端的断开导致其产生端部效应；过大的气隙导致损耗增加；输出推力受到电源电压影响较大等。了解直线电机各方面性能的优势和劣势以及如何改善直线电机的性能使其更好地应用到各个领域中还更需要人们不断地探索和深入研究。

1.3 直线电机性能研究现状

目前国内外对圆筒型永磁直线同步电机各个方面的性能有许多研究。

(1) 在磁场解析方面：Gyu-Hong Kang 提出了一种基于空间谐波场分析方法辅助无铁心直线电机的磁场分析，然后采用等效磁化电流法对无铁心永磁直线电机磁场分析，并通过二维有限元分析和实验对设计结果进行了验证^[5]。Zarko D 提出了一种计算表面永磁电机空载磁场分布的分析方法，该方法引入了复杂的相对气隙磁导率概念来考虑开槽的影响，最终获得磁通密度径向和切向分量的精确求解，该计算结果与有限元求解结果非常一致^[6]。B. Sheikh-Ghalavand 提出了一种改进的等效磁路法，用于计算永磁直线同步电机中的齿和轭部的磁通密度，通过有限元法验证了解析模型的计算结果，但忽略了边端效应^[7]。Ender Kazan 提出了一种具有大搜索空间的无铁心永磁同步直线电机设计优化问题新的分析方法，通过由非线性等效磁路和磁通密度分布模型组成的电机分析模型代替大部分有限元分析的步骤来减少总计算时间，将所提出的方法的结果与有限元和实验结果进行比较，结果均一致^[8]。王咏菲分析了永磁体的不同充磁方式和结构尺寸对气隙磁场的影响，分析了不同槽型和槽极配合对齿槽效应的影响并对其加以改善，优化了电机的性能^[4]。张啸提出了 4 种不同永磁体充磁方向（即混合充磁），并对比分析了这几种结构下的半开口槽和不开口槽这两种槽型的电机性能以及不同槽口对电机性能影响，以及分析电机各方面性能指标，并建立了混合充磁下的电机磁场求解模型，然后在圆柱坐标系下建立矢量磁位的微分方程，最终求得各个区域磁通密度的数学表达式^[9]。黄克峰分析了一种轴向充磁的圆筒型永磁直线电

机的磁场分布,首先给出无槽情况下的磁场分布,然后通过许克变换计算出了电机在开槽后的气隙磁通密度并给出数学表达式,该方法将齿槽效应考虑进去,与无槽气隙磁通密度求解结果相比更加准确,最后理论计算结果与有限元求解结果进行对比,二者结果完全一致^[10]。董剑宁提出一种在柱坐标系下的电机磁通密度的求解方法,并给出电机在各个方向上磁通密度的数学表达式^[11],然后与有限元求解进行对比证实了这种解析方法的正确性。唐勇斌设计了一种斜极的永磁直线同步电机并对其磁场进行分析,首先给出了电机在电枢表面光滑情况下磁场分布的数学表达式,然后将电机齿槽以及永磁体磁极倾斜的结构加以考虑,分别建立两种情况的解析模型,最终得出整机的磁场分布情况^[12]。潘开林提出了基于等效磁化电流法的无槽直线电机磁场分析,之后通过建立许-克变换,基于等效磁势法建立了相对磁导函数,最终给出了在有槽情况下的气隙磁通密度的数学表达式,然后与有限元求解进行对比从而对数学表达式的求解结果给予了验证^[13]。

(2) 在多目标优化方面: Mohammad Reza Soltanpour 采用 NSGA-II 算法和多目标导引头优化算法来确定线性开关磁阻电机的最佳结构参数,结果显示导引头优化算法要优于前两种算法,并且根据仿真和实验证实了算法的有效性^[14]。Sung-II Kim 提出了全因子设计结合空间谐波法的响应面分析方法对直线电机多目标优化,经过优化后电机的平均推力提高了 19%,推力波动降低了 0.58%,验证了该方法的有效性^[15]。Sadegh Vaez-Zadeh 利用遗传算法对无铁心永磁直线同步电机多目标优化,经过优化后平均推力保持不变,永磁体用量减少了 17%,推力波动降低了 38%,最后进行时间步进有限元分析来评估机器模型和优化方法的有效性^[16]。Isfahani AH 采用了同样的算法,大大优化了无铁心永磁直线同步电机的推力波动和磁通密度波动,并通过有限元求解来对比验证^[17]。张家祯设计了一台无铁心直线电机,通过田口正交实验筛选出对推力影响较大的结构参数,结合中心复合设计(Central Composite Design,简称 CCD)构建响应面模型,分析电机各参数的交互性,得到一组最优参数组合^[18]。尹雯以推力和铁损作为目标参数对双初级直线电机多目标优化,采用 CCD 设计方法构建响应面函数,通过 $f(x_i)_{\min}$ 模型进行多目标优化,与优化前对比,推力增大了 33.24%,证实了该方法的有效性^[19]。冯银义将一台双次级直线电机的推力及推力波动作为目标参数进行优化,采用 CCD 法构建响应面模型,并与萤火虫算法相结合进行优化,将推

力波动降低至 1.33%，证实了该算法的有效性，与遗传算法进行对比发现萤火虫算法的效率更高，能力更强^[20]。付豪分析了参数的敏感度并筛选出对电机性能影响较大的参数，采用 BBD 算法构造圆筒型直线电机的响应面函数，并通过多目标遗传算法获得 Pareto 前沿从而寻得电机的最优解，优化后电机的推力提高了 18.67%，推力波动降低了 73.2%，验证了算法的有效性^[21]。胡致远通过田口正交实验分析优化参数与目标参数的关系，得到了局部最优组合，然后通过全局优化算法（Multi-Verse Optimizer）选择更大的优化范围，经过 50 次迭代优化得到最优结果，优化后其推力波动仅为 0.66%，且反电动势的基波含量也得到了提升^[22]。王殿嵩采用 CCD 结合遗传算法对空载反电动势进行优化，优化后两台电机的奇次谐波分量均被消除，8 极 9 槽与 8 极 12 槽的畸变率分别为 0.08%，0.43%，优化效果良好^[23]。高洁采用模糊自适应粒子群算法找寻 Pareto 前沿，开关磁阻电机经过算法改良后，平均转矩增长了 16%，转矩脉动减少了 39%^[24]，说明了该算法是有效的。

1.4 本文主要研究内容

随着直线电机的发展与应用，其结构和种类逐渐丰富，圆筒型永磁直线同步电机具有独特的结构以及良好的性能，发展前景广阔。本文各个章节的主要内容如下：

第 1 章，主要介绍了本文的研究背景及意义，介绍了直线电机的国内外发展现状及性能研究现状。

第 2 章，阐述了圆筒型永磁直线同步电机的结构和工作原理，根据数控机床电主轴台架试验装置的实际情况所提出的技术要求，进行直线电机电磁设计，并给出电机设计的结构参数。

第 3 章，建立圆筒型永磁直线同步电机的二维磁场模型，采用等效磁化强度法对圆筒型永磁直线同步电机进行磁场分析并给出数学表达式，采用麦克斯韦张量法对直线电机的电磁推力进行计算，最后与有限元求解进行对比。

第 4 章，对直线电机的推力波动进行理论分析，通过田口正交实验筛选出电机的关键参数，通过 BBD 实验构造响应面函数，并利用 NSGA-II 算法对目标参数优化，以及对结构进行二次优化使目标参数满足设计要求。对优化后的电机进

行电磁场及温度场仿真，分析电机电磁场的动静态性能以及温度分布情况，从而检验设计结果的合理性。

第 5 章，搭建圆筒型永磁同步直线电机试验平台，对直线电机进行空载和负载试验，分析电机的实际工作性能，并将其与仿真结果对比，验证设计的合理性与仿真的准确性。

第 6 章，对全文进行总结，概括前几章内容的研究结果，并提出需要改善的地方。

本文的技术路线如图 1.1 所示。

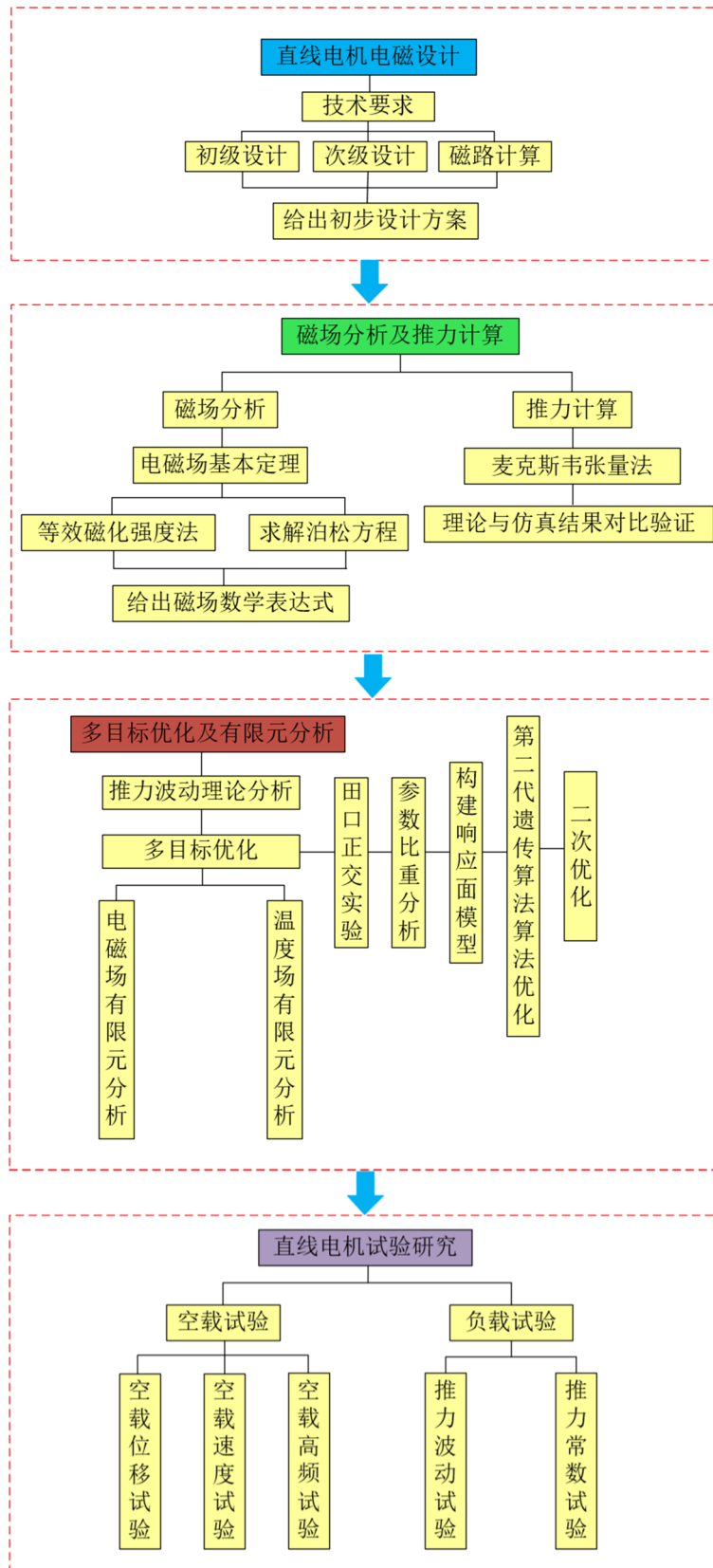


图 1.1 技术路线实施图

第2章 圆筒型永磁直线同步电机电磁设计

2.1 永磁直线同步电机结构与原理

2.1.1 永磁直线同步电机结构

直线电机在结构上可以分为平板型、圆弧型、圆盘型和圆筒型，每种类型的电机结构不同，都具有其各自的优势，应用的领域也有所不同。通常情况下，平板型直线电机更加常见，在生活中各个领域的应用也最为广泛。每种电机都在旋转电机或直线电机的基础之上经过一些结构上的改进演变而来，圆筒型永磁直线电机则是旋转电机沿着径向剖开再沿另一个方向闭合而成。其变化过程如图 2.1 所示^[2]。

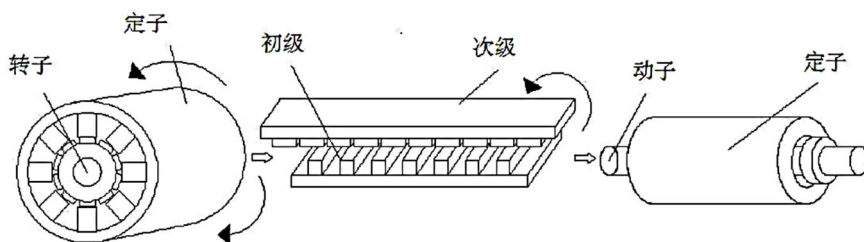
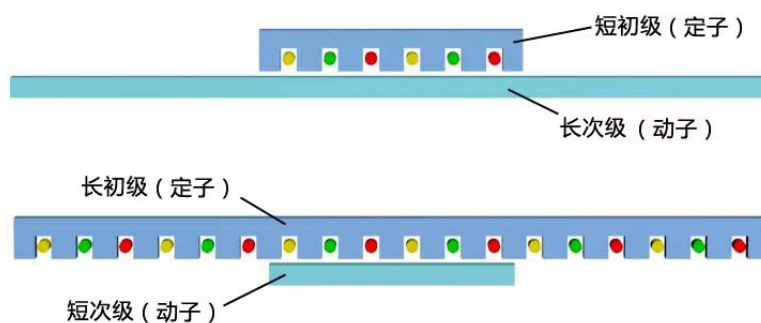
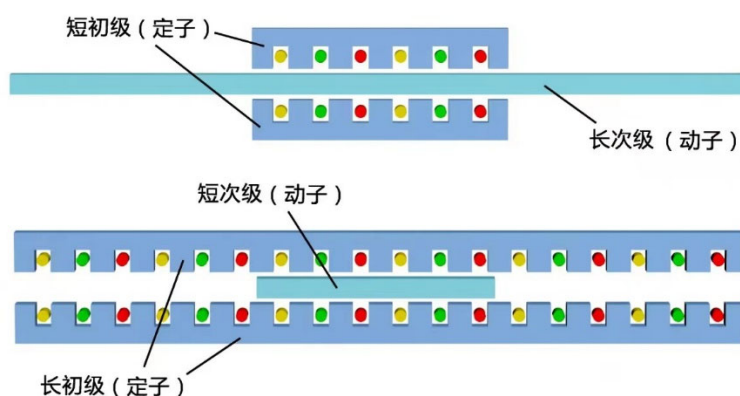


图 2.1 圆筒型直线电机演变过程

对于旋转电机来说，动子部分做旋转运动，所以定子和动子之间耦合的部分不发生变化，二者的长度是相等的。但是由于平板型直线电机的定子和动子之间需要相对运动导致二者交互的部分会随着运动发生变化，所以通常情况下会通过增加初级的长度或者增加次级的长度来保证二者耦合的部分保持不变。根据初级和次级的长短不同分为短初级、长次级和短次级、长初级。由于电机的初级在制造成本上相对高一些，所以通常情况下采取长次级、短初级的结构。从单边与双边的角度来看，直线电机又分为单初级、双次级直线电机和单次级、双初级直线电机。根据上述情况所分成不同类型的电机结构如图 2.2 所示^[2]。



(a) 单边平板型直线电机



(b) 双边平板型直线电机

图 2.2 单边与双边平板型直线电机

圆筒型永磁同步直线电机从运动方式上分为动圈式和动磁式^[2]，动圈式即初级承担动子部分，次级部分固定不动；动磁式即次级承担动子部分，初级部分固定不动。本文设计的圆筒型永磁直线同步电机属于动磁式，即磁体部分作为动子，其三维结构模型如图 2.3 所示。电机的初级部分由初级铁心和线圈绕组构成，为电机的定子部分。线圈绕组缠绕在定子铁心的齿槽中，与定子铁心共同组成初级部分。电机的次级由永磁体、导磁体、次级轴组成，为直线电机的动子部分。永磁体主要作用为励磁，即向外界提供磁场；导磁体放置在永磁体之间，用来增加永磁体之间的磁导；次级轴主要起支撑作用，次级部分在导轨的支撑下做直线运动；初级和次级之间的部分为气隙，是能量交换的场所。

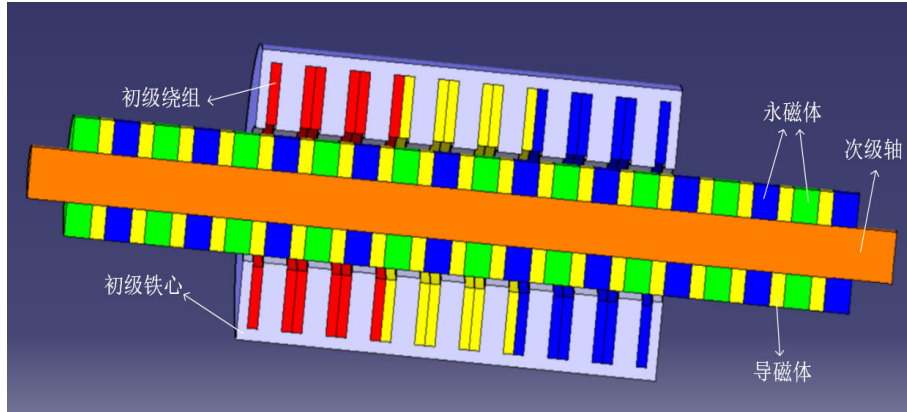


图 2.3 圆筒型永磁直线同步电机三维模型

2.1.2 永磁直线同步电机原理

对于旋转电机来说，将三相绕组通入随着时间成正弦变化的电流后会产生一个旋转的气隙磁场，这个磁场的运行速度也叫做同步速度，表达式如下：

$$n_s = \frac{60f}{p} \dots\dots\dots (2.1)$$

其中： f 为供电的频率； p 为电机的极对数。

如果用线速度来表示磁场的运行速度，则表达式如下：

$$v_s = 2p\tau \frac{n_s}{60} = 2\tau f \dots\dots\dots (2.2)$$

其中： τ 为电机的极距，即相邻永磁体对应的两边之间的距离。

对于平板型永磁直线同步电机来说，气隙磁场为平行移动而非旋转运动，此时的气隙磁场也叫做行波磁场。将线圈绕组通入三相交流电后直线电机在气隙行波磁场和永磁体励磁的相互作用下产生电磁吸力，牵引电机定子部分进行直线运动。若要改变定子部分的移动方向，则更改任意两相的相序即可。假设次级作为定子部分，若没有永磁体励磁，只存在初级线圈产生的感应磁场，则该电机称为直线感应电机。若次级部分存在永磁体励磁，且定子与磁场的移动速度相同，则称为永磁直线同步电机。直线电机的工作原理如图 2.4 所示，其中：1 为定子铁心，2 为永磁体，3 为定子铁心，4 为气隙区域，5 为行波磁场。

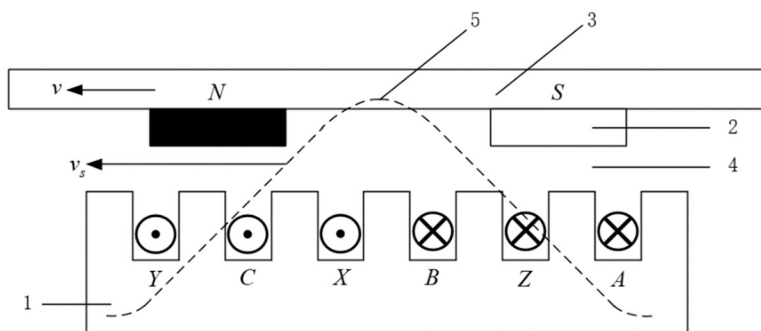


图 2.4 直线电机工作原理

圆筒型永磁直线同步电机是在平板型直线电机的基础之上沿着另一个方向闭合形成，所以二者的工作原理完全相同。

2.2 电磁设计技术要求

本文设计一台圆筒型永磁直线同步电机应用于数控机床电主轴动态力的加载，技术要求如下：

- (1) 试验台加载设备在平稳运动时的最大推力可达到 200N；
- (2) 加载频率不低于 50Hz；
- (3) 加载设备的运动行程不少于 50mm。

2.3 槽极配合的选取

直线电机在槽极配合上的选择没有具体的要求，遵循着槽数和极数互为质数且二者数值上比较接近的原则，即 $z = 2p \pm 1$ 或 $z = 2p \pm 2$ ，这是由于槽极配合均为质数时可以削弱电机的波动情况，优化电机的性能，且分数槽绕组可以更有效地弱化电机的齿槽力^[25, 26]。综合考虑槽极配合对电机性能的影响以及实际安装的难易程度，本文选择的槽极配合为 9 槽 10 极。

2.4 电机主要尺寸确定

旋转电机的直径 D 和电枢纵向的长度 l_{ef} 为主要尺寸，但是由于结构上的不同，圆筒型永磁直线同步电机主要尺寸设计公式与旋转电机有所差异。对于圆筒型直线电机来说，其主要尺寸为极距 τ 和气隙的平均周长 l_δ ，因此要对其进行调整，修改后的主要尺寸设计公式如下^[25]：

$$2p\tau l_\delta = \frac{9.81 \cdot \sqrt{2} F_e (1 - \varepsilon_L)}{f K_{dp} A B_{\delta 1} \eta \cos \varphi} \dots \dots \dots (2.3)$$

其中： p 为极对数； τ 为极距； F_e 为额定电磁推力； $(1-\varepsilon_L)$ 为压降系数，即初级相电势与相电压的比值，通常在 0.35-0.8 范围内取值； f 为电源的频率； K_{dp} 为基波绕组系数； A 为电负荷（线负荷），通常取值 450-650A/cm； $B_{\delta 1}$ 为气隙磁通密度的基波幅值（磁负荷）； η 为电机的效率； $\cos\varphi$ 为功率因数，通常情况下电机的效率与功率因数的乘积要大于 0.6。

在确定主要尺寸的同时，电、磁两种负荷决定着电机的生热情况，所以电负荷与磁负荷的选取至关重要。通常情况下，电机的散热情况在比较合理的情况下可以选择较大的磁负荷与电负荷，反之电、磁负荷的选取要小一些，但过小的电、磁负荷也会使电机体积增大，增加成本，所以二者要根据实际需求合理地进行选取^[22]。磁负荷 B_δ 与永磁体剩磁相关，通常情况下在 $(0.6-0.8) B_r$ 范围内取值，其中 B_r 为永磁体的剩余磁通密度，即剩磁。电负荷的计算公式如下^[25]：

$$A = \frac{mNI}{2p\tau} \dots\dots\dots (2.4)$$

其中： m 为相数 3； N 为电枢绕组的每相串联匝数； I 为电机额定电流。

极距的选取不宜过大，也不宜过小，过大的极距会导致工装时比较困难，而过小的极距则会引起电机效率降低，使得电机输出的电磁推力减小，综合考虑以上条件选定极距为 10mm。

2.5 气隙的选取

对于直线电机来说，气隙的选取尤为重要，气隙不仅仅是能量交换的场所，气隙的取值影响着电机各个方面的性能。通常情况下气隙值在 0.5-2.5mm 的范围内进行选取。过大的气隙会降低磁阻力，但同时也会降低电磁推力，影响电机的效率；气隙过小会使安装难度增加，并且降低空气流动速度，从而阻碍释放定子绕组产生的热量，影响电机散热，对电机性能造成损害^[28]。综上所述，本文选取的圆筒型永磁直线同步电机气隙值大小为 2mm。

根据 2.4 中的公式初步计算，得到圆筒型直线电机的气隙平均周长为 103.7mm。

2.6 次级永磁体设计

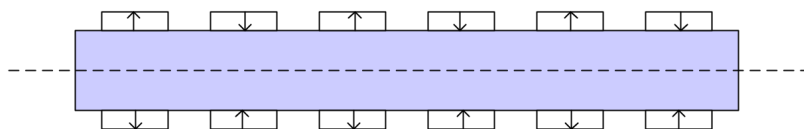
电机的励磁有绕组励磁、超导励磁以及永磁体励磁三种方式。由于永磁体经过充磁达到饱和之后不需要外界持续提供磁场，因此相对于前两种励磁方式，永磁体励磁具有一定优势，例如：永磁体体积较小，效率更高，损耗低，价格低廉等。且永磁体的尺寸和外形可以根据需要对其进行更改及优化，在实际应用方面上更加可靠实用，总体上来看，永磁体的性价比相对要更高一些，永磁体在生活中各个领域也被频繁的应用，其发展前景极为宽广^[29]。

本文对次级永磁体进行设计，包括永磁体充磁方式选择、永磁体尺寸计算、以及永磁体材料的选择这三个方面进行设计。

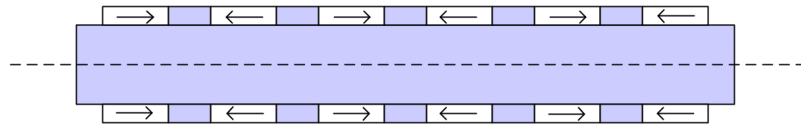
2.6.1 永磁体的充磁方式

从结构上来看，永磁体的充磁方式分为轴向、径向、混合三种充磁方式，三种充磁方式如图 2.5 所示。轴向充磁是指磁极的方向与次级轴平行，相邻永磁体的充磁方向相反，且两个永磁体之间需要放置导磁体来增加磁导；径向充磁即磁极的方向垂直于次级轴的方向，通常情况下径向充磁这种充磁方式在平板型永磁直线同步电机中应用较多；混合充磁即相邻永磁体充磁方向不同，且相互形成一定的角度，常见角度有 30° 、 45° 、 60° 、 90° 、 120° ，当充磁角度为 0° 时即为轴向充磁，充磁角度为 180° 时即为径向充磁。永磁体不同的充磁角度对电机各方面的性能有着很大的影响。

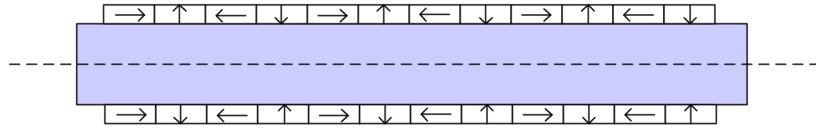
不同的充磁方式对直线电机的磁场、推力、磁阻力等各个方面的性能都有着极大的影响。对于轴向充磁来说，虽然径向充磁和混合充磁具有正弦性更佳的磁通密度波形，但由于径向和混合两种充磁方式在实际加工中比较困难，所以本文选择的充磁方式为轴向充磁。



(a) 径向充磁



(b) 轴向充磁



(c) 混合充磁

图 2.5 永磁体三种充磁方式

2.6.2 永磁体尺寸设计

永磁体的尺寸包括轴向尺寸 h_m 和径向尺寸 b_m 。永磁体轴向高度为^[13]：

$$h_m = \frac{K_s K_\delta B_{m0} \mu_r}{\sigma_0 (1 - B_{m0})} \delta \dots\dots\dots (2.5)$$

其中： K_s 为电机外磁路饱和系数； K_δ 为气隙系数； B_{m0} 为永磁体空载工作点； μ_r 为永磁体相对回复磁导率； δ 为气隙高度； σ_0 为空载磁漏系数。

永磁体的矫顽力和剩磁是两个重要的性能指标，其中计算剩磁表达式为：

$$B_r = [1 + (t - 20) \frac{\alpha_{Br}}{100}] (1 - \frac{IL}{100}) B_{r20} \dots\dots\dots (2.6)$$

计算矫顽力表达式为：

$$H_c = [1 + (t - 20) \frac{\alpha_{Br}}{100}] (1 - \frac{IL}{100}) H_{c20} \dots\dots\dots (2.7)$$

其中： t 为永磁体工作温度，取值为 80°C ； α_{Br} 为可逆温度系数，取值为 -0.12% ； IL 为不可逆损失率，取值为 0 ； B_{r20} 为永磁体 20°C 剩磁； H_{c20} 为永磁体 20°C 矫顽力。相对回复磁导率表达式为：

$$\mu_r = \frac{B_{r20}}{\mu_0 H_{c20} \times 10^3} \dots\dots\dots (2.8)$$

其中： μ_0 为真空磁导率， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ 。

对于平板型永磁直线同步电机来说,充磁方向通常为径向,所以永磁体径向厚度和极距的关系为: $b_m = a_p z$,但由于本文中圆筒型永磁同步直线电机永磁体的充磁方向发生变化,改为轴向充磁,则上述关系式便不再适用。根据经验永磁体径向厚度 b_m 通常在 $(0.6 \sim 1.2) \tau$ 之间选取,本文初步选取永磁体径向高度为 0.95τ 。

经计算初步求得永磁体磁化方向宽度为 6.4mm,永磁体径向高度为 9.5mm。

2.6.3 永磁体材料的选择

早在三千年以前,磁性材料就被人们广泛的认知和使用。磁性材料在战国时期便有了记载,我国是世界上第一个发现并应用磁性材料的国家,并且在一千多年以前,我国已经可以人工地制造磁性材料。最早使用的永磁材料为铁磁矿石四氧化三铁,主要用于电机的制造。但由于这种材料单位体积的磁场能量比较低,导致使用这种材料所研制的电机过于笨重,因此之后被电励磁所替换。随着永磁材料的发展,早在一百年以前出现一种基于碳钢的永磁材料,这种材料的含碳量仅有 1.5%,之后将碳、钨、铬等材料加入其中,使其常温下内部性能不均匀从而增加磁性能。从二十世纪六十年代开始,稀土钕钴材料和稀土钕铁硼材料逐渐走入人们的生活中。在二十世纪七十年代,性能更优良的的永磁材料开始诞生,最大磁能积已经达到 258.6kJ/m^3 。直到二十世纪下半叶,自制钕铁硼永磁体问世,相比之前的永磁材料其性能大大提高,这便是第三代稀土永磁材料。目前中国稀土资源尤为充足,位居世界之首。由于永磁材料中含有稀土元素使得这种永磁体具有更优良的性能,使其在各个领域内不可或缺,稀土永磁材料的发展速度与日俱增^[30]。

永磁体除了结构、排列方式、规格的确定,选择合适的材料也至关重要。永磁材料是指经过充磁后,去掉外界的磁场,依旧可以保持恒定且较大的磁性,并且能承受一定程度的外加磁场干扰的一种材料。相对于铝钴镍、稀土钴、铁氧体等永磁材料,钕铁硼的各方面性能要优于这几种材料,所以通常情况下钕铁硼被选用作为永磁材料应用到各个领域之中,稀土钕铁硼具有以下几方面的优点^[29]:

(1) 在二十世纪八十年代,钕铁硼永磁材料的最大磁能积为 397.9kJ/m^3 ,在各种永磁材料中磁性能方面的表现最为卓越;

(2) 由于钕的资源比较充足,再加上硼和铁的价格不高,所以钕铁硼从整体上来看价格比较低廉。

但同时钕铁硼永磁材料也存在一定的缺点：

(1) 钕铁硼的薄弱之处是其居里温度不高，一般在三百至四百摄氏度之间；并且由于其温度系数较高，使得材料对于温度的变化比较敏感，从而会降低磁性，导致其性能会有所下降；

(2) 由于钕铁硼中钕和铁含量较多，所以容易受到锈蚀。

所以在选择钕铁硼永磁材料时，要根据其特性，避开其缺陷之处，例如可以选择使其在温度不高、环境整洁的情况下励磁，合理地进行选择，使其充分发挥最大优势。永磁材料的选取遵循着以下几个原则：

- (a) 可以产生能够满足技术要求的磁场，具有良好的性能指标；
- (b) 不易退磁，可以在一定温度下保持其特性；
- (c) 具有一定抵抗外界环境干扰的能力；
- (d) 价格合理。

除了遵循以上几个永磁体材料的选取原则之外，永磁体材料在使用过程中有以下几个方面需要注意^[29]：

(a) 永磁体的外形与尺寸会影响着永磁材料的性能，使得永磁体在实际励磁中的性能会与标准性能存在一定的差异，同时不同牌号或者不同厂家的永磁体性能也是有所不同的；

(b) 永磁体在加工制造后的磁性能在各个方向都相同，但经过热处理后各个方向的性能有所变化，从整体上来说永磁体的磁性大大提高。且不同充磁方向对永磁体磁性有着很大的影响，应当与热处理时方向保持一致，从而可以将永磁体的磁性发挥到最大；

(c) 为了使永磁体在工作时保持良好的磁场稳定性，将充磁后的永磁体温度升高至最高工作温度并保持三个小时左右，通过该办法可以使其老化处理，从而可以消除一定的不可逆损失。

根据以上的几个原则以及注意事项，本文选取的永磁材料为钕铁硼永磁材料。

2.7 线圈绕组设计及初级尺寸计算

2.7.1 线圈绕组设计

直线电机线圈绕阻的形式多种多样，其分类方式如表 2.1 所示：

表 2.1 线圈绕组分类

分类方式	名称
绕线层数	单层绕组、双层绕组
绕线方式	分布绕组、集中绕组
每极每相槽数	整数槽绕组、分数槽绕组
绕组外观	叠绕组、链式绕组、波绕组、同心式绕组

通过前文分析本文选取的槽极配合为 9 槽 10 极，可以计算出该电机的槽距角为 $\alpha = p \times 360^\circ / z = 200^\circ$ ，其中 p 为极对数 5， z 为槽数 9，每相每极槽数为： $q = z / 2mp = 3/10$ 。本文设计的圆筒型直线电机根据绕组分类方式属于分数槽集中绕组，这种绕组方式具备的优缺点如表 2.2 所示。

表 2.2 分数槽集中绕组的优缺点

优点	缺点
1.效率较高、铜损低、边端长度短	1.涡流损耗较大，温升高
2.自感大、短路电流小	2.产生较大的噪声污染
3.齿槽转矩小	
4.互感较小	

根据之前所求出的相邻槽之间电角度，并采用 120° 的相带划分原则可以画出圆筒型永磁同步直线电机三相绕组的电势星形图，进而可知绕组排列顺序。电势星形图和绕组排列顺序分别如图 2.6、图 2.7 所示：

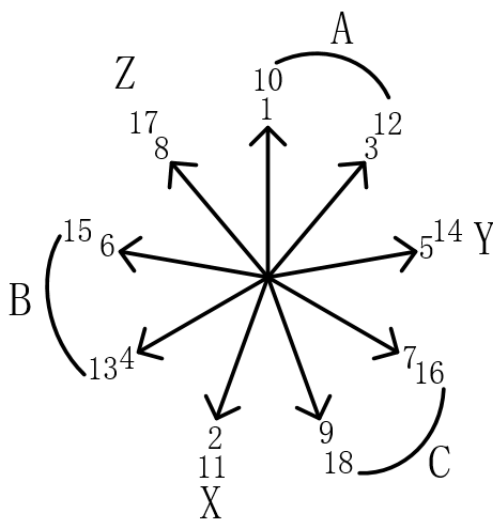


图 2.6 三相绕组的电势星形图

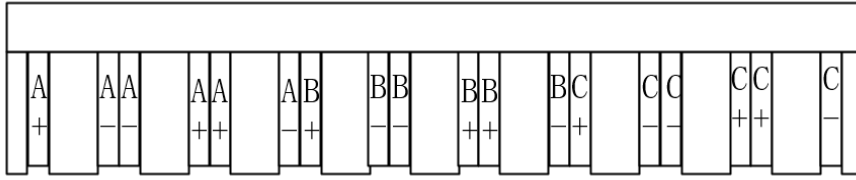


图 2.7 绕组排列顺序

为了使反电动势波形正弦性良好，通常选取的基波绕组系数较大，基波绕组系数计算公式如下：

$$q = \frac{z}{2mp} = b + \frac{c}{d} = \frac{3}{10} \dots\dots\dots (2.9)$$

即 b=0, c=3, d=10, 又有：

$$q' = bd + c = 3 \dots\dots\dots (2.10)$$

$$\alpha' = \frac{\alpha}{d} = 20^\circ \dots\dots\dots (2.11)$$

绕组分布系数为：

$$k_{d1} = \frac{\sin(\frac{q'\alpha'}{2})}{q' \sin(\frac{\alpha'}{2})} \dots\dots\dots (2.12)$$

绕组节距系数为：

$$k_{p1} = \sin(\frac{\alpha}{2}) \dots\dots\dots (2.13)$$

则基波绕组系数等于分布系数与节距系数的乘积，即：

$$k_{dp} = k_{d1} \cdot k_{p1} \dots\dots\dots (2.14)$$

基波绕组系数对电枢反电动势影响较大，因此选择合理的绕组系数是至关重要的。通过对比不同槽极配合下的基波绕组系数，可以发现二者呈现出一定的规律，如表 2.3 所示。

表 2.3 不同槽极配合下的基波绕组系数

槽极配合	基波绕组系数	槽极配合	基波绕组系数
6 槽 5 极	0.933	18 槽 15 极	0.933
6 槽 7 极	0.933	18 槽 16 极	0.945
12 槽 10 极	0.933	18 槽 17 极	0.952
12 槽 11 极	0.949	18 槽 19 极	0.952
12 槽 13 极	0.949	18 槽 20 极	0.945
12 槽 14 极	0.933	18 槽 21 极	0.933

通过表 2.3 可以看出，基波绕组系数关于槽极数量相同时对称，并且随着距离二者的增加，基波绕组系数开始逐渐减小^[31]。例如 18 槽 19 极和 18 槽 17 极的基波绕组系数均为 0.952，随着极数逐渐远离 17 和 19，基波绕组系数开始下降。

2.7.2 线圈绕组直径计算

电机每相绕组串联匝数为：

$$N = \frac{\sqrt{2}\tau F_x}{m\pi k_{dp}\phi_f I} \dots\dots\dots (2.15)$$

ϕ_f 为电机每极磁通量：

$$\phi_f = B_\delta \alpha_i \tau l_{ef} \dots\dots\dots (2.16)$$

其中： F_x 为电磁推力； α_p 为极弧系数， $\alpha_p = \frac{h_m}{\tau}$ ； l_{ef} 为次级动子周长； α_i 为计算

极弧系数， $\alpha_i = \alpha_p + \frac{4}{\frac{\tau}{\delta} + \frac{6}{1-\alpha_p}}$ 。

绕组每极每相串联匝数为：

$$N_1 = \frac{N}{3} \dots\dots\dots (2.17)$$

则线圈绕组直径为：

$$d = \sqrt{\frac{S}{K_s}} \dots\dots\dots (2.18)$$

$$K_s = \frac{\pi d^2 N_1}{4S} \dots\dots\dots (2.19)$$

其中： K_s 为槽满率； S 为半个槽的槽面积，即为 $b_s \times h_s / 2$ ， b_s 和 h_s 分别为槽宽和槽深。对于机器绕线，槽满率的取值通常在 70%-80% 的范围内进行选取，人工绕线的槽满率取值会相对较高一些。对于直线电机绕组，槽满率选取过大会增加加工难度，过小则会降低电机效率，本文选取槽满率大小为 75%，线圈绕组每相每极匝数为 37 匝，选取裸导线直径为 1mm，则漆包线外径为 1.07mm。

2.7.3 初级尺寸计算

(1) 初级长度的选取

与根据旋转电机设计公式相同，圆筒型永磁直线同步电机初级长度为：

$$L=2p\tau \dots\dots\dots (2.20)$$

由于初级两端铁心端部不连续，导致电机在运行过程中产生一种力，这种力会引起电机的电磁推力发生波动，这种力叫做端部力，端部力模型如图 2.8 所示。

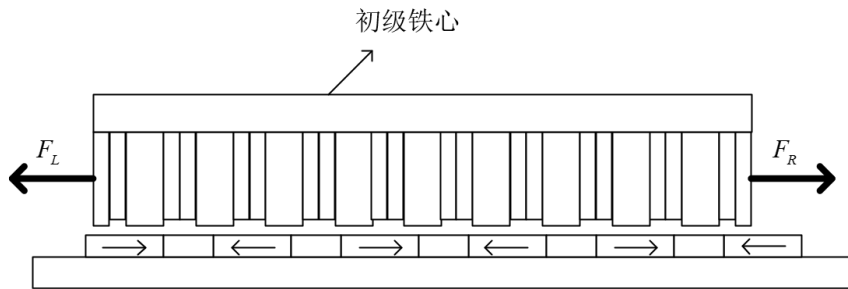


图 2.8 直线电机端部力模型

为了抑制端部力，改善电机性能，通过研究初级长度与端部力之间的关系对初级长度进行初步优化。发现当初级铁心的长度大于两倍极距时，电机左右两端的力便互不干扰。于是总的端部力可以看作两边的端部力之和。总的端部力表达式如下：

$$F = F_L + F_R = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos\left(\frac{\sigma}{2}\right) \sin\left(\frac{2n\pi}{\tau} + \frac{\sigma}{2}\right) \dots\dots\dots (2.21)$$

其中： F_n 为傅里叶分解后的系数； σ 是两边端部力的相位差。

从总端部力表达式中可以看出当余弦部分为零时，即 $\cos\left(\frac{\sigma}{2}\right) = 0$ ，此时的端部力总和最小，则可以推导出：

$$\sigma = (2k \pm 1)\pi \dots\dots\dots (2.22)$$

其中： k 为正整数。

由于初级铁心长度以极距长度成周期性变化，所以初级铁心长度与极距之间的关系为：

$$L = \frac{\tau}{2\pi} \sigma = k\tau + \frac{1}{2}\tau \dots\dots\dots (2.23)$$

本文采用 9 槽 10 极的槽极配合，所以 k 的取值为 10，即 $L=10.5\tau$ ，可以求出初级长度为 105mm，此时端部力可以被抑制到最小，电机的推力波动得到了抑制，电机的工作性能得到提升。

(2) 初级槽尺寸计算

本文齿槽选取开口槽型，初级齿的厚度和初级轭部厚度的计算公式如下^[32]：

$$\begin{cases} b_t = \frac{tB_\delta}{B_t K_{Fe}} \\ h_j = \frac{tB_\delta}{2B_j K_{Fe}} \end{cases} \dots\dots\dots (2.24)$$

其中： t 为槽距，即相邻两槽对应边之间的距离； B_δ 为气隙磁通密度； K_{Fe} 为铁心冲压叠片系数，通常取 0.95； B_t 为齿部的磁通密度，通常取值 1.4~1.6T； B_j 为轭部磁通密度，取值与齿部磁密相同。

根据本文槽极配合为 9 槽 10 极，以及极距选取为 10mm，可以计算出槽距为：

$$t = \frac{2p\tau}{z} = 11.1mm \dots\dots\dots (2.25)$$

选取齿部磁通密度和轭部磁通密度均为 1.6T，可以计算出齿宽为 6.1mm，轭部高度为 3mm，槽宽 5mm，槽的深度选择为 15mm。

2.8 磁路计算

为了选择合理的永磁体型号，通过计算永磁体最佳空载工作点来进行判断^[28]。与电路相似，通过利用等效磁路法将励磁的永磁体等效为磁通源，永磁体与气隙、定子组成一个闭合的回路，并且永磁体向外提供磁通量 ϕ 和磁动势 F_m ，永磁体室温下的退磁曲线如图 2.9 所示^[33]。

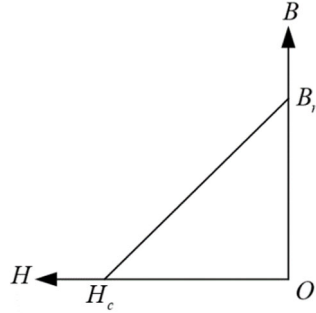


图 2.9 永磁体室温下的退磁曲线

根据图 2.9 可以得到退磁曲线相对应的表达式为：

$$B = B_r - \frac{B_r}{H_c} H = B_r - \mu_0 \mu_r H \dots\dots\dots (2.26)$$

假设永磁体在垂直于充磁方向上的截面积为 S_A ，磁化方向长度为 h_m 且充磁比较均匀，则有：

$$\begin{cases} \phi_m = B \cdot S_A \\ F_m = H \cdot h_m \end{cases} \dots\dots\dots (2.27)$$

总磁路的等效磁路图如图 2.10 所示。磁动势 F_m 左侧的部分为永磁体磁路，磁动势 F_m 右侧的部分为除永磁体之外的外磁路。永磁体磁路可以看作内禀磁通量与内磁导并联，并且向外磁路提供磁动势；对于外磁路来说，外磁路是由主磁导和漏磁导并联而成，即电机在空载时只存在右侧部分。其中： ϕ_δ 为主磁通； Λ_δ 为主磁导； ϕ_σ 为漏磁通； Λ_σ 为漏磁导； ϕ_r 为内禀磁通量； ϕ_m 为永磁体向外界提供的磁通量。

永磁体提供每极的总磁通量等于内禀磁通量与漏磁通的差值，关系式如下^[31]：

$$\phi_m = \phi_r - \phi_0 \dots\dots\dots (2.28)$$

其中： ϕ_0 为虚拟内漏磁通量，表达式如下：

$$\phi_0 = \mu_r \mu_0 H S_A = \Lambda_0 F_m \dots\dots\dots (2.29)$$

其中： μ_r 为相对磁导率； μ_0 为真空磁导率； H 为磁场强度； Λ_0 为永磁体内磁导。

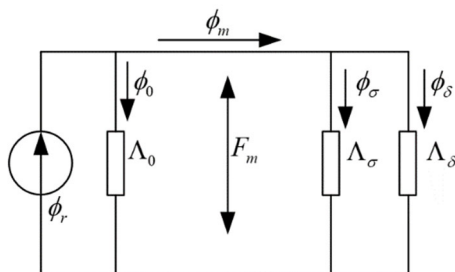


图 2.10 总磁路空载等效电路图

假设外磁路各部分的磁位差总和为 $\sum F_a$ ，根据式(2.27)可以得到外磁路的磁位差总和与磁通量的函数关系式为： $\phi_0 = f(\sum F_a)$ ，该函数曲线与永磁体退磁曲线的交点即为永磁体的空载工作点。

经过上述分析计算选取永磁体型号为 NdFeB30，其材料特性如表 2.4 所示。

表 2.4 NdFeB30 材料特性

材料名称	NdFeB30
永磁体剩磁	1.08-1.13T
内禀矫顽力	1353KA/m
最大磁能积	223-247KJ/m ³
密度	7.5g/cm ³
居里温度	320℃
回复磁导率	1.05

2.9 电枢绕组同步电抗计算

同步电抗是同步电机的定子漏抗与电枢反应电抗之和^[28]，表达式如下：

$$X = \omega L \dots\dots\dots (2.30)$$

其中： ω 为电机角频率； L 为电感。

直轴的同步电抗与交轴的同步电抗二者合在一起便组成了总的同步电抗。其中，与永磁体 NS 线重合的轴为直轴，也叫做 d 轴；与永磁体 NS 线垂直的轴为交轴，也叫做 q 轴。则 d 轴与 q 轴的同步电抗表达式如下：

$$\begin{aligned} X_d &= X_\lambda + X_{da} \\ X_q &= X_\lambda + X_{qa} \end{aligned} \dots\dots\dots (2.31)$$

其中： X_λ 为电机总漏抗，包括槽端部、谐波、齿槽漏抗总和，表达式如下：

$$X_\lambda = 4\pi \frac{\mu_0 f N^2 l_{ef}}{qp} (\lambda_d + \lambda_x + \lambda_c) \dots\dots\dots (2.32)$$

其中： λ_d 、 λ_x 、 λ_c 分别为端部、谐波以及槽的漏磁导。

2.10 圆筒型永磁直线同步电机设计方案

经过前文的分析计算，初步确定圆筒型永磁直线同步电机的设计参数如表 2.5 所示。圆筒型永磁直线同步电机设计的结构参数是否合理，以及是否能满足 2.2 中所提出的技术要求，则需要通过有限元分析对其进行验证，若不满足设计要求则需要对设计结果进一步优化。

表 2.5 圆筒型永磁直线同步电机初步设计参数

名称	结构参数
初级外径、内径(mm)	71、35
次级外径、内径(mm)	31、12
初级铁心长度(mm)	105
次级铁心长度(mm)	216.4
永磁体宽度(mm)	6.4
永磁体高度(mm)	9.5
导磁体宽度(mm)	3.6
极距(mm)	10
气隙高度(mm)	2
槽距(mm)	11.1
槽宽(mm)	5
齿宽(mm)	6.1
槽深(mm)	15
定子轭部高度(mm)	3
裸导线直径(mm)	1
线圈匝数	37
相数	3

2.11 本章小结

本章介绍了直线电机的结构类型及其原理，并根据实际应用所提出的技术要求对圆筒型永磁直线同步电机进行电磁设计，包括槽极配合的选取、定子部分的初级铁心轴向长度计算、初级槽的尺寸及定子轭部尺寸计算、初级线圈三相绕组的排列顺序和导线直径的计算、选择合理的气隙高度、定子部分的次级轴和永磁体的尺寸计算、电机磁路的计算以及电枢绕组同步电抗的计算，经过多次反复迭代计算，初步确定了直线电机总体的结构参数。

第3章 磁场分析及推力计算

3.1 引言

直线电机的气隙区域是能量交换的场所,其磁场分布直接影响着电机的性能,所以对该区域的磁场进行分析尤为关键,通过理论计算及有限元共同分析气隙磁通密度的分布情况来判断电机设计性能的优劣。相比于旋转电机,直线电机的拓扑结构样式种类繁多,且由于端部结构断开,所以不能直接应用传统的磁场解析方法。本文建立圆筒型永磁直线同步电机的二维磁场解析模型,通过永磁体等效磁化强度法对电机的气隙磁场进行求解计算,并给出数学表达式。气隙磁场对电磁推力也有着很大的影响,二者紧密相关。本文通过麦克斯韦张量法对电磁推力进行求解,并将求解结果与有限元进行对比,验证理论计算的准确性^[34-36]。

3.2 电磁场基本理论

电磁场中存在着四个基本方程组分别是:安培环路定理、法拉第电磁感应定律、磁通连续原理和高斯定理,统称为麦克斯韦方程组。微分方程表达式如下^[28]:

$$\begin{cases} \nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \\ \nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \\ \nabla \cdot B = 0 \\ \nabla \cdot D = \rho \end{cases} \dots\dots\dots (3.1)$$

其中: H 为磁场强度; J 为表面电流密度; D 为电通量密度(电位移); E 为电场强度; B 为磁感应强度; ρ 为电荷密度; ∇ 为拉普拉斯算子。

其中安培环路定律的物理含义为电生磁;法拉第电磁感应定律的物理含义为磁生电。由前面的磁通连续原理:任何磁场都是无源的,可以将磁场看作任意矢量场的旋度也是无源场,即:

$$\nabla \cdot \nabla \times A = 0 \dots\dots\dots (3.2)$$

其中: A 为任意矢量场,也叫做矢量磁位,则可以推导出磁感应强度 B 与矢量磁位 A 之间的关系为:

$$B = \nabla \times A \dots\dots\dots (3.3)$$

由于通常情况下磁感应强度和电流密度的关系为:

$$\nabla \times B = \mu J \dots\dots\dots (3.4)$$

将矢量磁位带入得：

$$\nabla^2 A = \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = \mu J \dots\dots\dots (3.5)$$

则磁感应强度与矢量磁位之间的关系为：

$$B = \sqrt{\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial y}\right)^2} \dots\dots\dots (3.6)$$

其中： μ 为磁导率，随着材料不同，其性质也发生变化。由此可以得到关于矢量磁位的泊松方程，从而可以进一步求出磁感应强度。

根据安培环路定律可知，当电流密度为0时为静磁场，即：

$$\nabla \times H = 0 \dots\dots\dots (3.7)$$

由公式(3.4)可知，静磁场为无旋场。同理，也可将静磁场 H 看作任意标量场的梯度，即：

$$\begin{cases} \nabla \times \nabla \varphi = 0 \\ H = -\nabla \varphi \end{cases} \dots\dots\dots (3.8)$$

引入的 φ 即为标量磁位。带入式(3.6)中得：

$$\nabla \cdot B = \nabla \cdot (-\mu \nabla \varphi) = 0 \dots\dots\dots (3.9)$$

即：

$$\nabla^2 \varphi = \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = 0 \dots\dots\dots (3.10)$$

由式(3.10)的拉普拉斯方程即可求出标量磁位，进而求出静磁场。

与矢量磁位不同的是，当磁场为有源场时，即 $\nabla \times H = J$ ，该磁场不可以通过标量磁位求解得到，此时标量磁位不再适用，而矢量磁位则对于有源场和无源场都适用。

3.3 磁场解析

由于对三维模型磁场的分析过于复杂，因此本文将模型以及一些边界简化为二维模型的磁场分布情况。将圆筒型直线电机定子铁心简化为无槽情况下的结构，即电枢结构表面光滑，并提出以下假设^[37-48]：

- (1) 电机外部磁场忽略不计；
- (2) 铁心磁导率各向同性；
- (3) 磁场分布关于 x 轴对称且成周期分布；
- (4) 次级轴无限长，忽略边端效应；
- (5) 铁心的磁导率无穷大。

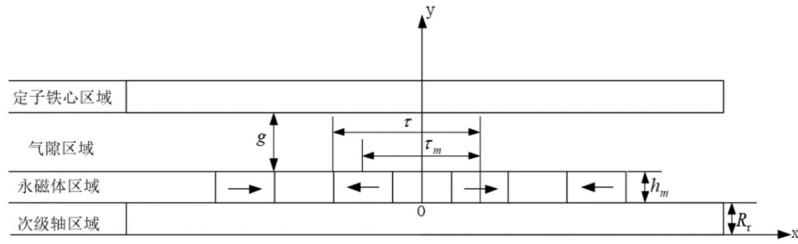


图 3.1 光滑电枢表面的二维磁场解析模型

对于轴向充磁的永磁体来说，充磁比较均匀，永磁体的内禀磁通密度与磁化强度之间的关系为：

$$B(x) = \mu_0 M(x) \dots\dots\dots (3.11)$$

从上式中可以看出二者之间成线性关系，由于相邻永磁体之间的极性相反，交替分布，所以磁化强度也呈正负交替分布，磁化强度分布如图 3.2 所示^[49]。

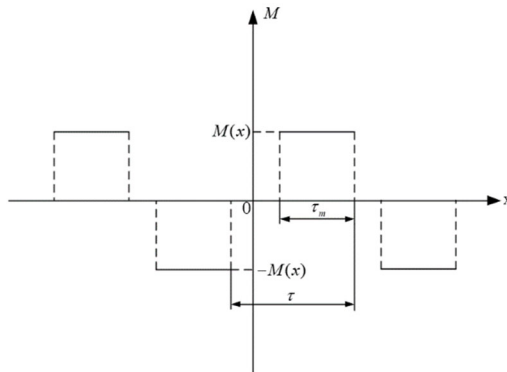


图 3.2 磁化强度分布模型

根据磁化强度分布模型可以得到磁化强度分布函数：

$$M(x) = \begin{cases} -M_{\max} \left(-\frac{\tau + \tau_m}{2} < x < -\frac{\tau - \tau_m}{2} \right) \\ 0 \left(-\frac{\tau - \tau_m}{2} < x < \frac{\tau - \tau_m}{2} \right) \\ M_{\max} \left(\frac{\tau - \tau_m}{2} < x < \frac{\tau + \tau_m}{2} \right) \end{cases} \dots\dots\dots (3.12)$$

将式 (3.12) 以傅里叶级数的形式可表示为:

$$M(x) = \sum_0^{\infty} b_n \sin \frac{n\pi}{2\tau} x \dots\dots\dots (3.13)$$

其中: b_n 是傅里叶级数中的系数, $b_n = \frac{1}{\tau} \int_{\frac{\tau-\tau_m}{2}}^{\frac{\tau+\tau_m}{2}} M_{\max} \sin \frac{n\pi}{2\tau} \xi d\xi$, 带入到上式中可

得:

$$M(x) = \sum_0^{\infty} \frac{4M_{\max}}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{4} \sin \frac{n\pi\tau_m}{4\tau} \sin \frac{n\pi}{2\tau} x \dots\dots\dots (3.14)$$

其中: $M_{\max} = B_r / \mu_0$, 由于 n 取值只能为奇数, 则磁化强度可以进一步简化为以下表达式:

$$M(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4B_r}{\mu_0\tau p_n} \sin \frac{\tau p_n}{4} \sin \frac{\tau_m p_n}{4} \sin \frac{p_n}{2} x \dots\dots\dots (3.15)$$

其中: $p_n = \frac{(2n-1)\pi}{\tau}$; τ 为极距; τ_m 为永磁体充磁方向高度。

气隙和永磁体区域建立的矢量磁位方程分别如下:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_1}{\partial y^2} = 0 \\ \frac{\partial^2 A_2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_2}{\partial y^2} = -\mu_0 \frac{\partial M(x)}{\partial x} \end{cases} \dots\dots\dots (3.16)$$

其中: A_1 和 A_2 分别是气隙区域和永磁体区域的矢量磁位。

将上式通过分离变量法可以分别得到两个区域的矢量磁位通解:

$$\begin{cases} A_1 = \sum_{n=0}^{\infty} \left[A_{n1} \sinh\left(\frac{p_n}{2} y\right) + B_{n1} \cosh\left(\frac{p_n}{2} y\right) \right] \cos \frac{p_n}{2} x \\ A_2 = \sum_{n=0}^{\infty} \left[A_{n2} \sinh\left(\frac{p_n}{2} y\right) + B_{n2} \cosh\left(\frac{p_n}{2} y\right) + m_n \right] \cos \frac{p_n}{2} x \end{cases} \dots\dots\dots (3.17)$$

其中: $m_n = \frac{8B_r}{\tau p_n^2} \sin \frac{p_n\tau}{4} \sin \frac{p_n\tau_m}{4}$, 气隙和永磁体区域的磁通密度和磁场强度分别

满足以下边界条件:

$$\begin{cases} B_{y1}|_{y=h_m} = B_{y2}|_{y=h_m} \\ H_{x1}|_{y=h_m} = H_{x2}|_{y=h_m} \\ H_{x1}|_{y=g+h_m} = 0 \\ H_{x1}|_{y=0} = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (3.18)$$

将上式用矢量磁位替换则可以表达为如下形式：

$$\begin{cases} \frac{\partial A_1}{\partial x}|_{y=h_m} = \frac{\partial A_2}{\partial x}|_{y=h_m} \\ \frac{\partial A_1}{\partial y}|_{y=h_m} = \frac{\partial A_2}{\partial y}|_{y=h_m} \\ \frac{\partial A_1}{\partial y}|_{y=g+h_m} = 0 \\ \frac{\partial A_2}{\partial y}|_{y=0} = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (3.19)$$

将式 (3.19) 分别带入到式 (3.16) 和式 (3.17) 中可得到气隙区域和永磁体区域的各个方向的磁通密度表达式：

$$\begin{cases} B_{x1} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{p_n}{2} \left[A_{n1} \cosh\left(\frac{p_n}{2} y\right) + B_{n1} \sinh\left(\frac{p_n}{2} y\right) \right] \cos \frac{p_n}{2} x \\ B_{y1} = -\sum_{n=0}^{\infty} \frac{p_n}{2} \left[A_{n1} \sinh\left(\frac{p_n}{2} y\right) + B_{n1} \cosh\left(\frac{p_n}{2} y\right) \right] \sin \frac{p_n}{2} x \\ B_{x2} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{p_n}{2} \left[A_{n2} \cosh\left(\frac{p_n}{2} y\right) + B_{n2} \sinh\left(\frac{p_n}{2} y\right) \right] \cos \frac{p_n}{2} x \\ B_{y2} = -\sum_{n=0}^{\infty} \frac{p_n}{2} \left[A_{n2} \sinh\left(\frac{p_n}{2} y\right) + B_{n2} \cosh\left(\frac{p_n}{2} y\right) \right] \sin \frac{p_n}{2} x \end{cases} \dots\dots\dots (3.20)$$

其中： $A_{n1} = -m_n \sinh\left(\frac{p_n h_m}{2}\right)$ ； $A_{n2} = 0$ ； $B_{n1} = m_n \sinh\left(\frac{p_n h_m}{2}\right) \frac{\cosh\left[\frac{p_n}{2}(h_m + g)\right]}{\sinh\left[\frac{p_n}{2}(h_m + g)\right]}$ ；

$$B_{n2} = -m_n \cosh\left(\frac{p_n h_m}{2}\right) + m_n \sinh\left(\frac{p_n h_m}{2}\right) \frac{\cosh\left[\frac{p_n}{2}(h_m + g)\right]}{\sinh\left[\frac{p_n}{2}(h_m + g)\right]}$$

3.4 推力计算

传统计算电磁推力的方法主要是通过洛伦兹力求解电磁推力，洛伦兹力是从微观的角度来体现，其原理是运动的电荷在磁场中所受到的力，其方程如下：

$$F = BIL \dots\dots\dots (3.21)$$

其中： B 为磁感应强度； I 为通过导体的电流； L 为导体的长度。

将以上符号代入到式（3.21）中最终可以得到安培力，即洛伦兹力的宏观原理。

电磁推力是直线电机重要的性能参数之一，除了传统的方法计算电磁推力，目前对推力的求解计算主要有以下两种计算方法^[60]：

（1）在电磁场分析的基础上，利用麦克斯韦（应力）张量法计算求解电磁推力；

（2）在电磁场分析的基础上，利用虚位移原理求解电磁推力。

3.4.1 麦克斯韦张量法原理

麦克斯韦张量法的原理如下：假设一个物体在磁场中受到电磁力，且任意一个区域的磁场内部受到的应力，是由于物体外部表面所受到的应力得到的，所以想要求解物体在电磁场中所受到的电磁力，可以通过磁性的表面积分来计算张量。通过数学公式表达如下：

$$F = \int_V J \times B dv = \int_S T \times ds \dots\dots\dots (3.22)$$

其中： J 为表面电流密度； B 为磁感应强度； V 是物体在磁场中的体积； S 为转换成张量法后的封闭曲面； T 为应力张量。

在电磁场的分析基础上，采用计算电磁推力，若以二维磁场计算，水平推力和法向吸力分别为^[51-55]：

$$F_x = \oint_l \frac{w}{2\mu_0} \left[(B_x^2 - B_y^2)n_x + 2n_y B_x B_y \right] \dots\dots\dots (3.23)$$

$$F_y = \oint_l \frac{w}{2\mu_0} \left[(B_y^2 - B_x^2)n_y + 2n_x B_x B_y \right]$$

其中： w 为电机径向厚度，与动子外径相等； μ_0 为真空磁导率； B_x 为电机切向磁感应强度； B_y 为电机法向磁感应强度； n_x 为切向方向单位向量； n_y 为电机法向方向单位向量； l 为包含电机初级部分的积分路径。

如果采用有限元数值分析，取电机径向长度为单位长度，则电磁推力与法向吸力为^[56]：

$$F = \oint_S \begin{pmatrix} \frac{B_x^2}{\mu_0} - \frac{B^2}{2\mu_0} & \frac{B_x B_y}{\mu_0} \\ \frac{B_y B_x}{\mu_0} & \frac{B_y^2}{\mu_0} - \frac{B^2}{2\mu_0} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} n_x \\ n_y \end{bmatrix} dS \dots\dots\dots (3.24)$$

其中： B 为切向磁通密度与法向磁通密度的矢量合成。由于圆筒型永磁直线同步电机磁场上绕着切向旋转，任意两处关于切向对称的法向吸引力相互抵消，总的法向吸力为0，所以只需计算出切向电磁推力即可。

由麦克斯韦张量法求解得到的电磁推力受到选取的积分路径和网格质量的好坏的影响，所以求解结果会存在一定的误差。

3.4.2 虚位移法原理

虚位移法，也叫做虚功法，在能量守恒的基础上进一步对电磁推力进行求解。与实际位移相反，虚位移是随着时间的推进不产生位移变化。虚位移原理为：首先假设一个微小的位移，然后计算出在这个位移之间储存能量的差值，与实际位移的比值，即为电磁推力，从微分形式表现为能量对位移的偏导，表达式如下^[57]：

$$F_e = \frac{\partial W}{\partial x} \dots\dots\dots (3.25)$$

其中： F_e 为电磁推力； W 为磁场存储的能量； x 为位移。电磁力在有限元形式下的表达式如下^[58]：

$$F_e = \int_V \{B\}^T \left\{ \frac{\partial H}{\partial S} \right\} dV + \int_V \left(\{B\}^T \{dH\} \right) \frac{\partial}{\partial S} dV \dots\dots\dots (3.26)$$

由虚位移法求解得到的电磁推力与网格划分精度和选取的积分路径无关，所以虚位移法求解更加准确，但是演变过程较为繁琐。

3.4.3 电磁推力的分析计算

由于虚位移法电磁推力公式的推导过程比较复杂，所以本文采用麦克斯韦张量法对电磁推力进行分析计算，并与有限元结果进行对比。

圆筒型永磁直线电机的切向与径向的推力密度表达式如下^[16, 59]：

$$\begin{cases} f_z = \frac{B_r B_z}{\mu_0} \\ f_r = \frac{B_r^2 - B_z^2}{2\mu_0} \end{cases} \dots\dots\dots (3.27)$$

对切向推力密度进行积分便可得到电磁推力的表达式如下：

$$F_z = \pi D_\delta \int_C \frac{B_r B_z}{\mu_0} dl \dots\dots\dots (3.28)$$

其中： D_δ 为气隙平均直径； B_r 为气隙径向磁通密度； B_z 为切向磁通密度；直线CD为气隙的中心线。

根据上述麦克斯韦张量法推导出求解电磁推力的公式，将其输入到2D电磁场仿真软件ANSY Maxwell中的场计算器便可求解电磁推力。输入三相交流电额定电流幅值的有效值为11A，得到麦克斯韦张量法和有限元仿真求解电磁推力的结果，分别如图3.3、图3.4所示。

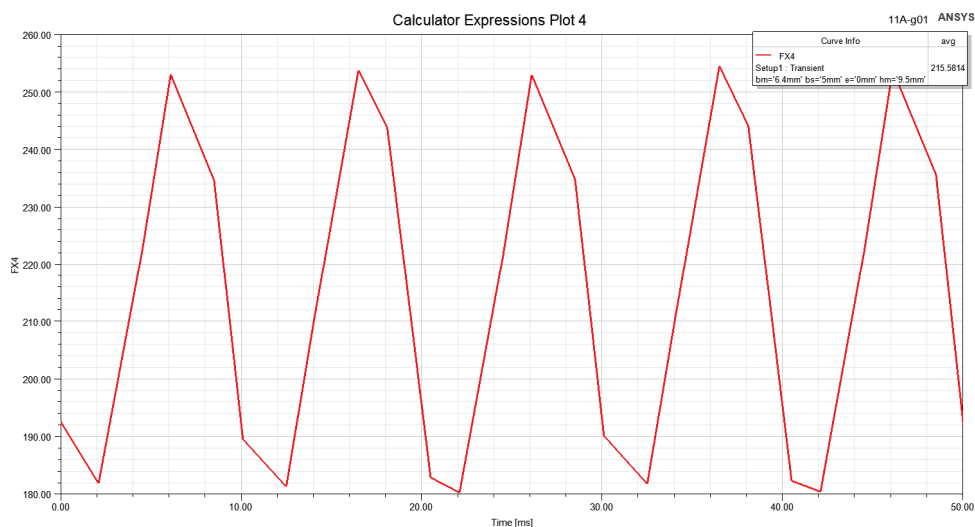


图 3.3 麦克斯韦张量法求解电磁推力结果

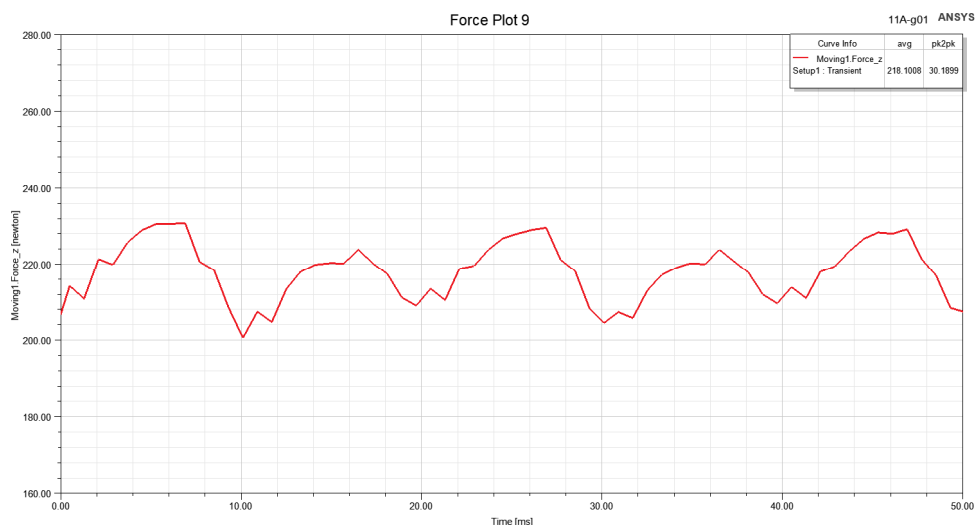


图 3.4 有限元仿真求解电磁推力结果

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/817111054041006046>