
上海交通大学

SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY

学士学位论文

THESIS OF BACHELOR



论文题目：基于柔性铰链和 VCM 定位平台的
建模及控制系统

学生姓名：朱翀瑶

学生学号：5110209301

专 业：机械工程及自动化

指导教师：张 波

学院(系)：机械与动力工程学院

基于柔性铰链和 VCM 定位平台的建模及控制系统

摘要

半导体制造工艺、超精密加工及测量等领域快速发展，对定位平台的行程、精度提出了更高的要求。本文针对传统基于压电陶瓷定位平台存在行程小的问题，提出了以音圈电机作为驱动器、新型柔性铰链结构为导向的大行程纳米定位平台。

首先对定位平台的音圈电机和柔性铰链进行设计仿真和实验验证。以输出推力最大、输出力波动最小为目标，提出新型的音圈电机结构，建立音圈电机的有限元模型，分析音圈电机推力及推力常数，优选音圈电机模型尺寸参数；搭建音圈电机推力测试平台，验证音圈电机推力性能。提出基于平行四边形结构的大行程柔性铰链导向机构，建立导向机构的有限元模型，分析柔性铰链的静力学和动力学性能。

其次提出基于 Matlab/simulink 实时代码工具的定位平台控制系统。伺服控制系统以 DSP 为核心控制器，扩展 A/D 转换电路模块、D/A 转换电路模块和线性放大电路模块；建立平台控制系统数学模型，对系统参数进行辨识；搭建平台系统 Simulink 控制模型，并采用 Simulink 的实时代码自动生成工具生成实时代码，实现定位平台的实时控制。

最后设计制造定位系统的原型样机，对定位平台电流环、位置环的辨识参数进行实验验证；设计电流环、位置环的 PID 控制器；定位平台行程范围内完成 200nm 的步进实验。实验表明基于柔性铰链和音圈电机的定位平台实现大行程纳米定位是可行的。

关键词： 纳米定位，大行程，音圈电机，柔性铰链， Simulink 代码生成工具

MODELING AND CONTROL OF NANO-POSITIONING STAGE BASED ON FLEXURE HINGE AND VOICE COIL MOTOR

ABSTRACT

With the progress of techniques in fields of semiconductor manufacturing, ultra-precision machining and biomedical engineering, higher requirements of positioning range and accuracy are raised by the related equipment. Nowadays, more and more researches concentrate on nanopositioning with long stroke. This thesis presents the design and development of a novel flexure-based nanopositioning stage driven by voice coil motor with millimeters' range.

Design process of voice coil motor and flexure hinge is presented. Voice coil motor with novel structure is come up with and parameter design is conducted by FEA analysis using ANSYS Maxwell. A set of optimal VCM parameters is selected by comparing the FEA analysis results. VCM prototypes are manufactured and tested to verify the performances in terms of the output thrust. A novel flexure hinge mechanism is adopted to achieve large deflection. Structural parameters are carefully designed based on theoretical analyses, to guarantee the satisfaction to the range and stiffness requirements of the system. Design of parameters is verified by conducting finite-element analysis. The result of from FEA are compared with those of traditional theoretical analyses.

DSP is selected to achieve the close-loop positioning control. A/D converter circuit, D/A converter circuit and linear driver circuit are designed to meet the accuracy requirement of VCM-flexure hinge positioning system. By using the automatically code-generation tool provided by Simulink Real-time Workshop, which can directly convert a control system Simulink model into a CCS project file containing a series of source files, and thus software programming is largely simplified.

Nanopositioning system prototype is manufactured with system parameters to be identified in the following experiments. System mathematical model is established and applied in the Simulink modeling of the positioning control system. System PID controller is carefully designed to get the optimal control parameters and simulated in Simulink. We build up the VCM-flexure positioning system prototype. The nanopositioning system is tested for point-to-point positioning performance with step commands of $\pm 200\text{nm}$. In this test, a steady-state error of 127nm (peak-to-peak) or 31nm (RMS) is achieved, thus confirming the desired nanometric motion quality.

Key words: nanopositioning, long-stroke, voice coil motor, flexure hinge, Simulink Real-time Workshop

目 录

摘要	1
ABSTRACT	2
第一章 绪论	1
1.1 课题背景及研究意义	1
1.2 国内外研究现状	1
1.2.1 国内外纳米定位系统研究现状	1
1.2.2 国内外音圈电机发展现状	3
1.2.3 柔性铰链	4
1.3 本课题主要研究内容	5
第二章 定位平台的设计及仿真	5
2.1 音圈电机的设计及仿真	5
2.1.1 音圈电机结构设计	6
2.1.2 音圈电机有限元仿真	8
2.1.3 音圈电机推力验证	10
2.2 柔性铰链的设计及仿真	13
2.2.1 柔性铰链设计	13
2.2.2 柔性铰链静力学及动力学有限元分析	17
2.2.2.1 柔性铰链有限元建模	17
2.2.2.2 柔性铰链静力学分析	18
2.2.2.3 柔性铰链动力学分析	20
2.3 定位平台的三维建模	21
2.4 本章小结	21
第三章 定位平台参数辨识及建模	22
3.1 定位平台的数学建模	22
3.2 定位平台辨识	23
3.2.1 R/L 参数辨识	24
3.2.2 惯量及刚度系数辨识	25

3.3 控制系统软件仿真	26
3.3.1 电流环控制系统设计	27
3.3.2 位置环控制系统设计	29
3.4 本章小结	30
第四章 定位平台伺服控制系统的设计	30
4.1 控制系统硬件设计	31
4.1.1 DSP 控制板电路	31
4.1.2 A/D、D/A 转换电路	31
4.1.3 功率驱动、电流检测电路	32
4.2 控制系统软件设计	33
4.2.1 Simulink 代码生成工具	33
4.2.2 Simulink 控制算法模型	34
4.3 本章小结	37
第五章 系统实验验证	37
5.1 实验平台	37
5.2 实验及数据分析	37
5.2.1 电流环实验	37
5.2.2 位置环实验	38
5.3 本章小结	39
第六章 结论	39
参考文献	40
谢辞	42

第一章 绪论

1.1 课题背景及研究意义

精密工程涉及到光学仪器、半导体制造、生物医学仪器制造、超精密加工等领域，既是先进科学技术的一个综合体现，也从一个方面代表着国家的综合实力^[1]。精密定位技术按照工作行程可以分为微行程定位和和大行程定位。微定位行程一般是几微米至几十微米，如微动平台、微位移器和微进给机构等；大行程定位则能够达到几毫米至几百毫米的领域，是应用更为广泛的精密定位方式，因此在今后的纳米定位技术研究中，对大行程纳米定位的研究将更为迫切，也将带动机械动力学、振动控制、伺服控制等多门科学技术的进一步发展，同时产生巨大的经济效益和社会效益。

定位的行程的扩大不是一个简单的数值放大的问题，定位平台的机械结构、位移反馈检测元件和检测方法以及定位系统控制策略等整个系统的软硬件都要发生很大的变化。机械结构方面，要实现纳米定位，首先要有能实现纳米级分辨率的微位移机构，总体来说大行程纳米定位工作台可分为两种形式：一种是单层式工作台，采用一次定位或步进定位的形式；另一种是叠加式工作台，采用双驱动的方法，将定位分为两个过程：即宏定位和微定位，平台的宏微两级定位是目前研究较为成熟的大行程纳米定位方法。

压电陶瓷驱动器是精密定位系统中较为常见的一种驱动器，以压电陶瓷为驱动器、结合各种新型柔性铰链结构的微动工作台一直是纳米定位研究的热点之一。但是压电陶瓷驱动器存在行程短的问题，一般只能完成微米级行程的定位，因此在许多研究中常以这种机械机构作为双驱动定位系统的微定位级；另外，压电陶瓷本身固有的磁滞现象和非线性漂移问题也会对精密定位产生很大的影响。单层式大行程纳米定位平台典型的是采用气浮或磁浮导轨的结构，尽管这种定位方式存在系统复杂、附属设备多等缺点，但目前仍有众多这方面的研究，并取得了一定的研究成果。近几年来国外一些研究人员提出将音圈电机应用于单层式定位平台，并结合新型结构的柔性铰链，实现大行程、高精度的定位，成为了研究热点之一，本论文将以这种以音圈电机为驱动器、结合柔性铰链的纳米定位平台设计思想为主进行研究。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 国内外纳米定位系统研究现状

大行程纳米定位技术广泛的应用领域和应用价值，使得与之相关的研究得到广泛关注。国内外均有众多的研究机构和学者在从事这方面的相关研究，并取得了多方面的成果。

美国 Connecticut 大学的 W Dong, J Tang 和 Y Eldeeb 使用了一种宏微两级定位纳米工作台，如图 1 所示。宏动台采用的是音圈电机驱动，微动台采用结合柔性铰链的压电陶瓷驱动结构^[2]，能够较为有效地解决带宽受限的问题，定位精度为 20nm，行程可达 25mm。

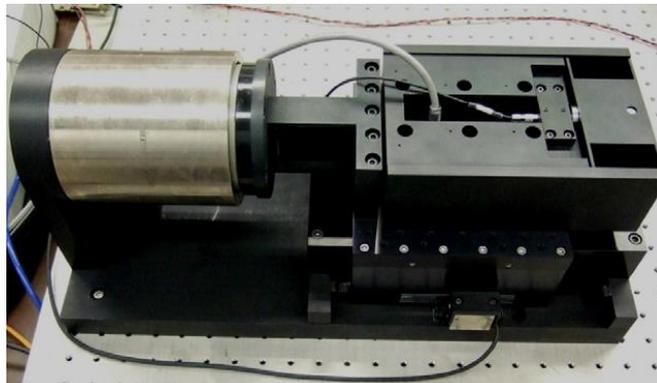


图 1 宏微两级定位系统^[2]

美国 Michigan 的 David B.Hiemstra 等人采用动磁式音圈电机驱动器与柔性铰链配合的

结构^[3], 如图 2 所示。通过数学推导得到驱动器输出力与功率、磁铁重量之间的关系, 并将结论用于音圈电机的设计和系统的发热控制, 实现了大行程、高精度的定位控制, 定位系统行程为 10mm, 精度为 20nm, 系统温度变化控制在 0.5℃ 以内。

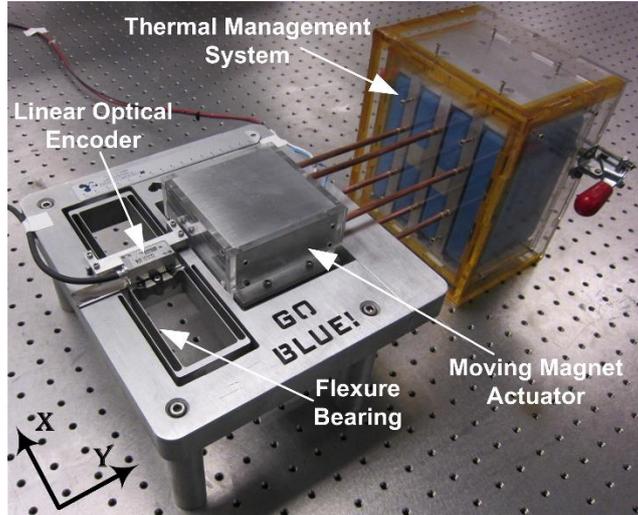


图 2 动磁式音圈电机驱动定位平台^[3]

澳门大学的 Qingsong Xu 则设计了一种新型的复合式柔性铰链结构^[4], 该柔性铰链结构可以实现较大的位移, 且结构紧凑, 并能够较为有效地实现两个方向的解耦, 系统采用音圈电机作为驱动器实现了两自由度平面大行程纳米定位, 如图 3 所示。定位系统在两个方向上的行程为 20mm, 定位精度为 200nm。

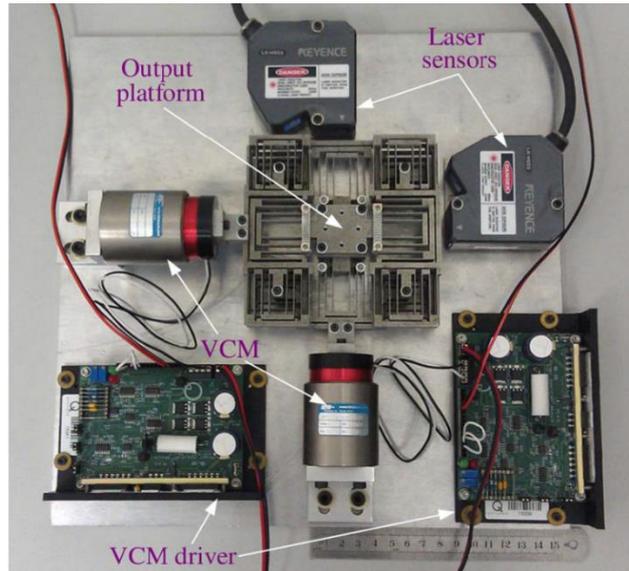


图 3 两自由度新型柔性铰链纳米定位平台^[4]

韩国 Gwang-ju Institute of Science and Technology 的 Yongdae Kim 等人设计了一种基于柔性铰链的定位平台, 以音圈电机作为驱动器。该论文中认为, 柔性铰链由于自身阻尼很小, 降低了系统的稳定性, 在定位过程中带来机械系统振动的问题, 为此他们设计了涡电流阻尼器^[5], 如图 4 所示, 提高了系统的阻尼系数, 将系统的响应速度在原来的基础上提高了一倍。

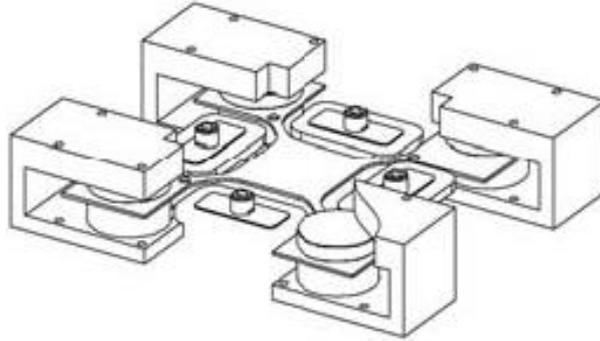


图 4 涡流阻尼器系统^[5]

国内对于大行程纳米级定位平台的研究主要集中对双驱动定位平台的研究,其中哈尔滨工业大学等单位对大行程高精度定位进行了较为深入的研究^[6-8],并取得了诸多成果。而对于音圈电机结合柔性铰链方式的单层式大行程纳米定位平台的研究和应用相对较少,一般局限于将音圈电机的单独用于定位平台。如图 5 所示为哈尔滨工业大学唐学军等设计的一种由音圈电机驱动的物镜定位系统^[9],该定位系统利用微分先行 PID 算法,采用位置、电流双闭环控制,具有较高等高的带宽,行程可达到 15mm,定位精度为 $0.59 \mu\text{m}$,重复定位精度达到 $0.26 \mu\text{m}$,定位系统带宽约为 195Hz;国防科技大学的张武军等使用音圈电机实现气浮平台的快速定位^[10],最大加速度达到 3g 以上,同时采用 PID 预测补偿、模糊预测补偿提高高速运动系统的定位精度,可以实现 50mm 的运动行程,重复定位精度为 $0.4 \mu\text{m}$ 。

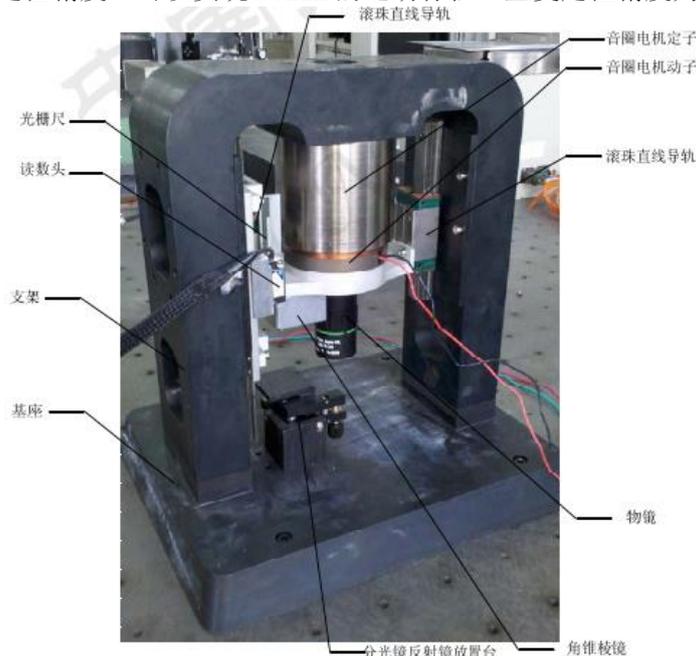


图 5 物镜定位系统实物图^[9]

受篇幅所限,还有大量的研究成果在此不能一一列出,但从前文介绍的内容和其他的相关资料可以认为,采用独立设计的音圈电机配合柔性铰链这种结构实现大行程纳米定位平台具有一定的前景,可以深入这方面的研究。

1.2.2 国内外音圈电机发展现状

音圈电机是基于洛伦兹原理工作的一种特殊形式的电机,具有结构简单、体积小、响应快、精度高等特性,在光学聚焦、半导体生产、磁盘定位等要求高精度、小体积、快响应的场合得到较为广泛的应用。音圈电机有三种比较典型的分类方式:按运动部件分类,可分为动线圈结构和动磁体结构;按线圈长度分类,可分为长线圈结构和短线圈结构;按永磁体位置分类,可分为内磁铁是和外磁铁式。

产品方面,国外对音圈电机的研究起步相对较早,各类音圈电机产品的制造技术相对成熟,如美国的 SMAC、MOTICONT、H2W 等公司,都已经形成了性能较高的音圈电机产品

系列。MOTICONT 公司开发了多款基于音圈电机的单轴和多轴定位系统，具有高速度、高加速度和高定位精度的特点。美国 SMAC 公司开发的 LAL 系列线性致动器，最高行程可达 350mm，最高分辨率可达 $0.1 \mu\text{m}$ 。系统自带高精度编码器并配有专门的控制器，能够实现可编程速度、位置和输出力，应用于多种现代工业场合。国内音圈电机产品相对较好的有深圳大族电机科技有限公司的系列产品，但产品的性能与世界先进水平尚有差距。

研究方面，日本 Shinshu University 的 H.Yajima 等人通过对动圈式音圈电机线圈的尺寸和阻抗之间的关系，分析得到线圈电感与电机行程之间存在正比关系^[11]，而音圈电机的动态响应特性同时也很大程度上受到线圈电感值大小的影响，较大的电感值将使得电机动态响应性能变差。美国 Michigan 的 David B.Hiemstra 等人在对动磁式音圈电机的研究中，通过数学推导得到驱动器输出力与功率、磁铁重量之间的关系，并将结论用于音圈电机的设计和系统的发热控制，将系统工作时的温度上升成功控制在 0.5°C 以内^[3]。国内已经有清华大学、哈尔滨工业大学多家院校和研究机构开展了对音圈电机的研究，且相对侧重于音圈电机的应用。如前文提到的哈尔滨工业大学的唐学军等完成的一种由音圈电机驱动的高带宽共焦显微镜物镜定位系统的设计，以及该校的李科设计的一种应用于 LED 固晶机摆臂系统的音圈电机^[12]，如图 6 所示。哈尔滨工业大学的刘丽丽对音圈电机的双极性可逆 PWM 驱动技术进行了研究，并采用了前馈控制的方式实现位置伺服控制，一定程度上提高了系统的响应速度。

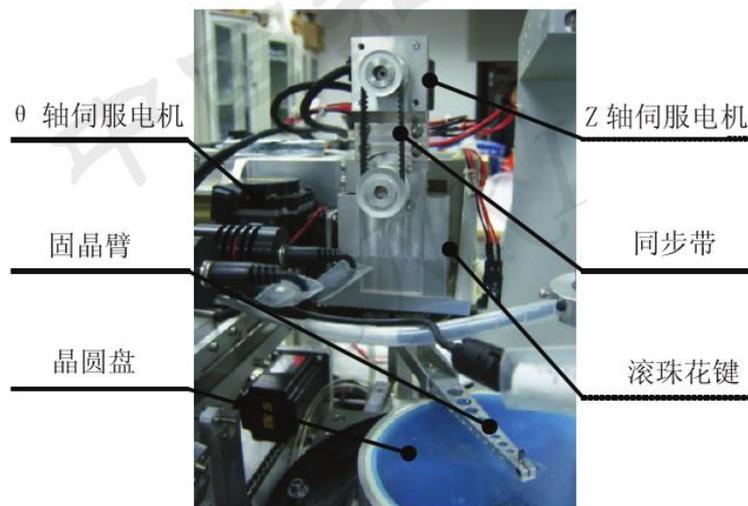


图 6 LED 固晶机摆臂系统^[12]

1.2.3 柔性铰链

柔性铰链是一种特殊的传动结构，它利用材料的可逆弹性形变来产生运动或传递能量。柔性铰链具有无空回、无摩擦、无间隙、无噪声、无磨损、空间尺寸小、运动灵敏度高等优点，在微位移、微定位、微调整机构以及一些大型空间展开机构等微观和宏观领域得到了深入广泛的应用。柔性铰链有两种比较典型的分类方式：按照横截面的形状可分为：矩形截面柔性铰链、圆形截面柔性铰链等；按照柔性铰链的柔性部位的形状可分为：圆角型、椭圆型、抛物线型、双曲线型柔性铰链^[1, 13]。

从六十年代开始，经过国内外科研工作者的不懈努力，柔性铰链的理论不断完善。Paros J. M. 等从材料力学理论为基础，经过合理的理想化假设，推导出了柔性铰链设计的计算公式^[14]。该计算公式经过简化后较为简洁，在一定应用场合计算结果精度较高，但其应用存在一定的局限性，在许多情况下会有比较大的误差。Lobontiu 等^[15]对圆形、椭圆形、抛物线形和双曲线形柔性铰链进行了研究，得出了这几种铰链的刚度和精度的理论计算公式，并应用有限元分析软件进行了仿真研究，证明了其理论计算公式的可信度。Yuen 等^[16]建立了一种 3-RRR 柔性铰链微动平台的动态静力分析模型，其实物图如图 7 所示，Yuen 等提出了封闭式方程，并将柔性铰链的柔度作为方程的变量之一，得到了动态静力分析结果；并将其和有限元分析结果进行比较，证明动态静力理论分析结果具有较高的可行性。

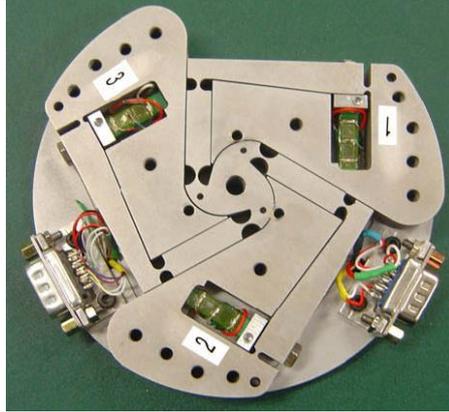


图 73-RRR 柔性铰链微动平台

国内的研究者对柔性铰链的分析研究也取得了一定的成绩。清华大学的王纪武等应用有限元分析方法对平行四边形移动副、平行板移动副和球副三种典型的柔性铰链的运动变形进行了研究^[18]，在相同加载条件下，不同几何参数对三种柔性铰链功能方向和非功能方向刚度、精度、误差特性的影响进行了分析，并提出了柔性铰链优化设计的准则。北京航空航天的赵宏哲等建立了三角形柔性铰链在同时受到弯矩、切向力和轴向力作用下准确的转角模型，推导出了准确的轴漂计算公式和轴漂模型，简洁地表征了载荷-位移关系，并应用有限元分析验证了间隙模型和理论计算公式的准确性。受篇幅所限，还有大量的研究成果在此不能一一列出，但总体而言，国内外对于柔性铰链的研究很多，研究方法也较为成熟。

1.3 本课题主要研究内容

本文主要对基于柔性铰链和音圈电机的定位平台的设计和伺服控制系统进行了研究，主要包括以下几个方面的研究内容：

- (1) 基于柔性铰链的定位平台设计，建立定位平台的有限元模型，计算系统的刚性系数，对定位平台进行静力分析和动力学分析，所设计定位平台行程 $\pm 3\text{mm}$ ；
- (2) 音圈电机设计，设计新颖的音圈电机结构，建立音圈电机磁场分析的有限元模型，对音圈电机的推力均匀度进行分析，计算音圈电机的推力常数；
- (3) 定位平台的动力学建模，建立定位平台的数学模型，建立位移与电流之间的函数关系；
- (4) 单自由度定位平台 Simulink 环境下控制模型的建立，建立具有电流环、位置环的双闭环控制系统模型，并利用 Simulink 的代码生成工具生成 C 语言代码，下载到基于 DSP 的系统中运行；
- (5) 控制系统硬件平台搭建，基于 DSP 控制器搭建定位平台控制系统硬件平台，包括 AD、DA 转换、线性放大等，硬件系统具有与上位机 PC 通讯的功能；
- (6) 控制系统定位精度和性能的实验验证。

第二章 定位平台的设计及仿真

本章将对定位平台的设计进行介绍，定位平台的设计主要包括：音圈电机，柔性铰链，平台底座，读数头基座，光栅尺基座等。其中音圈电机和柔性铰链作为平台最关键的组成部分，其设计将对系统定位精度等性能产生重要影响。下文将着重对音圈电机和柔性铰链的设计思想方法和设计过程进行介绍。

2.1 音圈电机的设计及仿真

音圈电机是基于洛伦兹原理工作的一种特殊形式的电机，具有结构简单、体积小、响应快、精度高等特性，在光学聚焦、半导体生产、磁盘定位等要求高精度、小体积、快响应的场合得到较为广泛的应用。音圈电机有三种比较典型的分类方式：按运动部件分类，可分为

动线圈结构和动磁体结构；按线圈长度分类，可分为长线圈结构和短线圈结构；按永磁体位置分类，可分为内磁铁是和外磁铁式。如图 8 所示为一种典型的动圈式音圈电机的结构，主要由磁轭、永磁体、线圈、绕线支架组成。

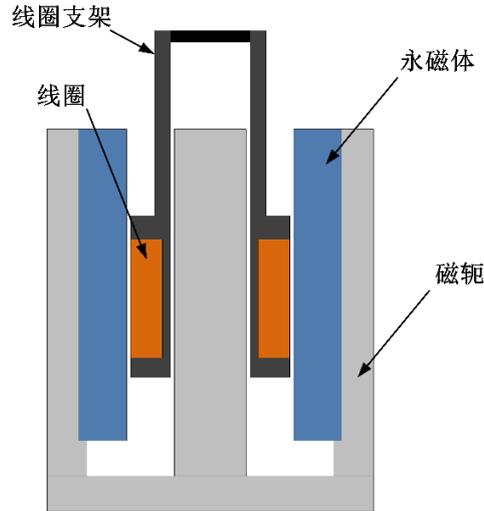


图 8 典型动圈式音圈电机结构

动子所受到的电磁力：

$$F = NBLi \quad (2-1)$$

式中 F ——动子受到的电磁力；

N ——线圈总匝数；

B ——气隙磁密；

L ——单匝线圈平均长度；

i ——线圈上的电流。

上式表明：电机输出推力主要取决于气隙磁场的强弱，线圈匝数和线圈处于磁场中的有效长度，以及线圈上加载的电流。由于各参数相互影响，所以必须合理设计规划，才能电机性能接近最佳。

音圈电机根据运动部分类型的不同，可分为动圈式和动磁式音圈电机。对于动圈式音圈电机，如图 9 (a) 所示，平台的负载与动线圈相连，其优点永磁体由于本身固定，体积可以比较大，因而可以得到较强的磁场；缺点是线圈绕组处于运动状态，容易出现断路、短路等线路问题。同时动子线圈产生的热量会通过连接件传到至系统的其他部分，因而动圈式音圈电机不适用于对温度比较敏感或对精度要求高的场合。而动磁式音圈电机则以永磁体为动子，如图 9 (b) 所示，可以较为有效地避免线圈的热量传导至系统其它部分带来的精度影响，线圈允许的最大电流较大。但是为了获得较好的系统动态响应特性，通常会采用较小的永磁体，因此磁场强度会相对较弱。

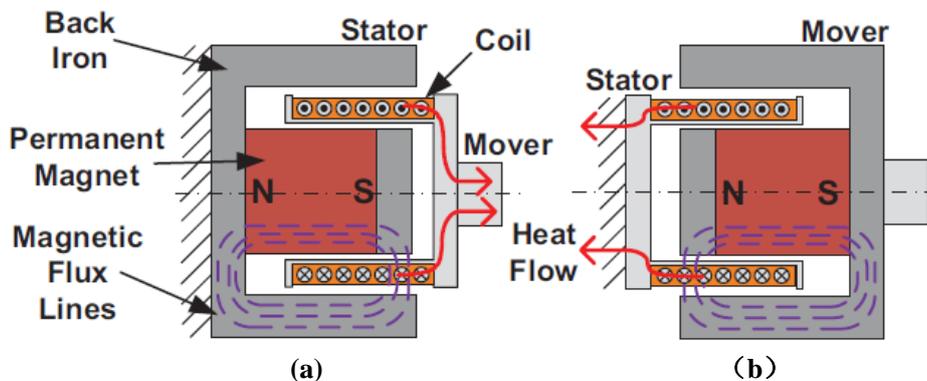


图 9 (a) 动圈式 (b) 动磁式音圈电机散热^[3]

2.1.1 音圈电机结构设计

基于前文中提到的动圈式和动磁式电机结构的优缺点，设计中决定采用动磁式的电机结

构。另外，矩形音圈电机相对于圆柱形电机结构较为简单，加工成本和难度也相对较低，同时电机的安装固定也较为方便，因此考虑设计矩形电机结构。

对于音圈电机动子的安装，一般采用轴承支撑的方式。然而，轴承的引入必然会带来摩擦力，此时电机的力平衡方程式：

$$F_e = F_p + F_f + F_M \quad (2-2)$$

式中 F_M ——使负载产生加速度所需惯性力；

F_p ——电机输出推力；

F_e ——电机动子所受电磁力；

F_f ——电机系统摩擦力。

由式(2-2)可知，电机的峰值推力使得电机输出力 F_p 和动子所受电磁力 F_e 并不相等，且 F_f 的存在增加了系统的非线性因素，因此在设计过程中考虑通过结构的改进避免这一问题。根据可能的音圈电机磁路形式，设计了一种新颖的音圈电机结构模型，其磁路如图 10 所示。电机采用长方体外形，采用上下两组线圈，线圈缠绕于铁芯上，永磁体作为电机动子通过输出轴直接与柔性铰链相连，利用柔性铰链的刚度在非功能方向上对电机动子进行固定，这样的结构可以极大地避免前文提到的摩擦力问题。

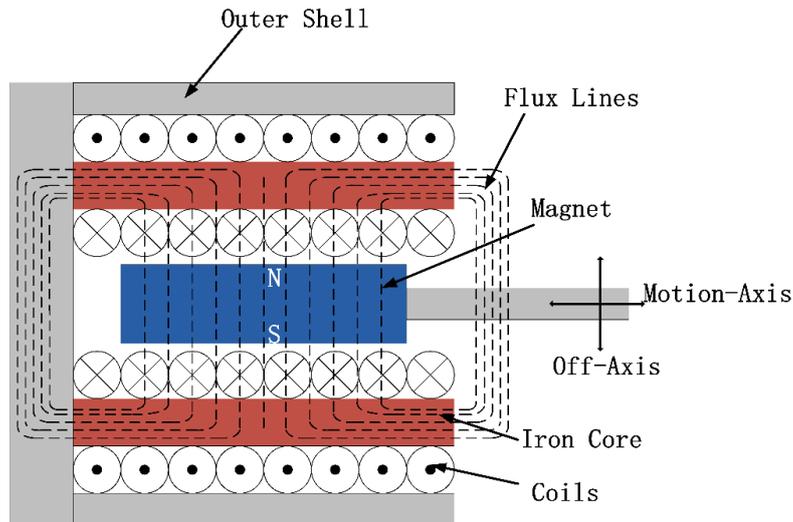


图 10 音圈电机磁路图

对于电机永磁材料的选择，一般有以下原则：要求永磁体材料的最大磁积能尽可能大，温度系数小，磁稳定性高，且具有良好的加工性能。为此对比了几种常见电机永磁体材料的性能，见

表 1, 其中高性能钕铁硼材料的多项物理特性优于其他永磁材料, 且成本较低、原材料的来源充足, 是音圈电机设计中常用的永磁材料, 因此在本设计中采用钕铁硼 N35 作为电机永磁材料, 其最大磁积能够达到 $300 \text{ kJ} / \text{m}^3$ 以上, 且能够在 120°C 以上高温下稳定工作。电机的铁芯材料一般采用导磁性能好、饱和磁密高的材料, 这里选用了高性能电工纯铁, 电工纯铁的饱和磁感应强度为 2.07T , 磁导率和加工性能也相对较好; 电机外壳则选用铝合金材料。

表 1 常见永磁材料性能比较

永磁材料	饱和磁感应强度 $B_r(\text{T})$	矫顽力 $H_c(\text{kA}/\text{m})$	最大磁积能 $(BH)_{\max}(\text{kJ}/\text{cm}^3)$
<i>AlNiCo</i>	1.230	51	44
<i>Ferrites</i>	0.385	235	28
<i>MnAlC</i>	0.560	239	61
<i>SmCO₅</i>	0.870	637	146
<i>Nd₁₅B₈Fe₇₇</i>	1.230	881	290

力常数是电机在加载单位电流时能够产生的电磁力的大小, 是反应音圈电机性能的重要参数, 由式(2-1)可知, 力常数的计算公式为:

$$k_e = NBL \quad (2-3)$$

力常数越大时, 产生同样的电磁力所需要的电流越小。大的力常数可以减小电机的尺寸, 同时减少电机的发热量, 较小线圈对永磁体的退磁作用, 因此在设计过程中尽量追求较大的电机力常数。由式(2-3)可知, 加大线圈长度和匝数、设计更强气隙磁感应强度可以提高力常数。增大永磁体长度、减小气隙长度是获得较大的气隙磁感应强度的有效手段。但是在设计工程中要同时考虑到定位平台的整体尺寸, 对所设计的音圈电机的尺寸需要加以限制。同时在加载电流一定时, 电机推力在整个行程内要尽量保持均匀, 以减小非线性问题。另外在电机设计过程中, 应尽量减轻运动部分的质量, 线圈电阻、电感等电器参数满足伺服控制要求。根据定位系统的行程及推力要求, 总结出本课题中音圈电机设计要求如下:

表 2 音圈电机设计指标

参数名称	参数指标	单位
额定推力	≥ 20	N
有效行程	± 3	mm
电机直径	≤ 100	mm
额定电流	≤ 4	A

根据以上设计原则和设计指标, 下一步将运用有限元软件进行有限元分析, 对比不同尺寸参数组合下电机的磁场分布情况以及电机的推力常数, 选择较为合适的电机几何参数。

2.1.2 音圈电机有限元仿真

ANSYS Maxwell 是以电磁场技术为核心的电机设计专业软件, 在电机系统仿真设计这一领域始终保持着优势地位。它的理论基础是麦克斯韦微分方程, 采取离散化、微元化的处理方法, 将复杂的电磁场计算转变为矩阵求解, 具有较高的仿真性能, 可以很好的降低设计风险, 缩短电机的设计周期。本设计中将使用 ANSYS Maxwell 3D 静磁场求解器对音圈电机进行有限元仿真分析。

利用 ANSYS Maxwell 3D 静磁场求解器中进行音圈电机静态磁场有限元分析的主要步骤如下：

(1) 创建电机的几何模型：虽然 Maxwell 环境下提供相关的绘图工具帮助创建电机模型，但是其建模功能远不如专业 CAD 软件，因此我们采用 Solidworks 进行音圈电机的三维建模，将此模型导入到 Maxwell 中。

(2) 对电机各部分材料定义及分配：从电机设计材料中选择电工软铁作为音圈电机磁轭材料；选择铝合金作为电机外壳及线圈框架材料；选择铜作为线圈材料；选择 NdFe35 作为永磁体材料，并对充磁方向进行设置。

(3) 激励源与边界条件定义及加载：音圈电机中存在电机线圈绕组电流源和永磁体两种激励源，永磁体激励源在材料定义中已经通过磁极的定义进行了设置，因此仅需定义绕组的电流源，需要定义电流流过的截面，电流的方向和大小。

(4) 求解参数设定：在电磁场仿真分析中，除了要计算电磁场的磁感应强度、磁通量等物理量外，还需要对电机动子上产生的电磁推力等仿真分析。这里对永磁体及电机输出轴设置受力求解。网格划分可根据实际情况设置网格划分的精度。

(5) 求解结果后处理：在分析计算完成后，对分析结果的各种信息进行观察，并根据需要调整音圈电机的结构，重复仿真过程，以便优化音圈电机性能。

为了找到更为合适的电机尺寸参数，首先设置了多组电机各个部分的尺寸组合，以电机输出推力为主要考虑要素，通过比较电机推力的仿真结果，来确定电机各部分的尺寸。影响电机的主要结构因素有：气隙大小、永磁体厚度、线圈厚度、铁芯厚度。由于线圈采用手工绕制的方法，无法精确保证线圈的尺寸，为了避免由于实际尺寸偏差而导致线圈与动子之间产生摩擦，气隙大小的设计应保证充足的余量，这里选择气隙为 1mm。对于其他重要影响参数，在整体外形尺寸不变的条件下，进行了系列的组合，并在 ANSYS Maxwell 中进行了推力仿真，仿真结果如图 11 所示。从仿真结果可以看出，增大线圈厚度（同时需要铁芯厚度减小），可以得到更大的电机推力。但是综合考虑加工、装配固定等因素，铁芯的厚度不应过小，因此选择铁芯厚度为 5mm、线圈厚度为 7.5mm 这组参数，既可以获得较大推力，满足加工装配需求，并且从仿真结果看，此时铁芯材料未达到磁饱和，同时可以从一定程度上避免由于线圈过厚带来的发热问题。永磁体的厚度增加可以较为明显的提高电机的推力输出能力，但也会带来系统动态性能变差的问题；同时发现永磁体厚度为 10mm 时，虽然推力值增大，但增大的幅度已经有所下降，最终折衷选择永磁体厚度为 8mm。

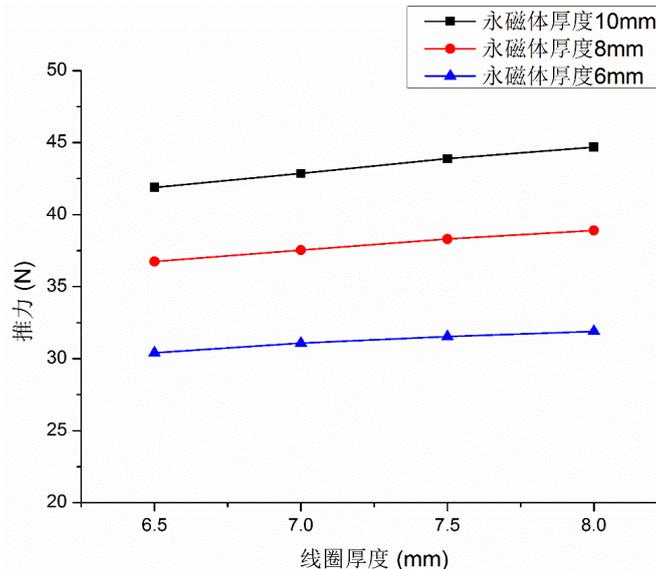


图 11 不同参数组合下电机推力仿真结果

根据所确立的电机尺寸参数，在 Solidworks 环境下建立音圈电机模型如图 12 所示。

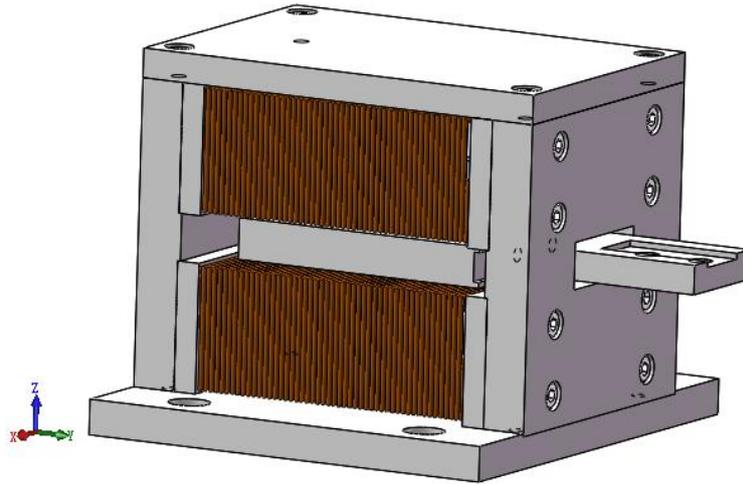


图 12 音圈电机三维模型

如图 13 所示为电机的磁场分布云图，可以看到磁场在线圈位置分布较为均匀，与设计理想磁路较为吻合；铁芯处磁场强度远小于电工纯铁的饱和磁感应强度，较好地避免了铁芯磁饱和问题。

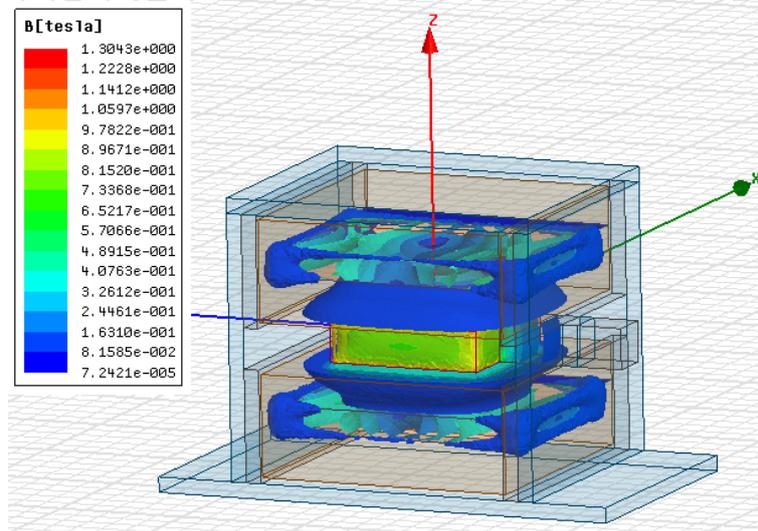


图 13 电机磁场分布云图

同时也对电机在行程范围内的能够产生的电磁推力进行了仿真，结果见图 14。由推力仿真结果可知，在设定行程范围内，功能方向上产生的电磁推力满足设定目标，电机的力常数约为 4.3N/A ；推力在非功能方向上的分量相对非常小，将对定位系统产生的影响较小。同时在加载电流一定时，电机永磁体运动到行程范围内的不同位置时，推力的变化在其平均值的 $\pm 2.5\%$ 以内，电机推力具有较高的均匀性。

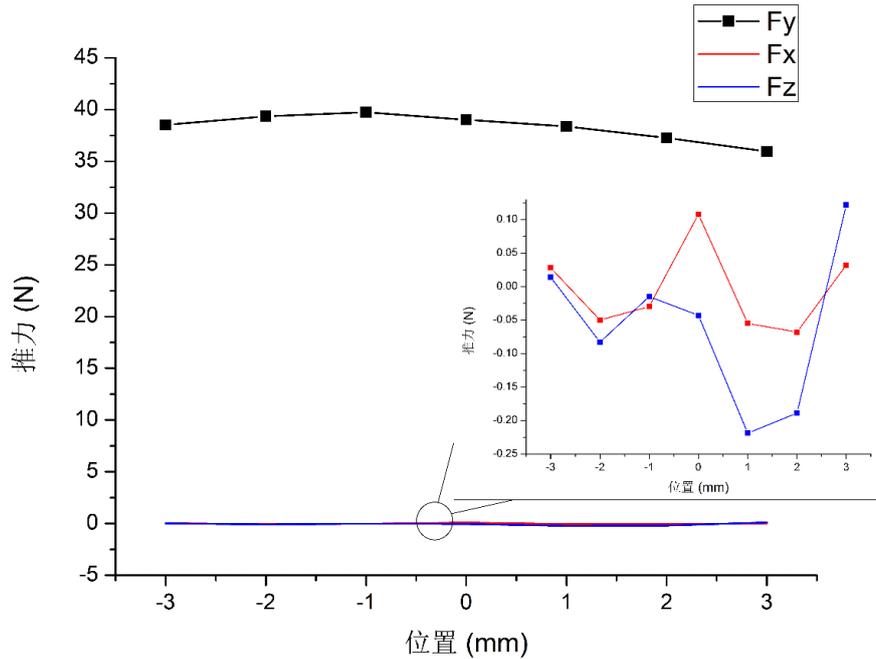


图 14 电机推力仿真结果

2.1.3 音圈电机推力验证

本设计中音圈电机要求电流较大 (5A)，故而选用了芯径为 1mm (外径为 1.08mm) 漆包线绕制电机绕组，电机绕组漆包线排列方式以最紧密排列方式设计，如图 15 所示。根据计算，设计每组线圈为 7 层，每层 45 匝，计算电阻为 0.92Ω 。实际线圈绕组的绕制需要在绕组与铁芯间以绝缘纸进行绝缘处理，由于绝缘纸的厚度较厚，可能对绕组的厚度将产生一定的影响；另外由于线圈采用手工缠绕的方式，其紧密程度可能低于理论设计，因此可能导致实际绕制的线圈与此设计有差别，带来电机性能与仿真结果的差别。

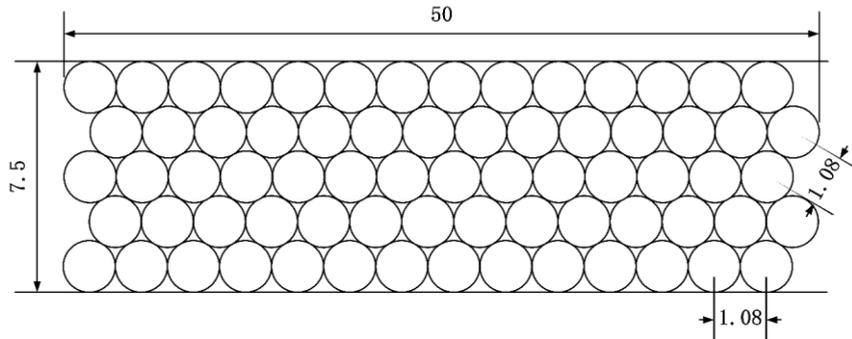


图 15 漆包线排列设计

按照设计的音圈电机模型绘制了电机的加工图纸，加工制作了音圈电机样机，如图 16 所示。

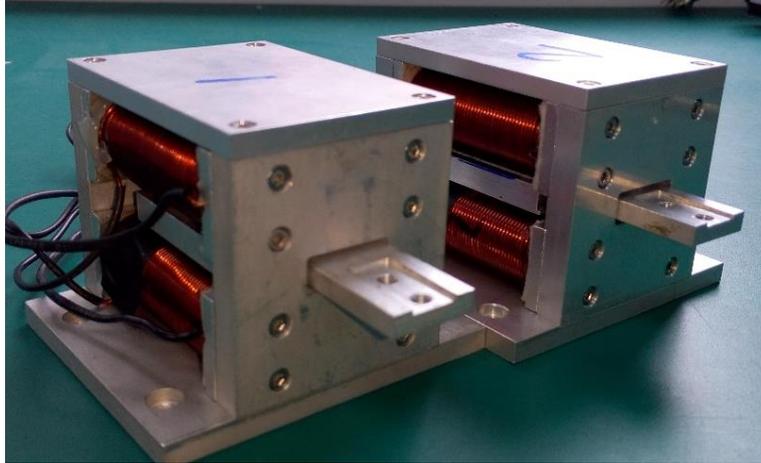


图 16 音圈电机样机图

为了验证所制作的电机是否能够达到系统对电机推力的要求,实际电机性能与仿真结果的差距,我们进行了音圈电机推力测试实验,搭建的实验平台实物图如图 17 所示。

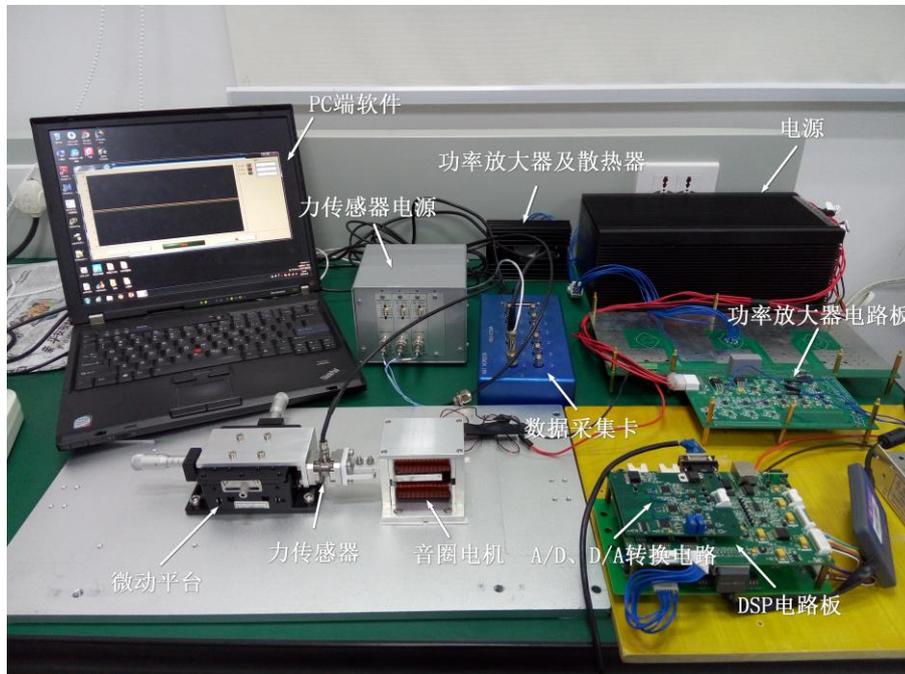


图 17 电机推力测试实验平台实物图

电机推力测试实验平台主要由以下几部分组成:音圈电机、电源、DSP 控制器电路、AD/DA 转换电路、功率放大及电流检测电路、力传感器及电荷放大器、数据采集卡以及传感器 PC 端软件组成。三轴压电力传感器如图 18 所示,可采集最高 2kN 的推力或拉力,配合 PC 端软件,可直接获得力在三个方向上分量的值。微动平台通过连接件固定定子永磁体,可以调节定子永磁体在功能方向上运动,从而实现电机在设计行程内的推力测量,此推力由力传感器检测并记录。由 DSP 控制输出电压,将电压数字信号通过并行接口经 DA 转换电路转换成模拟信号,经过功率放大器放大,驱动音圈电机产生推力。DSP 程序具有与 PC 进行串口通讯的功能,电流传感器检测到的电流经过 A/D 转换后通过并行接口转换成数字量输入到 DSP 中,再由 DSP 经串口传至 PC 端,进行电流的实时采集和计算,从而得到电机输出推力与加载电流和永磁体位置的关系。

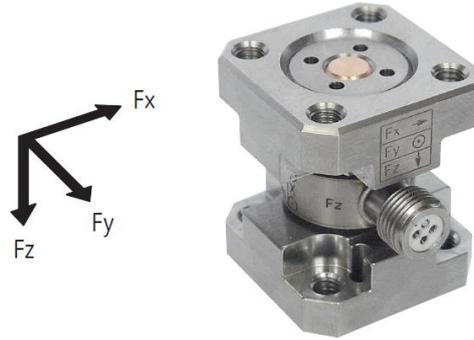


图 18 三轴压电力传感器

调节微动平台，使音圈电机定子永磁体运动到设定行程范围内的不同位置，测定音圈电机在加载不同的电流时产生的电磁推力，将测得的数据绘制了位置-电流-推力三维数据散点图如图 19 所示。

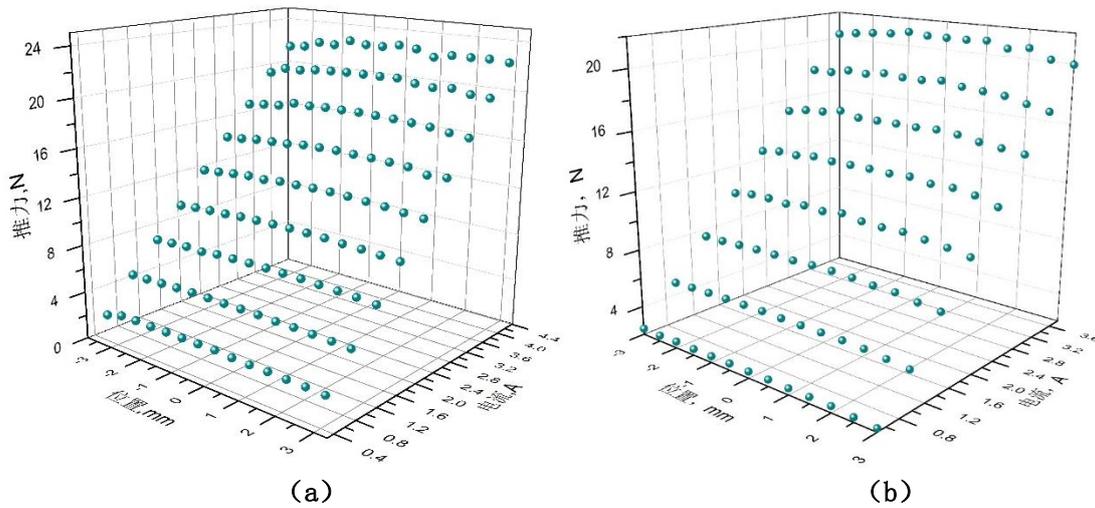


图 19 (a) 样机 1 (b) 样机 2 推力测试数据散点图

当永磁体位于行程中点 ($x=0\text{mm}$) 时，音圈电机的推力与电流关系的实验数据如图 20 所示。对实验数据进行推力-电流线性拟合，拟合得到的直线斜率即为电机的力常数，在 Origin 中对实验数据进行拟合处理，得到两条直线斜率分别为为 5.45 和 5.58，即样机 1 和样机 2 的力常数分别为 5.45N/A 和 5.58N/A。同时将实测数据与之前对音圈电机进行电磁场有限元分析所得的数据进行对比，电机推力常数仿真值为 4.3N/A，所制作的音圈电机样机的力常数超过预测值的 25% 以上，这个差异可能是由于样机采用了性能更好的永磁体材料。另外由于电机线圈绕组采用手工绕线的方式，电机线圈不能像理论设计的那样缠绕得十分紧密，因此实际线圈与永磁体的距离更近，处于更强的磁场强度下，因而产生的电磁推力更大。从实际对音圈电机样机的观察结果看，线圈与永磁体间的气隙间隙确实远小于 1mm，基本可以证实这一猜测的可信度。

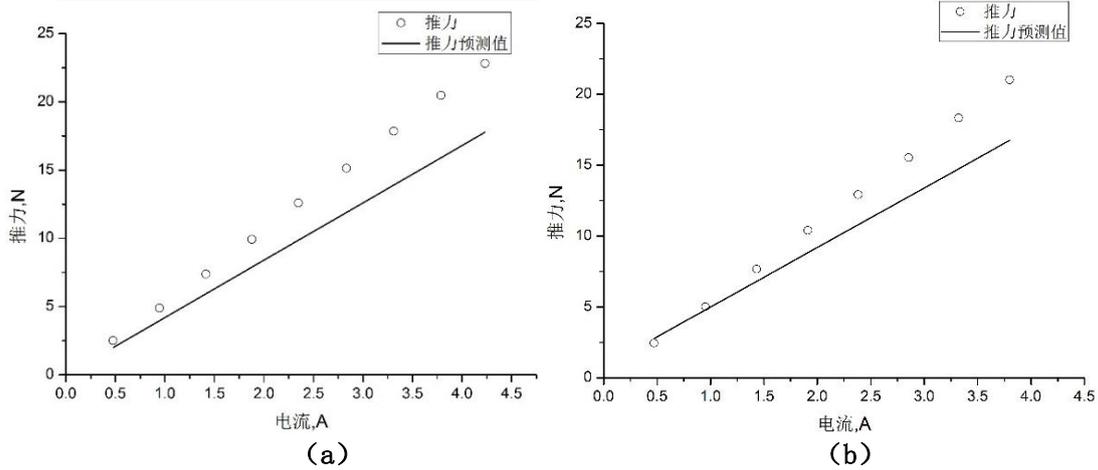


图 20 (a) 样机 1 (b) 样机 2 推力测试值与预测值 ($x=0\text{mm}$)

在加载电流为 0.95A 时，对两组样机在整个 $\pm 3\text{mm}$ 行程内不同位置产生的推力均匀性进行分析，如图 21 所示。经计算，推力在行程内的变化不超过数据平均值的 $\pm 5\%$ ，具有较好的均匀性。从实验结果来看，制作的两个音圈电机样机基本满足设计要求。

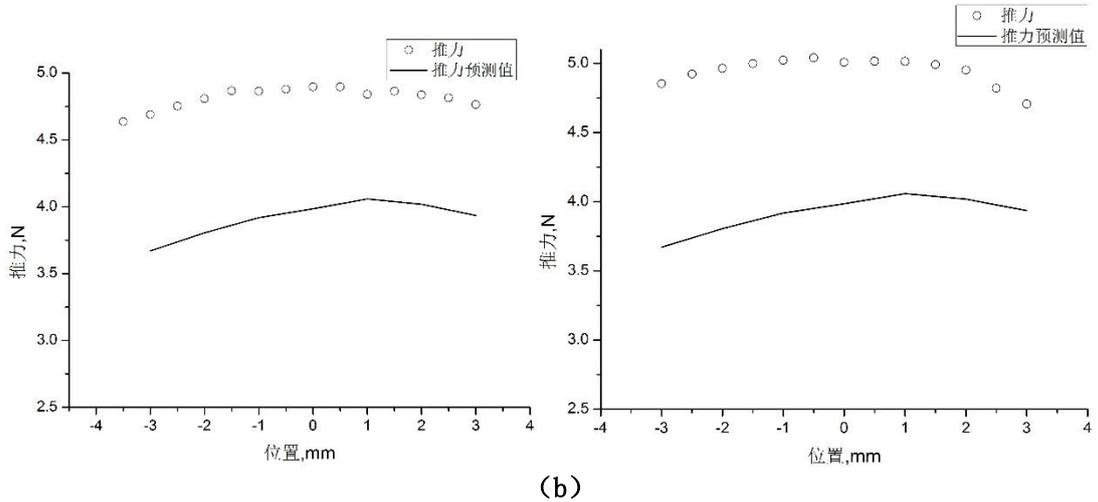


图 21 (a) 样机 1 (b) 样机 2 推力测试值与预测值 ($i=0.95\text{A}$)

2.2 柔性铰链的设计及仿真

柔性铰链是一种特殊的弹性支撑机构，它是利用材料的可逆弹性形变来产生运动或传动能量。相对于气浮轴承、磁悬浮轴承等机构，柔性铰链具有无空回、无摩擦、空间尺寸小、运动灵敏度高、能在真空环境下工作等优点，在微定位、微调整机构中得到广泛应用^[20]。在机构设计中采用柔性铰链的连接方式，可以从很大程度上提高系统的运动精度，缩小系统的整体尺寸，使设计更加精确、紧密。

传统结构形式的柔性铰链由于受材料屈服强度的限制，能够实现的行程较为有限。通常为了提高系统的运动行程，需要加大柔性铰链的尺寸以满足行程要求，这样使得系统较难同时满足大行程和紧凑性的要求。澳门大学 Qingsong Xu 采用了一种多层复合四边形柔性铰链结构，以较小的机构空间，实现了 $\pm 10\text{mm}$ 的大行程、高精度定位系统的设计和定位控制^[21]。本课题中的柔性铰链设计将基本沿用这种结构形式，并在此基础上，对这种结构存在的一些问题提出了改进方案。

2.2.1 柔性铰链设计

复合四边形柔性铰链结构如图 22 (a) 所示, 其在外力作用下的变形如图 22 (b) 所示。

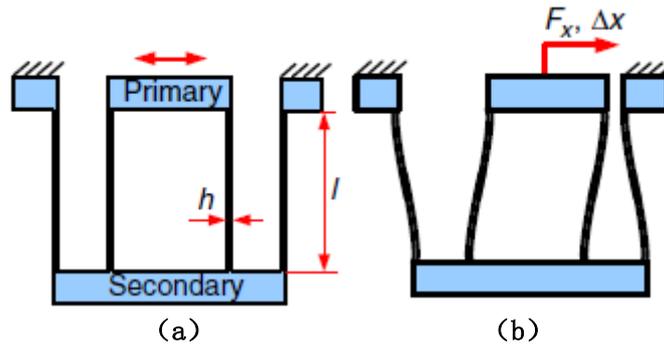


图 22 (a) CPF 结构 (b) CPF 结构受力变形^[21]

根据材料力学相关知识可推算出其理论刚度为:

$$K = \frac{Eb^3}{l^3} \quad (2-4)$$

式中 l ——柔性铰链长度;
 h ——柔性铰链宽度;
 b ——柔性铰链厚度;
 E ——材料的弹性模量。

假设材料达到其强度极限时的行程为最大行程, 则可计算其理论最大行程为:

$$\Delta x_{\max} = \frac{\sigma_{\max} l^2}{3Eh} = \frac{\sigma_y l^2}{3Eh} \quad (2-5)$$

式中 σ_y ——材料屈服强度。

由式(2-5)可知, CPF 结构能够达到的最大行程由结构参数 l 和 h 决定: l 越大, h 越小, 可以达到的行程越大。但在实际情况 h 的大小受到加工水平的影响, h 不能无限制小; 同时, 系统的整体尺寸要求也对 l 的值产生限制。因此如果只采用这种单层式复合四边形柔性铰链结构也较难使系统满足行程需要。

在此基础上, 设计了一种多层复合四边形柔性铰链结构 MCPF (multi-stage compound parallelogram flexure) 如图 23 所示。

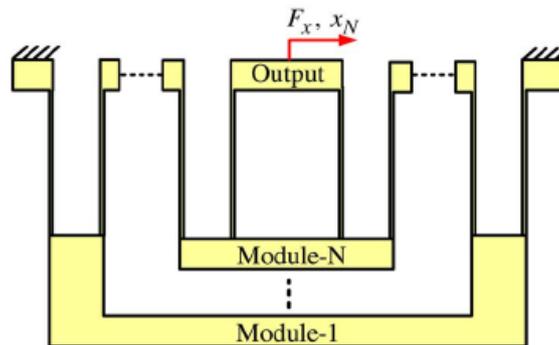


图 23 多层复合四边形柔性铰链结构

根据材料力学相关理论, 可以计算其理论刚度为:

$$K_N = \frac{Eb^3}{Nl^3} \quad (2-6)$$

计算其理论最大行程为:

$$\Delta x_{\max} = \frac{N\sigma_{\max}l^2}{3Eh} = \frac{N\sigma_y l^2}{3Eh} \quad (2-7)$$

比较式(2-7)和式(2-5)可知，在设计参数 h 和 l 不变的情况下，采用 MCPF 结构相较于 CPF 结构可以将行程扩大 N 倍，刚度降低为 $\frac{1}{N}$ ，而系统的尺寸也被限制在可接受范围内。

为了达到设计行程，同时配合所设计的音圈电机的输出推力能力，设计中采用了 MCPF 结构，并选择 $N=3$ 。采用轴向对称的结构，限制了偏离轴向的角位移，也保证了平台在运动正负方向上是相互独立的；在设计过程中，发现如果只采用一组 MCPF 的结构，柔性铰链系统 z 轴的扭转刚度较小，在扭转力的作用下，会产生较大的偏离柔性铰链变形。为了解决这一问题，决定采用两组 MCPF 串联的结构形式，通过加大力臂长度，提高了 z 轴的扭转刚度。由于柔性铰链的叶片厚度较薄，考虑采用激光切割的方式进行加工，根据其加工能力将设定叶片厚度为 1mm，将柔性铰链内圆角设定为 0.5mm。其他设计参数见表 3，建立柔性铰链初步模型如图 24 所示。

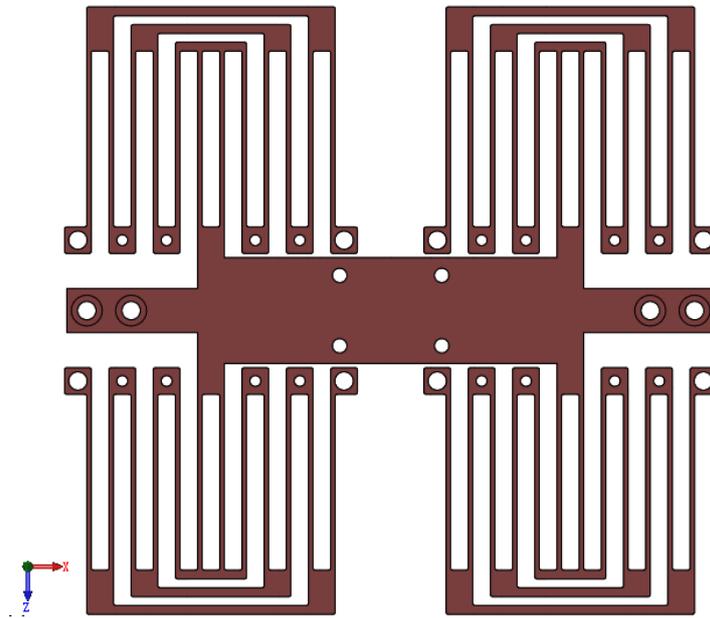


图 24 柔性铰链模型

表 3 柔性铰链设计参数

参数	值	单位
l	40	mm
h	1	mm
b	10	mm
E	69.1	GPa
σ_y	276	MPa

在此设计参数条件下，根据式(2-6)可计算柔性铰链在运动方向上的刚度为：

$$K_N = \frac{4Eb^3}{3l^3} = 1.44 \times 10^4 \text{ N/m} \quad (2-8)$$

根据式(2-7)可计算柔性铰链的最大行程为：

$$x_{\max} = \frac{\sigma_y l^2}{Eh} = 6.39 \times 10^{-3} \text{ m} > 3 \times 10^{-3} \text{ m} \quad (2-9)$$

理论最大行程大于设计行程，该组设计参数基本符合设计要求。

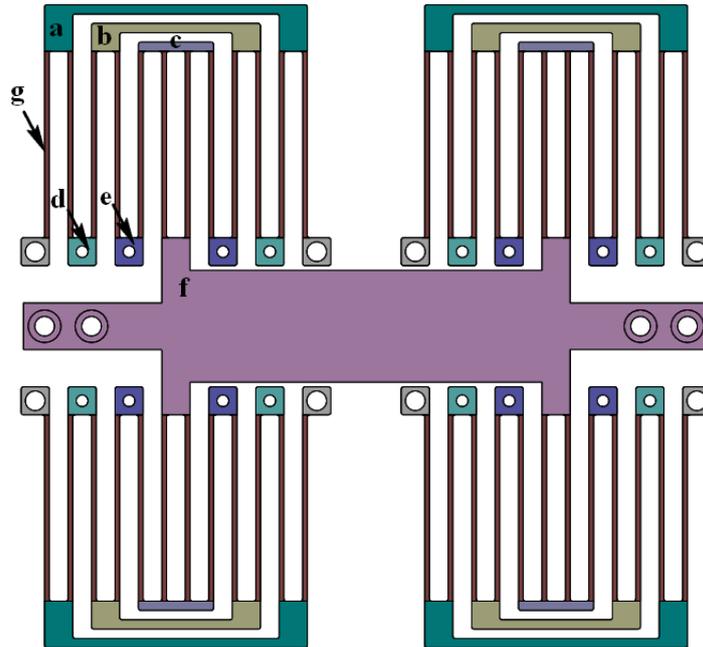


图 25 柔性铰链质量单元

柔性铰链动能可表示为：

$$T = \frac{1}{2} M \dot{x}^2 \quad (2-10)$$

式中 M ——柔性铰链运动部分的等效质量。

如图 25 所示，将柔性铰链分割成若干质量单元，根据动能定理，可计算等效质量为：

$$\begin{aligned} M = & m_f + 8m_e \left(\frac{4}{6}\right)^2 + 8m_d \left(\frac{2}{6}\right)^2 + 4m_c \left(\frac{5}{6}\right)^2 + 4m_b \left(\frac{3}{6}\right)^2 + 4m_a \left(\frac{1}{6}\right)^2 \\ & + 8m_g \left(\frac{1+\frac{5}{6}}{2}\right)^2 + 8m_g \left(\frac{\frac{5}{6}+\frac{4}{6}}{2}\right)^2 + 8m_g \left(\frac{\frac{4}{6}+\frac{3}{6}}{2}\right)^2 + 8m_g \left(\frac{\frac{3}{6}+\frac{2}{6}}{2}\right)^2 \\ & + 8m_g \left(\frac{\frac{2}{6}+\frac{1}{6}}{2}\right)^2 + 8m_g \left(\frac{\frac{1}{6}+0}{2}\right)^2 + \frac{48}{(6l)^2} \times \frac{m_g l^2}{12} \end{aligned} \quad (2-11)$$

式中 l ——柔性铰链长度。

由式(2-11)可计算，柔性铰链的等效质量为 $M = 0.3kg$ 。

系统势能为：

$$V = \frac{1}{2} Kx^2 \quad (2-12)$$

式中 K ——柔性铰链刚度；

x ——柔性铰链最大位移。

根据拉格朗日定理，可以得到柔性铰链的自由振动动力学方程：

$$M \ddot{x} + Kx = 0 \quad (2-13)$$

则柔性铰链的固有频率为:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M}} \quad (2-14)$$

由式(2-14)并结合柔性铰链刚度的理论计算结果可得柔性铰链一阶固有频率的理论值为 $f_1 = 34.89\text{Hz}$ 。

在设计过程中发现此柔性铰链模型在受力时非功能方向上的变形相对较大,为了减小柔性铰链在受力时产生的非功能方向上的变形,设计中增加了连接桥用以连接第二级、第三级铰链,在位移相同处进行连接固定^[22],如图 26 所示。下一步将通过有限元分析的方式对柔性铰链进行静力学、动力学分析,进一步确认设计结构和设计参数的合理性。

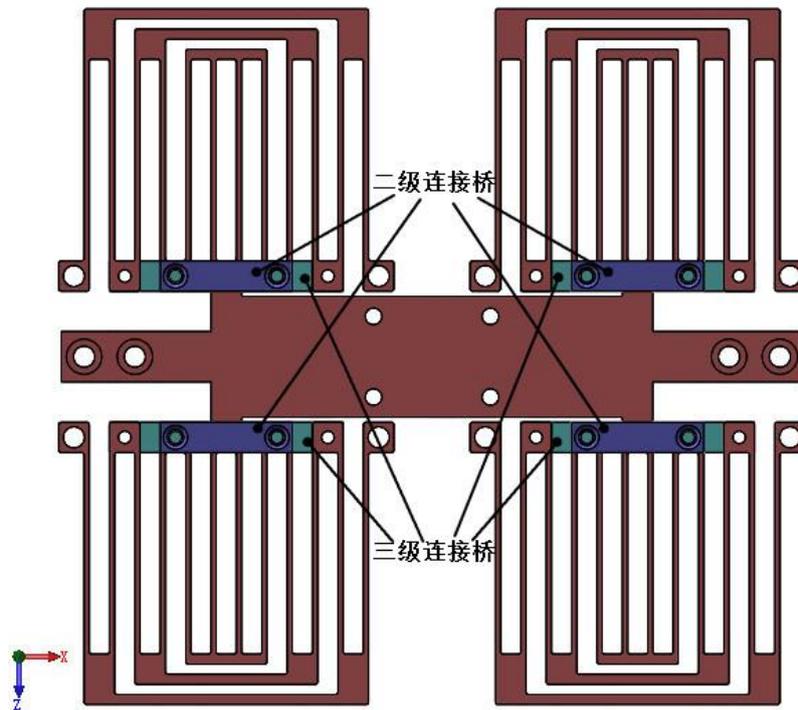


图 26 柔性铰链改进模型

2.2.2 柔性铰链静力学及动力学有限元分析

为了验证理论计算的准确性,进一步验证柔性铰链设计的合理性,采用有限元分析软件 ANSYS 对所设计的柔性铰链模型进行静力学和动力学的有限元分析,得到柔性铰链在受力时的位移分布、应力分布、扭转变形以及模态振型。

2.2.2.1 柔性铰链有限元建模

为了得到较为准确的仿真结果,将电机定子及其他连接部分也添加到仿真模型中。利用 ANSYS 进行有限元分析的具体过程如下:将柔性铰链的三维模型导入 ANSYS;对模型的各部分进行材料定义和分配:除电机定子采用永磁体钕铁硼外,其他部分均采用铝合金 6061,对材料的密度、杨氏模量、泊松比等特性进行设定;划分网格,加载约束条件和载荷:对于模态分析,约束条件仅需要将 8 个固定孔固定,而在进行位移和应力分布仿真时,除了固定约束外,还需要加载相应作用力。有限元分析模型如图 27 所示。

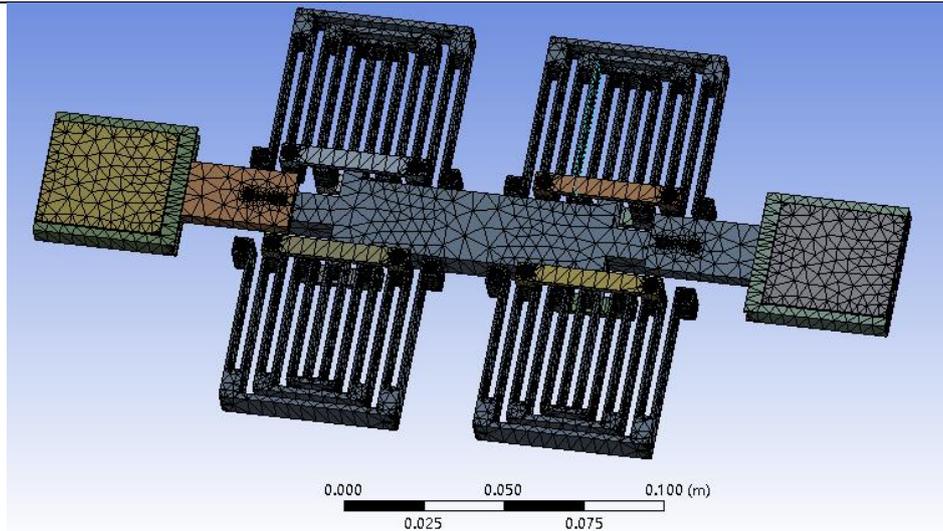
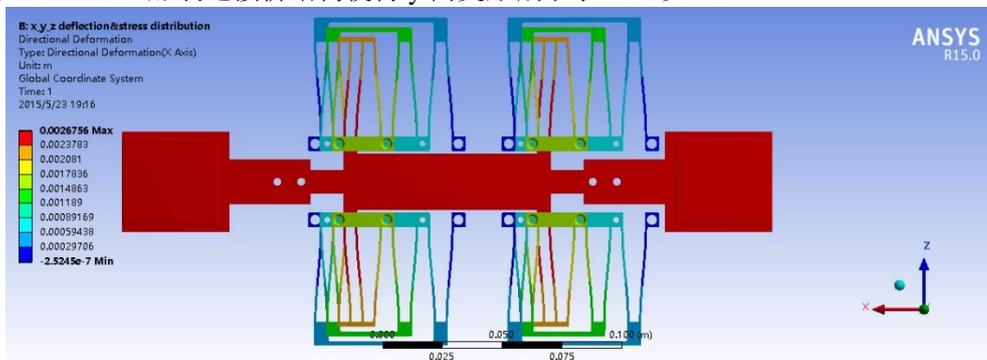


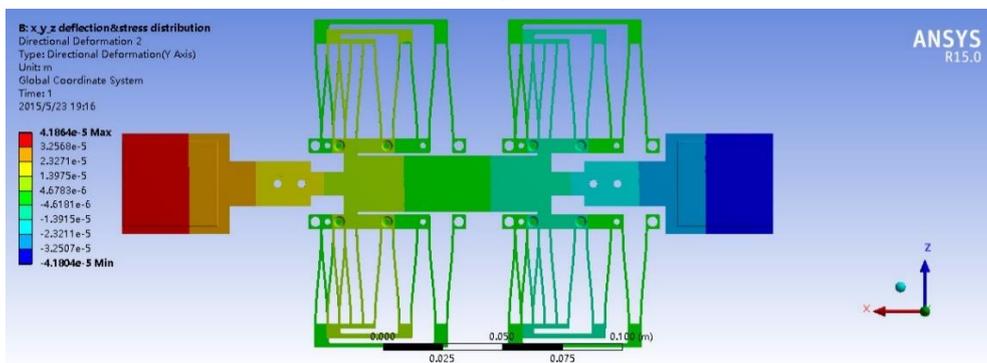
图 27 有限元分析模型

2.2.2.2 柔性铰链静力学分析

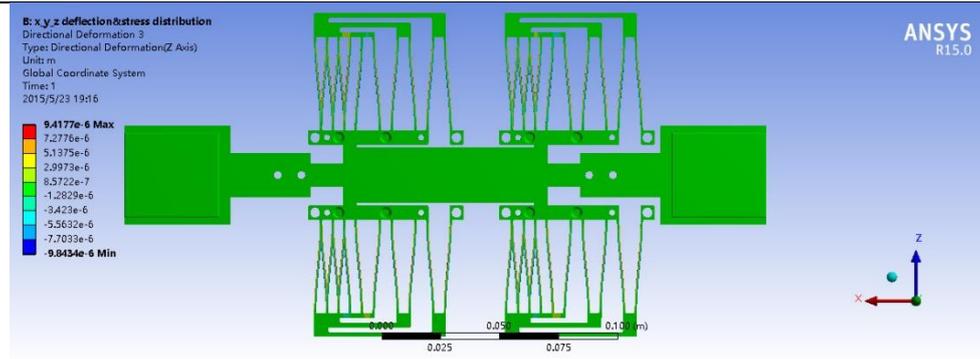
在 ANSYS 下对柔性铰链的静力学分析包括：柔性铰链在电机推力作用下各方向的变形分布和应力分布。对柔性铰链两端分别加载 20N 同向推力，柔性铰链各方向的变形分布如图 28 所示。其中 x 向最大位移 2.68mm，基本满足行程设计要求，同时可计算柔性铰链在功能方向上的刚度为 $1.49 \times 10^4 \text{ N/m}$ ，与理论计算结果 ($1.44 \times 10^4 \text{ N/m}$) 的偏差在 3.5% 以内，两者的吻合度较高。有限元仿真模型中圆角的加入使得柔性铰链的刚度得到一定的提高，可能是导致理论计算和仿真分析结果存在偏差的原因之一。另外，柔性铰链 y 向最大变形在 0.042mm 以下，z 向最大变形在 0.01mm 以下，控制在较小范围内。另外，为了验证连接桥的作用，进行了无连接桥时柔性铰链在电机推力作用下的变形仿真，仿真结果显示，连接桥的作用主要体现在抑制了柔性铰链在 y 向的变形，如图 28 (d) 所示，此时 y 向最大变形为 0.062mm，加装连接桥结构使得 y 向变形减小了 30% 以上。



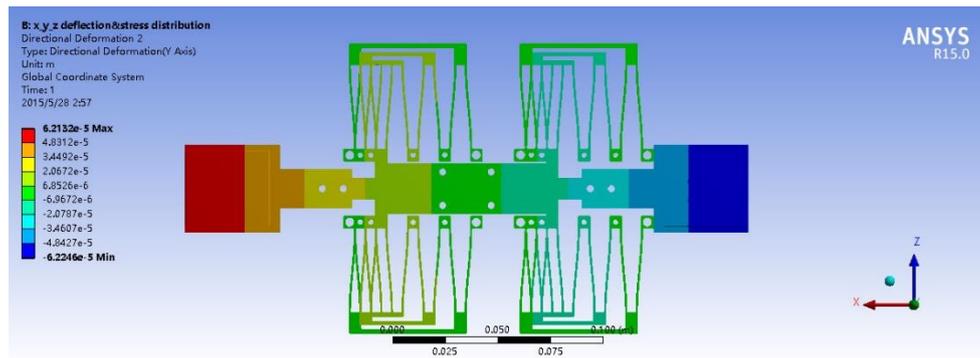
(a)



(b)



(c)



(d)

图 28 电机推力作用下 (a) x 方向 (b) y 方向 (c) z 方向变形分布
(d) 无连接桥时 y 方向变形分布

柔性铰链在两端同时加载 20N 同向电机推力作用下时的应力分布仿真结果如图 29 所示。为了避免尖角导致应力集中的问题，设计柔性铰链内圆角为 0.5mm，此时最大应力虽仍出现在圆角处，但最大值为 74.4MPa，在安全范围之内，且具有较高的安全系数 (276MPa/74.4MPa)。

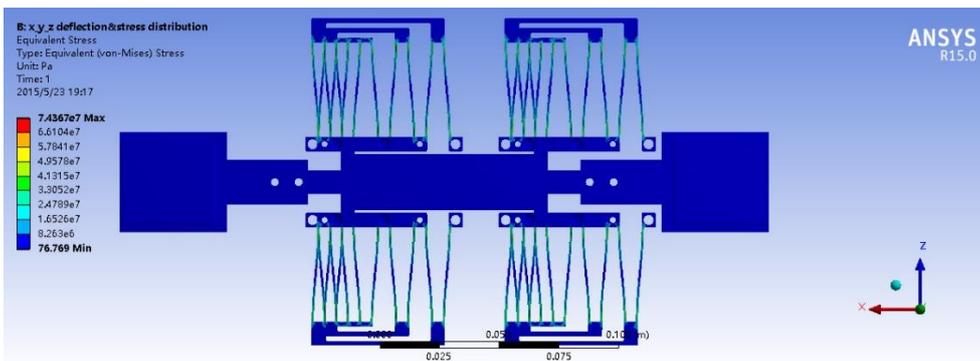


图 29 应力分布仿真结果

另外，由于所设计的电机动子永磁体较容易受到 y 方向上非平衡引力的作用，这将导致柔性铰链产生绕 z 轴的扭转，因此进行了扭转变形仿真。对两端永磁体分别加载反向 10N 力时，柔性铰链的变形分布如所示。此时，柔性铰链中轴的偏角约为 0.2°，柔性铰链 z 向等效扭转刚度约为 100N/deg。而实际永磁体所受非平衡引力不会达到 10N，柔性铰链中轴的实际偏角将小于 0.2°，因此这种两组柔性铰链串联的结构可以较好地解决 z 向扭转的问题。

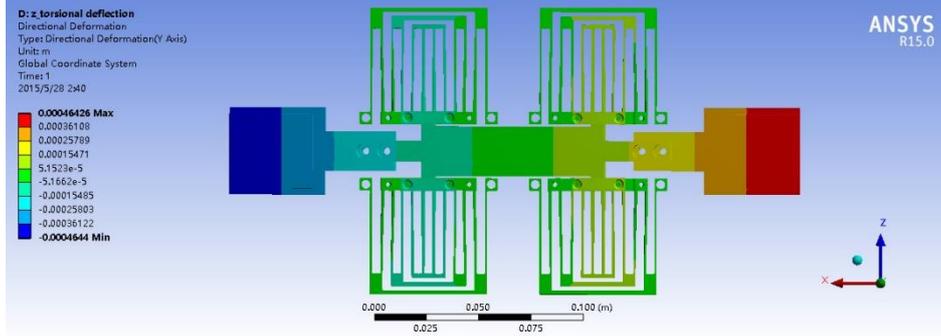


图 30 扭转变形分布

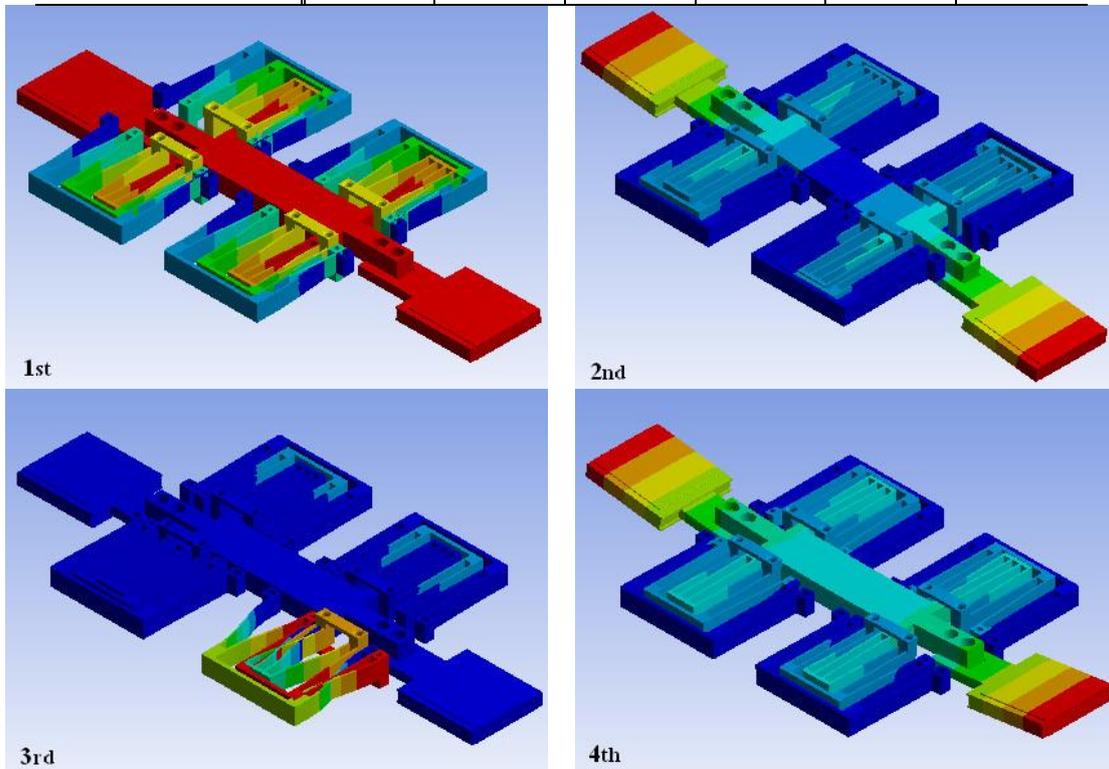
2.2.2.3 柔性铰链动力学分析

在 ANSYS 下对柔性铰链进行动力学有限元分析，仿真结果 1 到 6 阶的固有频率见

表 1, 对应的振动模态如图 31 所示, 其中 1 阶振型沿功能方向, 固有频率为 35.391Hz, 与理论计算值偏差为 1.44%, 验证了理论估计等效质量、等效刚度以及固有频率的计算方法较为可靠。

表 4 1到6阶固有频率

模态阶数	1	2	3	4	5	6
频率仿真值 (Hz)	35.391	90.601	157.81	163.73	169.21	169.68
频率理论值 (Hz)	34.89	-	-	-	-	-



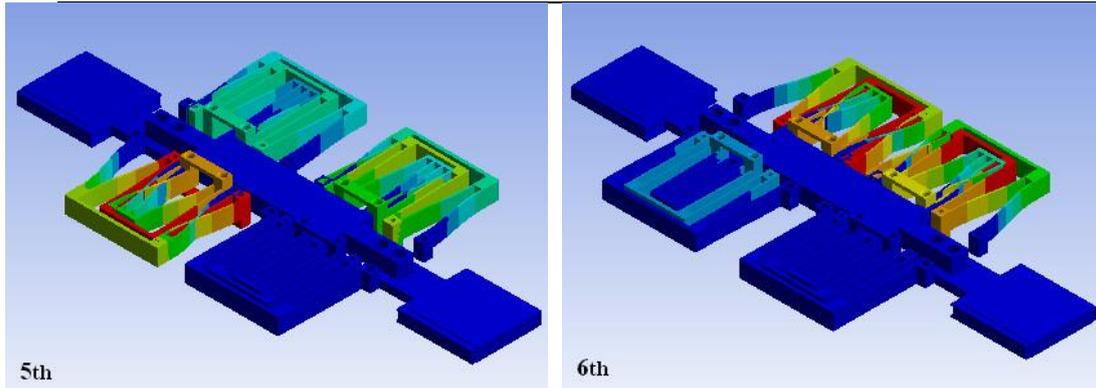


图 31 1 到 6 阶振动模态仿真结果

2.3 定位平台的三维建模

除了音圈电机和柔性铰链外，定位平台设计还包括底座设计、传感器基座设计以及平台设计，设计过程中需要充分考虑各部分间的安装配合、加工可行性和装配难易度。在 Solidworks 中建立定位平台模型如图 32 所示。

底座的设计主要考虑了音圈电机、柔性铰链以及传感器的固定问题。由于音圈电机定子永磁体直接通过连接件连接于柔性铰链，因此两者的空间相对位置存在一定的要求；光栅系统对光栅尺与读数头的相对位置要求较高，在底座设计中需要对两者的位置设定进行考虑。另外考虑系统整体的外观，对柔性铰链机构进行了封装，设计了平台。

定位系统选用高精度直线光栅尺作为位置传感器，光栅尺精度高、灵敏度高，为了满足在光栅尺和读数头的安装要求，设计了高度可调节的读数头基座。设计时已经考虑了光栅尺和读数头在 y 方向上的配合要求，但根据实际需要，可以通过弹簧垫片实现读数头在 y 方向上的微调。读数头固定于平台，随平台进行功能方向上的同步运动，完成位移的检测；而光栅尺则以粘贴方式安装于基座，通过基座固定于底座上。

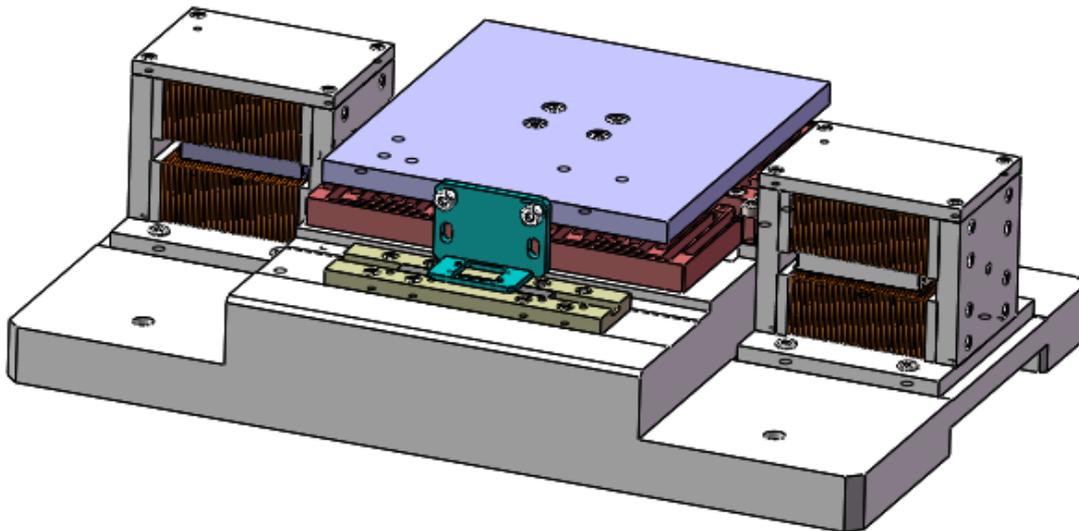


图 32 定位平台模型图

2.4 本章小结

本章对定位平台的设计、仿真及测试结果进行了介绍。在了解音圈电机基本原理和设计原则的条件下，设计了一种结构新颖的动磁式音圈电机，利用 ANSYS Maxwell 电磁场有限元分析软件对所设计的音圈电机进行了有限元仿真。在仿真结果证明该设计具有可行性的情

况下，制作了音圈电机样机，并进行了样机的推力测试。测试结果表明，电机实测推力与仿真结果基本吻合；在行程范围内，电机推力具有较好的均匀性；推力与电流的关系具有较好的线性度。柔性铰链的设计采用了多层复合四边形结构，根据理论公式确定了柔性铰链的尺寸参数，并利用 ANSYS 进行了柔性铰链的有限元静力学和动力学分析，有限元分析结果与理论计算结果吻合度较高，进一步论证了设计的合理性。最后，规划设计了定位平台底座、平台、传感器基座等其他部分，并绘制了各部分的工程图，完成了加工、装配，搭建了定位平台实物。

第三章 定位平台参数辨识及建模

本章通过对柔性铰链-音圈电机系统的实际物理模型进行简化，利用系统的力平衡方程、音圈电机的推力理论计算公式，以及音圈电机的电压平衡方程和电机的反电动势方程建立了系统的数学模型。在确立了系统的数学模型基础上，通过实验的方法进行了系统参数辨识，根据参数辨识的结果，对定位平台的控制器进行了设计，设置合理的控制器参数，在 Simulink 环境下对系统动静特性进行了软件仿真分析。

3.1 定位平台的数学建模

音圈电机的工作原理是通电导线在磁场中受到力的作用，且力的大小与导线中的电流大小成正比，由此可推导音圈电机电磁力计算公式为：

$$F = BLNi \quad (3-1)$$

式中 B ——线圈所在空间的磁感应强度；
 L ——线圈导体每匝在磁场中的平均有效长度；
 N ——线圈匝数；
 i ——线圈导体中的电流。

电机动子运动时，线圈与磁场产生相对运动，此时线圈中产生反电动势，反电动势方程为：

$$E(t) = BLN\dot{\delta} \quad (3-2)$$

如图 33 所示为音圈电机线圈电路模型简图，根据基尔霍夫第二定律 $\sum E = \sum U$ ，音圈电机电枢回路的电压平衡方程为：

$$U(t) = E(t) + Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (3-3)$$

式中 U ——电枢绕组端电压；
 E ——电枢绕组运动时产生的反电动势；
 R ——电枢绕组总电阻；
 L ——电枢绕组总电感；
 i ——电枢绕组中电流。

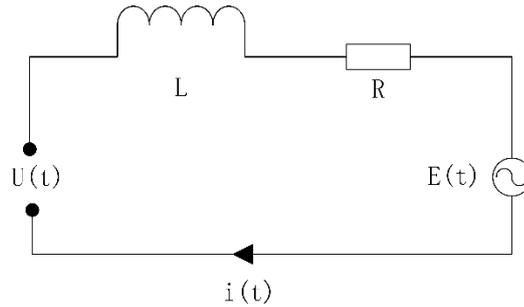


图 33 音圈电机线圈电路模型简图

音圈电机-柔性铰链系统的力学模型如图 34 所示，为了方便分析，将其简化为单自由度系统。柔性铰链可简化为质量-弹簧-阻尼模型，考虑到音圈电机动子的质量，将其视为质量-阻尼单元。根据牛顿第二定律，可得到系统的动力学方程：

$$k_{flexure}x + c_{flexure}\dot{x} + c_{vcm1}\dot{x} + c_{vcm2}\dot{x} = F_{vcm1} + F_{vcm2} \quad (3-4)$$

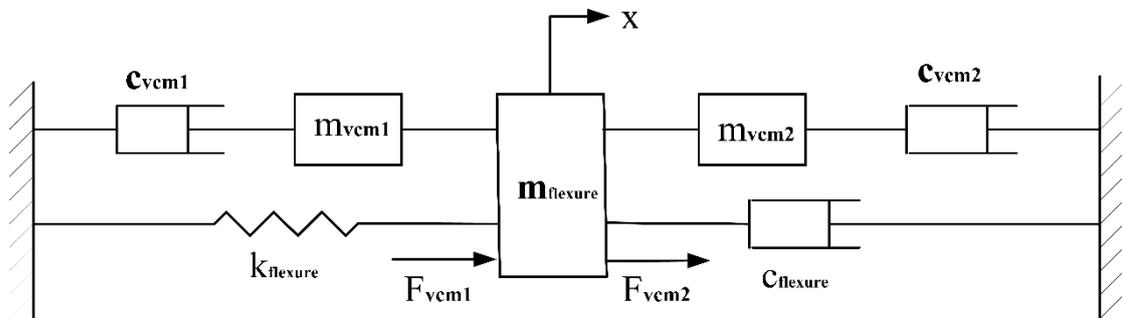


图 34 定位平台力学模型简图

对式(3-4)进行化简，得到系统的力平衡方程：

$$F - kx - c\dot{x} = m\ddot{x} \quad (3-5)$$

- 式中 F —— 音圈电机产生的推力合力；
- k —— 柔性铰链推力方向上的刚度；
- c —— 系统总阻尼系数；
- m —— 系统运动部分等效质量；
- x —— 平台位移。

根据式(3-1)(3-2)(3-3)(3-5)，设计音圈电机-柔性铰链系统数学模型如下图所示：

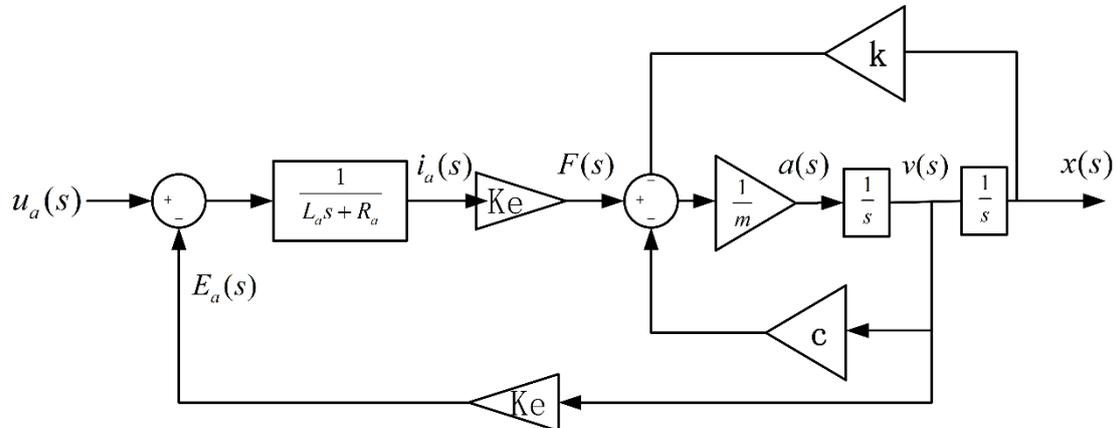


图 35 系统数学模型

3.2 定位平台辨识

双闭环控制系统的设计依赖于实际系统的模型,位置环调节器和电流环调节器的参数与位置环、电流环模型的参数有关,我们采用实验的方法进行系统的参数辨识^[23]。通过 DSP 控制器输出给定电流或位置阶跃信号,检测系统的电流或位置的响应,并通过串口将检测结果发送到上位机 PC 端,由 PC 进行数据的函数拟合,进而求得系统各个参数。

3.2.1 R/L 参数辨识

由 3.1 节内容可知,系统电流环的参数辨识即为对电机电阻、电感值的辨识。如果在电流环参数辨识的过程中永磁体动子由于受到电磁力的作用而产生运动,则电机线圈绕组中产生反电动势,而反电动势的存在会对参数辨识的结果产生影响,因此在辨识的过程中应控制电机动子保持静止,避免反电动势的产生。采用如下方法解决这一问题:两个音圈电机以串联的方式接入电路中,同时控制两个电机的线圈绕组通入电流的方向,使得两电机产生的推力方向相反,这样可以使机械系统在进行电流环参数辨识时保持静止不动,从而有效避免了由于运动而带来的反电动势的影响。

由式(3-3)可知,当认为线圈绕组中反电动势为 0 时,系统电流环可简化为一阶系统,其对阶跃电压信号的响应为:

$$i(t) = \frac{U}{R}(1 - e^{-Rt/L}) \quad (3-6)$$

实验中,由 DSP 控制器输出给定电压,经过 DA 转换后再由功率放大器放大,驱动音圈电机,同时通过电流传感器检测电机中的电流,经 AD 转换后由 DSP 获取音圈电机内的实时电流,并将检测到的电流值通过串口发送给上位机,绘制了电流的响应曲线如图 36 所示。根据式(3-6)对数据进行拟合,可以求得对应的 R 、 L 值, $R = 7.24\Omega$, $L = 39.03mH$, 系统的电气时间常数 $T_a = 5.39ms$, 则系统电流环传递函数为:

$$C(s) = \frac{1}{39.03 \times 10^{-3}s + 7.24} \quad (3-7)$$

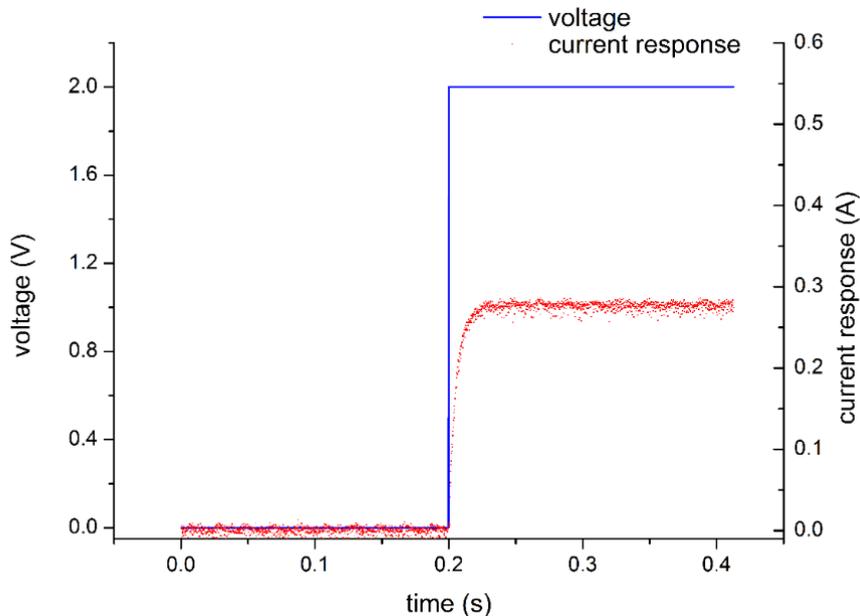


图 36 系统对阶跃电压响应

为了检验辨识结果的准确性，根据辨识结果，在 Simulink 中建立了系统电流环验证模型，在相同的激励下，将辨识模型和实际电机的绕组电流进行对比并求得误差^[24]，其结果如图 37 所示。可以看出，对于相同阶跃电压输入信号，仿真系统与实际系统的响应相差±0.02A，证明辨识结果具有可信度。

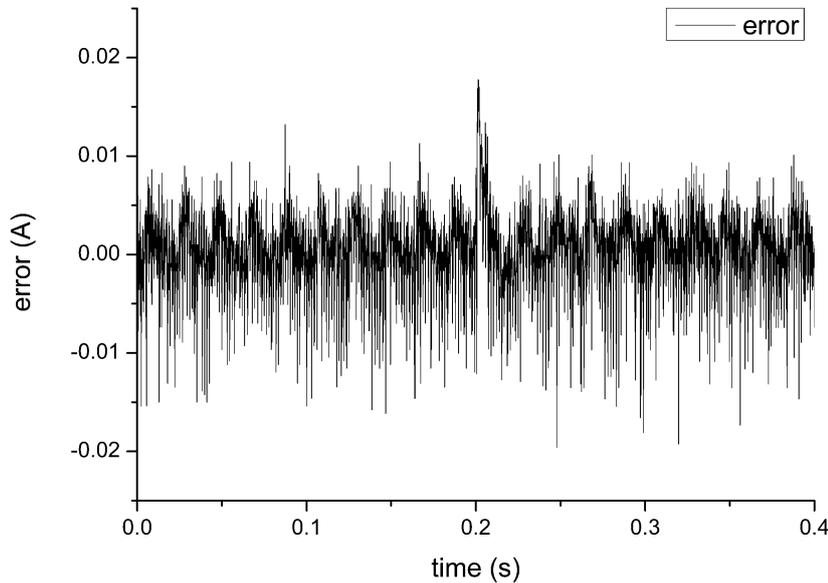


图 37 电流响应实际与仿真误差

3.2.2 惯量及刚度系数辨识

音圈电机的电气时间常数 T_a 远小于系统的机械时间常数 T_m ，也就是说电流的调节过程要比位置环的响应快得多，因此在进行位置环的参数辨识过程中，可以近似地将电流环等效为一个常数增益。由系统的数学模型可知：

$$C(s) = \frac{x(s)}{i_a(s)} = \frac{K_{VCM}}{ms^2 + cs + k} \quad (3-8)$$

实验中，由 DSP 控制器对音圈电机加载电流进行闭环控制，使音圈电机加载一定电流 ($i = 0.2A$)，由光栅尺检测系统位置变化，DSP 检测光栅尺输出的差分信号，计算系统的实际位置，并将位置信息通过串口发送给上位机，系统位置的响应曲线如图 38 所示。系统位置环传递函数形式可由式(3-8)确定，利用 Matlab 提供的 System Identification Toolbox 对此二阶系统的各项参数进行求解，求解结果 $m = 1.47kg$ ， $c = 14.69N \cdot m/s$ ， $k = 2.20 \times 10^4 N/m$ ，则系统位置环传递函数为：

$$C(s) = \frac{11.03}{1.47s^2 + 14.69s + 2.20 \times 10^4} \quad (3-9)$$

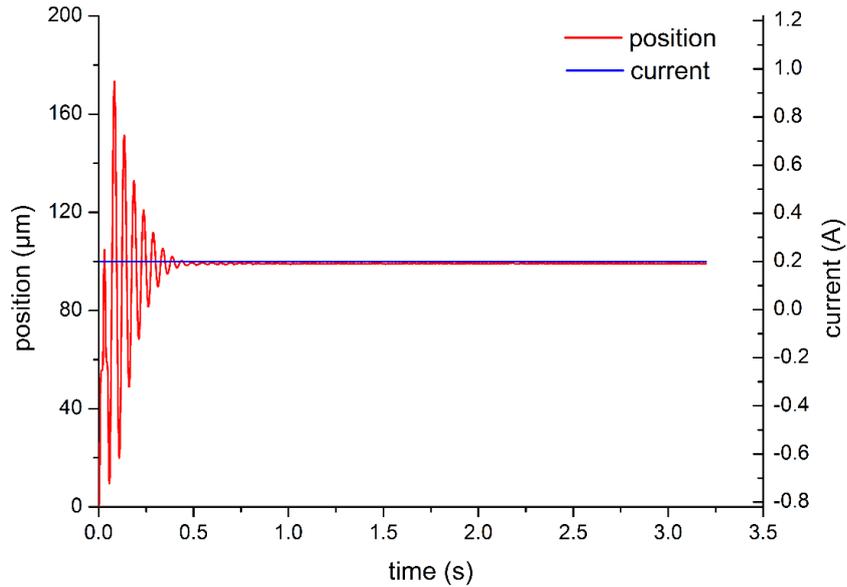


图 38 系统对阶跃电流的响应

为了检验辨识结果的准确性，根据辨识结果，在 Simulink 中建立了系统位置环参数验证模型。在相同的激励下，将辨识模型和实际电机的绕组电流进行对比，其结果如图 39 所示。仿真值与实际值的稳态误差小于 $1.1 \mu\text{m}$ ，证明对系统刚度的辨识结果具有较高的可信度，且系统的阻尼振动周期的仿真值与实际值较为相近，但从图 39 中可以看出两者的动态响应误差相对较大，对系统的等效质量和等效阻尼的辨识结果存在一定偏差。

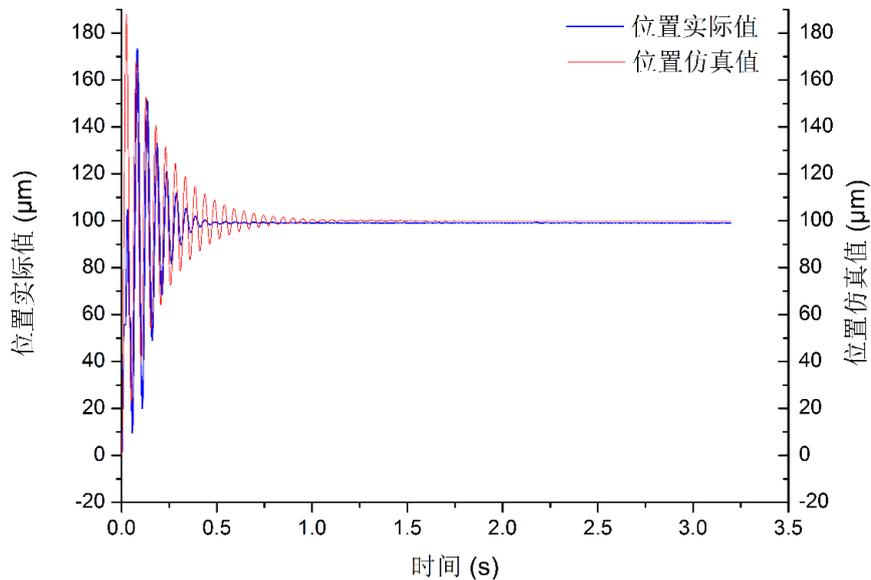


图 39 系统对阶跃电流响应仿真

3.3 控制系统软件仿真

定位平台控制系统的构成如图 40 所示，主要包括音圈电机-柔性铰链系统，DSP 控制器系统、电流传感器系统、功率放大器及光栅尺等。控制系统由位置环、电流环双闭环组成：位置环采用高分辨率光栅尺作为位置信号传感器，DSP 控制器获取光栅尺采集到的位置差分信号，经累加计算得到系统实际位置，并与给定的位置信号进行 PID 调节；控制系统的电流环采用电流传感器作为反馈信号传感器，采集到的电流信号经过 A/D 转换，经 DSP 控制器 PI 调节，输出给定电压信号，经 D/A 变换输入至功率放大器进行放大，驱动音圈电机。

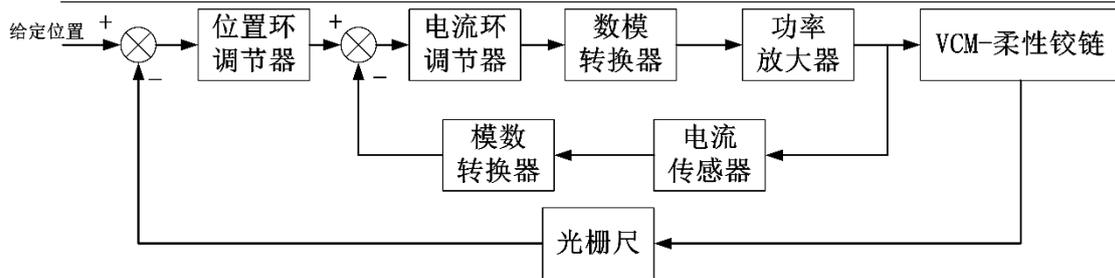


图 40 位置控制系统框图

控制系统的设计原则是：先从内环开始，一环一环逐步向外扩展，即先从内环电流环入手，设计电流控制器，然后把整个电流环看做是位置调节系统中的一个整体环节，设计位置控制器^[25]。

3.3.1 电流环控制系统设计

电流环包括音圈电机系统、DSP 运算模块、D/A 转换模块、功率放大模块以及反馈回路中的电流检测模块和 A/D 转换模块。在 Simulink 环境中整定电流环调节器参数并仿真，调整的目标是使得电流环无稳态误差、无动态超调，并具有良好的跟随性。

电流环中由于反电动势的存在，与速度环交叉。由于一般音圈电机的电气时间常数比系统的机械时间常数要小得多，也就是说电流的调节过程要比速度的调节快得多，因此在电流的调节过程中可以近似的认为速度不变，即反电动势不变。

功率运算放大器模块可以看成是一个滞后环节，其传递函数可以近似为：

$$G_{\text{amplifier}} = \frac{K_{\text{amp}}}{T_{\text{amp}}s + 1} \quad (3-10)$$

式中 K_{amp} ——电压放大倍数 $K_{\text{amp}} = 7.2$ ；

T_{amp} ——放大器延迟时间。

D/A 转换模块可以看成是一个滞后环节，其传递函数可以近似为：

$$G_{\text{DA}} = \frac{1}{T_{\text{DA}}s + 1} \quad (3-11)$$

式中 T_{DA} ——DA 模块延迟时间；

A/D 转换模块可以看成是一个滞后环节，其传递函数可以近似为：

$$G_{\text{AD}} = \frac{1}{T_{\text{AD}}s + 1} \quad (3-12)$$

式中 T_{AD} ——AD 模块延迟时间；

电流传感器模块可以看成是一个滞后环节，其传递函数可以近似为：

$$G_{\text{sensor}} = \frac{K_{\text{sensor}}}{T_{\text{sensor}}s + 1} \quad (3-13)$$

式中 T_{sensor} ——电流传感器时间延迟；

K_{sensor} ——电流传感器增益系数， $K_{\text{sensor}} = 0.4$ 。

根据音圈电机电压平衡方程可得其开环传递函数：

$$G_{VCM} = \frac{1}{Ls + R} = \frac{1/R}{T_a s + 1} \quad (3-14)$$

式中 T_a ——音圈电机电器时间常数。

电流环的结构图如图 41 (a) 所示。反馈信号带来了一定的延迟，为了平衡这一延迟的作用，在给定信号之后加入一个相同时间常数的惯性环节，使给定信号和反馈信号在时间上保持同步，给设计带来方便^[25]。可以对系统进行进一步简化，如图 41 (b) (c) 所示。

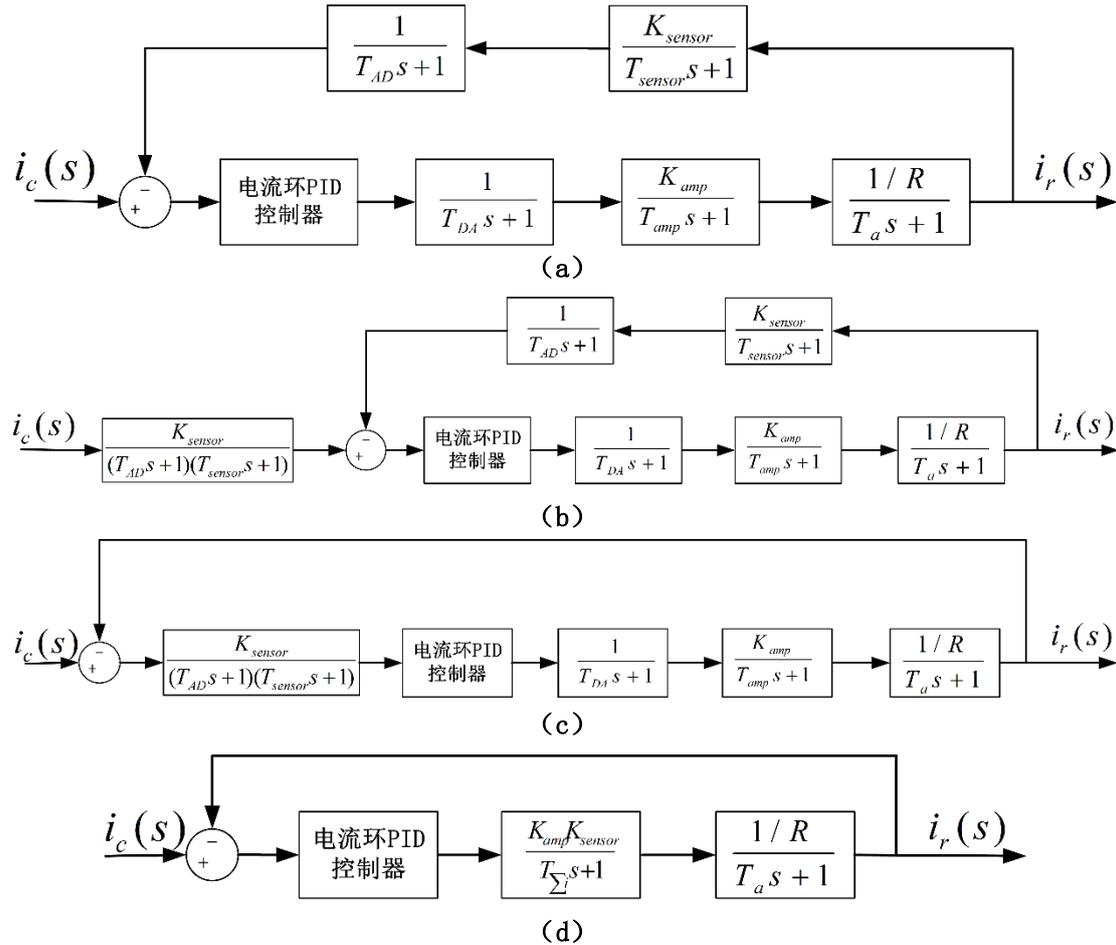


图 41 电流环结构方框图

由于 T_{DA} , T_{AD} , T_{amp} , T_{sensor} 相对于 T_a 非常小，相差 10 倍以上，故而可以当做小惯性环节处理，合并为一个惯性环节，对电流环进行进一步简化，如图 41 (d) 所示。则简化后的电流环无控制器时的开环传递函数为：

$$G_{current} = \frac{K_{sensor} K_{amp} / R}{(T_{\sum i} s + 1)(T_a s + 1)} \quad (3-15)$$

被控对象传递函数开环传递函数为二阶传递函数，采用 PI 控制器将其调整成典型 I 型系统^[26]。PI 控制器的传递函数为：

$$G_{PI} = K_p \frac{T_i s + 1}{T_i s} \quad (3-16)$$

式中 K_p ——比例调节系数；

T_i ——积分时间常数。

设计 PI 控制器应使其零点消除被调节对象的大时间常数极点，故而 $T_i = T_a = 5.39ms$ ，经过 PI 校正成典型 I 后电流环的结构图如图 42 所示，其闭环传递函数为：

$$\frac{I_r(s)}{I_c(s)} = \frac{K_p K_{sensor} K_{amp} / T_a T_{\Sigma i} R}{s^2 + s / T_{\Sigma i} + K_p K_{sensor} K_{amp} / T_a T_{\Sigma i} R} \quad (3-17)$$

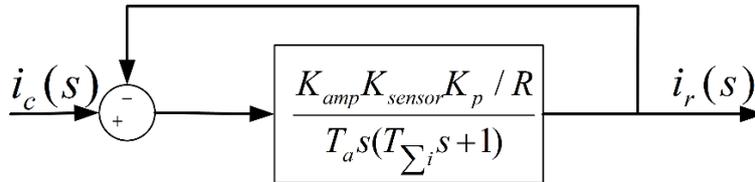


图 42 经 PI 调整后电流环结构图

为了获得满意的二阶系统的瞬态响应特性同时控制系统超调量在合理范围内，阻尼比 ζ 取 0.8，则有：

$$\zeta = \frac{1}{2T_{\Sigma i} \sqrt{\frac{K_p K_{sensor} K_{amp}}{T_a T_{\Sigma i} R}}} \quad (3-18)$$

可求得 $K_p = 88.2$ 。

在 Simulink 环境下建立调整后的电流环仿真模型，按照计算结果设计了 PI 控制器，系统对给定电流阶跃信号的仿真结果如图 43 所示。从仿真结果可以看到，系统对于阶跃信号的响应超调在 5% 以下，调整时间在 1ms 以内，系统响应的超调量较小，稳定性较高，且基本满足电流环对响应速度的要求。

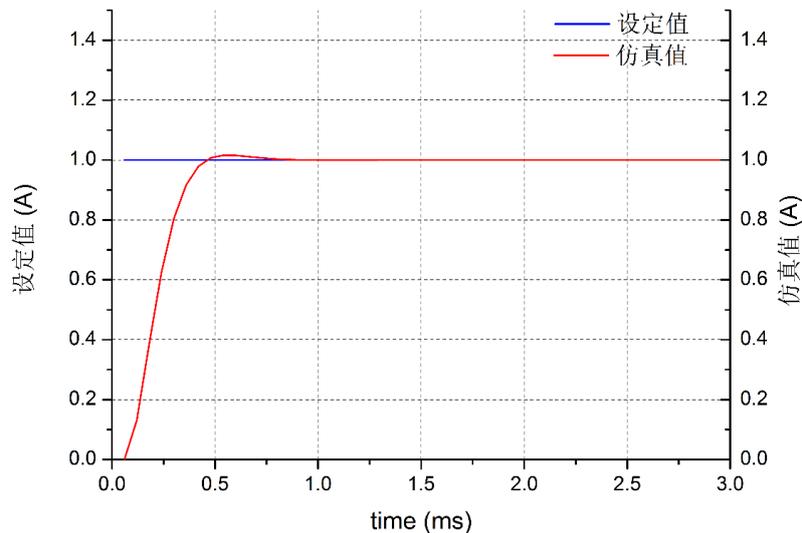


图 43 电流阶跃响应仿真结果

3.3.2 位置环控制系统设计

位置伺服系统一般以位置控制精度和位置响应快速性作为其主要控制目标,位置环的作用是保证定位系统的稳态精度和动态响应性能。位置环采用 PID 控制器,其结构方框图如图 44 所示。

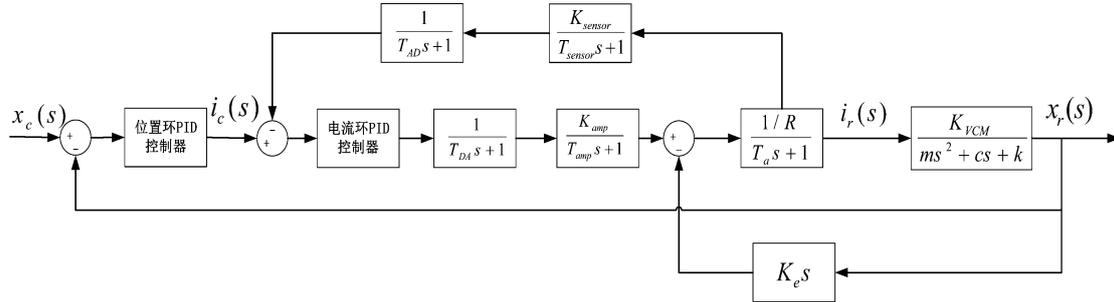


图 44 位置环结构方框图

位置环 PID 控制器的参数调节利用 Simulink PID Controller 提供的 PID Tune 工具,利用该工具可以方便观察不同的 PID 参数条件下系统的响应,更快找到最佳的 PID 参数。对位置环的阶跃响应进行 Simulink 仿真,仿真结果如图 45 所示。系统的位置响应超调量控制在 5% 以内,响应时间约为 80ms,响应速度基本满足系统性能要求。

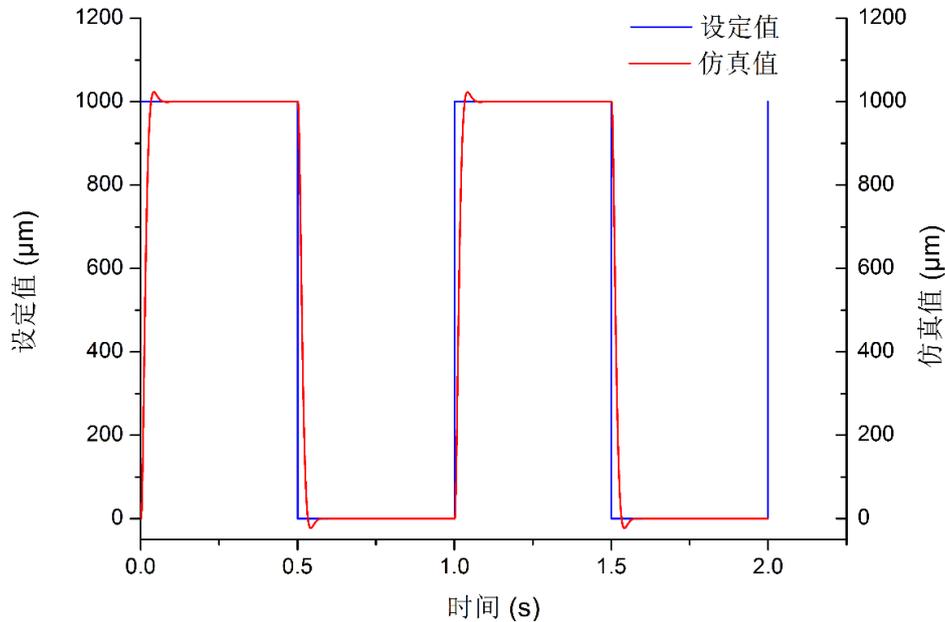


图 45 位置环响应仿真结果

3.4 本章小结

本章首先对实际系统进行了合理的简化,建立了音圈电机-柔性铰链系统的数学模型基础,推导出系统理想的响应函数,并提出了定位平台的控制系统设计方案。控制系统采用电流环、位置环双闭环控制方式,对电流环和位置环控制器进行了设计,并在 Simulink 环境下建立了控制系统模型,并进行了 Simulink 仿真,仿真结果证明所设计的控制器的合理性,为后续实验提供了理论依据。

第四章 定位平台伺服控制系统的设计

本章在前文系统控制策略和软件仿真的基础上,对控制系统的硬件电路和软件程序的实现方法进行了介绍。其中硬件电路包括 DSP 控制器电路、A/D 和 D/A 转换电路、电流检测及功率放大电路以及位置检测回路。软件控制程序的设计包括主程序、初始化程序、中断程

序设计等，程序的编写主要利用 Matlab/Simulink 提供的 RTW 代码自动生成工具，它可以将 Simulink 环境下建立的控制系统模型直接生成对应的 C 代码（或 CCS 工程文件），极大降低了 DSP 编程的工作量，帮助实现 DSP 的快速开发。

4.1 控制系统硬件设计

控制系统的硬件框图如下图所示。控制系统的硬件电路主要包括：DSP 控制器电路、A/D 和 D/A 转换电路、电流检测及功率放大电路以及位置检测回路。

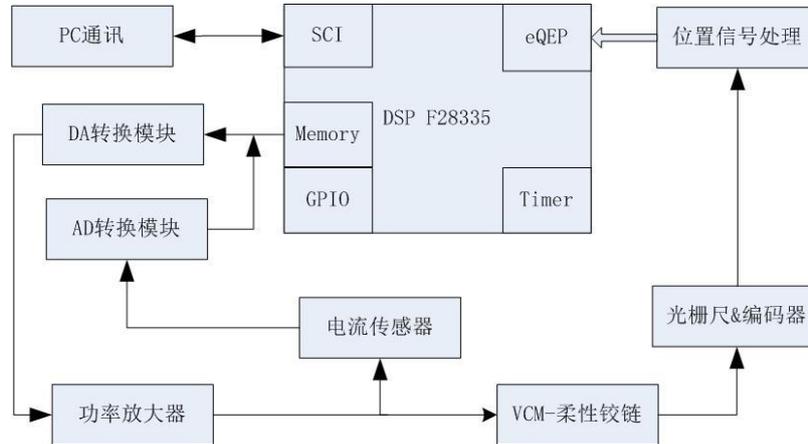


图 46 控制系统硬件电路框图

位置检测回路是位置伺服系统的必然组成部分，定位平台的精度直接受位置检测元件的精度制约。这里我们采用的是 MicroE Systems 公司的直线玻璃光栅尺，其分辨率最高可达 1.2nm。其输出为两路正交编码脉冲信号，且电平 DSP 兼容，无需额外的电平转换电路。

4.1.1 DSP 控制板电路

控制器选用的 TI 公司的 TMSF28335 数字信号控制器，完成定位系统的控制。DSP 作为核心控制元件，具有 150MHz 的高速处理能力，具备 32 位 CPU 和 32 位浮点处理单元，其强大的运算功能可以很容易地实现控制算法。该款 DSP 既具有数字信号处理能力，又具有强大的事件管理能力和嵌入式控制功能，适用于大批量数据处理的测控场合，如工业自动化控制、智能仪器仪表及电机伺服控制系统等。该款 DSP 具有 88 路复用 IO 口，32 位外部接口，256K 片内 flash 存储空间，具备 3 路 SCI 通信接口以及 2 个事件捕捉器，足以满足控制系统的需要。控制板电路包括：DSP 芯片、电源电路、外部存储器扩展电路、通讯接口电路、仿真器 JTAG 接口电路等。

4.1.2 A/D、D/A 转换电路

由 DSP 输出的给定电压信号为数字量，需要进行 D/A 转换成为模拟量才能输出给功率放大电路；另外，电流传感器采集到的电流信号为模拟量，要经过 A/D 转换成为数字量后才能输入到 DSP 控制器。由于 DSP 片载 12 位数模转换器模块不能满足系统的精度要求，故而重新选择了 ADI 公司的 16 位 AD 转换芯片 AD7610，该芯片性能卓越，且具有较强的抗干扰能力，完整转换周期小于 $4\mu\text{s}$ 。AD 转换芯片采用 16 位并行接口模式与 DSP 进行数据交换，由芯片 \overline{CS} 和 \overline{RD} 引脚分别作为片选信号和使能读取数据信号输入引脚，当 \overline{CS} 和 \overline{RD} 引脚均为低电平时，使能接口并行输出总线；AD 转换芯片的 \overline{CNVST} 引脚的下降沿启动转换；AD 转换芯片的 \overline{BUSY} 引脚的下降沿可以作为数据就绪的信号。电路板设计中将这些控制引脚与 DSP 的 IO 相连，由 DSP 的 GPIO 引脚的高低电平变换实现启动转换、检测工作状态、读取转换结果的控制，AD 转换芯片的主要连接电路如图 47 (a) 所示。D/A 转换芯片选用的是 TI 公司 DA7742，该芯片具有 16 位分辨率，建立时间小于 $5\mu\text{s}$ ，采用 16 位并行接口与 DSP 进行数据传输，由芯片 \overline{CS} 和 R/\overline{W} 引脚分别作为片选信号和使能输入数据信号的输入引脚，当 \overline{CS} 和 R/\overline{W} 引脚均为低电平时，使能接口并行输入总线；芯片的 \overline{LDAC} 引脚低电平使能转换。电路板设计中将这些控制引脚与 DSP 的 IO 相连，由 DSP 的

GPIO 引脚控制 DA 转换过程，其电路如图 47 (b) 所示。

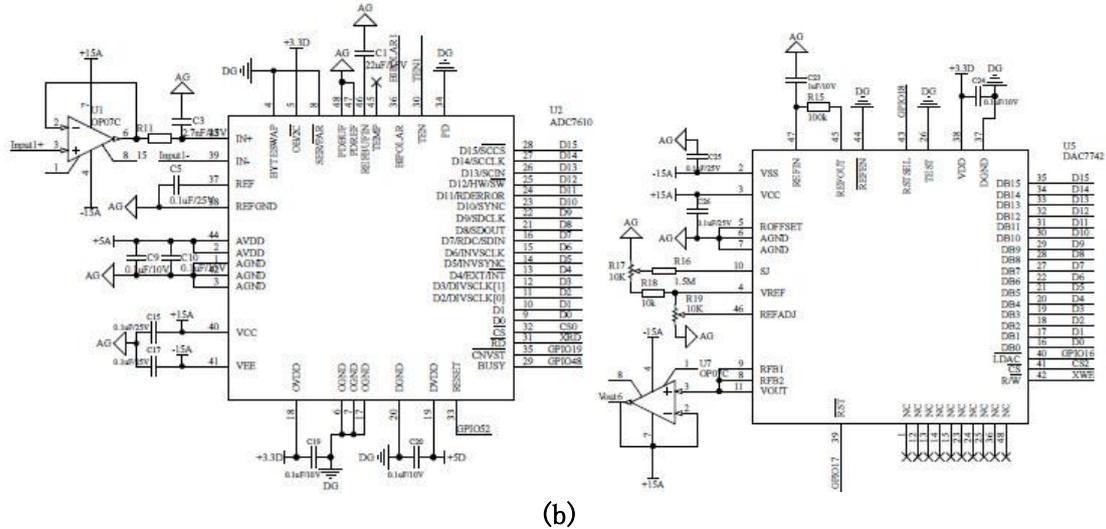


图 47 (a) A/D (b) D/A 转换电路图

4.1.3 功率驱动、电流检测电路

电流传感器采用 Honeywell 公司的 CSNE151-100 型号电流传感器，该电流传感器基于磁补偿原理，具有多量程、小体积、响应快的特点。其外部引脚图如图 48 所示，其中 I_{IN} , I_{OUT} 为所测电流经过引脚，O/P 通过一个输出级电阻将次级线圈电流信号转换成电压信号输出至后级电路；电流传感器量程通过引脚 1-10 的接法配置，这里我们根据需要选用的是 250:1 比例接法；O/P 输出电压不能直接驱动其他电路，因此使用同相放大器电路对上级电路进行隔离，并增强信号驱动能力。

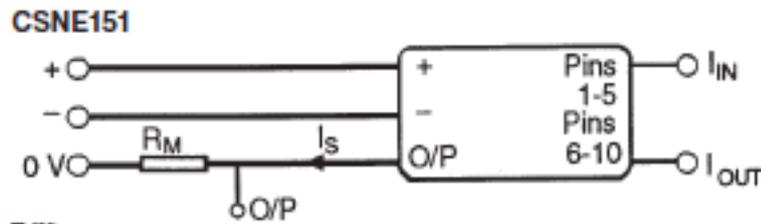
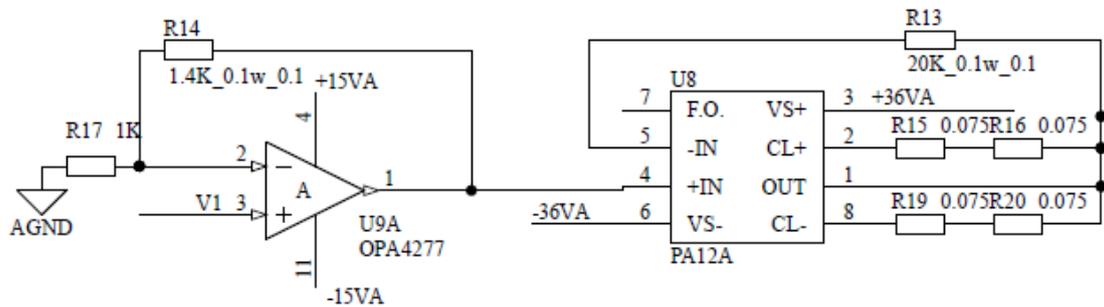


图 48 电流传感器外部引脚图

由 DA 转换芯片输出的电压最大为 5V，需经过运算放大器对信号进行放大，设计了基于运算放大器 OPA4277 的放大电路，放大系数为 2.4。功率放大芯片选用 APEX 公司的 PA12A，设计放大系数为 3。片具有所需外围电路少、性能稳定、调整简单、体积小等优点。其中为了保证功率放大器在工作过程中不致烧毁，选择了合适的限流电阻，限定了最大输出电流，并采用独立的散热片来加快散热。功率驱动、电流检测电路如图 49 所示。



(a)

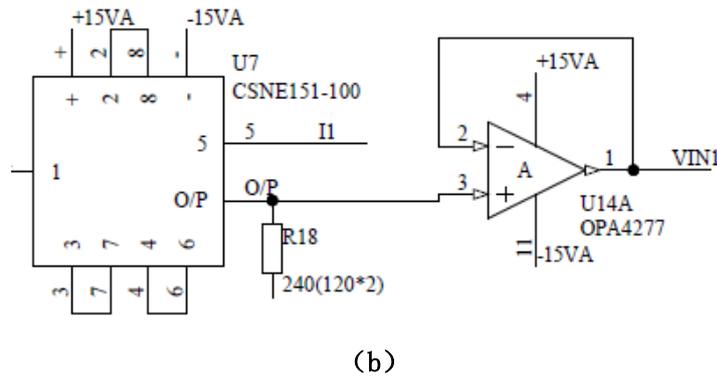


图 49 (a) 功率驱动电路 (b) 电流检测电路

4.2 控制系统软件设计

在本节中，利用 Simulink 提供的 DSP 模块库建立控制算法模型，并采用 Simulink 自动代码生成工具将 Simulink 模型直接生成 CCS 工程，编译生成 DSP 可执行文件。

控制算法的主要工作为：对平台的位置信号进行检测，与给定位置信号进行比较，根据位置误差进行位置环 PID 调节，输出给定电流信号；检测电机电流信号，根据与位置环输出的电流信号的误差进行电流环调节，最终输出电压信号，并实时检测系统的运行状况，通过串口反馈到 PC 上位机。

4.2.1 Simulink 代码生成工具

Real-Time Workshop 是 MathWorks 公司提供的代码自动生成工具，可以将 Simulink 图形模型自动生成面向不同目标的代码。自动代码生成功能实现了从系统设计到实现的过渡，大大减轻了代码编写工作量，缩短开发周期。近年来 TI 公司和 Mathworks 公司联合推出的开发了 Embedded Target for TI's C2000/C5000/C6000 DSP Platform 和接口工具 Matlab Link for CCS Development Tool（以下简称为 CCSLink），使 Matlab 平台下 DSP 编程代码的自动生成成为可能，实现了从 Simulink 模型到 CCS 工程的无缝转换，降低了编写 DSP 代码的难度和工作量。DSP Embedded Target TI C2000 开发环境可以使用 RTW 代码生成工具从 Simulink 模型生成标准的 ANSI C 程序代码，然后通过 CCSLink 接口工具调用 CCS 开发环境编译链接这些 C 代码，生成指定目标板的可执行代码^[27]。

DSP 自动代码生成过程如图 50 所示。在 Simulink 环境下建立 DSP 控制模型，并对模型进行配置，选择目标语言编译器为 idelink_ert.tlc；由目标语言编译器生成模型的工程文件、源文件、库文件和命令文件等；经过 CCS Link 链接、编译生成 DSP 可执行文件，最终下载到目标 DSP 上运行，完成 DSP 系统的程序开发。

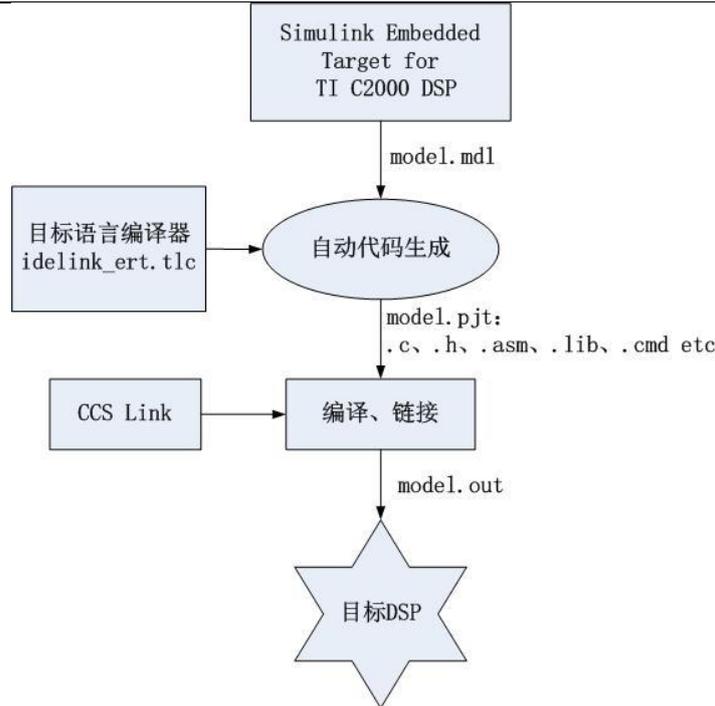


图 50 DSP 代码自动生成流程

4.2.2 Simulink 控制算法模型

Simulink 中已经集成了 TI 公司 C2000 系列 DSP 的开发工具箱，提供了丰富的 DSP 模块，包括 AD 转换模块、PWM 模块、GPIO 模块、eQEP 模块等，用户可以在 Simulink 环境下方便地调用这些模块构建控制模型。DSP28x3x 模块库如图 51 所示。根据 DSP 要实现的功能，需要用到的模块有：Digital Input、Digital Output 模块控制 DSP 通用 IO 的输入和高电平输出，主要完成 A/D、D/A 转换的控制；SCI Receiver、SCI Transmit 模块实现 DSP 与 PC 上位机的串口通信；eQEP 模块用以实现光栅尺差分信号的采集，获取系统的位置信号；Memory Operation 模块实现内存某一地址的读取和写入，用以完成 A/D 转换后信号的采集和向 D/A 芯片输入待转换值^[28]。

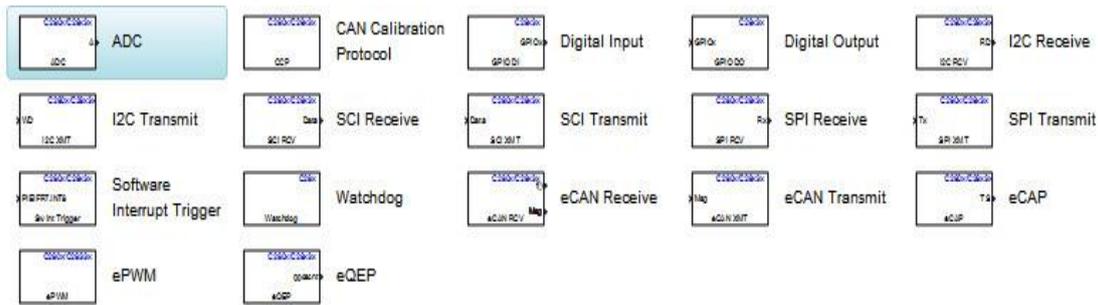


图 51 DSP28x3x 模块库

控制系统程序主要由主程序、初始化子程序、定时中断服务子程序组成。主程序主要完成初始化子程序的调用，实现系统的初始化、各变量的定义和赋值，其流程图如图 53 (a) 所示。在实际的 Simulink 控制算法模型中，这部分功能由对 Target Preference 模块的设置完成的。如图 52 所示为 Target Preference 模块的设置界面，在 Peripheral 设置面板中可以对 DSP 的外设进行设置。根据这些设置，代码生成工具将会自动生成各模块的初始化子程序，并在主程序中逐个调用，进行系统的初始化。

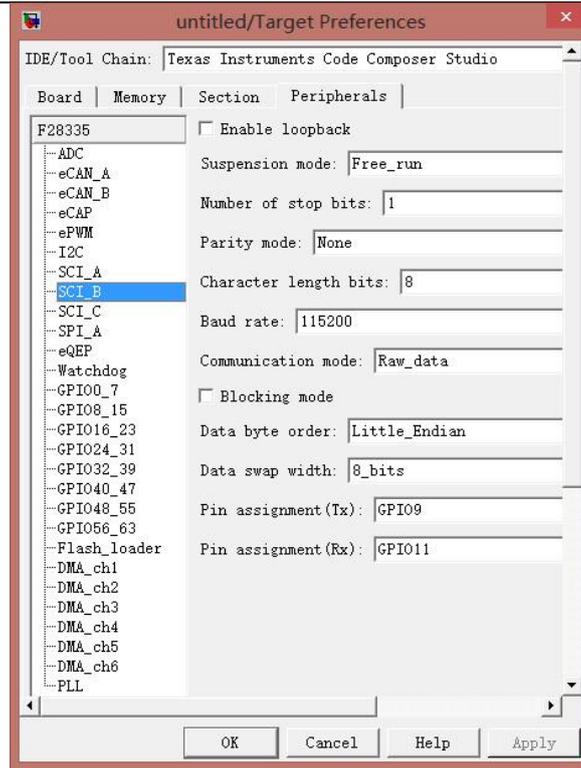


图 52 Target Preference 设置界面

控制算法是通过定时器 T0 的周期中断来实现的，在中断程序中主要完成：对平台的位置信号进行检测，与给定位置信号进行比较，根据位置误差进行位置环 PID 调节，输出给定电流信号；检测电机电流信号，根据与位置环输出的电流信号的误差进行电流环调节，最终输出电压信号。中断服务子程序流程图如图 53 (b) 所示。在 Simulink 模型中，定时器 T0 中断周期是通过设置 Solver 的类型为离散型、固定步长，此时设置的步长即为 DSP 的中断周期。搭建的 Simulink 控制算法模型将被代码生成工具生成为中断服务子程序，即每次进入中断程序，控制算法模型将被执行一次。

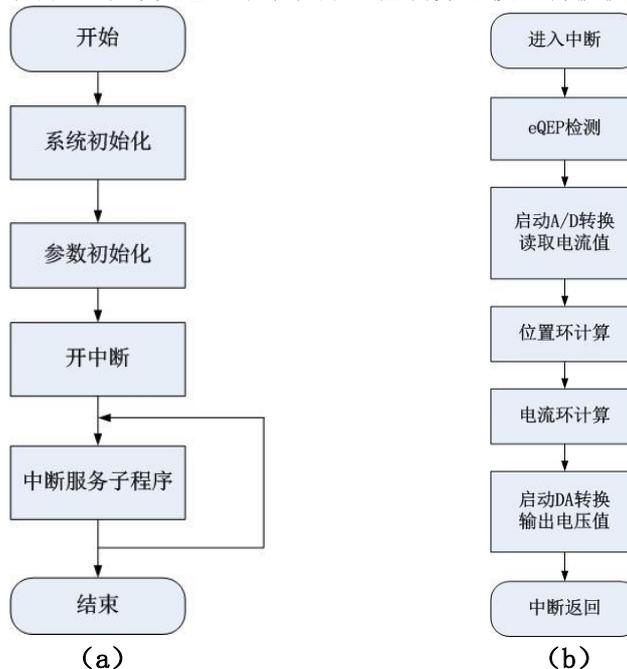


图 53 (a) 主程序流程图 (b) 中断服务子程序流程图

根据控制算法的基本思路在 Simulink 环境下建立具有位置、电流双闭环的位置控制模

型如图 54 所示。控制系统的 Simulink 模型即为中断服务程序，主要由位置检测模块、位置环 PID 控制器模块、A/D 转换模块、电流环 PI 控制器模块、D/A 转换模块以及与上位机通讯模块组成。

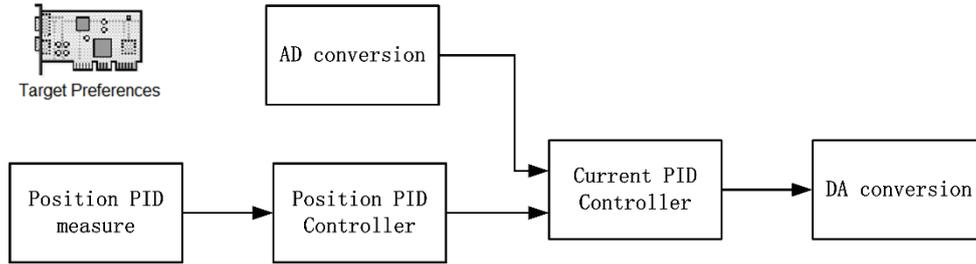


图 54 控制系统 Simulink 模型

位置检测模块主要应用了 DSP 的 eQEP 模块对光栅尺输出的差分信号进行检测，对 eQEP 模块进行配置，将其设置为差分计数模式以接收光栅尺输出的差分信号。将 eQEP 计数寄存器的数据通过串口发送到上位机，同时根据光栅尺的分辨率（1.2nm）进行计算，得到系统实际的位置信息，以备下一步位置环 PID 控制的需要。位置检测模块搭建如图 55 所示。

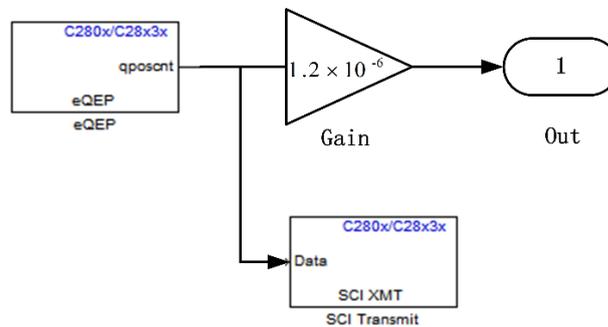


图 55 位置检测模块 Simulink 模型

A/D 转换模块通过对 A/D 转换芯片的控制完成对电流反馈信号的采集，通过对 A/D 转换芯片相关引脚高低电平的控制，实现启动转换、转换完成检测、并行接口读入数据等一系列动作，完成对电流反馈信号的读取。而在电路板的设计中，这些引脚与 DSP 的部分 IO 口直接相连，因此可通过对 DSP 的 IO 电平的控制操作实现此功能。将 A/D 转换芯片看做外部扩展内存，可使用 Memory Operation 模块对其对应的内存地址进行读取操作。同时将该读取到的数据进行计算处理，得到实际的电流值。A/D 转换模块搭建如图 56 (a) 所示。

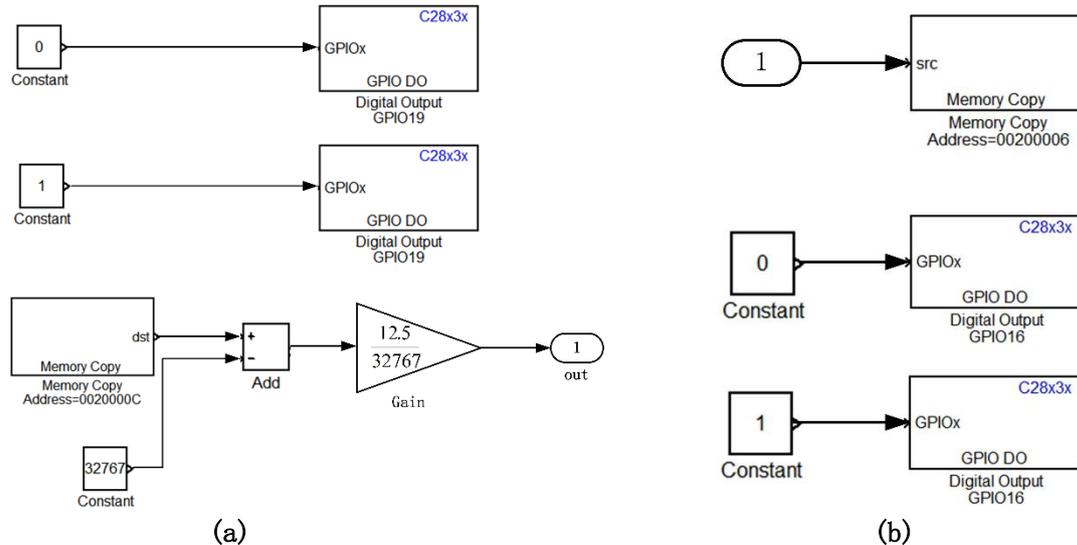


图 56 (a)A/D (b)D/A 转换模块 Simulink 模型

D/A 转换模块通过对 D/A 转换芯片的控制完成对控制电压信号由数字量到模拟量的转

换。通过对 D/A 转换芯片相关引脚高低电平的控制，实现数据载入、启动转换等一系列动作，最终完成电压信号的输出。在电路板的设计中，这些引脚与 DSP 的部分 IO 口直接相连，因此可通过对 DSP 的 IO 电平的控制操作实现此功能。将 D/A 转换芯片看做外部扩展内存，可使用 Memory Operation 模块对其对应的内存地址进行写入操作。D/A 转换模块搭建如图 56 (b) 所示。

4.3 本章小结

本章对定位平台伺服控制系统的硬件电路和软件程序进行了介绍。硬件电路包括 DSP 电路，A/D、D/A 电路和功率驱动、电流检测电路，对硬件电路的设计进行了介绍，选择了合适的元器件，并进行了 PCB 的设计和制作。软件程序方面，利用 Simulink 提供的 DSP 模块库及其他相关模块，建立了位置、电流双闭环控制系统的 Simulink 模型，并利用 Simulink 代码自动生成工具，成功生成了 CCS 工程文件，经编译、链接生成了可执行文件下载到 DSP 控制器中运行。经过初步调试，软硬件符合系统要求。

第五章 系统实验验证

5.1 实验平台

如图 57 所示为位置伺服系统实验平台实物图。为了验证所设计定位系统的基本功能，进行了相关的电流、位置闭环实验研究。

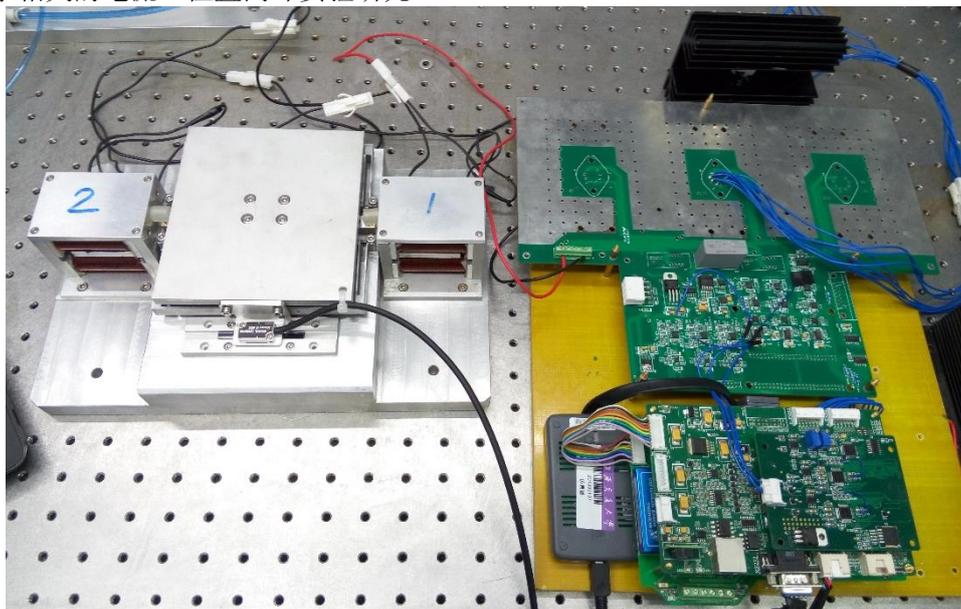


图 57 实验平台实物图

5.2 实验及数据分析

5.2.1 电流环实验

电流环实验采用 PI 控制器实现闭环控制，由 DSP 控制 A/D 转换芯片启动转换并通过并行接口读取电流值，将设定的电流信号与检测的实际电流信号进行比较，通过 PI 控制器调节算法，计算输出电压信号，通过并行接口输出到 D/A 转换芯片，由 DSP 控制 D/A 芯片启动转换，并输出电压信号至功率放大电路，由功率放大器输出的电压信号直接驱动音圈电机。电流环闭环控制实验中，设定的电流信号为阶跃信号，DSP 将实际检测到的电流通过从串口发回至上位机 PC 端，设定电流信号和实际测得电流信号的波形如图 58 所示。由输出电

流信号可知，电流环对阶跃信号的响应存在较小的超调，超调量约为 1.5%，响应时间大约为 3.4ms。

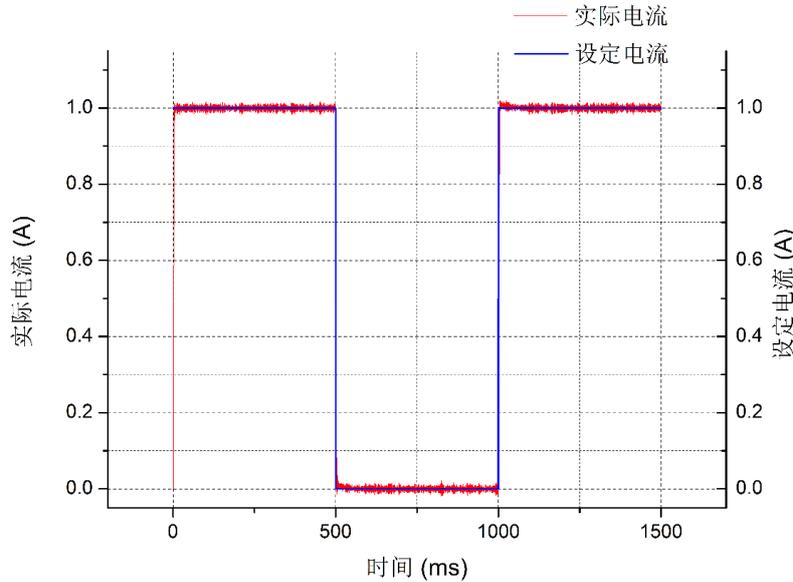


图 58 电流环阶跃响应波形图

5.2.2 位置环实验

定位系统位置伺服控制闭环实验，要求系统的位置响应控制在较小超调，且具有较快的响应速度。根据这些性能要求，对系统位置环控制器进行适当的调整，得到参数最佳时的位置响应信号。给定位置指令为步进值为 $\pm 200\text{nm}$ 的阶跃信号，所得的位置响应信号波形如图 59 所示。系统位置响应的稳态误差为 127nm （峰峰值）/ 31nm （均方根值）。

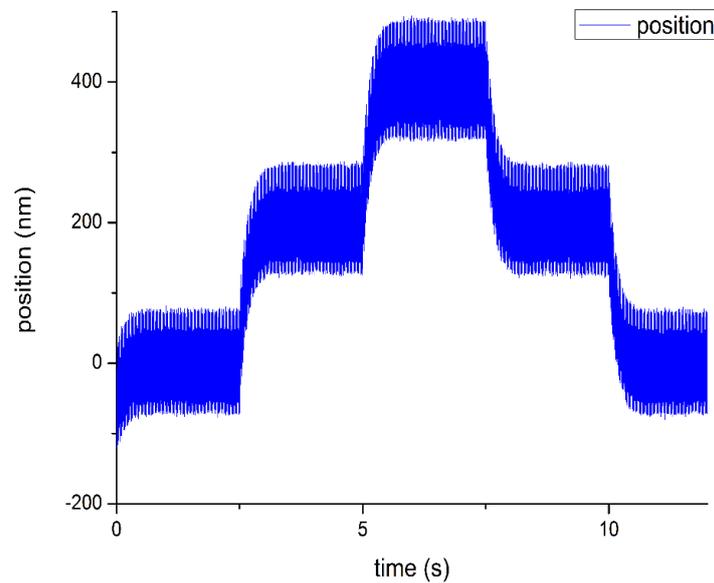


图 59 位置闭环实验结果

为分析误差原因，对以上实验结果的误差信号进行了 FFT 频谱分析，结果如图 60 所示。误差信号在 50Hz，100Hz 和 150Hz 附近出现了明显的振幅尖峰，系统受到工频噪声信号的干扰较大。除空间辐射外，电路中所使用的电源也引入了一定的工频电压信号。系统中使用了两个电源分别对 DSP 电路板和功率驱动电路板进行供电，使用示波器对电源输出的电压信号进行检测，信号中含有幅值约为 5mV 的 50Hz 交流成分。虽然相对较小，但会经过功率驱动板的放大进入定位系统，这时对系统产生的精度影响也被相应的放大，成为定位误差来源的一部分。

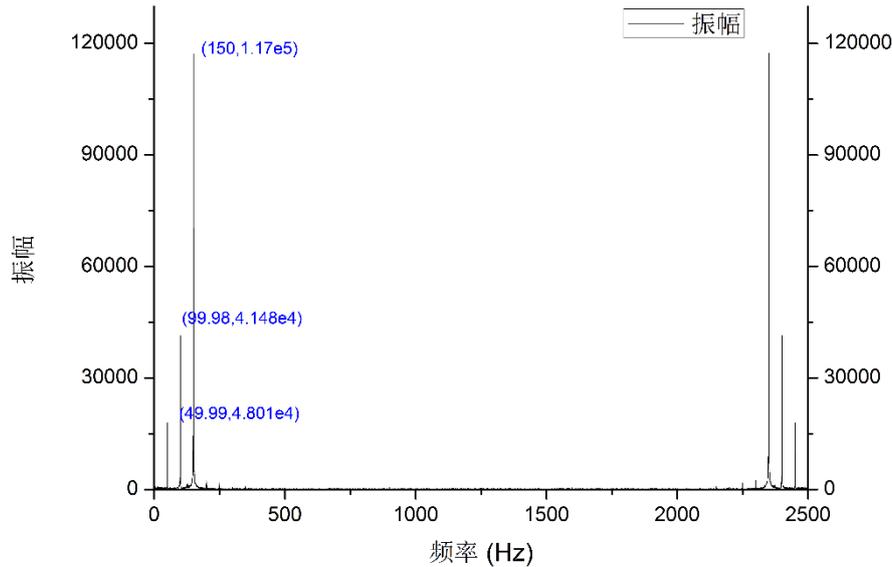


图 60 FFT 频谱分析

5.3 本章小结

本章对音圈电机-柔性铰链定位系统的实验平台的搭建进行了介绍。进行了电流环闭环阶跃响应实验，系统电流环采用 PI 控制器，对控制器的参数进行了适当的调节，实验表明系统电流环具有较快的响应能力，且响应无超调。位置闭环实验以 200nm 为步进值，系统位置响应的稳态误差为 127nm（峰峰值）/31nm(均方根值)。实验结果表明系统具有较高的精度，初步验证了所设计的定位控制系统的可行性。

第六章 结论

针对传统压电陶瓷驱动的定位系统存在的行程小的问题，本文提出了以音圈电机驱动柔性铰链的方式以实现大行程、高精度定位，主要工作及结论如下：

(1) 设计了新型动磁式结构音圈电机，并进行了有限元仿真和实验测试：音圈电机两个方向推力常数分别为 5.45N/A 和 5.58N/A，可输出最大推力大于 20N，在行程范围内推力的变化不超过其平均值的 $\pm 5\%$ 。柔性铰链的设计采用了多层四边形结构，以满足大行程的需要。采用有限元方法进行了静、动力学分析，40N 推力作用下最大变形为 2.68mm，刚度为 $1.49 \times 10^4 \text{N/m}$ ，系统一阶固有频率为 35Hz。

(2) 设计了控制系统硬件电路，包括 DSP 控制器电路，数模、模数转换电路以及功率驱动，电流检测电路。控制系统软件设计则采用 Simulink 代码自动生成工具，将控制系统的 Simulink 模型直接生成模块化的 C 语言文件，经编译可下载至 DSP 执行。

(3) 对定位系统实物平台进行了电流环、位置环参数辨识。系统的电气时间常数为 5.39ms，等效刚度为 $2.20 \times 10^4 \text{N/m}$ ，等效质量为 1.47kg。建立了音圈电机-柔性铰链系统的数学模型，制定了 PID 控制策略，系统对于阶跃电流信号的响应超调在 5% 以下，调整时间在 1ms 以内；系统的位置响应时间约为 80ms，响应超调量控制在 5% 以内。

(4) 进行了系统的电流闭环和位置闭环实验：系统对阶跃电流信号的响应时间约为 3.4ms，超调量约为 1.5%；对于步进值为 $\pm 200 \text{nm}$ 的给定位信号，系统位置响应的稳态误差为 127nm（峰峰值）/31nm(均方根值)，误差来源主要 50Hz 的纹波影响。

参考文献

- [1] 李鸣鸣. 大行程纳米定位系统若干关键技术研究[D]. 上海大学, 2007.
- [2] Dong W, Tang J, Eldeeb Y. Design of a linear-motion dual-stage actuation system for precision control[J]. *Smart Materials and Structures*. 2009, 18: 95035.
- [3] Hiemstra D B, Parmar G, Awtar S. Performance Tradeoffs Posed by Moving Magnet Actuators in Flexure-Based Nanopositioning[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*. 2014, 19(1): 201-212.
- [4] Xu Q. Design and Development of a Compact Flexure-Based Precision Positioning System With Centimeter Range[Z]. 2014: 61, 893-903.
- [5] Kim Y, Kim Y, Sohn B, et al. Voice coil motor nano stage with an eddy current damper[Z]. *IEEE*, 2008:1714-1717.
- [6] 王立松, 苏宝库, 董申, 等. 大行程高精度两级定位工作台的控制方法研究[J]. *机械设计与制造*. 2001(04): 71-72.
- [7] 谢传铨. 分步重复投影光刻机精密快速定位工件台研究[J]. *光电工程*. 1996(04): 66-73.
- [8] 王波, 董申, 赵万生. 利用滚珠丝杠的微动特性实现纳米级定位[J]. *航空精密制造技术*. 1998(06): 9-11.
- [9] 唐学军. 音圈电机驱动的高带宽纳米级物镜定位系统[D]. 哈尔滨工业大学, 2013.
- [10] 张武军. 基于音圈电机驱动的快速定位系统设计及关键技术研究[D]. 国防科学技术大学, 2006.
- [11] Hu Y, Finlay J C, Zhu T C. The design of a robotic multichannel platform for photodynamic therapy[J]. *Proc SPIE Int Soc Opt Eng*. 2009, 7380: 738049.
- [12] 李科. 面向LED固晶机摆臂系统的音圈电机设计[J]. 哈尔滨工业大学, 2012.
- [13] 罗维. 二自由度柔性铰链连杆机构的设计方法与综合特性研究[D]. 中北大学, 2012.
- [14] Paros J. M W L. How to Design Flexure Hinges[J]. *Machine design*. 1965, 27(1965,37): 151-157.
- [15] Lobontiu N, Paine J S N, Garcia E, et al. Design of symmetric conic-section flexure hinges based on closed-form compliance equations[J]. *Mechanism and Machine Theory*. 2002, 37(5): 477-498.
- [16] Yong Y K, Lu T. Kinetostatic modeling of 3-RRR compliant micro-motion stages with flexure hinges[J]. *Mechanism and Machine Theory*. 2009, 44(6): 1156-1175.
- [17] The modeling of cross-axis flexural pivots[J].
- [18] 王纪武, 陈恳, 李嘉, 等. 典型柔性铰链精度性能的研究[J]. *清华大学学报(自然科学版)*. 2001(11): 49-52.
- [19] 赵宏哲, 毕树生, 于靖军. 三角形柔性铰链的建模与分析[J]. *机械工程学报*. 2009(08): 1-5.
- [20] 李世峻. 柔性铰链静动力学、疲劳寿命及可靠性分析研究[D]. 西安电子科技大学, 2006.
- [21] Xu Q. Design, testing and precision control of a novel long-stroke flexure micropositioning system[J]. *Mechanism and Machine Theory*. 2013, 70: 209-224.
- [22] Xu Q. Design and Development of a Compact Flexure-Based Precision Positioning System With Centimeter Range[Z]. 2014: 61, 893-903.
- [23] 王大戆, 郭宏. 采用DSP和FPGA直驱阀用音圈电机驱动控制系统[J]. *电机与控制学报*. 2011(04): 7-12.
- [24] 王建锋, 张天宏. 基于Matlab/xPC的直流电机参数辨识及双闭环控制研究[J]. *测控技术*.

2011(12): 32-36.

[25] 刘丽丽. 音圈电机位置伺服控制系统的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2010.

[26] Ogata K. Modern Control Engineering[M]. 第五版 ed. 北京: 电子工业出版社, 2011.

[27] 王巧明, 李中健, 姜达郁. Matlab平台DSP自动代码生成技术研究[J]. 现代电子技术. 2012(14): 11-13.

[28] 周宇博, 刘杰. 基于模型的设计DSP篇[M]. 2011年8月第1版第1次. 北京: 国防工业出版社, 2011.

谢辞

本次毕业设计历时三个多月，这段时间里我学到了很多宝贵的东西，不仅仅是知识上的增长，还有对待学习，对待生活的态度。这里，首先要感谢的是我的导师张波老师。我是在张老师课上认识张老师的，在课上我深深感受到张老师对待学生的责任感，认真严谨的教学风格，对学生提出的每一个问题，张老师都会认真对待，并力求从根本上解决。在毕业设计过程中，张老师时时关心我的进展情况，对我已完成的工作进行检查，并对存在的问题及时给出修改意见，使我的工作能够更加顺利有序地进行，少走了很多弯路；遇到的很多问题，张老师都抽出时间来，亲自帮助我共同解决。在此过程中，我深深感受到张老师对待科研工作严谨踏实、认真钻研的态度，这种风格和态度也时时教育着我。在这里，我对张老师表示衷心的感谢。

其次要感谢这段时间里和我朝夕相伴、共同奋战的同志们，包括马乐通学长、李睿明同学和王也敬同学。仍记得茶余饭后的闲聊，解决问题时的集思广益，遇到困难时的相互帮助，取得进展时的共同分享，这些都是我四年的大学生活中最值得回忆的宝贵经历，以后我们可能会在世界不同的地方求学、生活、工作，但我相信这份难忘的经历将永驻我的心中。

最后要感谢我的父母，感谢你们一直以来的支持和陪伴，感谢你们陪我一路走来。在此再次感谢所有帮助过我的人，谢谢你们！

MODELING AND CONTROL OF NANO-POSITIONING STAGE BASED ON FLEXURE HINGE AND VOICE COIL MOTOR

With the progress of techniques in fields of semiconductor manufacturing, ultra-precision machining and biomedical engineering, higher requirements of positioning range and accuracy are raised by the related equipments for the positioning system. Nowadays, more and more researches concentrate on nanopositioning with long stroke. Given their high resolution, powerful output force, operating bandwidth and lack of friction and backlash, piezoelectric ceramic actuators are usually applied in most existing ultra-precision positioning stage. The primary limitation of piezoelectric ceramic actuators is their inherently small stroke, they can only travel in up to several hundred micrometers' range. Typically piezoelectric ceramic actuator delivers a stroke up to 0.1% of its own length, which makes it difficult to realize a translation in millimeters. Recognizing the limitations of piezoelectric actuators, a direct-drive, linear voice coil actuator has been designed and investigated for large-range nanopositioning. Compared with piezoelectric ceramic actuator, VCA is capable to deliver a much larger level stroke. This thesis presents the design and development of a novel flexure-based nanopositioning stage driven by voice coil motor with millimeters' range.

VCA and flexure hinge are the most significant parts of the positioning system. Voice coil actuator is a special kind of DC actuator, which works basing on the Lorentz force principle. The VCA can obtain a relatively high precision and rapid response with a simpler structure, smaller space. Moving-coil configuration is commonly employed in VCAs. This structure can easily achieve a higher output force because the application of a larger static magnet. But meanwhile, moving-coil VCA suffers from the limitation of the current and the disturbance of the moving wires. To overcome heat dissipation from the coil connected to the motion stage and the disturbance due to the moving coil wires, the voice coil actuator is employed in the moving-magnet configuration. This configuration eliminates disturbance from moving wires and improves thermal dissipation. Moving-magnet voice coil motor with novel structure is come up with, which can significantly lower the moving mass since the relatively heavy iron core remains static. There are several conflicting requirements placed in the VCA parameter specifications—output force capability, force uniformity, moving mass, heat generation and overall size limitation of VCA. Such tradeoffs in parameter design is carefully balanced by conducting FEA analysis using ANSYS Maxwell. Several parameters which have significant influence on the performance of VCA, such as the thickness of the magnet, coil, iron core and the size of the gap, are made into different combinations. By comparing the FEA analysis results of each combination and considering about the feasibility of manufacturing at the same time, a set of optimal VCA parameter is selected. VCA prototypes are manufactured based on the designed parameters and tested to verify the performances in terms of the output force and force uniformity

and linearity about the loading current in the overall stroke. The force constant is obtained by linear fitting of the scatters in force-current diagram. Based on the results of experiments, the VCA prototypes achieve quite good linearity about the loading current and uniformity in the overall moving range, even though there are still differences between the test results and the FEA results, which may be brought in because of the manufacturing error. For flexure hinge design, a novel Multi-compound parallelogram flexure (MCPF) mechanism is adopted to achieve larger deflection. Based on the theories in mechanics of materials, the theoretical stiffness, theoretical maximum deflection and the natural frequency of the flexure hinge can be derived. We employ a mirror symmetric configuration of flexure hinge to eliminate the torsion of the axis. To overcome the problem of bending deformations in off-plane direction, two MCPFs are used in series to increase the torsional stiffness of the stage. Meanwhile, several connecting rods are added to the flexure hinge system to reduce the deflection in the non-functional directions. Structural parameters are carefully designed based on theoretical calculating methods, to guarantee the range and stiffness requirements of the system. Parametric design is verified by conducting finite-element analysis in ANSYS, including the motion range, stress distribution, and the deflection in off-plane direction when driven by VCAs. The result of statics and dynamics analysis from FEA are compared with those of traditional theoretical analyses, and these two methods are proved to achieve a high degree of agreement, which verifies the feasibility to design a MCPF mechanism by using the theoretical analysis method. The moving magnet of VCA is fixed to the flexure hinge through the output shaft. This configuration can lead to a frictionless motion and reduce the problem of nonlinearity due to friction force. But the unbalanced separation between the moving magnet and the static iron core introduces the risk of assembly error in the direction perpendicular to the motion axis. This problem can be mitigated by increasing the torsional stiffness of the flexure hinge as mentioned previously. Other parts of the positioning system, such as the base, platform, seats for linear glass scale and connecting pieces. These parts are carefully designed considering the requirements of assembly between these parts.

Control system design is divided into two parts: hardware design and software design. For hardware design part, DSP circuit, A/D&D/A converting circuit and linear driver circuit are separately designed and fabricated. DSP F28335 from Texas Instruments is selected to achieve the close-loop positioning control. VCAs are driven by linear power amplifier due to its wide bandwidth and better linearity. A/D converter circuit, D/A converter circuit and linear driver circuit are carefully designed to meet the accuracy requirement of VCM-flexure hinge positioning system. The strategy of the control system working as following: DSP will acquire and accumulate the differential signal from the linear glass scale with eQEP module, and calculate the actual position of the system based on the resolution of the scale. The actual position will be compared with the given position and the error will be calculated by PID controller in DSP. The controller will output a given current value. The actual loading current in VCA will be acquired by current sensor and converted into digital signal by AD converter. DSP will compare the actual current with the given current, and the error will be viewed as the input signal of the current PI controller. After the calculation, DSP output the given voltage value. This digital signal will be translated into analog signal by DA converter. The VCAs is driven by the amplified voltage from the linear amplifier. For software design part, i.e. DSP programming, here we use the code-generation tool provided by Simulink Real-time Workshop to generate software program automatically, which can significantly simplifies the software programming work. Simulink also provides an abundant

block library for F283x3 series of DSP specifically, which contains various blocks corresponding to DSP peripherals modules, including ePWM modules, eQEP modules, SCI modules, GPIO etc. We can use these blocks and also some other blocks provided by Simulink to build up a control algorithm Simulink model. And then we use the code generation tool to directly convert this Simulink model into a CCS project file containing a series of source files and other relative files. The output file is executable on DSP after compiling.

Nanopositioning system prototype is manufactured and built up with unknown system electrical and mechanical parameters. Electrical parameters including the resistance and inductance of the VCAs. The VCAs are driven by a given voltage and the current response is measured simultaneously. We can calculate the unknown parameters according to the step response of the first-order system. Mechanical parameters of the system, such as the equivalent mass, damping coefficient and stiffness of the prototype system are identified successively identified. We measure the input current signal and the output position signal and the unknown parameters can be easily calculated by using System Identification Toolbox provided by Matlab. System mathematical model is established and applied in the Simulink modeling of the positioning control system. According to the mathematical model, we formulate the control strategy. System PID controller is carefully designed to get the optimal control parameters and simulated in Simulink to verify the PID controller performance.

To verify the performance of the nanopositioning system prototype, current control and positioning close-loop experiments are conducted on the VCM-flexure positioning system. By using a proper current PI controller, we can realize a fast-response and no-overshoot current close-loop control. The nanopositioning system is tested for point-to-point positioning performance with step commands of $\pm 200\text{nm}$. In this test, a steady-state error of 127nm (peak-to-peak) or 31nm (RMS) is achieved, thus confirming the desired nanometric motion quality.

Overall, this thesis achieved substantive results and basically completes the intended target.